

کنترل مستقیم توان یکسوساز AFE بر پایه شار مجازی و محدودسازی نوسان‌های توان در شرایط عدم تعادل شبکه

محمدحسین سعیدی^۱، دانشجوی کارشناسی ارشد؛ محمد مهرگان‌فر^۲، دانشجوی کارشناسی ارشد؛ سید علیرضا داوری^۳، استادیار

۱- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه تربیت دبیر شهید رجایی - تهران - ایران - mh.saeedinia@srttu.edu

۲- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه تربیت دبیر شهید رجایی - تهران - ایران - m.mehreganfar@srttu.edu

۳- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه تربیت دبیر شهید رجایی - تهران - ایران - davari@sru.ac.ir

چکیده: روش کنترل مستقیم توان با استفاده از کنترل پیش‌بین مدل‌منا (MPDPC)، یکی از موثرترین روش‌ها در میان روش‌های متفاوت کنترل یکسوسازهای AFE می‌باشد. این روش بهترین حالت کلیدزنی را بر اساس محاسبات ساده‌ای از رفتار مبدل، با در نظر گرفتن تمامی حالات کلیدزنی ممکن انتخاب می‌کند. در شرایط تعادل شبکه، روش MPDPC کارایی مناسبی را همراه با جریان ورودی سینوسی و ضریب توان واحد ارائه می‌دهد. در شرایط عدم تعادل و هارمونیک شبکه، جریان ورودی یکسوسازی که توسط روش MPDPC کنترل می‌شود، دارای هارمونیک خواهد بود. در این شرایط، دستیابی به جریان ورودی مطلوب و ضریب توان واحد امری دشوار می‌باشد. در این مقاله یک روش جدید که ترکیبی از شار مجازی و MPDPC به همراه محدودسازی نوسان توان اکتیو و راکتیو می‌باشد ارائه شده است. این روش برای محدودسازی نوسان توان اکتیو و راکتیو از یک راه‌کار جدید بر پایه شار مجازی استفاده می‌کند. به‌علاوه یک روش جدید برای پیش‌بینی جریان بر پایه شار مجازی نیز در این مقاله ارائه شده است. روش پیشنهادی از مزایای روش کنترلی شار مجازی و روش کنترلی MPDPC به‌طور هم‌زمان بهره‌مند می‌باشد. از مزایای این روش می‌توان به کنترل یکسوساز AFE با جریان‌های ورودی سه‌فاز سینوسی، عملکرد در ضریب توان واحد، پایداری در درصدهای بالای عدم تعادل و هارمونیک شبکه و محاسبات ساده در شرایط عدم تعادل و هارمونیک شبکه اشاره کرد. برخلاف روش‌های رایج، این روش نیازی به جداسازی مؤلفه‌های مثبت و منفی که دارای محاسبات بسیار دشوار است، ندارد. نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی به‌منظور اثبات کارایی روش پیشنهادی، ارائه شده‌اند.

واژه‌های کلیدی: کنترل پیش‌بین، عدم تعادل، یکسوساز AFE سه‌فاز.

AFE Rectifier Control Based on Virtual Flux Direct Power Control and Power Ripple Elimination Under Unbalanced Network Condition

M. H. Saeedinia¹, MSc; M. Mehreganfar², MSc; S. A. Davari³, Assistant professor

1- Faculty of Electrical Engineering, Shahid Rajaee Teacher Training University, Tehran, Iran, Email: mh.saeedinia@srttu.edu

2- Faculty of Electrical Engineering, Shahid Rajaee Teacher Training University, Tehran, Iran, Email: m.mehreganfar@srttu.edu

3- Faculty of Electrical Engineering, Shahid Rajaee Teacher Training University, Tehran, Iran, Email: davari@srttu.edu

Abstract: Among different active front end (AFE) rectifier control methods, model predictive direct power control (MPDPC) is one of the appropriate and effective one. This method chooses best switching state based on simple calculation of converter behavior due to consideration of all possible switching states. MPDPC present good performance in balanced network condition and can control AFE rectifier with sinusoidal input currents and unity power factor.

However, in the network unbalanced condition, the MPDPC shows harmonics and disturbance in the current waveform. It's almost impossible to achieve unity power factor and sinusoidal input current waveform of AFE rectifier in the unbalanced and harmonized supply condition. A new method which is the combination of the virtual flux and MPDPC with active power ripple elimination is proposed in this paper. This method uses new approach to eliminate the active power pulsation based on calculated virtual flux. Furthermore, a new current prediction method based on the virtual flux technique is proposed. This method has the advantages of VF and MPDPC techniques at the same time. Control of AFE rectifier with sinusoidal input currents, unity power factor, high robustness in high percentage of unbalance, simple calculation under unbalanced and harmonized condition of the network are some advantages of the proposed method. Unlike the conventional methods, there is no need for the positive and negative sequences extraction which is a complex calculation. Simulation and experimental results are presented to confirm the effectiveness of the proposed method.

Keywords: Predictive control, Unbalanced condition, Three phase AFE rectifier.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۶/۰۹/۲۷

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۶/۱۲/۲۳

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۷/۰۴/۱۵

نام نویسنده مسئول: سید علیرضا داوری.

آدرس نویسنده مسئول: ایران- تهران-لويزان-خیابان شعبانلو- دانشگاه تربیت دبیر شهید رجایی- دانشکده مهندسی برق.

۱- مقدمه

با توجه به مزایای گسترده یکسوسازهای AFE^۱، امروزه در تحقیقات علمی توجه ویژه‌ای به آن‌ها می‌شود. این مزایا شامل مواردی همچون جریان‌های ورودی سه‌فاز سینوسی، قابلیت بازتولید توان، ولتاژ DC قابل تنظیم، عملکرد در ضریب توان واحد و غیره می‌باشند. از کاربردهای این یکسوساز می‌توان به استفاده در درایوهای کنترل سرعت، تولید انرژی‌های تجدیدپذیر و غیره اشاره کرد.

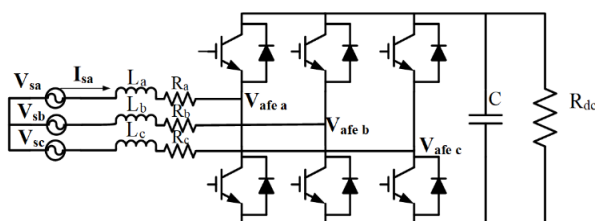
روش‌های اصلی کنترل این یکسوسازها را می‌توان به سه گروه اصلی برپایه ولتاژ، بر پایه شار مجازی^۲ (VF) و روش‌های کنترل پیش‌بین تقسیم‌بندی کرد. کنترل برداری ولتاژ^۳ (VOC) و کنترل مستقیم توان^۴ (DPC) دو شاخه از روش‌های کنترل بر پایه ولتاژ می‌باشند که در کنترل یکسوسازهای AFE کاربرد زیادی دارند. استفاده از VOC نیاز به اطلاع دقیق از پارامترهای سیستم دارد. برخلاف VOC، روش DPC نیازی به حلقه کنترل جریان ندارد و بهترین حالت کلیدزنی برای کنترل مستقیم توان‌های اکتیو و راکتیو بر اساس جدول از پیش تعیین‌شده DPC انجام می‌شود. علاوه بر موارد اشاره‌شده، روش DPC از مزایایی همچون دقت بالا، دینامیک خوب و سادگی در عملکرد برخوردار است. از معایب این روش می‌توان به اغتشاش‌های زیاد توان اشاره کرد. این روش درواقع دوگان کنترل مستقیم گشتاور در ماشین‌های الکتریکی می‌باشد که در [۱] از این روش برای کنترل مستقیم گشتاور یک ماشین القایی شش‌فاز نامتقارن با ارائه یک جدول پیشنهادی استفاده شده است. استفاده از ماشین شش‌فاز به جای ماشین سه‌فاز سبب دستیابی به ریل کمتری در گشتاور می‌شود [۱]. همچنین از روش DPC می‌توان برای کنترل مستقیم توان سیستم‌های دیگری نظیر نیروگاه‌های بادی مجهز به DFIG استفاده کرد [۲]. در [۲] استراتژی کنترل مستقیم توان، یک روش کنترلی مد لغزشی غیرخطی را برای محاسبه مستقیم ولتاژ کنترلی موردنیاز روتور جهت از بین بردن خطاهای لحظه‌ای توان‌های اکتیو و راکتیو به کار می‌گیرد که این امر موجب حذف حلقه کنترل جریان و تسهیل طراحی و عملکرد گذرای سیستم می‌گردد. به منظور غلبه بر معایب روش DPC، از روش کنترل پیش‌بین بجای جدول از پیش تعیین‌شده DPC استفاده می‌شود. روش‌های کنترل پیش‌بین نظیر کنترل پیش‌بین مدل‌مبنا^۵ (MPC) و کنترل پیش‌بین مرده‌نوش (Deadbeat) در سال‌های اخیر به صورت گسترده‌ای مورد استفاده قرار گرفته‌اند. استفاده از روش‌های کنترل پیش‌بین مزایای زیادی را از جمله سادگی و سرعت در محاسبات و اجرا دارا می‌باشد [۳]. روش کنترل پیش‌بین مدل‌مبنا مجموعه محدود^۶ (FCS-MPC) زیرمجموعه‌ای از روش کنترل پیش‌بین مدل‌مبنا می‌باشد که بر پایه در نظر گرفتن تمام حالت‌های کلیدزنی ممکن مبدل‌های الکترونیک قدرت و انتخاب حالت کلیدزنی بر اساس تابع هزینه مناسب عملکرد دارد.

تعداد حسگرهای موردنیاز یکی از اشکال‌ها در روش‌های بر پایه ولتاژ است. تعداد حسگرهای ولتاژ خط در روش‌های بر پایه شار مجازی کاهش

می‌یابند. روش‌های دیگری هم نظیر روش ارائه‌شده در [۴] برای کنترل بدون حسگر یکسوسازهای AFE نیز مورد استفاده قرار می‌گیرند. با ترکیب روش شار مجازی و روش‌های بر پایه ولتاژ می‌توان DPC می‌توان به مزایای نظیر فرکانس پایین تر نمونه‌برداری در مقایسه با روش‌های بر پایه ولتاژ [۵] و محدودسازی هارمونیک‌های ولتاژ خط با توجه به خواص ذاتی شار مجازی دست یافت [۶].

در شرایط عدم تعادل شبکه که ممکن است به دلیل عدم تعادل امپدانس‌های شبکه، افت ولتاژ و غیره اتفاق افتد، عملکرد روش‌های کنترلی بسیار مهم می‌باشد. روش‌های کنترلی یکسوساز AFE که برای کنترل یکسوساز در شرایط متعادل شبکه طراحی شده‌اند، در شرایط عدم تعادل شبکه ناکارآمد می‌باشند. در شرایط عدم تعادل و هارمونیک شبکه دست‌یابی به مزایای ذاتی یکسوساز AFE نظیر جریان‌های ورودی سه‌فاز سینوسی غیرممکن می‌شود. در چنین شرایطی یکسوساز رفتارهایی غیرطبیعی نظیر هارمونیک زوج در جریان‌های سه‌فاز ورودی و ولتاژ خروجی DC از خود بروز می‌دهد، که می‌تواند اثرات مخربی بر روی کیفیت توان و کنترل پایدار یکسوساز AFE داشته باشد.

تاکنون روش‌های گوناگونی به منظور دستیابی به کارایی مناسب یکسوساز AFE در شرایط عدم تعادل شبکه، ارائه شده‌اند. در [۷] سه الگوریتم جبران‌کننده بر پایه استخراج مؤلفه‌های مثبت و منفی ارائه شده‌اند؛ جداسازی مؤلفه‌های مثبت و منفی در روش اشاره‌شده دارای محاسبات بسیار پیچیده‌ای می‌باشد. استفاده از جریان به عنوان متغیر اصلی کنترل در [۸] ارائه شده است. روش پیشنهادی در [۸] بر پایه بهینه‌سازی کنترل‌کننده برای کمینه کردن مؤلفه منفی جریان می‌باشد؛ از معایب این روش می‌توان به محاسبات سنگین، تنظیمات کنترل‌کننده‌های تناسبی-انتگرال‌گیر چندگانه، جداسازی مؤلفه‌ها و پیاده‌سازی دشوار در شبیه‌سازی و عمل اشاره کرد. در [۹] روشی بر پایه کنترل پیش‌بین مدل مبنای جریان ارائه شده است که هدف آن محدودسازی مؤلفه‌های اغتشاش در جریان شبکه می‌باشد. در این روش نیز جداسازی مؤلفه‌های توالی موردنیاز است.



شکل ۱: مدل یکسوساز AFE

در این مقاله روشی به منظور کنترل یکسوساز AFE در شرایط عدم تعادل و هارمونیک شبکه ارائه شده است. این روش برای کنترل مستقیم توان از کنترل مستقیم توان بر پایه شار مجازی و کنترل پیش‌بین بهره‌مند می‌باشد. یک مدل پیش‌بین به منظور کاهش نوسان توان‌های اکتیو و راکتیو و دستیابی به جریان سینوسی سه‌فاز ورودی استفاده شده است. جزء کاهنده نوسان توان که بر پایه شار مجازی محاسبه می

با توجه به مدل مداری یکسوساز AFE، مدل ریاضی این مبدل برپایه شار مجازی عبارت است از [۱۰]:

$$\vec{v}_{s\alpha\beta} = L_s \frac{d\vec{i}_{s\alpha\beta}}{dt} + \frac{d}{dt} \vec{\psi}_{afe\alpha\beta} \quad (5)$$

که در آن $\vec{i}_{s\alpha\beta} = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T$ نشان‌دهنده بردار جریان خط و $\vec{\psi}_{afe\alpha\beta} = [\psi_{afe\alpha} \ \psi_{afe\beta}]^T$ نشان‌دهنده بردار شار مجازی یکسوساز در قاب ساکن می‌باشند. همچنین L_s نشان‌دهنده اندوکتانس خط است.

براساس تئوری توان لحظه‌ای و یافته‌های ارائه‌شده در [۱۰]، توان‌های اکتیو و راکتیو بر پایه شار مجازی و در مختصات ساکن به صورت رابطه‌های (۶) و (۷) حاصل می‌شوند.

$$P = \omega(\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (6)$$

$$Q = \omega(\psi_{s\alpha} i_{s\alpha} + \psi_{s\beta} i_{s\beta}) \quad (7)$$

در رابطه‌های (۶) و (۷) جملات دارای مشتق، با فرض وجود تعادل در شبکه حذف شده‌اند. در روابط بالا ω فرکانس زاویه‌ای سیستم می‌باشد.

۲-۳- روش پیشنهادی کنترل مستقیم توان بر پایه شار مجازی

پیش‌بینی رفتار مبدل بر پایه شار مجازی هدف اصلی این بخش می‌باشد. استفاده از شار مجازی در مدل پیش‌بینی‌شده مزایایی نظیر فیلتر کردن ذاتی هارمونیک‌های خط و قابلیت اطمینان بالا در کاربردهای بدون سنسور دارد. به علاوه استفاده از شار مجازی بار اضافی چندانی را به محاسبات اضافه نمی‌کند و در مجموع استفاده از آن سودمند می‌باشد. با جایگزین کردن بردار شار مجازی بجای بردار ولتاژ سمت شبکه در مختصات ساکن، مدل ریاضی بر پایه شار مجازی یکسوساز که در (۵) نشان داده شده است به صورت نشان داده شده در معادله (۸) بازنویسی می‌گردد.

$$R_s \vec{i}_{s\alpha\beta} + L_s \frac{d\vec{i}_{s\alpha\beta}}{dt} = \frac{d\vec{\psi}_{s\alpha\beta}}{dt} - \vec{v}_{afe\alpha\beta} \quad (8)$$

معادله (۸) دارای جمله حاوی مشتق شار مجازی می‌باشد که می‌تواند سبب پیچیدگی محاسبات گردد. به منظور حذف عبارت حاوی مشتق از معادله، می‌توان در شرایط تعادل ولتاژ شبکه، عبارت‌های معادل نشان داده شده در (۹) و (۱۰) را در نظر گرفت [۱۱].

$$\frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} = -\omega\psi_{s\beta} \quad , \quad v_{s\alpha} = -\omega\psi_{s\beta} \quad (9)$$

$$\frac{d\psi_{s\beta}}{dt} = \omega\psi_{s\alpha} \quad , \quad v_{s\beta} = \omega\psi_{s\alpha} \quad (10)$$

با گسسته‌سازی (۸) و با توجه به معادلات (۹) و (۱۰)، جریان‌های پیش‌بینی شده در قاب ساکن توسط رابطه‌های (۱۱) و (۱۲) قابل دستیابی می‌باشند.

$$i_{s\alpha}(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_{s\alpha}(k) + \frac{T_s}{L_s} [-\omega\psi_{s\beta} - v_{afe\alpha}(k)] \quad (11)$$

شود در تابع هزینه در نظر گرفته خواهد شد. با استفاده از روش پیشنهادی می‌توان به مزایایی همچون عدم نیاز به استخراج مؤلفه‌های توألی مثبت و منفی، معادلات ساده، پایداری عملکرد در مقابل درصد بالایی از عدم تعادل و هارمونیک شبکه، THD^v کم جریان ورودی، قابلیت اطمینان بالا و ولتاژ DC صاف و بدون اعوجاج در خروجی اشاره کرد.

۲- بررسی معادلات توان یکسوساز AFE در شرایط عدم تعادل شبکه

در شرایط عدم تعادل شبکه، پارامترهای یکسوساز نظیر ولتاژ و جریان دارای مؤلفه‌های مثبت و منفی می‌باشند. بنابراین توان‌های اکتیو و راکتیو یکسوساز AFE با در نظر گرفتن این مؤلفه‌ها برابر است با:

$$S = V_{s\alpha} i_{s\alpha}^* = (V_{sdq}^+ e^{j\alpha} + V_{sdq}^- e^{-j\alpha}) (i_{sdq}^+ e^{j\alpha} + i_{sdq}^- e^{-j\alpha})^* = P + jQ \quad (1)$$

در رابطه بالا V_{sdq}^+ و V_{sdq}^- به ترتیب ولتاژهای توألی مثبت و توألی منفی شبکه در قاب گردان و همچنین i_{sdq}^+ و i_{sdq}^- جریان‌های توألی مثبت و منفی شبکه در قاب گردان می‌باشند. با توجه به رابطه (۱)، توان‌های اکتیو و راکتیو برابرند با:

$$P = P_0 + P_{c2} \cos(2\alpha t) + P_{s2} \sin(2\alpha t) \quad (2)$$

$$Q = Q_0 + Q_{c2} \cos(2\alpha t) + Q_{s2} \sin(2\alpha t) \quad (3)$$

از رابطه‌های (۲) و (۳) نتیجه می‌شود که توان‌های اکتیو و راکتیو در شرایط عدم تعادل شبکه دارای نوسان‌هایی با هارمونیک زوج سینوسی و کسینوسی می‌باشند. با توجه به رابطه‌های (۲) و (۳) ضریب‌های نوسان‌های توان‌های اکتیو و راکتیو به ترتیب عبارت هستند از P_{c2} ، P_{s2} ، Q_{c2} و Q_{s2} . در این ضریب‌ها زیرنویس ۰ نشان‌دهنده توان متوسط، زیرنویس ۲ نشان‌دهنده هارمونیک دوم سینوسی و $C2$ نشان‌دهنده هارمونیک دوم کسینوسی می‌باشند. در بخش‌های بعدی مفاهیم محدودسازی نوسان‌های توان با توجه به این ضریب‌ها ارائه شده است.

۳- کنترل مستقیم توان بر پایه شار مجازی^۱

۳-۱- محاسبه شار مجازی

مدل یکسوساز AFE در شکل ۱ نشان داده شده است. می‌توان ولتاژها و سلف‌های خط را به عنوان یک ماشین الکتریکی مجازی در نظر گرفت، درواقع، شار مجازی پارامتری از ماشین الکتریکی مجازی در نظر گرفته شده می‌باشد. R و L نشان‌دهنده مقاومت و اندوکتانس نشستی استاتور مجازی می‌باشند. معادله شار مجازی در مختصات ساکن توسط معادله زیر قابل دستیابی می‌باشد [۱۰]:

$$\vec{\psi}_{s\alpha\beta} = \int \vec{V}_{s\alpha\beta} dt \quad (4)$$

که در آن $\vec{\psi}_{s\alpha\beta} = [\psi_{s\alpha} \ \psi_{s\beta}]^T$ بیان‌گر بردار شار مجازی و $\vec{v}_{s\alpha\beta} = [v_{s\alpha} \ v_{s\beta}]^T$ بیان‌گر ولتاژ شبکه در مختصات ساکن می‌باشند.

$$\bar{\psi}_{s\alpha\beta}(k+1) \approx \bar{\psi}_{s\alpha\beta}(k) \quad (17)$$

با توجه به (۱۷)، معادله‌های مربوط به پیش‌بینی توان‌های اکتیو و راکتیو به صورت زیر بازنویسی می‌شوند:

$$P(k+1) = \omega(\psi_{s\alpha}(k)i_{s\beta}(k+1) - \psi_{s\beta}(k)i_{s\alpha}(k+1)) \quad (18)$$

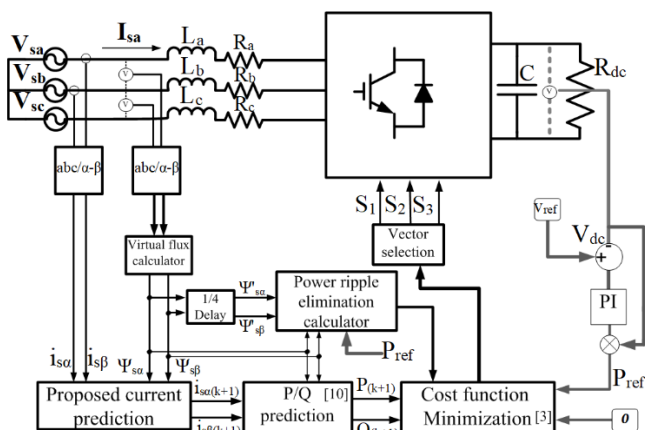
$$Q(k+1) = \omega(\psi_{s\alpha}(k)i_{s\alpha}(k+1) + \psi_{s\beta}(k)i_{s\beta}(k+1)). \quad (19)$$

توجه به این نکته ضروری است که به دلیل محدودسازی نوسان‌های توان در روش پیشنهادی و جبران‌سازی شرایط عدم تعادل، در نظر گرفتن فرض حالت متعادل شبکه برای روابط شار مجازی امکان‌پذیر می‌باشد.

۴- روش پیشنهادی محدودسازی نوسان‌های توان اکتیو و راکتیو بر پایه شار مجازی

عدم تعادل شبکه بر روی عملکرد یکسوساز AFE اثر منفی دارد. هارمونیک در جریان‌های سه‌فاز ورودی، هارمونیک در ولتاژ DC خروجی، هارمونیک در توان‌های اکتیو و راکتیو و حتی از کارافتادن و خرابی مبدل از موردهایی است که ممکن است در شرایط عدم تعادل شبکه رخ دهد. با توجه به بررسی توان یکسوساز AFE در شرایط عدم تعادل شبکه که در بخش ۲ ارائه شده است، به وضوح می‌توان مشاهده کرد که توان‌های اکتیو و راکتیو دارای هارمونیک‌های زوج مرتبه دوم می‌باشند. در این مقاله روشی برای بهبود عملکرد روش شار مجازی در شرایط عدم تعادل ارائه شده است.

نمودار بلوکی روش پیشنهادی و روند اجرای آن در شکل ۳ نشان داده شده است. در این روش، پیش‌بینی توان و جریان با استفاده از شار مجازی انجام می‌گیرد. مقادیر مراجع توان‌های اکتیو و راکتیو با به‌کارگیری روش محدودسازی نوسان این توان‌ها محاسبه شوند. این محدودسازی برخلاف روش‌های متداول با استفاده از معادلات شار مجازی صورت گرفته است.



شکل ۳: نمودار بلوکی روش پیشنهادی

این روش نیازی به استخراج مؤلفه‌های مثبت و منفی پارامترهای شبکه نظیر جریان و ولتاژ ندارد. برای دست‌یابی به این خصیصه، برای

$$i_{s\beta}(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_{s\beta}(k) + \frac{T_s}{L_s} [\omega \psi_{s\alpha} - v_{afe\beta}(k)] \quad (12)$$

در روابط بالا $v_{afe\alpha\beta} = [v_{afe\alpha} \ v_{afe\beta}]^T$ نشان‌دهنده بردار ولتاژ یکسوساز در قاب ساکن مرجع می‌باشد که طبق رابطه (۱۳) قابل دستیابی است.

$$\bar{v}_{afe} = S_{afe} V_{dc} \quad (13)$$

که در آن S_{afe} برابر است با:

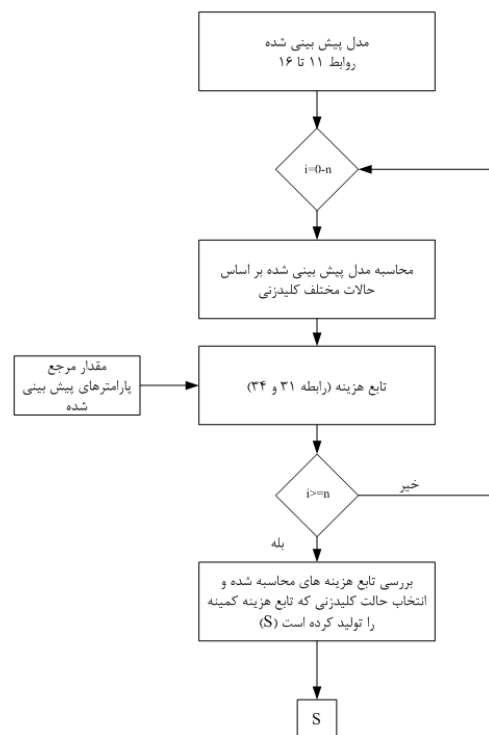
$$S_{afe} = \frac{2}{3} (S_1 + a S_2 + a^2 S_3) \quad (14)$$

که در آن $a = e^{j2\pi/3}$ می‌باشد. فلوچارت نحوه انتخاب حالت کلید زنی در شکل ۲ نشان داده شده است.

توان‌های اکتیو و راکتیو پیش‌بینی‌شده با توجه به معادله‌های (۶)، (۷)، (۱۱)، (۱۲) و مفاهیم ارائه شده در معادله‌های (۹) و (۱۰) عبارتند از:

$$P(k+1) = \omega(\psi_{s\alpha}(k+1)i_{s\beta}(k+1) - \psi_{s\beta}(k+1)i_{s\alpha}(k+1)) \quad (15)$$

$$Q(k+1) = \omega(\psi_{s\alpha}(k+1)i_{s\alpha}(k+1) + \psi_{s\beta}(k+1)i_{s\beta}(k+1)) \quad (16)$$



شکل ۲: فلوچارت نحوه انتخاب کلیدزنی مناسب

به این دلیل که فرکانس نمونه‌برداری در مقایسه با فرکانس اصلی شبکه بسیار بیشتر می‌باشد، شار مجازی پیش‌بینی‌شده را می‌توان با شار مجازی اندازه‌گیری‌شده در لحظه کنونی یکسان در نظر گرفت [۱۱].

$$\begin{cases} P_0 = \frac{1}{2} \omega (-i_{s\alpha} \psi_{s\beta} + i_{s\beta} \psi_{s\alpha} - i'_{s\alpha} \psi'_{s\beta} + i'_{s\beta} \psi'_{s\alpha}) \\ P_{c2} = \frac{1}{2} \omega [k_1 \cos(2\omega t) + k_1 \sin(2\omega t)] \\ P_{s2} = \frac{1}{2} \omega [-k_2 \cos(2\omega t) + k_2 \sin(2\omega t)] \\ Q_0 = \frac{1}{2} \omega (i_{s\alpha} \psi_{s\alpha} + i_{s\beta} \psi_{s\beta} + i'_{s\alpha} \psi'_{s\alpha} + i'_{s\beta} \psi'_{s\beta}) \\ Q_{c2} = \frac{1}{2} \omega [k_3 \cos(2\omega t) + k_4 \sin(2\omega t)] \\ Q_{s2} = \frac{1}{2} \omega [-k_4 \cos(2\omega t) + k_3 \sin(2\omega t)] \end{cases} \quad (25)$$

که در آن ضریب‌های k_1, k_2, k_3 و k_4 عبارت هستند از:

$$\begin{cases} k_1 = -i_{s\alpha} \psi_{s\beta} + i_{s\beta} \psi_{s\alpha} + i'_{s\alpha} \psi'_{s\beta} - i'_{s\beta} \psi'_{s\alpha} \\ k_2 = -i_{s\alpha} \psi'_{s\beta} + i_{s\beta} \psi'_{s\alpha} - i'_{s\alpha} \psi_{s\beta} + i'_{s\beta} \psi_{s\alpha} \\ k_3 = i_{s\alpha} \psi_{s\alpha} + i_{s\beta} \psi_{s\beta} - i'_{s\alpha} \psi'_{s\alpha} - i'_{s\beta} \psi'_{s\beta} \\ k_4 = i_{s\alpha} \psi'_{s\alpha} + i_{s\beta} \psi'_{s\beta} + i'_{s\alpha} \psi_{s\alpha} + i'_{s\beta} \psi_{s\beta} \end{cases} \quad (26)$$

که در رابطه (۲۶) i_{α}, i_{β} و $\psi_{\alpha}, \psi_{\beta}$ به ترتیب نشان‌دهنده مؤلفه‌های جریان و شار مجازی در مختصات ساکن و i'_{α}, i'_{β} و $\psi'_{\alpha}, \psi'_{\beta}$ به ترتیب نشان‌دهنده مؤلفه‌های تاخیر یافته جریان و شار در مختصات ساکن به اندازه ۹۰ درجه الکتریکی می‌باشند.

۴-۲- محدودسازی نوسان توان اکتیو بر پایه شار مجازی (VF-MPDPC1)

با محدودسازی نوسان توان اکتیو در شرایط عدم تعادل شبکه می‌توان به جریان ورودی سه‌فاز سینوسی دست یافت. این روش به محاسبات پیچیده و جداسازی مؤلفه‌های مثبت و منفی نیاز ندارد و تنها از پارامترهای یکسوساز و مقادیر تاخیر یافته آن‌ها به منظور دستیابی به محدودسازی نوسان توان اکتیو استفاده می‌کند.

به منظور محدودسازی نوسان توان اکتیو در شرایط عدم تعادل شبکه، ضریب‌های مربوط به نوسان‌های کسینوسی و سینوسی نشان داده شده در (۲۵) باید برابر صفر در نظر گرفته شوند. از صفر شدن ضرایب P_{c2}, P_{s2} نتیجه می‌شود که k_1 و k_2 نیز باید برابر با صفر باشند. بنابراین هدف روش ارائه شده، برقراری معادله (۲۷) می‌باشد.

$$\begin{cases} P_0 = P_{ref} \\ Q_0 = 0 \\ k_1 = 0 \\ k_2 = 0 \end{cases} \quad (27)$$

حل (۲۷) موجب دستیابی به یک جریان مرجع جدید که در (۲۸) نشان داده شده، می‌شود.

$$i_{new}^{ref} = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} = \frac{P_{ref} \omega (\psi'_{s\alpha} + j \psi'_{s\beta})}{\omega^2 (\psi'_{s\beta} \psi_{s\alpha} - \psi_{s\beta} \psi'_{s\alpha})} \quad (28)$$

محاسبهٔ معادلات جبرانگر نوسان توان، مؤلفه‌های شار مجازی در مختصات مرجع ساکن به اندازه ۹۰ درجه الکتریکی تأخیر داده شده‌اند. لازم به ذکر است در به دست آوردن روابطی که در ادامه آورده شده‌اند از مؤلفه متقارن استفاده شده است اما روابط نهایی بی‌نیاز از این مؤلفه‌هاست.

۴-۱- بررسی توان بر پایه شار مجازی در قاب ساکن

در شرایط عدم تعادل شبکه، متغیرهای سیستم، از مجموع مؤلفه‌های توالی مثبت و منفی به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$y = y_{\alpha}^{+} + y_{\beta}^{-} = y_{dq}^{+} e^{j\omega t} + y_{dq}^{-} e^{-j\omega t} \quad (20)$$

که در آن y بیان‌گر متغیر شبکه در قاب ساکن می‌باشد. مقدار تأخیر یافته پارامتر شبکه (y') و رابطه آن با مؤلفه‌های مثبت و منفی توسط رابطه (۲۱) نشان داده می‌شود [۱۲].

$$\begin{aligned} y' &= y_{dq}^{+} e^{j(\omega t - \frac{\pi}{2})} + y_{dq}^{-} e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{2})} = \\ &= -j y_{dq}^{+} e^{j\omega t} + j y_{dq}^{-} e^{-j\omega t} = -j y_{\alpha\beta}^{+} + j y_{\alpha\beta}^{-} \end{aligned} \quad (21)$$

رابطهٔ مقادیر متغیر سیستم و مقدار تاخیر یافته آن با مؤلفه‌های توالی آن‌ها در قاب ساکن در رابطه (۲۲) نشان داده شده است.

$$\begin{bmatrix} y \\ y' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{\alpha\beta}^{+} \\ y_{\alpha\beta}^{-} \end{bmatrix} \quad (22)$$

رابطه بین مؤلفه‌های توالی مثبت و منفی در مختصات ساکن و مختصات گردان عبارت است از:

$$\begin{bmatrix} y_{dq}^{+} \\ y_{dq}^{-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j\omega t} & 0 \\ 0 & e^{j\omega t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{\alpha\beta}^{+} \\ y_{\alpha\beta}^{-} \end{bmatrix} \quad (23)$$

باتوجه به رابطه‌های شماره (۲۲) و (۲۳)، رابطه بین مؤلفه‌های مثبت و منفی در مختصات چرخان و مقدار تاخیر یافته متغیرها در مختصات ساکن طبق رابطه (۲۴) به دست می‌آید.

$$\begin{bmatrix} y_{dq}^{+} \\ y_{dq}^{-} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} e^{-j\omega t} & j e^{-j\omega t} \\ e^{j\omega t} & -j e^{j\omega t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{\alpha\beta} \\ y'_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \quad (24)$$

با توجه به بخش ۲، در حالت عدم تعادل شبکه توان‌های اکتیو و راکتیو دارای نوسان‌هایی با هارمونیک دوم می‌باشند.

بر اساس رابطه (۲۴) و طبق رابطه توان ارائه شده در بخش ۲ و رابطه ارائه شده در [۱۲-۱۴] و مفهوم نشان داده شده در رابطه‌های (۹) و (۱۰)، ضریب‌های موجود در رابطه توان‌های اکتیو و راکتیو در شرایط عدم تعادل شبکه بر پایه شار مجازی طبق رابطه (۲۵) قابل دستیابی هستند.

از (۳۲) می‌توان دریافت که توان جبرانی، تنها دارای جزء حقیقی می‌باشد. بنابراین مقادیر توان‌های اکتیو و راکتیو طبق روابط زیر به‌دست خواهند آمد:

$$\begin{cases} P_{comp}(k+1) = \frac{\psi_{s\beta}^2 + \psi_{s\alpha}^2 - \psi_{s\alpha}'^2 - \psi_{s\beta}'^2}{\psi_{s\beta}^2 + \psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\alpha}'^2 + \psi_{s\beta}'^2} P_{ref} \\ Q_{comp}(k+1) = 0 \end{cases} \quad (33)$$

با توجه به توان جبرانی، تابع هزینه عبارت است از:

$$g = |P_{ref} - P(k+1) + P_{comp}(k+1) + |Q_{ref} - Q(k+1)| \quad (34)$$

۴-۴- ریلپل توان‌های اکتیو و راکتیو

از آنجایی که توان‌های اکتیو و راکتیو دارای ریلپل با فرکانس بالا می‌باشند می‌توان از طریق دو رابطه زیر مقادیر ریلپل توان را برای آن‌ها محاسبه نمود [۱۵]:

$$P_{rip} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (P_i - P_{avg})^2} \quad (35)$$

$$Q_{rip} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (Q_i - Q_{avg})^2} \quad (36)$$

در روابط بالا N تعداد نمونه در یک بازه زمانی مشخص، P_{avg} و Q_{avg} مقادیر متوسط توان‌های اکتیو و راکتیو در همان بازه زمانی مشخص می‌باشد. در این مقاله بازه زمانی محاسبه ریلپل برابر با ۱/۱ ثانیه در نظر گرفته شده است.

۵- نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی

۵-۱- نتایج شبیه‌سازی

به‌منظور اثبات کارایی روش پیشنهادی، نتایج شبیه‌سازی در این قسمت ارائه شده‌اند. در این قسمت نتایج شبیه‌سازی هر دو رویکرد روش پیشنهادی و روش رایج MPDPC^{۱۰} برای مقایسه بررسی شده‌اند. به‌منظور بررسی پایداری و مقاومت روش کنترلی شبیه‌سازی‌ها در شرایط عدم تعادل شبکه انجام شده است. مشخصات کلی سیستم در جدول ۱ بیان شده است.

جدول ۱: مقادیر پارامترهای یکسوساز

پارامترها	مقادیر
ولتاژ فاز A: دامنه/ درصد هارمونیک سوم/ درصد	۱۵ ولت/ ۱۳٪/ ۶٪
هارمونیک پنجم	
ولتاژ فاز B: دامنه	۱۸ ولت
ولتاژ فاز C: دامنه	۱۵ ولت
مقاومت خط	۰/۳ اهم
اندوکتانس خط	۱۰ میلی‌هانی
خازن DC	۱۰۲۰ میکرو فاراد
زمان نمونه برداری	۵۰ میکروثانیه
ولتاژ مرجع	۳۵ ولت

با استفاده از این رویکرد جدید می‌توان به رابطه جبرانی توان دست یافت. توان ظاهری مرجع جدید، براساس رابطه جریان مرجع جدید محاسبه خواهد شد. توان جبرانی برابر با اختلاف توان ظاهری مرجع جدید محاسبه‌شده و توان ظاهری مرجع می‌باشد و طبق رابطه (۲۹) قابل دست‌یابی است.

$$S^{comp} = S_{new}^{ref} - S^{ref} = j \frac{\psi_{s\beta} \psi_{s\beta}' + \psi_{s\alpha} \psi_{s\alpha}'}{\psi_{s\beta}'^2 + \psi_{s\alpha}'^2 - \psi_{s\beta}^2 - \psi_{s\alpha}^2} P_{ref} \quad (29)$$

باتوجه به (۲۹) توان جبرانی فقط دارای جزء موهومی می‌باشد.

$$\begin{cases} P_{comp}(k+1) = 0 \\ Q_{comp}(k+1) = \frac{\psi_{s\beta} \psi_{s\beta}' + \psi_{s\alpha} \psi_{s\alpha}'}{\psi_{s\beta}'^2 + \psi_{s\alpha}'^2 - \psi_{s\beta}^2 - \psi_{s\alpha}^2} P_{ref} \end{cases} \quad (30)$$

با درنظر گرفتن (۳۰) تابع هزینه جدید عبارت است از:

$$g = |P_{ref} - P(k+1)| + |Q_{ref} + Q_{comp}(k+1) - Q(k+1)| \quad (31)$$

۴-۳- محدودسازی نوسان توان راکتیو بر پایه شار مجازی (VF- MPDPC 2)

به‌منظور محدودسازی نوسان توان راکتیو در شرایط عدم تعادل شبکه، ضریب‌های مربوط به نوسان‌های سینوسی و کسینوسی نشان داده‌شده در (۲۳)، باید برابر صفر در نظر گرفته شوند. به این منظور ضرایب Q_{c2} و Q_{s2} و در نتیجه آن‌ها k_3 و k_4 باید برابر با صفر در نظر گرفته شوند. توان اکتیو همواره باید مقدار مرجع خود را دنبال کند و توان راکتیو نیز به‌منظور عملکرد مبدل در ضریب توان واحد باید برابر با صفر در نظر گرفته شود. بنابراین هدف روش کنترلی برقراری معادلات نشان داده‌شده در (۳۰) به‌صورت هم‌زمان می‌باشد.

$$\begin{cases} P_0 = P_{ref} \\ Q_0 = 0 \\ k_3 = 0 \\ k_4 = 0 \end{cases} \quad (30)$$

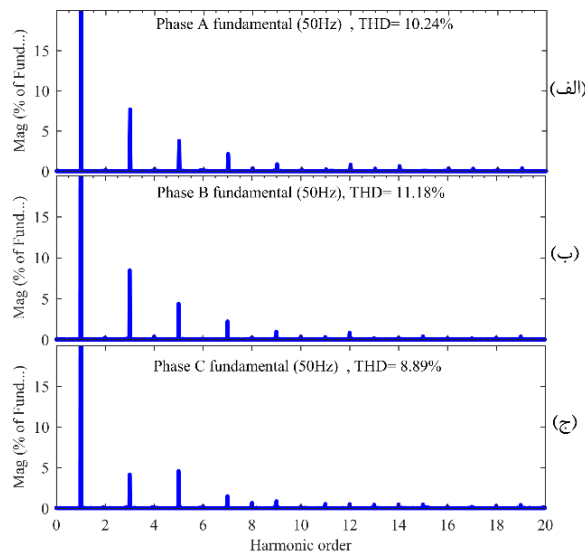
با حل (۳۰) مرجع جریان جدیدی به‌دست می‌آید که در (۳۱) نشان داده شده است.

$$i_{new}^{ref} = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} = \frac{P_{ref} \omega (-\psi_{s\beta} + j \psi_{s\alpha})}{\omega^2 (\psi_{s\beta}^2 + \psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\alpha}'^2 + \psi_{s\beta}'^2)} \quad (31)$$

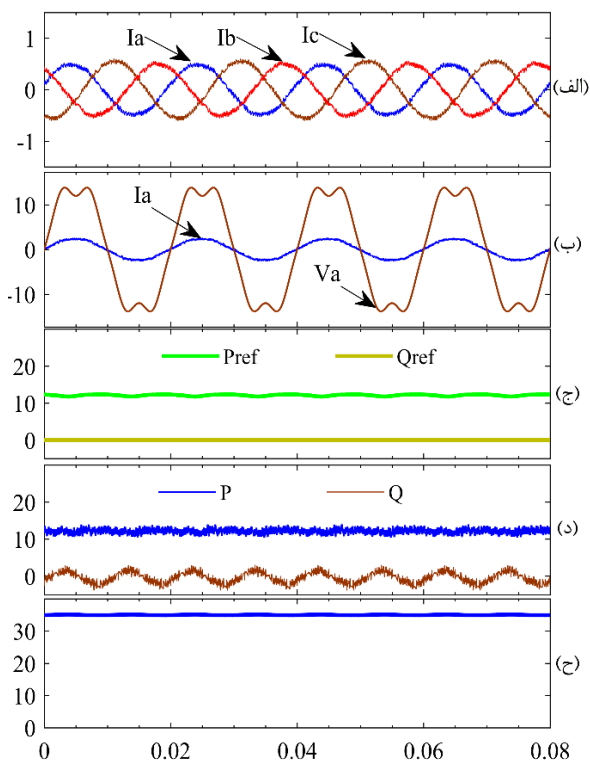
با توجه به (۳۱) و طبق مفهوم مطرح‌شده در قسمت قبل می‌توان مقدار توان جبرانی را از تفاضل توان ظاهری مرجع جدید و توان ظاهری مرجع فعلی محاسبه کرد.

$$S^{comp} = S_{new}^{ref} - S^{ref} = \frac{\psi_{s\beta}^2 + \psi_{s\alpha}^2 - \psi_{s\alpha}'^2 - \psi_{s\beta}'^2}{\psi_{s\beta}^2 + \psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\alpha}'^2 + \psi_{s\beta}'^2} P_{ref} \quad (32)$$

شکل ۴-ج نشان دهنده شکل موج مرجع‌های توان‌های اکتیو و راکتیو می‌باشد. شکل ۴-د توان‌های اکتیو و راکتیو را نشان داده است. ولتاژ DC خروجی هم که به مقدار مرجع موردنظر رسیده، در شکل ۴-ح نشان داده شده است.

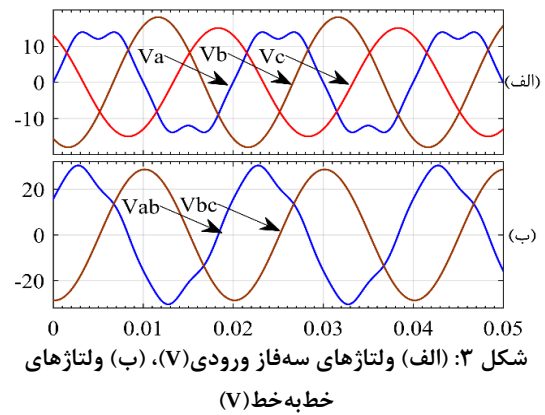


شکل ۵: نمودار طیف هارمونیک جریان سه فاز ورودی مربوط به روش MPDPC؛ فاز (الف) A، (ب) B و (ج) C



شکل ۶: نتایج شبیه‌سازی روش VF-MPDPC پیشنهادی با

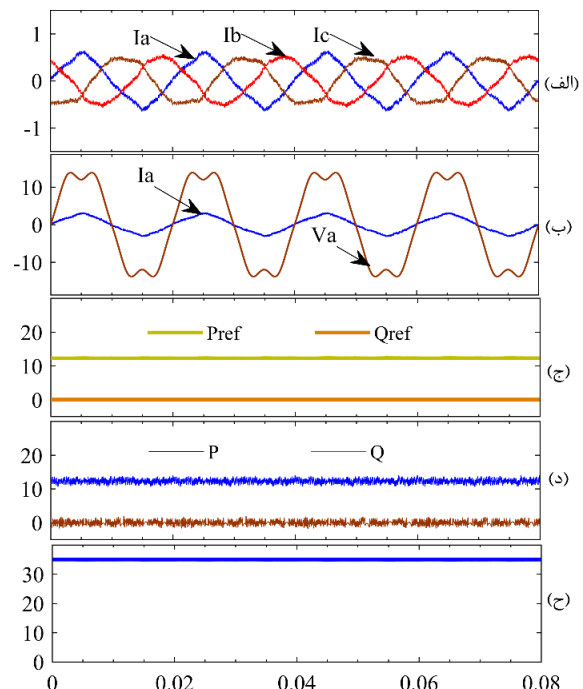
محدودسازی نوسان توان اکتیو؛ (الف) جریان‌های ورودی سه‌فاز A، (ب) شکل موج ولتاژ فاز A (V) و جریان پنج‌برابر شده فاز A (A)، (ج) توان‌های اکتیو و راکتیو مرجع (W/Var)، (د) توان‌های اکتیو و راکتیو (W/Var)، (ح) ولتاژ خروجی DC (V) نتایج آزمایشگاهی



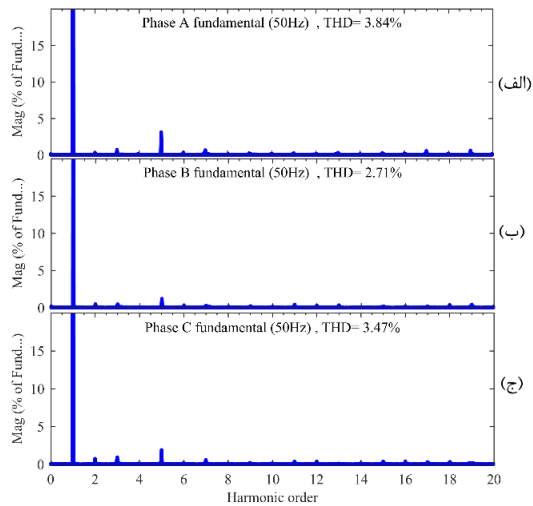
شکل ۳: (الف) ولتاژهای سه‌فاز ورودی (V)، (ب) ولتاژهای خط به خط (V)

در شکل ۳-الف و ۳-ب به ترتیب ولتاژهای سه‌فاز شبکه و ولتاژهای خط نشان داده شده‌اند. ولتاژهای ورودی در شرایط عدم تعادل و هارمونیک می‌باشند. نتایج شبیه‌سازی روش MPDPC رایج در شکل ۴ نشان داده شده است.

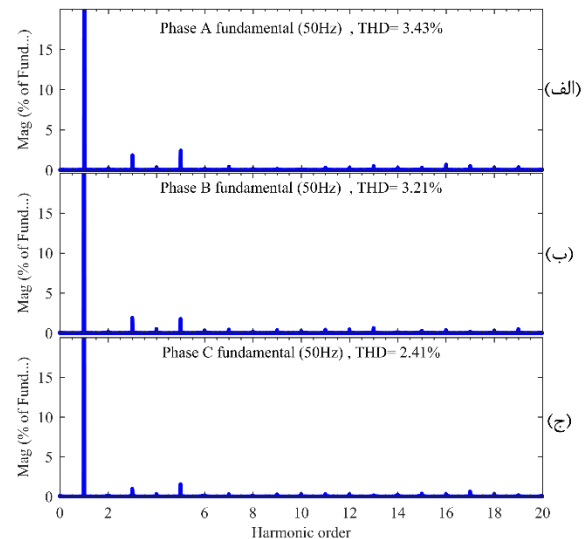
همان‌طور که در شکل ۴-الف نشان داده شده است، جریان‌های ورودی سه‌فاز دارای هارمونیک و اعوجاج می‌باشند، میانگین THD جریان سه‌فاز در این حالت برابر با ۱۰/۱٪ است. طیف هارمونیک جریان سه‌فاز ورودی فازهای مختلف مربوط به این روش، در شکل ۵ نشان داده شده است. در شکل ۴-ب مقدار جریان فاز A برای بهتر نشان‌دهنده مقایسه بهتر با ولتاژ، پنج برابر بزرگ‌تر شده است. با توجه به این شکل می‌توان به این نکته پی‌برد که ولتاژ و جریان اختلاف فازی با یکدیگر ندارند.



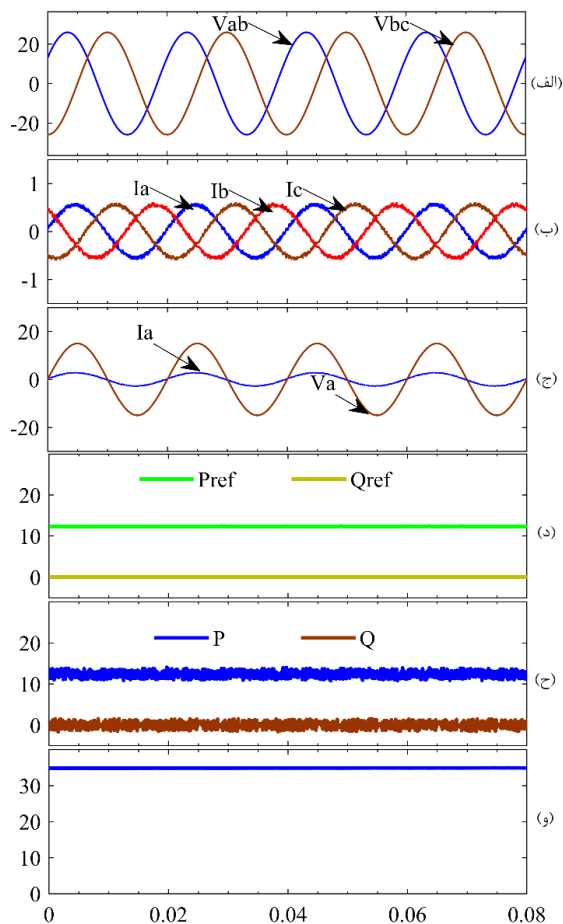
شکل ۴: نتایج شبیه‌سازی روش کنترل MPDPC؛ (الف) جریان‌های ورودی سه‌فاز A، (ب) شکل موج ولتاژ فاز A (V) و جریان پنج‌برابر شده فاز A (A)، (ج) توان‌های اکتیو و راکتیو مرجع (W/Var)، (د) توان‌های اکتیو و راکتیو (W/Var)، (ح) ولتاژ خروجی DC (V)



شکل ۹: نمودار طیف هارمونیک جریان سه فاز ورودی مربوط به روش VF-MPDPC با محدودسازی نوسان توان اکتیو: فاز (الف) A، (ب) B و (ج) C



شکل ۷: نمودار طیف هارمونیک جریان سه فاز ورودی مربوط به روش VF-MPDPC با محدودسازی نوسان توان اکتیو: فاز (الف) A، (ب) B و (ج) C



شکل ۱۰: نتایج شبیه‌سازی روش VF-MPDPC پیشنهادی با

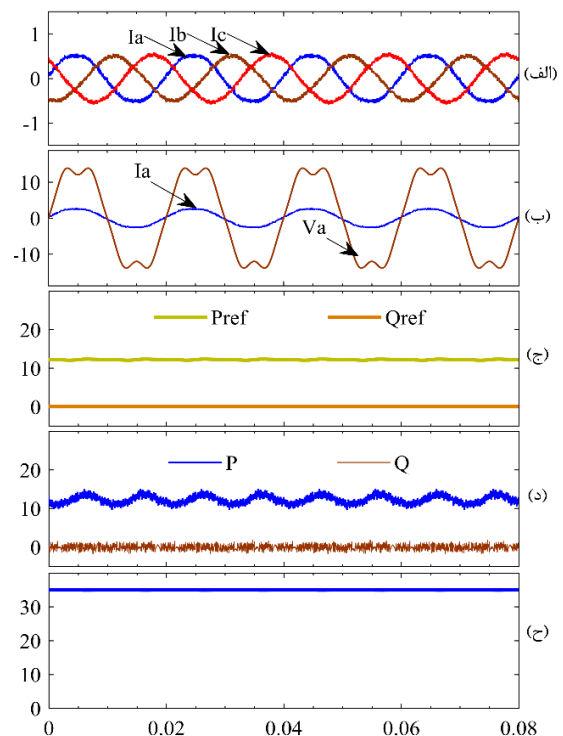
محدودسازی نوسان توان اکتیو در شرایط متعادل شبکه: (الف)

ولتاژهای خط به خط (V)، (ب) جریان‌های ورودی سه‌فاز (A)،

(ج) شکل موج ولتاژ فاز A (V) و جریان پنج‌برابر شده فاز A (A)، (د)

توان‌های اکتیو و راکتیو مرجع (W/Var)، (ه) توان‌های اکتیو و راکتیو

(W/Var)، (و) ولتاژ خروجی DC (V)



شکل ۸: نتایج شبیه‌سازی روش VF-MPDPC پیشنهادی با

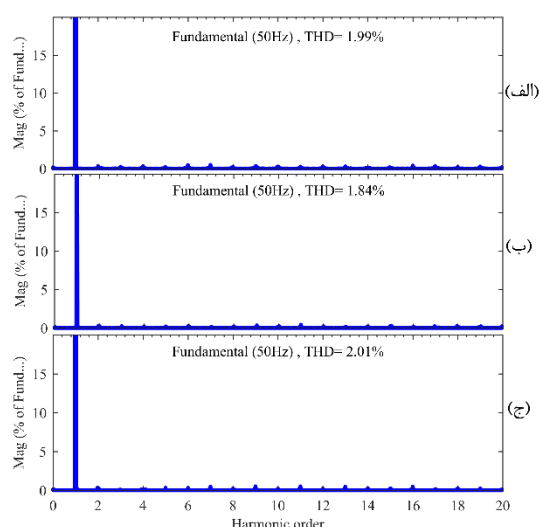
محدودسازی نوسان توان راکتیو: (الف) جریان‌های ورودی سه‌فاز (A)،

(ب) شکل موج ولتاژ فاز A (V) و جریان پنج‌برابر شده فاز A (A)، (ج)

توان‌های اکتیو و راکتیو مرجع (W/Var)، (د) توان‌های اکتیو و راکتیو

(W/Var)، (ه) ولتاژ خروجی DC (V) نتایج آزمایشگاهی

جریان‌های سه‌فاز ورودی سینوسی می‌باشند و دارای هارمونیک و اعوجاج کمی می‌باشند. میانگین THD جریان‌های سه‌فاز ورودی در این حالت برابر ۳/۳۴٪ می‌باشد. طیف هارمونیکی جریان سه‌فاز ورودی فازهای مختلف مربوط به این روش، در شکل ۹ نشان داده شده است. جریان‌های سه‌فاز در شکل ۸-الف نشان داده شده‌اند. شکل ۸-ب مقایسه ولتاژ و جریان پنج‌برابر شده فاز A را نشان می‌دهد. اختلاف فاز صفر بین ولتاژ و جریان در این نتیجه نیز به‌دست آمده است. مرجع‌های توان‌های اکتیو، راکتیو و مقادیر واقعی آن‌ها در شکل‌های ۸-ج و ۸-د نشان داده شده‌اند. شکل ۸-ح ولتاژ خروجی یکسوساز را نمایش می‌دهد که به مقدار مرجع رسیده است.



شکل ۱۲: نمودار طیف هارمونیکی جریان سه‌فاز ورودی مربوط به روش VF-MPDPC با محدودسازی نوسان توان اکتیو و محدودسازی نوسان توان راکتیو در شرایط متعادل شبکه؛ فاز (الف) A، (ب) B و (ج) C

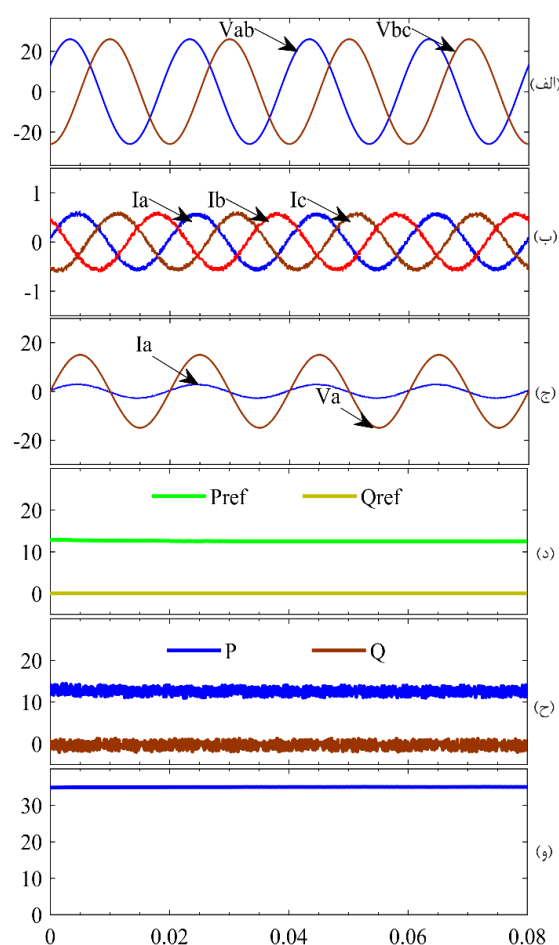
نتایج شبیه‌سازی روش‌های پیشنهادی VF-MPDPC با محدودسازی نوسان توان اکتیو و با محدودسازی نوسان توان راکتیو در شرایط متعادل شبکه، به‌ترتیب در شکل‌های ۱۰ و ۱۱ نشان داده شده است.

همان‌طور که از شکل‌های ۱۰ و ۱۱ مشخص است، هر دو روش پیشنهادی در شرایط متعادل شبکه عملکرد یکسان و مناسبی را از خود ارائه می‌دهند و بدون هیچ‌گونه نقصی، توان‌های اکتیو و ولتاژ لینک DC در مقدار مرجع خود کنترل می‌شوند. همچنین THD متوسط جریان‌های سه‌فاز ورودی هر دو روش در حالت متعادل شبکه با یکدیگر یکسان و برابر با ۱/۹۴٪ می‌باشد. طیف هارمونیکی جریان‌های سه‌فاز ورودی این دو روش که در حالت متعادل شبکه کاملاً یکسان می‌باشند در شکل ۱۲ نشان داده شده است.

نتایج شبیه‌سازی روش ارائه‌شده در مرجع [۱۴] در شکل ۱۳ نشان داده شده است. در این شکل نیز همانند شکل‌های قبل در این شکل جریان‌های سه‌فاز ورودی در قسمت الف، مقایسه ولتاژ و جریان فاز A

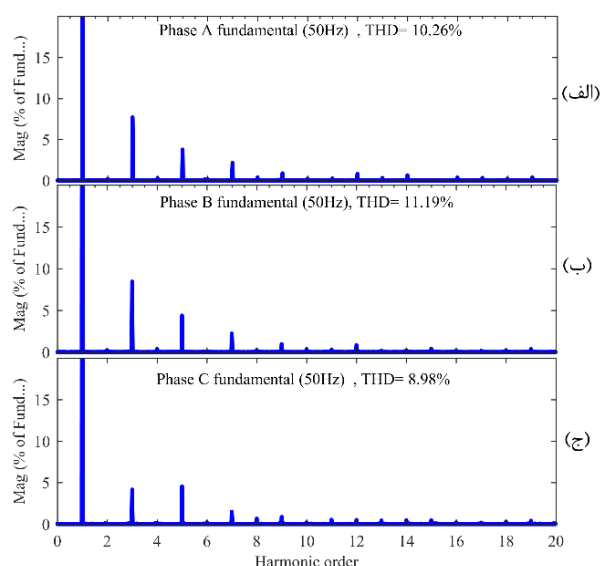
شکل ۶ نشان‌دهنده نتایج شبیه‌سازی روش VF-MPDPC پیشنهادی با محدودسازی نوسان توان اکتیو می‌باشد. جریان‌های سه‌فاز ورودی در شکل ۶-الف نشان داده شده‌اند. همان‌طور که مشاهده می‌شود، با به‌کارگیری روش پیشنهادی، شکل موج جریان ورودی و THD آن در مقایسه با روش MPDPC راجع بهبود یافته است. میانگین THD شکل موج‌های جریان ورودی در این حالت، برابر با ۳/۰۱٪ می‌باشد. طیف هارمونیکی جریان سه‌فاز ورودی فازهای مختلف مربوط به این روش، در شکل ۷ نشان داده شده است.

شکل ۶-ب تأییدکننده این مورد است که اختلاف فاز بین ولتاژ و جریان صفر می‌باشد. در این شکل نیز، جریان فاز A برای نمایش بهتر پنج برابر شده است. در شکل ۶-ج و ۶-د، توان‌های اکتیو و راکتیو به‌همراه مرجع‌های آن‌ها و در شکل ۶-ح ولتاژ DC خروجی نشان داده شده‌اند.



شکل ۱۱: نتایج شبیه‌سازی روش VF-MPDPC پیشنهادی با محدودسازی نوسان توان راکتیو در شرایط متعادل شبکه؛ (الف) ولتاژهای خط به خط (V)، (ب) جریان‌های ورودی سه‌فاز (A)، (ج) شکل موج ولتاژ فاز A (V) و جریان پنج‌برابر شده فاز A (A)، (د) توان‌های اکتیو و راکتیو مرجع (W/Var)، (ح) توان‌های اکتیو و راکتیو (W/Var)، (و) ولتاژ خروجی DC (V)

شکل ۸ نتایج شبیه‌سازی روش پیشنهادی VF-MPDPC با محدودسازی نوسان توان راکتیو را نشان می‌دهد. در این روش هم،



شکل ۱۴: نمودار طیف هارمونیکی جریان سه فاز ورودی مربوط به روش ارائه شده در مرجع [۱۴]: فاز (الف) A، (ب) B و (ج) C

۵-۲- نتایج آزمایشگاهی

در این بخش به منظور تأیید نتایج شبیه‌سازی و اثبات کارایی روش پیشنهادی، نتایج تست‌های آزمایشگاهی ارائه می‌شود.

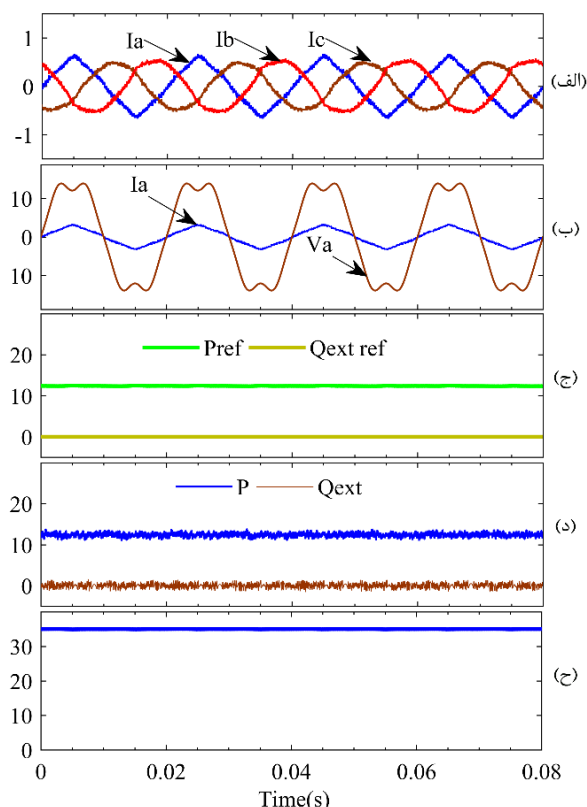
به منظور پیاده‌سازی الگوریتم‌های کنترلی از یک پردازنده سیگنال دیجیتال TMS320F28335 استفاده شده است. پیاده‌سازی شرایط عدم تعادل در شبکه نیز با سه اتوترانسفورماتور جداگانه که به صورت ستاره به یکدیگر متصل شده‌اند انجام شده است.

تصویری از سیستم تست آزمایشگاهی در شکل ۱۵ نشان داده شده است. مشخصات سیستم به جز درصد عدم تعادل شبکه و مقادیر هارمونیک ولتاژها همانند مقادیر گفته شده در جدول ۱ می‌باشد.



شکل ۱۵: تصویری از سیستم تست آزمایشگاهی

در قسمت ب، مقادیر مراجع توان‌های اکتیو و راکتیو تعمیم‌یافته در قسمت ج، مقدار توان اکتیو و توان راکتیو تعمیم‌یافته در قسمت د و ولتاژ لینک DC کنترل‌شده در قسمت ح نشان داده شده‌اند. مقدار THD جریان این روش در شرایط عدم تعادل و هارمونیکی شبکه، همانند روش MPDPC رایج که در شکل ۴ نشان داده شد بالا می‌باشد. مقدار THD متوسط جریان‌های سه‌فاز ورودی روش ذکر شده در شرایط عدم تعادل و هارمونیکی شبکه برابر با ۱۰/۱۴٪ می‌باشد. طیف هارمونیکی جریان‌های سه‌فاز مربوط به این روش در شکل ۱۴ نشان داده شده است.



شکل ۱۳: نتایج شبیه‌سازی روش ارائه شده در مرجع [۱۴]: (الف)

جریان‌های ورودی سه‌فاز A، (ب) شکل موج ولتاژ فاز A (V) و جریان پنج‌برابر شده فاز A، (ج) توان‌های اکتیو و راکتیو مرجع (W/Var)، (د) توان‌های اکتیو و راکتیو (W/Var)، (ح) ولتاژ خروجی DC (V)

جدول ۲: مقایسه روش‌های بررسی شده در مقاله

VF-MPDPC2	VF-MPDPC1	MPDPC	
٪ ۳/۳۴	٪ ۳/۰۱	٪ ۱۰/۱	متوسط THD
۱/۱ وات	۰/۷۳ وات	۰/۷۴ وات	ریپل توان اکتیو
۰/۷۲ وار	۱/۳ وار	۰/۷۷ وار	ریپل توان راکتیو

جدول ۲ مقایسه بین روش‌های بررسی شده در این مقاله را نشان

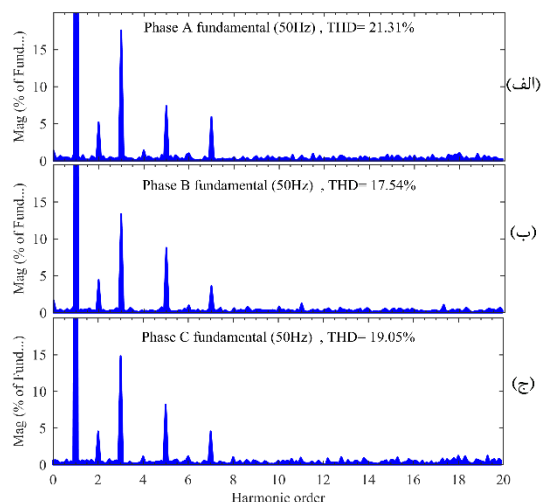
می‌دهد.

شکل‌های ۱۷ تا ۲۲ به ترتیب نشان‌دهنده نتایج آزمایشگاهی روش‌های MPDPC رایج، روش VF-MPDPC پیشنهادی به همراه محدودسازی نوسان توان اکتیو و روش VF-MPDPC پیشنهادی به همراه محدودسازی توان راکتیو می‌باشند.

در سیستم آزمایشگاهی، اندازه‌گیری ولتاژ برای ولتاژهای خط به خط انجام شده است، به همین دلیل ولتاژ فازی برای مقایسه با جریان در دسترس نبوده است. بنابراین به منظور اثبات این که مبدل در ضریب قدرت واحد عملکرد دارد، از ولتاژ و جریان در مختصات ساکن استفاده شده است. مقایسه جریان و ولتاژ در مختصات ساکن برای روش‌های MPDPC، VF-MPDPC پیشنهادی با محدودسازی ریل توان اکتیو و VF-MPDPC پیشنهادی با محدودسازی ریل توان راکتیو به ترتیب در شکل‌های ۱۷-ج، ۱۹-ج و ۲۱-ج نشان داده شده‌اند.

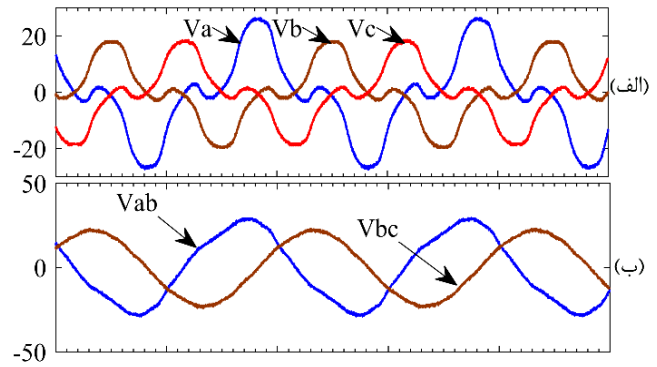
نمودارهای طیف هارمونیک جریان‌های ورودی سه فاز تست‌های آزمایشگاهی مربوط به روش‌های MPDPC، VF-MPDPC پیشنهادی با محدودسازی ریل توان اکتیو و VF-MPDPC پیشنهادی با محدودسازی ریل توان راکتیو نیز به ترتیب در شکل‌های ۱۸، ۲۰ و ۲۲ نشان داده شده‌اند.

نتایج تست‌های آزمایشگاهی روش MPDPC در شکل ۱۷ به نمایش درآمده‌اند. شکل ۱۷-الف ولتاژهای خط به خط اعمالی در زمان تست روش MPDPC را نشان می‌دهد. شکل ۱۷-ب جریان ورودی سه فاز را نشان می‌دهد. همان‌طور که مشخص است، در این روش جریان‌ها دارای هارمونیک و اعوجاج بسیار بالایی می‌باشند. میانگین THD جریان‌های سه فاز در این حالت برابر با ۱۹/۳٪ می‌باشد. طیف هارمونیک این جریان‌ها در شکل ۱۸ نشان داده شده است. شکل‌های ۱۷-د و ۱۷-ج و ۱۷-و به ترتیب نشان‌دهنده مرجع‌های توان اکتیو، توان‌های اکتیو و راکتیو و ولتاژ DC خروجی می‌باشند.



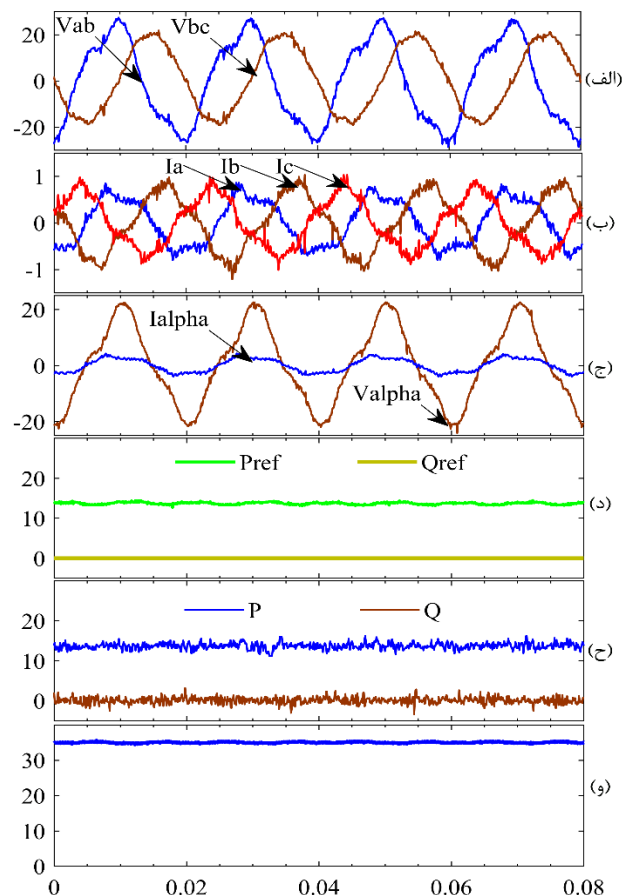
شکل ۱۸: نمودار طیف هارمونیک جریان سه فاز ورودی مربوط به روش MPDPC؛ فاز (الف) A، (ب) B و (ج) C

شکل موج ولتاژهای سه فاز و ولتاژهای خط به خط به ترتیب در شکل‌های ۱۶-الف و ۱۶-ب نشان داده شده است. عدم تعادل شبکه به نحوی است که مؤلفه منفی ولتاژ به اندازه ۳۵٪ از مؤلفه مثبت آن می‌باشد.

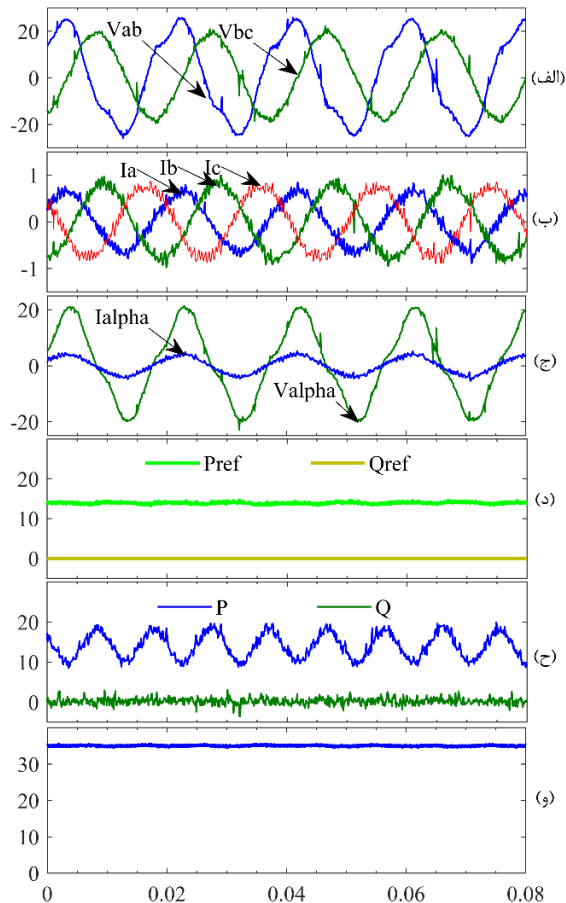


شکل ۱۶: (الف) ولتاژهای سه فاز ورودی (V)، (ب) ولتاژهای خط به

خط (V)

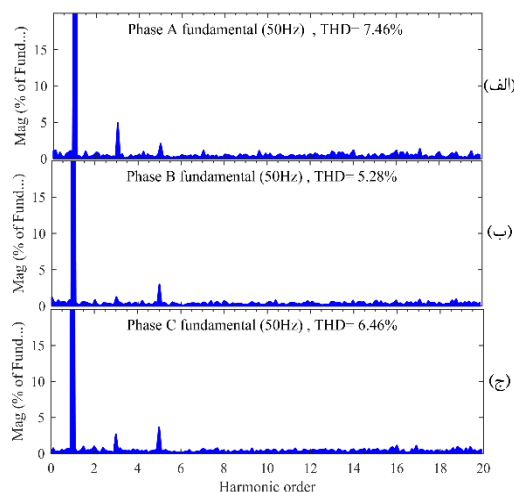


شکل ۱۷: نتایج آزمایشگاهی روش کنترلی MPDPC: (الف) ولتاژهای خط به خط (V)، (ب) جریان‌های ورودی سه فاز (A)، (ج) شکل موج ولتاژ فاز A (V) و جریان پنج برابر شده فاز A (A) در مختصات ساکن، (د) مرجع‌های توان‌های اکتیو و راکتیو (W/Var)، (ه) توان‌های اکتیو و راکتیو (W/Var)، (و) ولتاژ خروجی DC (V)

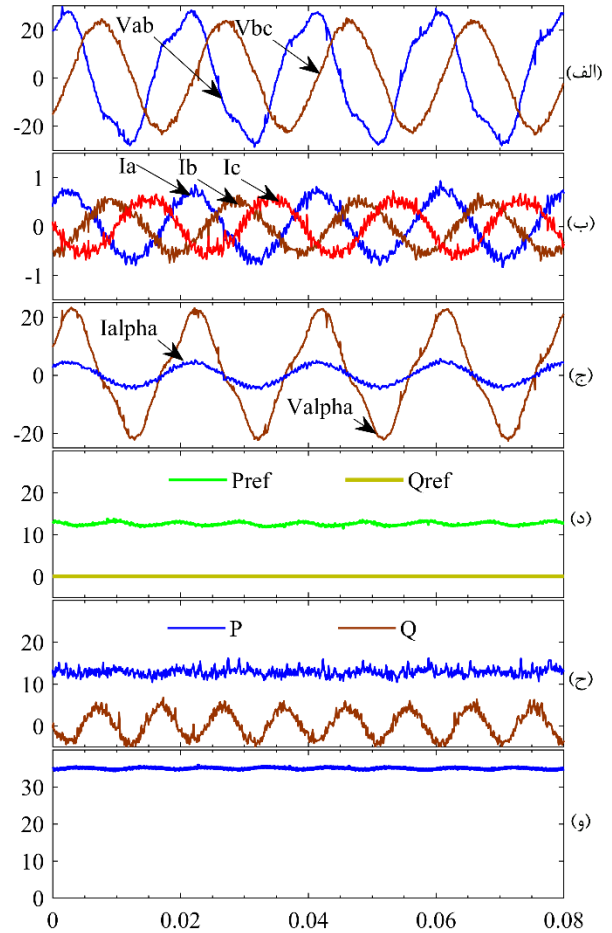


شکل ۲۱: نتایج آزمایشگاهی روش VF-MPDPC پیشنهادی با

محدودسازی نوسان توان راکتیو؛ (الف) ولتاژهای خط به خط (V)، (ب) جریان‌های ورودی سه فاز (A)، (ج) شکل موج ولتاژ فاز A (V) و جریان پنج برابر شده فاز A (A) در مختصات ساکن، (د) مرجع‌های توان‌های اکتیو و راکتیو (W/Var)، (ه) توان‌های اکتیو و راکتیو (W/Var)، (و) ولتاژ خروجی DC (V)

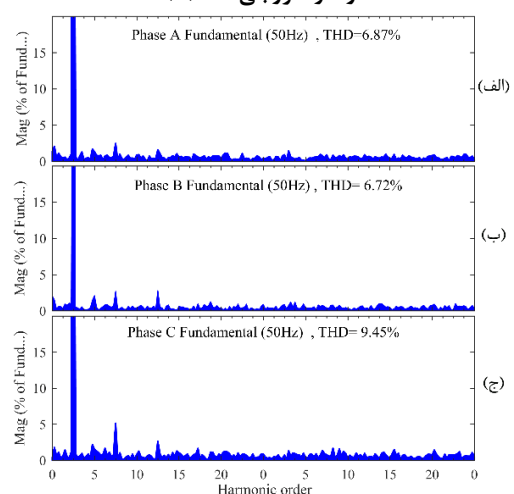


شکل ۲۲: نمودار طیف هارمونیکی جریان سه فاز ورودی مربوط به روش VF-MPDPC پیشنهادی با محدودسازی نوسان توان راکتیو؛ فاز (الف) A، (ب) B و (ج) C



شکل ۱۹: نتایج آزمایشگاهی روش VF-MPDPC پیشنهادی با

محدودسازی نوسان توان اکتیو؛ (الف) ولتاژهای خط به خط (V)، (ب) جریان‌های ورودی سه فاز (A)، (ج) شکل موج ولتاژ فاز A (V) و جریان پنج برابر شده فاز A (A) در مختصات ساکن، (د) مرجع‌های توان‌های اکتیو و راکتیو (W/Var)، (ه) توان‌های اکتیو و راکتیو (W/Var)، (و) ولتاژ خروجی DC (V)



شکل ۲۰: نمودار طیف هارمونیکی جریان سه فاز ورودی مربوط به روش VF-MPDPC پیشنهادی با محدودسازی نوسان توان اکتیو؛ فاز (الف) A، (ب) B و (ج) C

مراجع

- [۱] داود قنبری، نوید رضا ابجدی، غلامرضا عرب مارکده، جعفر سلطانی، «کنترل مستقیم شار و گشتاور یک موتور القایی شش فاز نامتقارن»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، دوره ۴۱، شماره ۲، پاییز ۱۳۹۰.
- [۲] احسان رنجبر، محمد کریم الدینی، مهدی اسدی، «کنترل مستقیم توان‌های اکتیو و راکتیو در نیروگاه‌های بادی مجهز به DFIG با استفاده از کنترل مد لغزشی مقاوم»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، دوره ۴۷، پاییز ۱۳۹۶.
- [3] S. Kouro, P. Cortés, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodriguez, "Model predictive control—A simple and powerful method to control power converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1826–1838, Jun. 2009.
- [4] M. Mehreganfar and S. A. Davari, "Sensorless predictive control method of three-phase AFE rectifier with MRAS observer for robust control," *2017 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, Pilsen, Czech Republic, pp. 107–112, 2017.
- [5] A. Kumar and G. Srungavarapu, "A Novel Voltage Sensorless DPC Approach of AFE Rectifier Based on Virtual Flux and Dynamic DC Link Reference Design," *India Conference (INDICON)*, pp. 1–6, Feb. 2017.
- [6] P. Antoniewicz, "Predictive Control of Three Phase AC/DC Converters," Ph.D Thesis, Faculty of Electrical Engineering, Poland, Warsaw. 2009.
- [7] Y. S. Suh and Y.R.Go, "A Comparative Study on Control Algorithm for Active Front-end Rectifier of Large Motor Drives under Unbalance Input," *IEEE ECCE*, pp. 1553–1561, Sep. 2009.
- [8] F.Xue, M.Cheng, J. Zhang, K. Zhou, "Investigation of control scheme for PWM VSR under three-phase voltage unbalance conditions," *IEEE 2010 Power Electronics for Distributed Generation Systems international Conf.* pp. 835–840, Jun. 2010.
- [9] Z. Zhou, C. Xia, X. Gu, Q. Geng and W. Chen, "Model Predictive Control of Three-Phase Voltage Source Rectifiers under Unbalanced Grid Voltage Conditions," *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, pp.1-6, Jun.2014.
- [10] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg, and G. D. Marques, "Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 4, pp. 1019–1027, Jul.–Aug. 2001.
- [11] M. H. Saeedinia and S. A. Davari, "Virtual flux model predictive direct power control (VF-MPDPC) of afe rectifier with new current prediction method and negative sequence elimination," *2017 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, Pilsen, Czech Republic, pp. 113–118, 2017.
- [12] Y. Zhang and C. Qu, "Model predictive direct power control of PWM rectifiers under unbalanced network conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 7, pp. 4011–4022, 2015.
- [13] Z. Zheng and Z. Zhen-hua, "Research of Direct Power Control for PWM Rectifier under Unbalanced Grid Voltage," *Proceedings of the 25th Chinese Control and Decision Conference (CCDC)*, pp. 3607–3612, 2013.
- [14] J. Jin, S. Hu, C. Gan and Z. Ling, "Finite States Model Predictive Control for Fault Tolerant Operation of Three-Phase Bidirectional AC/DC Converter Under Unbalanced Grid Voltages," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. PP, Mar.2017.
- [15] Y. Zhang, Y. Peng, and C. Qu, "Model predictive control and direct power control for PWM rectifiers with active power ripple minimization," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 6, pp. 4909–4918, Nov./Dec. 2016.

شکل ۱۹-الف نشان‌دهنده ولتاژ خطبه‌خط تست آزمایشگاهی روش VF-MPDPC پیشنهادی با محدودسازی نوسان توان اکتیو می‌باشد. جریان‌های سه‌فاز ورودی که در شکل ۱۹-ب نمایش داده شده‌اند، در مقایسه با روش قبل دارای THD بسیار پایین‌تر می‌باشند. مقدار متوسط THD جریان‌های نشان‌داده‌شده برابر ۷/۶٪ می‌باشد. طیف هارمونیک‌های جریان‌های سه‌فاز ورودی در شکل ۲۰ نشان داده شده است. شکل ۱۹-ج اثبات می‌کند که مبدل در ضریب توان واحد عملکرد دارد. شکل موج مرجع‌های توان‌های اکتیو و راکتیو شکل ۱۹-د و شکل موج توان‌های اکتیو و راکتیو در شکل ۱۹-ح به نمایش گذاشته شده‌اند. ولتاژ خروجی DC که به ولتاژ مرجع موردنظر رسیده در شکل ۱۹-و نشان داده شده است.

نتایج تست‌های آزمایشگاهی روش VF-MPDPC پیشنهادی با محدودسازی نوسان توان راکتیو در شکل ۲۱ نشان داده شده است. شکل ۲۱-الف نشان‌دهنده ولتاژهای خطبه‌خط اعمالی به یکسوساز می‌باشد. شکل ۲۱-ب نشان‌دهنده جریان‌های سه‌فاز ورودی می‌باشد. نسبت به روش MPDPC جریان‌ها دارای شکل موج سینوسی و دارای هارمونیک بسیار پایین‌تری می‌باشند. THD جریان در این روش برابر ۶/۴٪ می‌باشد. طیف هارمونیک‌های جریان‌های سه‌فاز ورودی در شکل ۲۲ نشان داده شده است. شکل ۲۱-ج نشان‌دهنده عدم‌وجود اختلاف فاز بین عملکرد مبدل در ضریب توان واحد می‌باشد. شکل‌های ۲۱-د، ۲۱-ح و ۲۱-و به‌ترتیب نشان‌دهنده مرجع‌های توان‌های اکتیو و راکتیو، توان‌های اکتیو و راکتیو و ولتاژ لینک DC کنترل‌شده در مقدار مرجع را نشان می‌دهد.

۶- نتیجه

در این مقاله یک رویکرد جدید به‌منظور کنترل یکسوساز AFE سه‌فاز در شرایط هارمونیک و عدم‌تعادل شبکه ارائه شد. روش کنترلی پیشنهادی، راه‌کارهای جدیدی را برای محدودسازی نوسان توان اکتیو و راکتیو و پیش‌بینی جریان، برپایه شار مجازی ارائه می‌دهد. روش پیشنهادی در مقایسه با روش‌های رایج ارائه‌شده برای کنترل یکسوساز AFE در شرایط عدم‌تعادل شبکه، ساده‌تر و کارآمدتر می‌باشد. نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی به‌منظور اثبات کارایی روش پیشنهادی، ارائه شده‌اند. با توجه به نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی، هر دو روش محدودسازی نوسان توان‌های اکتیو و راکتیو بر پایه شار مجازی پیشنهادی، در شرایط هارمونیک و عدم‌تعادل شبکه دارای عملکرد نزدیکی به یکدیگر می‌باشند. از مزایای روش پیشنهادی می‌توان به محاسبات ساده، کارایی و مقاومت بالا در شرایط هارمونیک و عدم‌تعادل شبکه، عدم‌نیاز به استخراج مؤلفه‌های توالی مثبت و منفی، THD کم، قابلیت اطمینان بالا و ارائه محاسبات در مختصات ساکن اشاره کرد.

زیرنویس‌ها

- ⁶ Finite control set model predictive control
- ⁷ Total harmonic distortion
- ⁸ VF-MPDPC
- ⁹ Virtual flux model predictive direct power control
- ¹⁰ Model predictive direct power control

- ¹ Active front end
- ² Virtual flux
- ³ Voltage oriented control
- ⁴ Direct power control
- ⁵ Model predictive control