

طراحی کنترل‌کننده پسگام زیربهبینه برای کنترل فیلتر اکتیو موازی به منظور جبران هارمونیک با استفاده از الگوریتم بهینه‌ساز نهنگ

پریسا سرافرازی^۱، دانشجوی دکتری، سید عباس طاهر^{۲*}، استاد، علی اخوان^۳، استادیار

^۱ و ^۲ گروه قدرت - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه کاشان - کاشان - ایران

(parisa.sarafrazi@yahoo.com, sataher@kashanu.ac.ir)

^۳ دانشکده انرژی - دانشگاه آلبورگ - آلبورگ - دانمارک (alak@et.aau.dk)

چکیده: در این مقاله، با استفاده از الگوریتم بهینه‌ساز نهنگ و با بهره‌گیری از معیار انتگرال زمان - قدرمطلق خطا (ITAE) به تنظیم بهینه پارامترهای کنترل‌کننده پسگام به منظور بهبود عملکرد فیلترهای اکتیو موازی در سیستم‌های توزیع چهارسیمه پرداخته شده است، بطوریکه برای کاهش هارمونیک جریان شبکه با قرار دادن فیلتر اکتیو موازی در نقطه اتصال مشترک (PCC) از طریق فیلتر LCL، میزان هارمونیک موجود در جریان شبکه را به حداقل رسانده و سعی در سینوسی نمودن آن می‌کند. در اکثر مراجع، انتخاب ضرایب کنترل‌کننده پسگام براساس آزمون و خطا انجام می‌گیرد که علاوه بر زمان بر بودن، تضمینی برای صحت انتخاب ضرایب وجود ندارد. هدف این مقاله یافتن پارامترهای زیربهبینه کنترل‌کننده پسگام با استفاده از الگوریتم نهنگ است که از دقت و سرعت همگرایی بالایی برخوردار است. به کمک این الگوریتم، ضرایب پسگام با به حداقل رساندن معیار خطای انتخاب شده به صورت زیربهبینه تعیین می‌شوند که نقش بسزایی در بهبود عملکرد کنترل‌کننده و در نتیجه فیلتر نمودن مناسب هارمونیک‌های جریان شبکه دارد. کارایی روش پیشنهادی از طریق شبیه‌سازی سناریوهای مختلف نشان داده شده است. با بررسی و ارزیابی نتایج، مشاهده می‌شود که روش پیشنهادی در بهبود کیفیت توان در سیستم‌های توزیع عملکرد بسیار خوبی دارد.

واژه‌های کلیدی: الگوریتم بهینه‌ساز نهنگ، بار نامتعادل، بار غیرخطی، کنترل پسگام، فیلتر اکتیو موازی، هارمونیک / میان‌هارمونیک.

* نویسنده مسئول، sataher@kashanu.ac.ir

Suboptimal Backstepping Controller Design for Controlling Shunt Active Power Filter to Compensate Harmonics Using the Whale Optimization Algorithm

Parisa Sarafrazi ¹, PHD Student, Seyed Abbas Taher ^{2*}, Professor, Ali Akhavan ³, Assistant Professor

^{1,2} Dept. of Electrical Engineering, University of Kashan, Kashan, Iran, sataher@kashanu.ac.ir

³ Dept. of AAU Energy, Aalborg University, Aalborg, Denmark

Abstract: This article discusses the use of the whale optimization algorithm and the integral time-absolute error criterion (ITAE) to adjust the optimal parameters of the backstepping controller. The goal is to improve the performance of active power filters based on LCL filters in four-wire distribution systems. By using a shunt active power filter with the proposed method at the point of common coupling (PCC), the approach minimizes harmonics in the grid current and makes it more sinusoidal. In most references, the selection of backstepping controller coefficients is based on trial and error. The purpose of this article is to find the optimal parameters of the backstepping controller using the whale optimization algorithm, known for its high accuracy and convergence speed. By minimizing the selected error criterion, the algorithm optimally determines the backstepping parameters, significantly improving the controller's performance and ensuring the proper filtering of grid current harmonics. The effectiveness of the proposed method is demonstrated through simulations of different scenarios. The results show that the proposed method performs very well in improving power quality in distribution systems.

Keywords: *Whale optimization algorithm; Unbalanced load; Non-linear load; Backstepping control; Active power filter; Harmonic/Interharmonic.*

* Corresponding author: S.A. Taher

۱. مقدمه

بارهای غیرخطی به عنوان عامل اصلی تولید هارمونیک و میان‌هارمونیک در شبکه برق شناخته می‌شوند. استفاده روزافزون از بارهای غیرخطی به طور قابل توجهی کیفیت توان را کاهش داده است. حضور این هارمونیک‌ها در سیستم منجر به مسائلی مانند تداخل سیگنال، گرمای بیش از حد، خرابی تجهیزات و وقوع اضافه ولتاژ می‌شود [۱]. از سوی دیگر، میان‌هارمونیک‌ها از بارهایی ناشی می‌شوند که به طور همزمان با فرکانس اصلی سیستم قدرت نوسان نمی‌کنند. منشأ اصلی میان‌هارمونیک‌ها از اجزای الکترونیک قدرتی ناشی می‌شود که دو سیستم AC را که در فرکانس‌های متفاوت کار می‌کنند از طریق یک لینک DC اتصال می‌دهند و در نتیجه این مؤلفه‌های فرکانسی ناخواسته را تولید می‌کنند. نمونه‌هایی از این بارها، سیکلوکانورترها، درایوهای تنظیم سرعت برای موتورهای سنکرون و القایی و همچنین کوره‌های قوس الکتریکی می‌باشند [۲]. وجود میان‌هارمونیک‌ها در شبکه قدرت مجموعه‌ای از چالش‌ها را ایجاد می‌کند که فراتر از آنهایی است که هارمونیک‌ها به تنهایی ایجاد می‌کنند. از جمله این مشکلات می‌توان به سوسو زدن لامپ‌ها، تداخل در سیستم‌های کنترل، اختلال در سیگنال‌های مخابراتی، اشباع ترانسفورماتورهای جریان، نوسانات ولتاژ و عملکرد نادرست تجهیزات الکتریکی، رله‌های حفاظتی و دستگاه‌های اندازه‌گیری اشاره کرد. از این رو، ابداع تکنیک‌هایی برای جبران مؤثر هارمونیک / میان‌هارمونیک‌ها برای بهبود این اثرات نامطلوب و بالا بردن استانداردهای کیفیت توان ضروری است. فیلترهای پسیو در کاهش هارمونیک‌های ناشی از بارهای غیرخطی در جریان شبکه کاربرد دارند [۳]. از ویژگی‌های فیلترهای پسیو می‌توان به طراحی ساده و مقرون‌به‌صرفه بودن آنها اشاره کرد. با این حال، حساسیت آنها به ایجاد رزونانس با امپدانس شبکه [۴] به ترجیح فیلترهای اکتیو به عنوان یک راه‌حل منطقی‌تر تأکید می‌کند. حوزه‌ی روش‌های کنترل فیلتر اکتیو،

طیف متنوعی را در بر می‌گیرد و انتخاب یک روش مناسب به طور قابل توجهی بر کارایی فیلتر در جبران‌سازی تأثیر می‌گذارد. این روش‌ها را می‌توان به طور کلی به دو گروه دسته‌بندی کرد. گروه اول شامل استراتژی‌هایی است که مستلزم طراحی کنترل کننده‌های مجزا برای هر مؤلفه‌ی هارمونیک است که اغلب بر روی کنترل‌کننده‌های تناسبی-انتگرالی (PI) یا تناسبی-رزونانسی (PR) تکیه می‌کنند [۵]-[۶] در مقابل، گروه دوم از تکنیک‌هایی استفاده می‌کنند که نیاز به طراحی کنترل‌کننده اختصاصی را برطرف می‌کند. نمونه‌هایی از این دسته شامل کنترل مد لغزشی (SMC) [۷]-[۸]، کنترل پیش‌بین [۹]-[۱۰] کنترل تکرار شونده [۱۱]-[۱۲]، کنترل deadbeat [۱۳]-[۱۴]، کنترل فازی [۱۵]-[۱۶] و شبکه عصبی می‌باشند [۱۷]-[۱۸]. مزیت کنترل‌کننده‌های دسته دوم نسبت به دسته اول در بار محاسباتی کمتر آنها می‌باشد. در میان این تکنیک‌ها، روش کنترل تکرار شونده در پاسخ‌دهی کندتر است و در برابر اغتشاشات و عدم قطعیت‌های ذاتی در پارامترهای سیستم غیرمقاوم است [۱۹]. روش‌های کنترل پیش‌بین و deadbeat پاسخ سریع‌تری دارند اما حساسیت آن‌ها به تغییر پارامتر همچنان یک محدودیت است. در مقابل، روش مدل‌غزشی این معایب را ندارد با این حال اشکال آن در پدیده چترینگ است که به طور مخربی بر کیفیت توان تأثیر می‌گذارد [۲۰]. از این رو، استفاده از کنترل‌کننده پسگام (BSC) بدلیل مزایایی که دارد توجه زیادی را برای کنترل سیستم‌های غیرخطی به خود جلب کرده است.

روش پسگام یک رویه طراحی بازگشتی مبتنی بر لیاپانوف است که یک مسئله طراحی برای سیستم کامل را به دنباله‌ای از مسائل طراحی برای سیستم‌های درجه پایین تبدیل می‌کند. استراتژی پسگام به این صورت است که در هر مرحله با در نظر گرفتن برخی از متغیرهای حالت به عنوان ورودی‌های کنترل مجازی و طراحی تابع لیاپانوف قوانین کنترل میانی بدست می‌آید. سپس

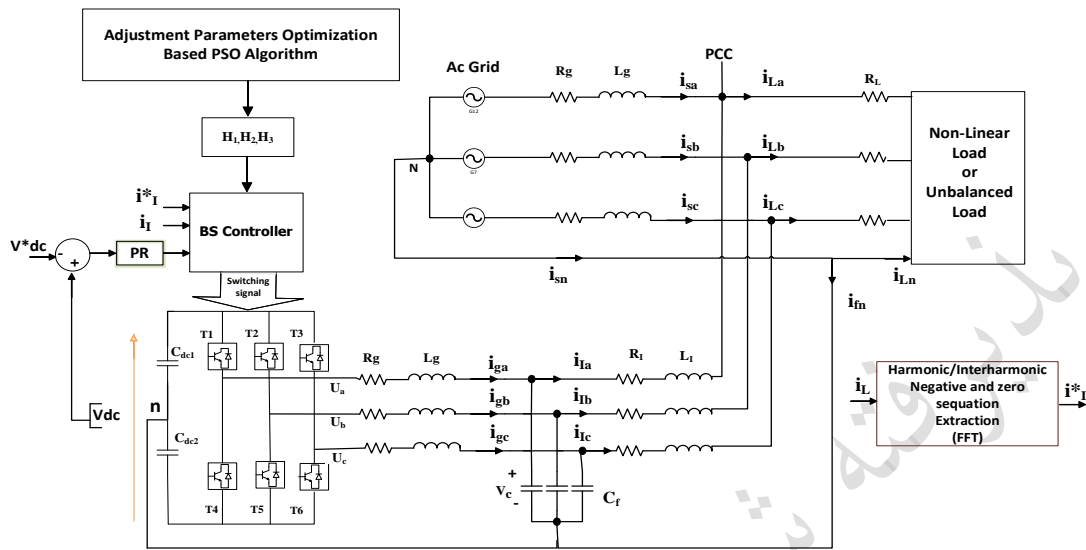
متغیرهای حالت به صورت بازگشتی به عنوان ورودی‌های کنترل برای زیرسیستم‌های مرتبه پایین سیستم اعمال می‌شوند. در انتها، تابع نهایی لیاپانوف که با جمع‌بندی توابع لیاپانوف مرتبط با هر مرحله طراحی جداگانه تشکیل می‌شود، پایداری کل سیستم و همچنین تک‌تک مراحل را تضمین می‌کند [۲۱]. این روش کاربرد گسترده‌ای در حوزه‌های مختلف پیدا کرده است. به عنوان مثال در [۲۲] از استراتژی کنترل پسگام برای ژنراتور القایی دوسو تغذیه در شرایط شبکه متعادل و نامتعادل استفاده شده است. در [۲۳] یک روش کنترل غیرخطی مبتنی بر پسگام برای کنترل‌کننده مبدل سمت روتور ارائه شده است تا تلفات ماشین را کاهش دهد. همچنین در [۲۴]، کنترل‌کننده پسگام برای کنترل ولتاژ لینک DC در یک فیلتر اکتیو موازی استفاده شده است. چالشی که در تمامی این تحقیقات وجود دارد، نحوه انتخاب پارامترهای روش پسگام است. این پارامترها به شدت بر عملکرد کنترل‌کننده تأثیر می‌گذارد و انتخاب مقدار مناسب آنها از اهمیت بالایی برخوردار است. انتخاب این پارامترها معمولاً به روش سعی و خطا بوده است اما این روش علاوه بر زمان بر بودن، ممکن است منجر به یافتن مقادیر بهینه نشود. بعلاوه برای سیستم‌های کوچک ممکن است جستجوی پارامتر به کمک آزمون و خطا امکان‌پذیر باشد، اما برای سیستم‌های بزرگ با پارامترهای کنترلی بیشتر، آزمون و خطا عملی نخواهد بود. بنابراین، باید یک روش سیستماتیک برای به دست آوردن پارامترهای کنترلی و برآورده کردن هدف سیستم ارائه شود. اخیراً استفاده از الگوریتم‌های فراابتکاری در مسائل بهینه‌سازی، جایگاه ویژه‌ای پیدا کرده است. در مقاله [۲۵] یک کنترل‌کننده غیرخطی پسگام برای یک مبدل بوسست چهار فاز پیشنهاد شده است و پارامترهای کنترل‌کننده با استفاده از الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات (PSO)^۱ تنظیم و بهینه‌سازی شده‌اند. در [۲۶] برای کاهش هارمونیک، جبران توان راکتیو، و تزریق توان تولید

شده توسط PV به شبکه از کنترل‌کننده پسگام استفاده شده است. در این مقاله از الگوریتم گرگ خاکستری برای تعیین ضرایب کنترل‌کننده پسگام استفاده شده است. یکی دیگر از روش‌های مناسب و جدید، الگوریتم بهینه‌سازی نهنگ می‌باشد که کارایی آن در مقالات مختلف نشان داده شده است [۲۷-۲۸]. در [۲۹] یک الگوریتم بهینه‌سازی نهنگ برای تنظیم ضرایب کنترل‌کننده PI، مقدار خازن لینک DC و مقدار مرجع V_{dc} (برای حفظ ولتاژ DC در مقدار مرجع) در فیلتر اکتیو موازی به کار رفته است. در [۳۰] از الگوریتم نهنگ برای تنظیم بهینه پارامترهای PID در کنترل سرعت موتور DC استفاده شده است. در [۳۱] نیز از این الگوریتم برای تنظیم متغیرهای کنترل به منظور توزیع توان راکتیو بهینه استفاده شده است. همچنین در [۳۲] الگوریتم نهنگ برای تعیین سائز فیلتر پسیو و جایابی مناسب آن برای جبران هارمونیک به کار رفته است.

در این مقاله، از الگوریتم بهینه‌سازی نهنگ برای طراحی بهینه ضرایب پسگام به منظور کنترل فیلتر اکتیو موازی در جبران هارمونیک یک سیستم سه‌فاز چهارسیمه استفاده شده است. به این ترتیب با یافتن مقادیر پارامترهای زیربهینه کنترل‌کننده پسگام، فیلتر اکتیو موازی قادر به دنبال کردن سیگنال جریان هدف یعنی جریان‌های هارمونیک بار خواهد بود. در نتیجه، جبران‌سازی به کمک فیلتر اکتیو به خوبی انجام می‌شود، بطوریکه هدف اصلی که دستیابی به جریان شبکه عاری از هارمونیک و نامتعادلی ناشی از بارهای غیرخطی و نامتعادل است، محقق می‌شود. نتایج شبیه‌سازی بدست آمده توسط MATLAB/Simulink کارایی این روش را تأیید می‌کند. ادامه مقاله به شکل زیر سازماندهی شده است: بخش ۲ ساختار سیستم و معادلات ریاضی مربوطه را بیان می‌کند، بخش ۳ به کنترل پسگام برای کنترل فیلتر اکتیو موازی می‌پردازد، بخش ۴

¹ Particle Swarm Optimization

الگوریتم تکاملی نهنگ را برای یافتن ضرایب پسگام ارائه می‌دهد و در بخش ۵ نتایج شبیه‌سازی ارائه می‌شود.



شکل (۱): دیاگرام فیلتر اکتیو موازی سه‌فاز چهارسیمه

همراه دارد که به دلیل استفاده از سلف‌های فشرده‌تر در مقایسه با فیلترهای L می‌باشد.

المان‌های نشان داده شده در شکل (۱) شامل L_l ، C و L_g بوده که به ترتیب مربوط به سلف سمت اینورتر، سلف سمت شبکه و خازن فیلتر هستند. علاوه بر این، R_l و R_g نشان‌دهنده مقاومت اهمی سلف‌ها می‌باشند. جریان مرجع نیز که شامل مؤلفه‌های هارمونیک و نامتعادل جریان بار می‌باشد، با استفاده از روش تئوری توان لحظه‌ای بدست آمده است. در ادامه به معادلات ریاضی این سیستم پرداخته می‌شود.

۲.۲. معادلات حاکم بر سیستم

با استفاده از قوانین کیرشهف در شکل (۱)، معادلات حاکم بر فیلتر در قاب abc به شرح زیر استخراج می‌شوند.

$$\begin{aligned} L_l \frac{d}{dt} i_l(t) + R_l i_l(t) &= u(t) - v_c(t) \\ C \frac{d}{dt} v_c(t) &= i_l(t) - i_g(t) \\ L_g \frac{d}{dt} i_g(t) + R_g i_g(t) &= v_c(t) - v_{pcc}(t) \end{aligned} \quad (1)$$

۲. ساختار سیستم و معادلات حاکم بر آن

در این بخش ابتدا ساختار سیستم توضیح داده شده است، سپس معادلات حاکم بر آن ارائه می‌گردد.

۱.۲. ساختار سیستم

شکل (۱) پیکربندی سیستم چهارسیمه سه‌فاز به کار گرفته شده در این تحقیق را نشان می‌دهد. در نقطه اتصال مشترک (PCC) بار غیرخطی و شبکه به هم متصل می‌شوند. فیلتر اکتیو نیز در این نقطه نصب شده است و با تزریق جریان مناسب باعث کاهش هارمونیک و نامتعادلی در جریان شبکه می‌گردد. برای حذف فرکانس‌های سوئیچینگ ناشی از کلیدزنی اینورتر بایستی فیلتری در خروجی اینورتر قرار گیرد. نوع فیلتر انتخاب شده، فیلتر LCL می‌باشد زیرا فیلترهای LCL دارای قابلیت حذف هارمونیک قوی‌تری نسبت به فیلترهای L یا LC بوده همچنین، پاسخ‌دهی دینامیکی بالاتر، سازگاری با فرکانس‌های سوئیچینگ پایین، کاهش افت ولتاژ و افزایش میرایی را ارائه می‌دهند. علاوه بر این، استفاده از فیلترهای LCL اغلب هزینه‌های کمتری را به

$$e_1 = x_1 - x^* \quad (4)$$

که x^* مقدار مرجع برای متغیر اول می‌باشد. با مشتق‌گیری از معادله (۴) و جایگذاری در معادله (۳)، معادله‌ی (۵) بدست می‌آید.

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{x}^* \\ &= \frac{1}{L_g} x_2 - \frac{R_g}{L_g} x_1 - \frac{v_{pcc}}{L_g} - \dot{x}^* \end{aligned} \quad (5)$$

تابع لیاپانوف به صورت زیر تعریف می‌شود.

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (6)$$

و مشتق آن برابر است با

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \dot{e}_1 e_1 = \\ &e_1 \left(\frac{1}{L_g} x_2 - \frac{R_g}{L_g} x_1 - \frac{v_{pcc}}{L_g} - \dot{x}^* \right) \end{aligned} \quad (7)$$

در این روند x_2 سیگنال کنترل مجازی است و مقدار ایده‌آل آن Q_1 تعریف می‌شود. به منظور اطمینان از پایداری سیستم با روش لیاپانوف کافی است $\dot{V}_1 < 0$. بنابراین کافی است Q_1 به صورت زیر انتخاب شود.

$$Q_1 = L_g \left(-\frac{v_{pcc}}{L_g} + \frac{R_g}{L_g} x_1 + H_1 e_1 + \dot{x}^* \right) \quad (8)$$

با جایگذاری (۷) در (۸) معادله زیر بدست می‌آید.

$$\dot{V}_1 = H_1 e_1^2 \leq 0 \quad (9)$$

با انتخاب مقدار منفی برای H_1 ، $\dot{V}_1 \leq 0$ شده و طبق روش لیاپانوف e_1 به صفر همگرا می‌شود. در نتیجه x_1 به x^* همگرا خواهد شد.

مرحله دوم

خطای بین مقدار واقعی و ایده‌آل x_2 به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود.

که $[i_l] = [i_{l-a} \ i_{l-b} \ i_{l-c}]$ جریان سه‌فاز فیلتر سمت اینورتر، $[i_g] = [i_{g-a} \ i_{g-b} \ i_{g-c}]$ جریان سه‌فاز فیلتر سمت شبکه، $[v_c] = [v_{c-a} \ v_{c-b} \ v_{c-c}]$ ولتاژ خازن نسبت به نقطه N و $[v_{pcc}] = [v_{pcc-a} \ v_{pcc-b} \ v_{pcc-c}]$ ولتاژ سه‌فاز نقطه PCC نسبت به نقطه N و $[u] = [u_a \ u_b \ u_c]$ نیز ولتاژ سه‌فاز خروجی اینورتر نسبت به نقطه N است. تمام کمیت‌ها در قاب abc می‌باشند.

متغیرهای حالت و ورودی سیستم بصورت معادله (۲) انتخاب شده‌اند.

$$[x_1 \ x_2 \ x_3 \ u] = [i_g \ v_c \ i_l \ u] \quad (2)$$

بنابراین معادله (۱) به صورت معادله (۳) در می‌آید.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \frac{1}{L_g} x_2 - \frac{R_g}{L_g} x_1 - \frac{v_{pcc}}{L_g} \\ \dot{x}_2 &= \frac{1}{c} x_3 - \frac{1}{c} x_1 \\ \dot{x}_3 &= \frac{1}{L_l} u - \frac{1}{L_l} x_2 \end{aligned} \quad (3)$$

در بخش بعد روند طراحی کنترل‌کننده پسگام ارائه می‌شود.

۳. کنترل پسگام

در این بخش، کنترل‌کننده پسگام برای یک فیلتر اکتیو موازی طراحی شده است که ردیابی دقیق جریان مرجع (i_l^{ref}) را تضمین می‌کند. با توجه به متغیرهای حالت تعریف شده، هدف، رسیدن جریان فیلتر (x_1) به مقدار ایده‌آل آن $(x^* = i_l^{\text{ref}})$ است. عبارتی اختلاف جریان فیلتر با ایده‌آل آن باید حداقل شود. طبق اصول طراحی پسگام داریم:

مرحله‌ی اول

خطای ردیابی برای متغیر اول به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$e_3 = x_3 - Q_2 \quad (16)$$

تابع لیاپانوف به صورت زیر انتخاب می‌شود.

$$V_3 = +\frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_2^2 + \frac{1}{2}e_3^2 \quad (17)$$

و مشتق آن به صورت زیر می‌باشد.

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 = & \dot{e}_1 e_1 + \dot{e}_2 e_2 + \dot{e}_3 e_3 = H_1 e_1^2 + H_2 e_2^2 + \\ & e_2 \frac{1}{c} e_3 + e_3 (\dot{x}_2 - \dot{Q}_2) = H_1 e_1^2 + H_2 e_2^2 + \\ & e_2 \frac{1}{c} e_3 + e_3 \left(\frac{1}{L_I} u - \frac{1}{L_I} x_2 - \frac{R_I}{L_I} x_3 - \dot{Q}_2 \right) \end{aligned} \quad (18)$$

نهایتاً با برقراری شرط پایداری، سیگنال کنترل u به صورت زیر حاصل می‌شود.

$$u = L_I \left(\frac{1}{L_I} x_2 + \frac{R_I}{L_I} x_3 + H_3 e_3 - \frac{1}{c} e_2 + \dot{Q}_2 \right) \quad (19)$$

با جایگذاری (۱۹) در (۱۸) معادله زیر بدست می‌آید.

$$\dot{V}_3 = H_1 e_1^2 + H_2 e_2^2 + H_3 e_3^2 \leq 0 \quad (20)$$

با توجه به روند طی شده برای روش پسگام و در نهایت معادله (۲۰)، شرط پایداری لیاپانوف انتخاب مقدار منفی برای ضرایب پسگام می‌باشد. یعنی $(H_1, H_2, H_3 < 0)$. مقدار این ضرایب به شدت بر عملکرد کنترل کننده اثر می‌گذارد و انتخاب این ضرایب عموماً از طریق عملیات آزمون و خطا انجام می‌گیرد. از آنجاییکه مقدار این پارامترها دارای محدوده وسیعی از اعداد هستند، این روش بسیار وقت گیر است، بعلاوه تضمینی برای دستیابی به بهترین مقدار وجود ندارد. در بخش بعد به نحوه بدست آوردن پارامترهای زیربینه پسگام به کمک الگوریتم نهنگ پرداخته می‌شود.

$$e_2 = x_2 - Q_1 \quad (10)$$

تابع لیاپانوف به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود.

$$V_2 = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_2^2 \quad (11)$$

و مشتق آن برابر است با

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & \dot{e}_1 e_1 + \dot{e}_2 e_2 = \\ & \left(\frac{1}{L_g} x_2 + \frac{v_{pcc}}{L_g} - \frac{R_g}{L_g} x_1 - \dot{x}^* \right) e_1 + \\ & e_2 (\dot{x}_2 - \dot{Q}_1) = \left(\frac{1}{L_g} (e_2 + Q_1) + \frac{v_{pcc}}{L_g} - \right. \\ & \left. \frac{R_g}{L_g} x_1 - \dot{x}^* \right) e_1 + e_2 \left(\frac{1}{c} x_3 - \frac{1}{c} x_1 - \dot{Q}_1 \right) \end{aligned} \quad (12)$$

با جایگذاری (۸) در (۱۲) داریم.

$$\dot{V}_2 = H_1 e_1^2 + e_1 \frac{1}{L_g} e_2 + e_2 \left(-\frac{1}{c} x_1 + \frac{1}{c} x_3 - \dot{Q}_1 \right) \quad (13)$$

در معادله (۱۳)، x_3 یک سیگنال کنترل مجازی است و مقدار ایده‌آل آن با Q_2 تعریف می‌شود. برای اطمینان از پایداری سیستم با روش لیاپانوف باید $\dot{V}_2 < 0$ باشد، بنابراین Q_2 به عنوان مقدار ایده‌آل x_3 به صورت زیر بدست می‌آید.

$$Q_2 = c \left(\frac{1}{c} x_1 + H_2 e_2 + \frac{1}{L_g} e_1 + \dot{Q}_1 \right) \quad (14)$$

با جایگذاری (۱۴) در (۱۳) معادله زیر بدست می‌آید.

$$\dot{V}_2 = H_1 e_1^2 + H_2 e_2^2 \leq 0 \quad (15)$$

در نتیجه با انتخاب مقادیر منفی برای H_2 ، $V_2 > 0$ و $\dot{V}_2 < 0$ خواهند بود و پایداری این مرحله تضمین می‌شود.

مرحله سوم

خطای بین مقدار واقعی و ایده‌آل x_3 به صورت زیر در نظر گرفته شده است.

۴. الگوریتم بهینه‌ساز نهنگ

$$ITAE = \int_0^T t|e| dt \quad (21)$$

که e اختلاف جریان فیلتر و مقدار مرجع آن (مکان طعمه) است و به صورت زیر تعریف می‌شود.

$$e = i_g(t) - i_g^{ref}(t) \quad (22)$$

توجه شود که دلیل انتخاب تابع هزینه ITAE نسبت به سایر توابع هزینه مانند ISE و IAE وجود متغیر زمان در این رابطه می‌باشد که باعث افزایش سرعت همگرایی تابع هزینه می‌گردد.

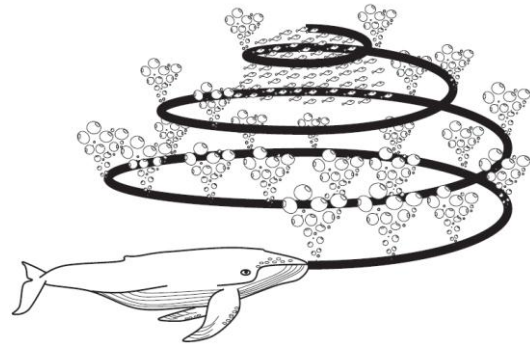
طبق الگوریتم بهینه‌سازی نهنگ، اولین گام، مقداردهی اولیه جمعیت نهنگ (تعداد عامل‌های جستجو برای پارامترهای پسگام که در این تحقیق برابر ۵۰ در نظر گرفته شد) و مقداردهی اولیه موقعیت تصادفی نهنگ‌ها (مقادیر تصادفی پارامتر برای H_1, H_2, H_3 در هر مجموعه عامل) است. هر حرکت نهنگ به سمت طعمه با محاسبه تابع هدف آنها یعنی فاصله از طعمه (انحراف کمیت مورد نظر از مقدار مرجع آن) انجام می‌شود. هر نهنگ موقعیت خود را نسبت به بهترین آنها مطابق معادله (۲۳) به روز می‌کند. بنابراین قبل از به روزرسانی موقعیت هر یک از عوامل جستجو، تابع هدف آنها محاسبه می‌شود و عاملی با کمترین تابع هدف به عنوان بهترین عامل جستجو انتخاب می‌شود.

$$x(t+1) = x^*(t) - AD \quad (23)$$

$$D = |Cx^*(t) - x(t)|$$

در رابطه فوق t شماره تکرار، $x(t)$ موقعیت نهنگ در تکرار t ام و $x^*(t)$ بهترین موقعیت نهنگ می‌باشد. همچنین C یک ضریب بوده که به صورت $C=2.r$ داده می‌شود و r یک عدد تصادفی (شامل اعداد صحیح و اعشاری) در بازه $[0, 1]$ است. پارامتر تصادفی A برای دور کردن عامل جستجو از یک نهنگ انتخاب شده می‌باشد و مقدار آن با استفاده از معادله (۲۴) محاسبه می‌شود.

الگوریتم بهینه‌ساز نهنگ یکی از جدیدترین الگوریتم‌های فراابتکاری به شمار می‌رود که در سال ۲۰۱۶ ارائه شده است و در حوزه هوش ازدحامی جای می‌گیرد [۳۳]. در این الگوریتم از روش شکار تور حبابی که توسط نهنگ‌های گوژپشت انجام می‌شود، الهام گرفته شده است. به این صورت که روند شکار با ایجاد حباب‌هایی در امتداد یک مسیر دایره‌ای شکل همانطور که در شکل (۲) نشان داده شده است انجام می‌گیرد. در روند شکار، نهنگ با توجه به موقعیت سایر نهنگ‌ها شروع به جستجوی طعمه می‌کند. هنگامی که موقعیت شکار مشخص شد، با استفاده از دو حرکت مختلف که به طور همزمان انتخاب می‌شوند، شروع به احاطه کردن شکار می‌کند. این حرکات عبارتند از حرکت خطی در امتداد دایره کوچک و حرکت دایره‌ای در امتداد یک مسیر مارپیچی و در نهایت وقتی به طعمه نزدیک می‌شود شکار می‌کند. برای جزئیات بیشتر در مورد الگوریتم نهنگ می‌توان به مرجع [۳۳] مراجعه نمود.



شکل (۲): رفتار شکار حباب‌دار نهنگ‌های گوژپشت [۳۳]

هدف این تحقیق استفاده از الگوریتم نهنگ برای بهینه‌سازی پارامترهای نامعلوم پسگام با حداقل کردن تابع هدف می‌باشد. به این صورت که پارامترهای نامعلوم پسگام یعنی (H_1, H_2, H_3) نشان‌دهنده موقعیت نهنگ می‌باشند و تابع هدف مورد نظر در این بهینه‌سازی انتگرال زمان - قدرمطلق خطا (ITAE) در نظر گرفته شده است که به صورت زیر تعریف می‌شود.

(۲۴)

$$A = a(2r - 1)$$

که a ، عددی ثابت (شامل اعداد صحیح و اعشاری) است که از ۲ به ۰ کاهش میابد.

همانطور که پیش تر بیان شد، هنگامی که موقعیت طعمه مشخص شد، نهنگ‌ها با استفاده از دو حرکت خطی و دایره‌ای موقعیت خود را به روز می‌کنند. برای مدل‌سازی این رفتار همزمان، فرض می‌شود که احتمال ۵۰٪ انتخاب بین این دو حرکت برای به‌روزرسانی موقعیت نهنگ‌ها در طول بهینه‌سازی وجود دارد. به این ترتیب در صورتیکه p یک عدد تصادفی (شامل اعداد صحیح و اعشاری) در بازه‌ی $[0, 1]$ در نظر گرفته شود، اگر $p \geq 0.5$ باشد، مسیر مارپیچی به روز می‌شود. مطابق شکل (۳) برای به روزرسانی موقعیت مارپیچی، ابتدا فاصله بین نهنگ واقع در (X, Y) و طعمه واقع در (X^*, Y^*) محاسبه می‌شود. سپس یک معادله مارپیچی بین موقعیت نهنگ و طعمه ایجاد می‌شود تا حرکت مارپیچ شکل نهنگ‌های گوزپشت به صورت معادله (۲۵) به روز شود.

(۲۵)

$$x(t+1) = De^{bl} \cos(2\pi l) + x^*(t)$$

در رابطه فوق، b یک عدد مثبت حقیقی برای تعریف شکل مارپیچ لگاریتمی بوده و l عددی تصادفی (شامل اعداد صحیح و اعشاری) بین $[-1, 1]$ است. $D = |x^*(t) - x(t)|$ نیز نشان‌دهنده فاصله بین بهترین موقعیت (X^*) و موقعیت جاری (X) می‌باشد.

اگر $p \leq 0.5$ ، مسیر خطی برای به روزرسانی موقعیت نهنگ به صورت $x(t+1) = x^*(t) - AD$ تعریف می‌شود. بطور خلاصه می‌توان رابطه به روزرسانی را به صورت معادله (۲۶) بیان کرد.

$$x(t+1) = \begin{cases} x^*(t) - AD & \text{if } p < 0.5 \\ De^{bl} \cos(2\pi l) + x^*(t) & \text{if } p \geq 0.5 \end{cases} \quad (۲۶)$$

مرحله نهایی به عنوان مرحله جستجوی طعمه یا مرحله اکتشاف شناخته می‌شود. در این مرحله، نهنگ‌ها فضای مسئله را برای یافتن مناطق بازدید نشده و افزایش تنوع جمعیت بررسی می‌کنند. یک عامل جستجو به طور تصادفی انتخاب شده، موقعیت هر نهنگ را مطابق معادله (۲۷) به روز می‌کند. ($1 < A$)

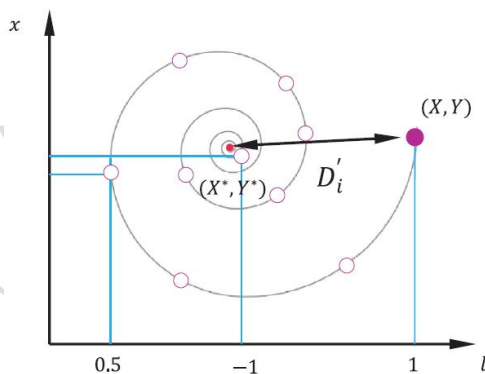
$$x(t+1) = x_{rand}(t) - AD \quad (۲۷)$$

$$D = |Cx_{rand}(t) - x(t)|$$

که x_{rand} یک موقعیت تصادفی انتخاب شده از جمعیت است.

اگر ضریب $A < 1$ نهنگ‌ها موقعیت خود را با استفاده از استراتژی تعریف شده در معادله (۲۲) به روز می‌کنند.

پس از هر به روزرسانی تابع هدف محاسبه می‌شود و اگر یک عامل جستجوی دیگر خطای کمتری داشته باشد، به عنوان بهترین عامل جستجو انتخاب می‌شود. اما قبل از اینکه این اتفاق بیافتد، موقعیت هر عامل به روز شده بررسی می‌شود. اگر موقعیت هر عامل به روز شده فراتر از فضای جستجو باشد، در موقعیت قبلی خود باقی می‌ماند. وقتی تعداد تکرار به حداکثر خود رسید، الگوریتم به پایان می‌رسد و مقادیر زیربینه برای ضرایب کنترل‌کننده پسگام تعیین می‌شود. فلوجارت این الگوریتم در شکل (۴) نشان داده شده است.



شکل (۳): فلوجارت الگوریتم نهنگ

جستجو استفاده می‌کنند که احتمال رکود در بهترین موقعیت را افزایش می‌دهد.

در ادامه، به بررسی نتایج شبیه‌سازی پرداخته می‌شود.

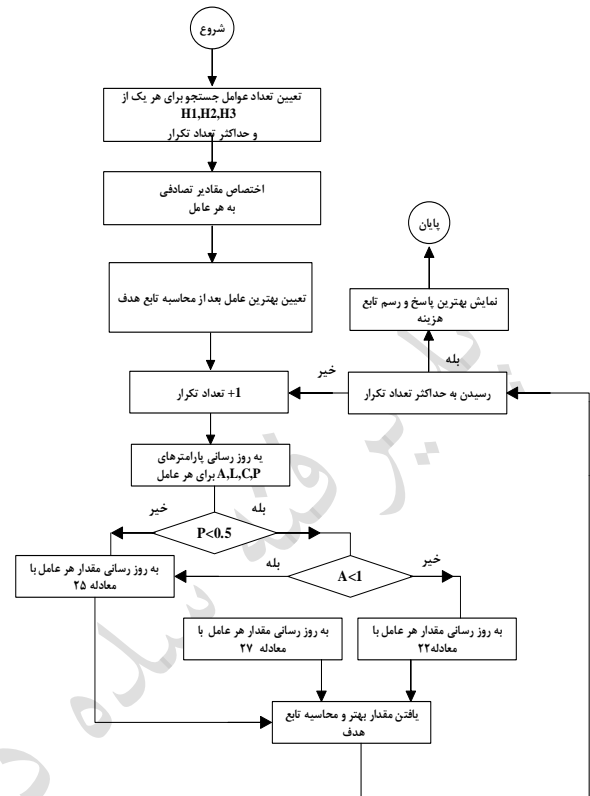
۵. نتایج شبیه‌سازی

بسه منظهور ارزیابی روش پیش‌پیش‌نهادهای از محیط MATLAB/Simulink برای شبیه‌سازی سیستم نشان داده شده در شکل (۱) استفاده شده است. پارامترهای شبیه‌سازی در جدول (۱) فهرست شده است.

جدول (۱): پارامترهای شبیه‌سازی

اندازه	پارامتر	کمیت
۱۷۳v	ولتاژ شبکه (خط-RMS)	شبکه قدرت
۵۰Hz	فرکانس شبکه f	AC
$1/\sqrt{2} \text{mH} / 0.1 \Omega$	امپدانس شبکه L_s / R_s	
۵ Ω	بار خطی R_L	
$1.0 \Omega / 1.0 \text{mH}$	بار غیرخطی R / L	پارامترهای بار
۲۹	ضریب مدولاسیون m_f	
۱۲Hz	فرکانس خروجی اینورتر f_0	
$0.2 \Omega / 5 \text{mH}$	امپدانس شبکه R_g / L_g	پارامترهای فیلتر
$0.2 \Omega / 5 \text{mH}$	امپدانس سمت اینورتر R_f / L_f	LCL
۵ μF	خازن فیلتر C	
۱۰kHz	فرکانس سوئیچینگ f_{sw}	فرکانس سوئیچینگ
۳۰۰V	ولتاژ مرجع لینک DC V_{dc}	
۲۲۰ μF	خازن لینک DC C_{dc1}, C_{dc2}	لینک DC

ابتدا برای دستیابی به بهترین مقدار برای ضرایب پسگام (پارامترهای H_1, H_2, H_3) که در محدوده $[-1e^4 \quad -5e^{-1}]$ در نظر گرفته شده‌اند، الگوریتم بهینه‌ساز نهنگ و همچنین الگوریتم ازدحام ذرات (PSO) اجرا شده‌اند. پارامترهای الگوریتم PSO در



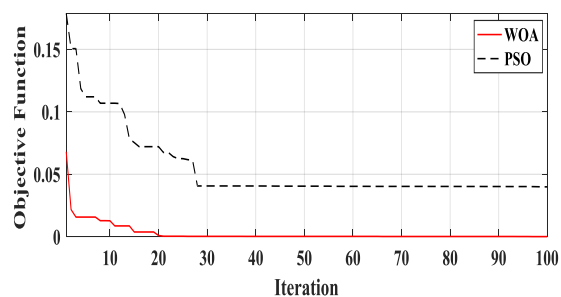
شکل (۴): فلوچارت الگوریتم نهنگ

برتری الگوریتم نهنگ بطور کلی نسبت به سایر الگوریتم‌ها در [۳۳] بررسی شده است. توانایی بالای اکتشاف این الگوریتم به دلیل مکانیسم به روزرسانی موقعیت نهنگ‌ها با استفاده از معادله (۲۷) است. طبق این معادله نهنگ‌ها در مراحل اولیه تکرارها به طور تصادفی در اطراف یکدیگر حرکت می‌کنند و در بقیه تکرارها به همگرایی بالا می‌رسند که از معادله (۲۶) نشأت می‌گیرد. این معادله به نهنگ‌ها اجازه می‌دهد تا به سرعت در اطراف یکدیگر قرار گیرند یا در مسیر مارپیچی شکل به سمت بهترین راه‌حل به دست‌آمده تاکنون حرکت کنند. از آنجایی که این دو مرحله به طور جداگانه و تقریباً در نیمی از تکرارها انجام می‌شوند، الگوریتم نهنگ سرعت همگرایی بالایی را در تکرارها نشان می‌دهد و احتمال قرار گرفتن در بهترین موقعیت را افزایش می‌دهد. در حالیکه، PSO، GSA و هر الگوریتم مشابه دیگری از یک فرمول برای به روزرسانی موقعیت عوامل

جدول (ض-۱) در ضمیمه آورده شده است. حداکثر تعداد تکرار در هر دو الگوریتم در مقدار ۱۰۰ تنظیم شده و نتایج بدست آمده از دو الگوریتم به همراه مقدار تابع هدف در جدول (۲) آورده شده است. همچنین به منظور مقایسه دقت و سرعت همگرایی دو الگوریتم، منحنی تابع هدف در شکل (۵) نشان داده شده است. همانطور که در این شکل مشخص است، الگوریتم نهنگ، نتیجه بهتری از لحاظ تعداد تکرار کم‌تر و همچنین تابع هزینه کمتر نسبت به الگوریتم ازدحام ذرات داشته است. پس از بدست آوردن ضرایب، آزمایش‌های شبیه‌سازی تحت شرایط مختلف برای اثبات عملکرد طرح پیشنهادی انجام گرفته‌اند که در ادامه ارائه می‌گردد.

جدول (۲): ضرایب بهینه پسگام

پارامتر	PSO	WOA
H_1	$-4e^4$	$-5e^4$
H_2	$-2e^{-1}$	$-1e^{-1}$
H_3	$-1.2e^4$	$-5e^4$
تابع هدف	0.04	0



شکل (۵): تابع هدف بر حسب تعداد تکرار

۱.۵. حضور بار هارمونیکی / میان‌هارمونیکی

در این بخش، بررسی عملکرد کنترل‌کننده پسگام در حضور یک بار غیرخطی حاوی مؤلفه‌های هارمونیکی و میان‌هارمونیکی انجام می‌شود. این پیکربندی شامل یک موتور آسنکرون به همراه

درایو کنترل سرعت است که یکی از منابع تولید میان‌هارمونیکی می‌باشد. درایو تنظیم سرعت (ASD)^۲ یک مبدل فرکانسی است که فرکانس تغذیه‌ی ورودی را به یک فرکانس خروجی مورد نظر تغییر می‌دهد. ولتاژ AC با استفاده از پل دیودی به ولتاژ DC تبدیل می‌شود. در لینک DC یک خازن به منظور حذف ریبیل ولتاژ قرار دارد تا ولتاژ خروجی DC ثابتی تولید شود. این ولتاژ DC به وسیله‌ی اینورتر با مدولاسیون پهنای پالس (PWM) به ولتاژ AC با دامنه و فرکانس متغیر برای کنترل سرعت موتور القایی تبدیل می‌شود. ASD علاوه بر هارمونیکی‌های مخصوص هر طبقه، میان‌هارمونیکی‌هایی را ایجاد می‌کند که در شرایط ایده‌آل منبع، به وسیله‌ی تلفیق هارمونیکی‌های یکسوکننده و اینورتر به وجود می‌آیند و فرکانس آن از رابطه‌ی زیر بدست می‌آید:

$$f_{ih_{dc}}(v, m_f, r, j) = |(v-1) * q_{ss} \pm 1| * f \pm |m_f j \pm r| * f_o \quad v = 1, 2.. \quad (28)$$

در این رابطه، q_{ss} تعداد پالس‌های اینورتر، m_f ضریب مدولاسیون فرکانس، f فرکانس اصلی، و f_o فرکانس خروجی اینورتر می‌باشد. r و j اعداد صحیح می‌باشند. با وارد کردن مقادیر ارائه شده از جدول (۱) در این رابطه، فرکانس‌های میان‌هارمونیکی تولیدی به صورت زیر در می‌آیند:

$$f_{ih_{ac}}(v, m_f, r, j) = |(v-1) * 6 \pm 1| * 50 \pm |29j \pm r| * 12 \quad v = 1, 2.. \quad (29)$$

طبق این رابطه فرکانس‌های میان‌هارمونیکی زیر می‌توانند حاصل شوند:

$$۳۶۲..... و ۲۶۲ و ۱۷۸ و ۱۲۲ و ۲۲$$

² Adjustable speed drive

تأثیر فرآیند جبران را نشان می‌دهد. علاوه بر این، شکل (۸-ج) جریان نول را نشان می‌دهد که به طور واضح پس از شروع کنترل‌کننده پسگام به صفر همگرا می‌شود.

نتایج حاصل از کنترل‌کننده پسگام تنظیم شده با الگوریتم PSO نیز در شکل (۹) آورده شده است. شکل (۹-الف) و شکل (۹-ب) به ترتیب جریان شبکه و جریان نول را نشان می‌دهد که نشان‌دهنده عدم جبران‌سازی کامل نامتعادلی توسط پسگام تنظیم شده با PSO می‌باشد.

۳.۵. عملکرد کنترل‌کننده تحت شبکه هارمونیک

در این بخش، ولتاژ شبکه یک انحراف از رفتار سینوسی خالص را نشان می‌دهد که شامل هارمونیک مرتبه پنجم و هفتم می‌باشد. شایان ذکر است که مؤلفه‌های هارمونیک پنجم و هفتم به ترتیب ۱۰٪ و ۷٪ مؤلفه اصلی را تشکیل می‌دهند. حضور چنین هارمونیک‌هایی در ولتاژ شبکه باعث هارمونیک شدن جریان شبکه با THD برابر با ۱۲٪ می‌شود. پس از فعال شدن کنترل‌کننده BSC به همراه الگوریتم نهنگ، THD به شدت کاهش یافته و به مقدار ۰/۵٪ می‌رسد. این نتیجه، برتری روش جبران اعوجاج جریان شبکه ناشی از ولتاژ شبکه هارمونیک را نشان می‌دهد. جریان بار و جریان شبکه به ترتیب در شکل (۱۰-الف) و شکل (۱۰-ب) نشان داده شده است. شکل (۱۰-ج) جریان شبکه را پس از اعمال روش BSC به همراه الگوریتم PSO نشان می‌دهد. اگرچه این روش قادر به جبران هارمونیک‌ها هست، مشاهده می‌شود که در مقایسه با روش BSC به همراه الگوریتم نهنگ پاسخ گذرای کندتری از خود نشان می‌دهد.

۴.۵. نتیجه

در این مقاله، به طراحی و بررسی عملکرد کنترل‌کننده پسگام با پارامترهای تنظیم شده زیربینه از طریق الگوریتم نهنگ به منظور جبران هارمونیک جریان ناشی از بار غیرخطی پرداخته

پس از اتصال این بار در نقطه PCC و انجام جبران‌سازی، نتایج در شکل (۶) ارائه شده است. شکل موج جریان بار و آنالیز THD آن به ترتیب در شکل (۶-الف) و شکل (۶-ب) نشان داده شده است. قابل توجه است که جریان بار اعوجاج هارمونیک کل ۲۶٪ را نشان می‌دهد که از شبکه عبور می‌کند. کنترل‌کننده پسگام تنظیم شده با الگوریتم نهنگ در لحظه $t=0/1$ ثانیه فعال شده و جریان شبکه در شکل (۶-ج) آورده شده است. همانطور که ملاحظه می‌شود جریان شبکه تا لحظه $t=0/1$ ثانیه اعوجاج را تجربه می‌کند و پس از آن جریان هارمونیک ناشی از بار غیرخطی به خوبی توسط فیلتر ختی می‌شود. شکل (۶-د)، آنالیز THD را نشان می‌دهد که منجر به کاهش قابل توجهی در THD جریان شبکه از ۲۶/۶٪ به ۱/۵٪ شده است. همچنین سیگنال کنترلی در شکل (۶-ه) نشان داده شده است.

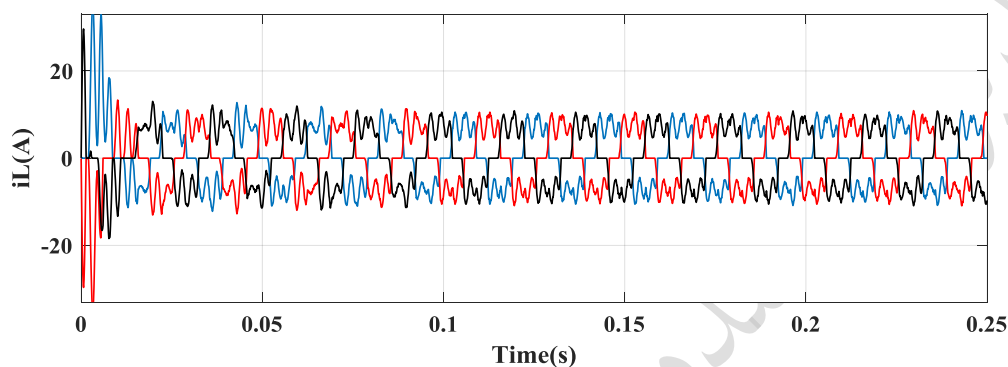
نتایج حاصل از کنترل‌کننده پسگام تنظیم شده با الگوریتم ازدحام ذرات نیز در شکل (۷) آورده شده است. شکل (۷-الف) و شکل (۷-ب) به ترتیب جریان شبکه و آنالیز THD آن را نشان می‌دهد. واضح است که جبران‌سازی به کمک کنترل‌کننده پسگام تنظیم شده توسط الگوریتم نهنگ نسبت به الگوریتم ازدحام ذرات نتیجه بهتری را ارائه می‌دهد. همچنین سیگنال کنترلی در شکل (۷-ج) نشان داده شده است.

۲.۵. حضور بار هارمونیک و نامتعادل

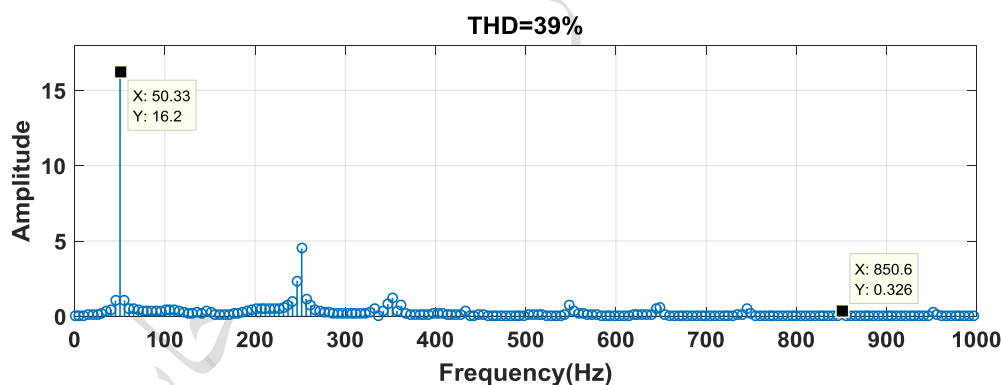
در این بخش برای بررسی بار نامتعادل، یک بار مقاومتی سه‌فاز با مقادیر $(R_1=8\Omega, R_2=12\Omega, R_3=16\Omega)$ به PCC متصل شده است. همچنین یک بار تک‌فاز شامل یک یکسوکننده موازی شده با مقاومت و سلف بین فازهای b و c قرار گرفته است. شکل (۸-الف) جریان بار که برابر با جریان شبکه قبل از جبران است را نشان می‌دهد. کنترل‌کننده پسگام تنظیم شده با الگوریتم نهنگ در لحظه $t=0/1$ ثانیه فعال شده و پاسخ جریان شبکه قبل و بعد از جبران در شکل (۸-ب) آورده شده است که به طور مؤثر

شد. تابع هدف مورد استفاده در این مسأله بهینه‌سازی بر مبنای معیار انتگرال زمان - قدرمطلق خطا (ITAE) می‌باشد. عملکرد سیستم با کنترل‌کننده پسگام تنظیم شده توسط نهنگ با عملکرد سیستم، با کنترل‌کننده پسگام تنظیم شده توسط الگوریتم ازدحام ذرات مورد مقایسه قرار گرفت. نتایج به دست آمده نشان می‌دهد.

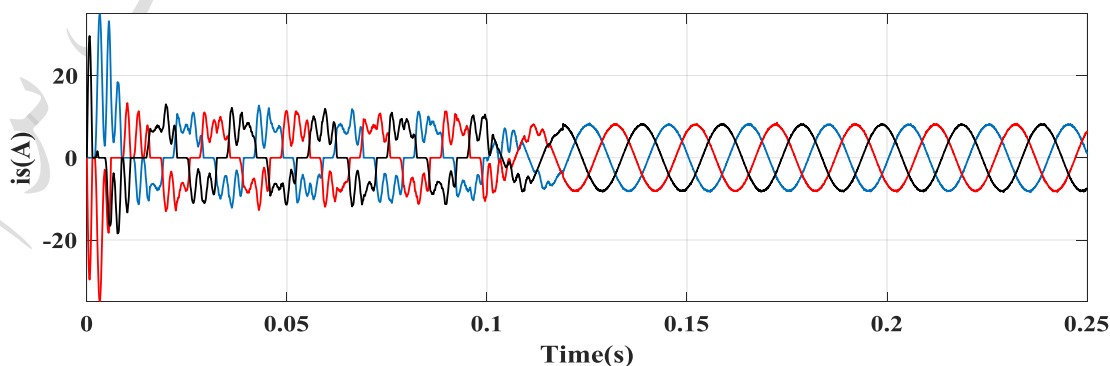
نشان‌دهنده‌ی عملکرد مطلوب الگوریتم نهنگ در تعیین پارامترهای کنترل‌کننده پسگام در مسأله جبران هارمونیک می‌باشد. در ضمن عملکرد مناسب کنترل‌کننده در شرایط حضور بار نامتعادل شایستگی این روش را در اصلاح عدم تعادل نیز نشان می‌دهد.



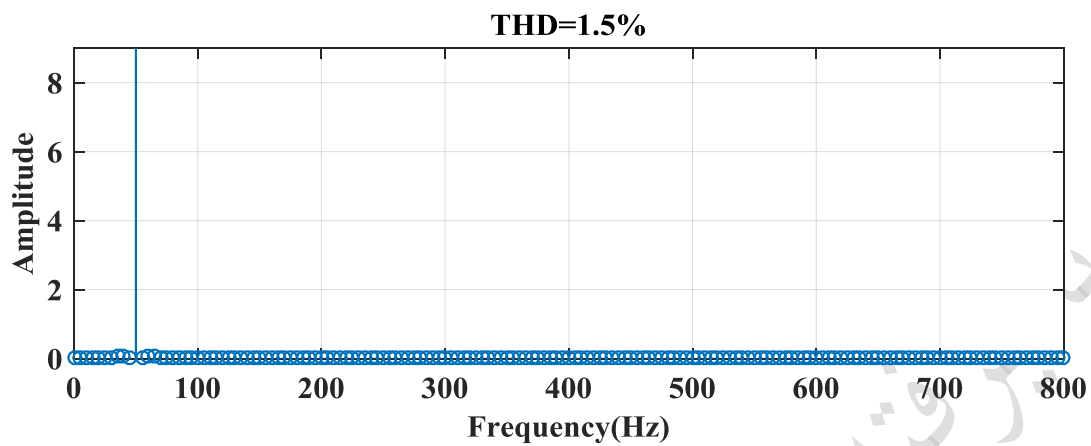
(الف)



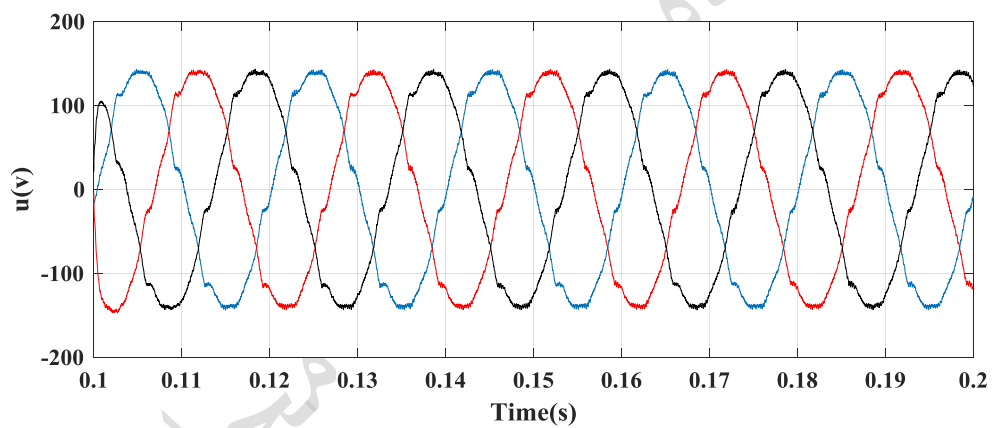
(ب)



(ج)

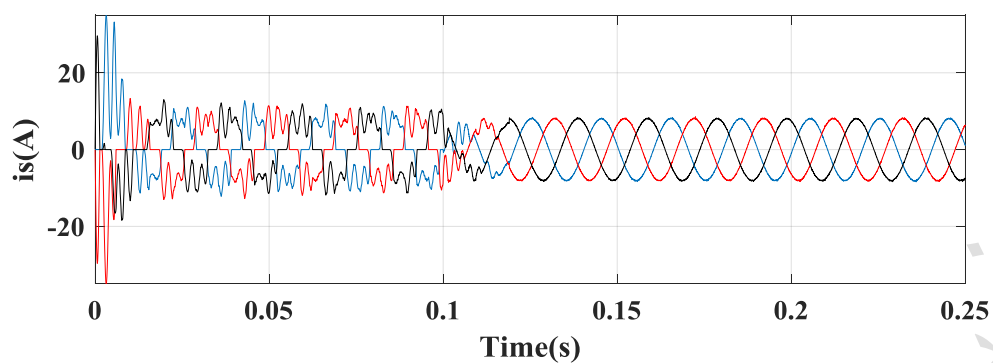


(د)

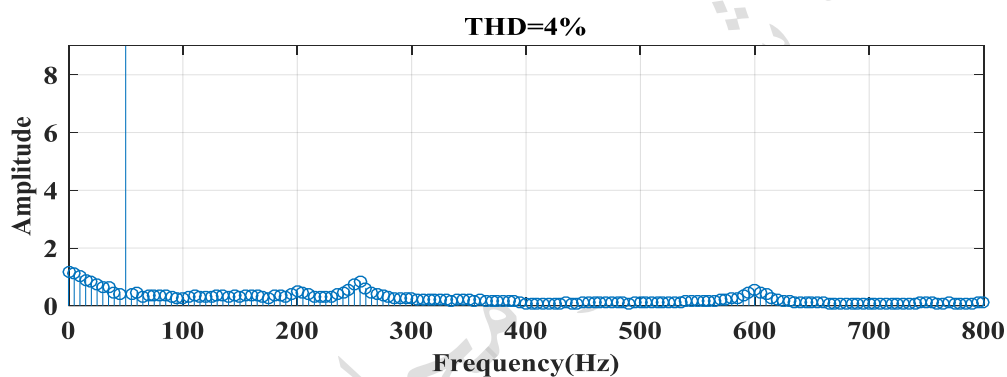


(ه)

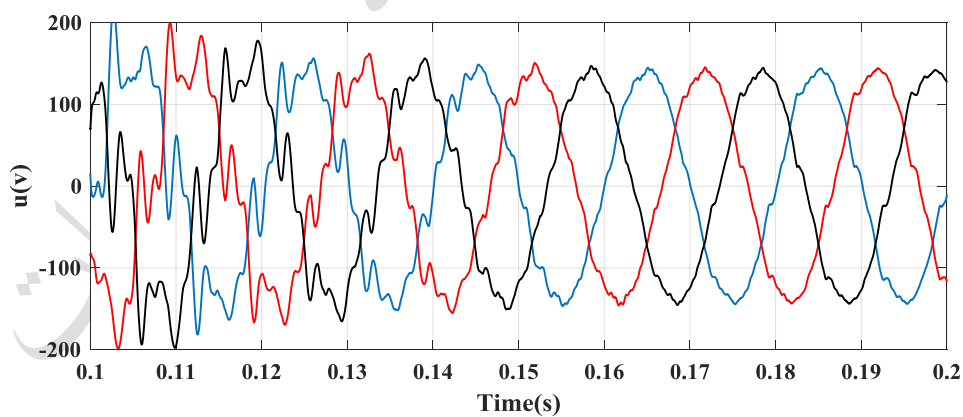
شکل (۶): عملکرد کنترل کننده پسگام تنظیم شده با الگوریتم نهنگ در حضور بار میان‌هارمونیکی (الف) جریان بار، (ب) آنالیز هارمونیکی جریان بار (ج) جریان شبکه، (د) آنالیز هارمونیکی جریان شبکه (ه) سیگنال کنترل



(الف)



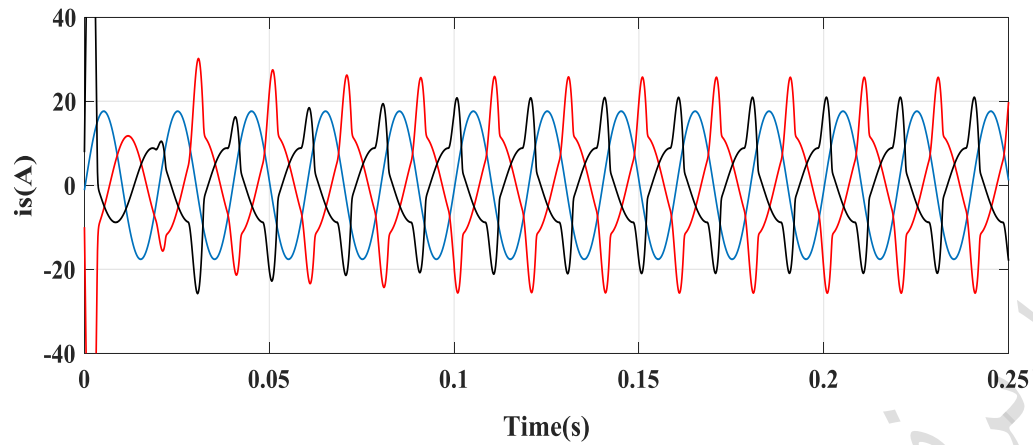
(ب)



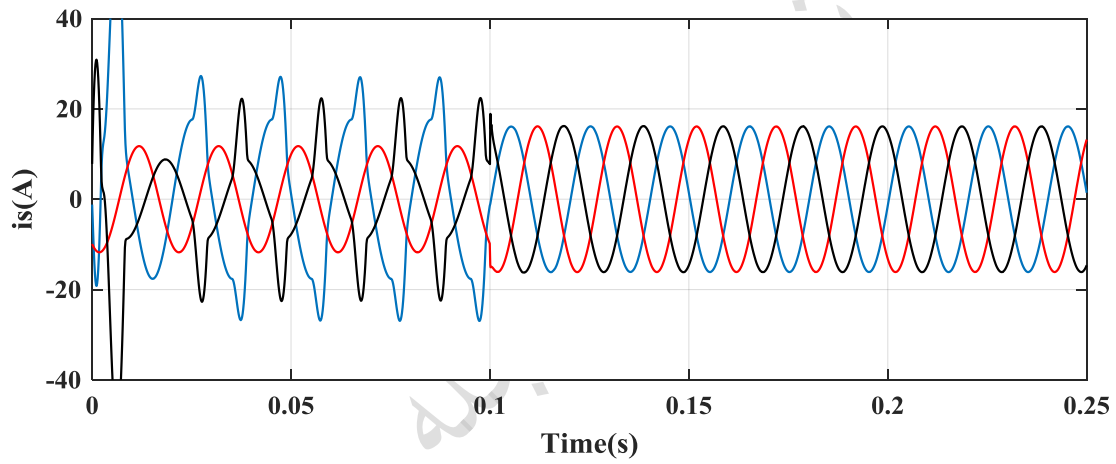
(ج)

شکل (۷): عملکرد کنترل کننده پسگام تنظیم شده با الگوریتم PSO در حضور بار میان هارمونیک (الف) جریان شبکه، (ب) آنالیز هارمونیک جریان

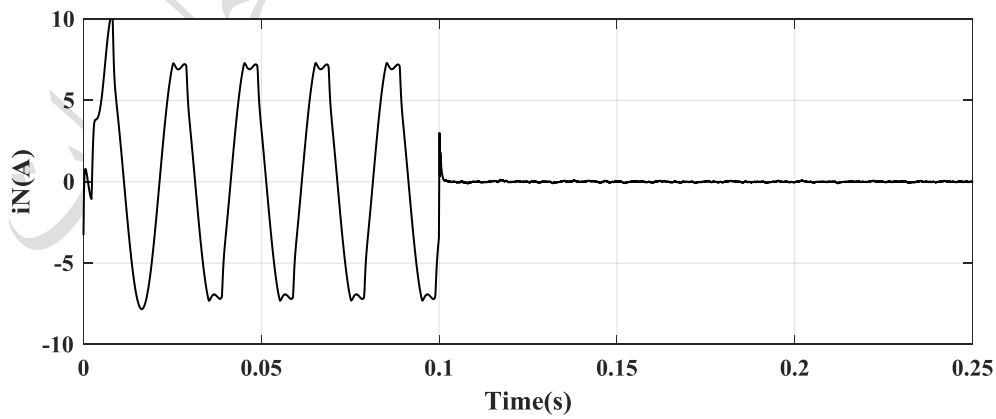
شبکه (ج) سیگنال کنترل



(الف)

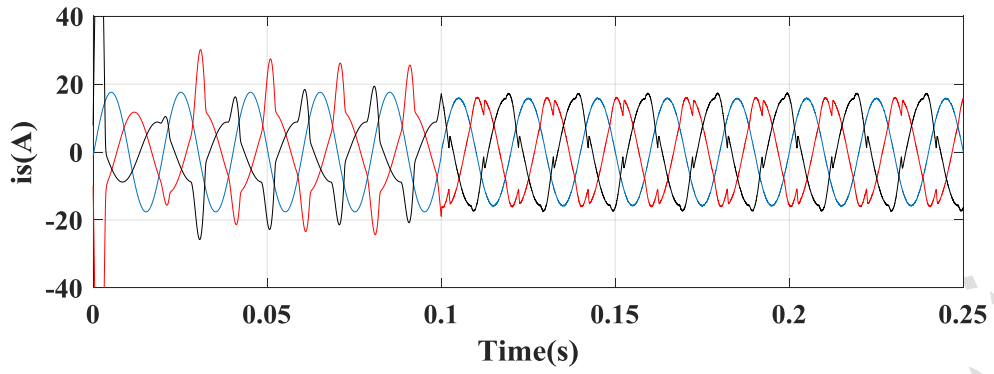


(ب)

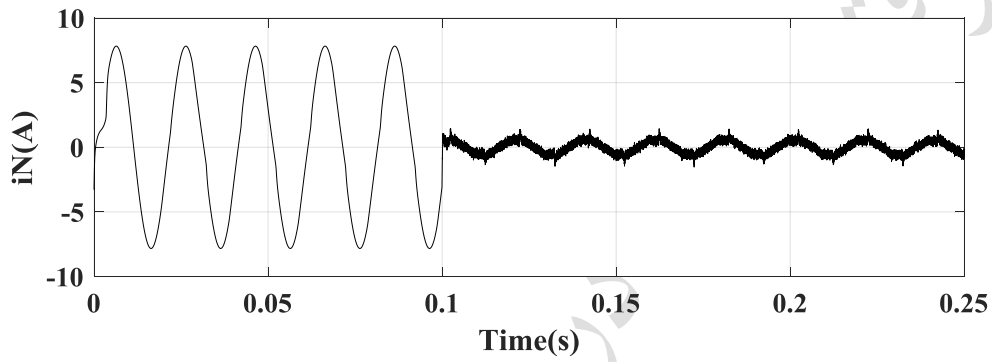


(ج)

شکل (۸): عملکرد پسگام به همراه الگوریتم نهنگ در حضور بار نامتعادل غیرخطی (الف) جریان بار (ب) جریان شبکه (ج) جریان نول

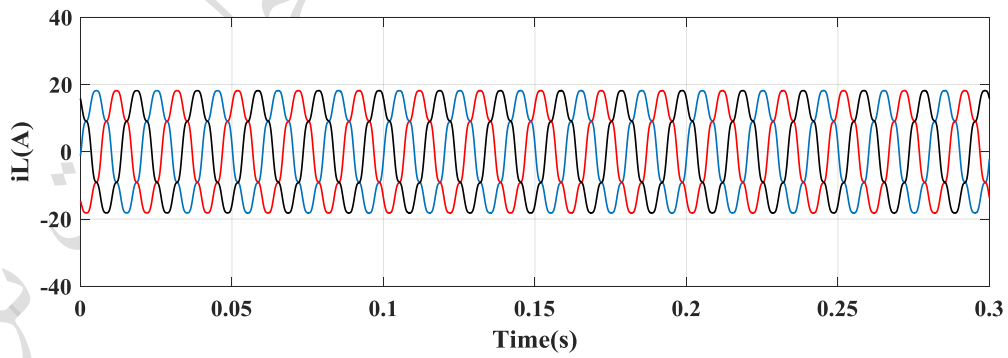


(الف)

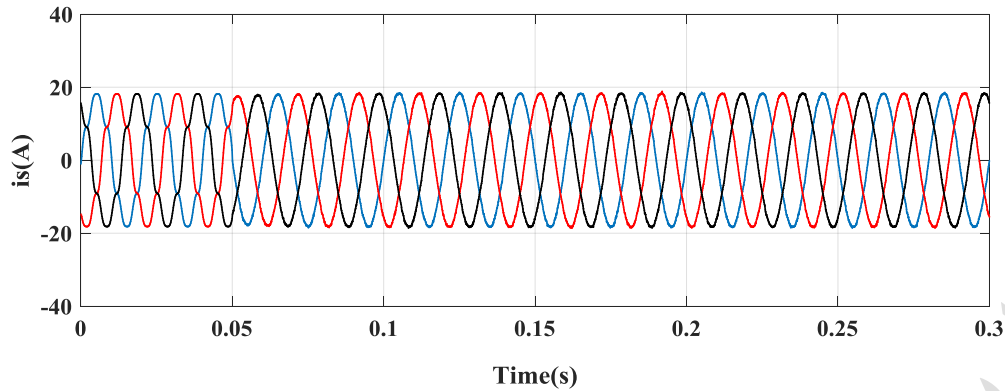


(ب)

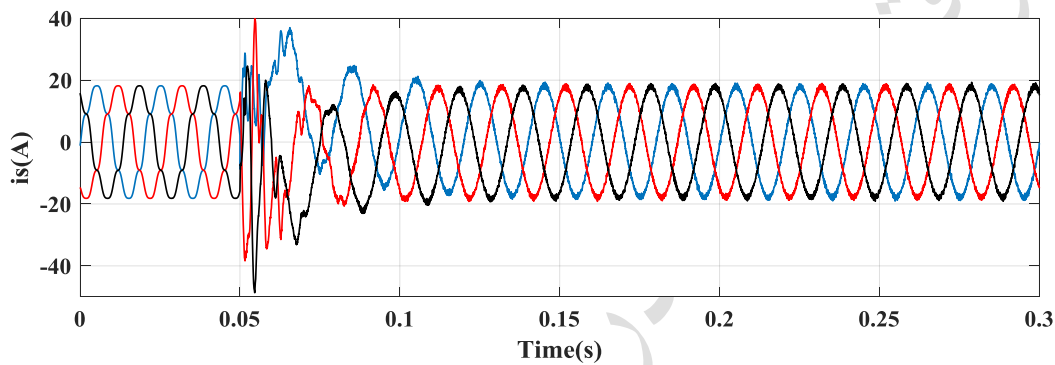
شکل (۹): عملکرد پسگام به همراه الگوریتم PSO در حضور بار نامتعادل غیرخطی (الف) جریان شبکه (ب) جریان نول



(الف)



(ب)



(ج)

شکل (۱۰): عملکرد کنترل‌کننده در حضور شبکه هارمونیک (الف) جریان بار (ب) جریان شبکه با استفاده از BSC به همراه الگوریتم نهنگ (ج)

جریان شبکه با استفاده از BSC به همراه PSO

مراجع

- [1] M. F. Akram, R. Burch, G. Carpinelli and W. Xu "Interharmonics: Theory and Measurement," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 22, no. 4, pp. 2335–2348, 2007.
- [2] F. D. Rosa, R. Langella, A. Sollazzo, and A. Testa, "On the Interharmonic Components Generated by Adjustable Speed Drives," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, no. 4, pp. 2535–2543, 2005.
- [3] D. Li, K. Yang, Z. Q. Zhu, and Y. Qin, "A Novel Series Power Quality Controller with Reduced Passive Power Filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 1, pp. 773–784, 2017.
- [4] T. Lee and S. Hu, "An active filter with resonant current control to suppress harmonic resonance in a distribution power system," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 1, pp. 198–209, 2016.

ضمیمه

پارامترهای PSO که در شبیه‌سازی استفاده شده است در جدول (ض-۱) آورده شده است.

جدول (ض-۱): پارامترهای الگوریتم ازدحام ذرات

پارامتر	PSO	
ضریب آموزش	$c_1=2$	$c_2=1$
ضریب وزنی	$w=0/9$	
تعداد ذرات	۵۰	
حداکثر تعداد تکرار	۱۰۰	

- [15] T M. Thamizh Thentral, K. Vijayakumar, S. Usha, R. Palanisamy, TS. Babu, HH. Alhelou, A H. Amer, "Development of Control Techniques Using Modified Fuzzy Based SAPF for Power Quality Enhancement," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 9, pp. 2169-3536, 2021.
- [16] Q. Zhang, D. He, "Disturbance-Observer-Based Adaptive Fuzzy Control for Strict-Feedback Switched Nonlinear Systems with Input Delay," *IEEE Transactions on Fuzzy System*, Vol. 29, pp. 1942-1952, 2021.
- [17] C.-I. Chen, C.-H. Chen, "Recurrent Wavelet Fuzzy Neural Network-Based Reference Compensation Current Control Strategy for Shunt Active Power Filter," *Energies*, vol. 15, 8687, 2022.
- [18] P. Chittora, A. Singh, M. Singh, "Design and Analysis of Functional Link Artificial Neural Network Controller for Shunt Compensation," *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 13, pp. 2280-2289, 2019.
- [19] M. Li, H. Xiao, and M. Cheng, "An adaptive strategy based on repetitive predictive control for improving adaptability of LCL-type grid-connected inverters under weak grid," *IEEE Transaction on Power Electronics*. vol. 37, pp. 2562-2572, 2022.
- [20] J.K. Liu, F.C. Sun, "Research and Development on Theory and Algorithms of Sliding Mode Control," *IET Control Theory & Applications*, vol. 24, no. 3, pp. 407-418, 2007.
- [21] T. K. Roy, M. A. Mahmud, M. A. Barik, A. B. M. Nasiruzzaman, and A. M. T. Oo, "A nonlinear backstepping control scheme for rapid earth fault current limiters in resonant grounded power distribution systems: Applications for mitigating powerline bushfires," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, vol. 3, no. 2, pp. 362-371, 2022.
- [22] X. Yan and M. Cheng, "Backstepping-based direct power control for dual-cage rotor brushless doubly fed induction generator," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 2, pp. 2668-2680, 2023.
- [23] I. K. Amin and M.N. Uddin, "Nonlinear Control Operation of DFIG-Based WECS Incorporated with Machine Loss Reduction Scheme," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 37, pp. 7031 - 7044, 2020.
- [5] E. Clarke, *Circuit Analysis, AC Power Systems*, New York: Wiley: 81rd ed, 1950.
- [6] C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea, F.Blaabjerg "Frequency Response Analysis of Current Controllers for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 2, pp. 337 - 347, 2009.
- [7] J. Fei, H. Wang, "Experimental Investigation of Recurrent Neural Network Fractional-order Sliding Mode Control of Active Power Filter," *IEEE Trans on Circuits and Systems.*, vol. 8, no. 6, pp. 2522 - 2526, 2020.
- [8] H. de Battista; R.J. Mantz, "Harmonic Series Compensators in Power Systems: Their Control via Sliding Mode," *IEEE Control Systems Technology*, vol. 8, no. 6, pp. 939 - 947, 2000.
- [9] L. Crispino Proença, L.Rolim "Two-leg Modular Multilevel Cascade Converter as Active Power Filter - Control Improvement," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 17, no. 9, pp. 1501 - 1508, 2019.
- [10] S. Bosch, J.Staiger, H.Steinhart "Predictive Current Control for an Active Power Filter With LCL-Filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 6, pp. 4943 - 4952, 2018.
- [11] H. Chen, H. Liu, Y. Xing, HH. "Enhanced DFT-Based Controller for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters" *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, pp. 8017-8030, 2018.
- [12] Hu.Geng, Z. Zheng, T.Zou, B.Chu, A.Chandra, "Fast Repetitive Control With Harmonic Correction Loops for Shunt Active Power Filter Applied in Weak Grid," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 3, pp. 3198 - 3206, 2019.
- [13] W. Jiang, X. Ding, Y. Ni, J. Wang, L. Wang, W. Ma "An Improved Deadbeat Control for a Three-Phase Three-Line Active Power Filter with Current-Tracking Error Compensation," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 33, no. 3, pp. 2061 - 2072, 2018.
- [14] W. Sou, W-H. Choi, C. Chao, C. Chi. Lam, C. Gong, C. Wong, M. Wong, "A Deadbeat Current Controller of LC-Hybrid Active Power Filter for Power Quality Improvement," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 8, pp. 3891-3905, 2020.

International Seminar on Intelligent Technology and its Applications (ISITIA), *IEEE*, pp. 87–92, 2017.

[33] S. Mirjalili, A Lewis, “The whale optimization algorithm,” *Advances in Engineering Software*, vol. 95, pp. 51–67, 2016.

[24] A. Ghamri, T. Mahni, M. Benchouia, K. Srairi, and A. Golea, “Comparative Study Between Different Controllers Used in Three-phase Four-wire Shunt Active Filter,” *Energy Procedia*, vol. 74, pp. 807–816, 2015.

[25] A X. Hao, I. Salhi, S. Laghrouche, Y. Ait-Amirat and A. Djerdir, “Backstepping super twisting control of four phase interleaved boost converter for PEM fuel cell,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 7, 2022.

[26] O. Eddine, A Chebabhi, A Kessal, “Backstepping Based Grey Wolf and DPC for Power Quality Improvement and Active Power Injection in PV Grid-connected System Based on Interleaved Boost Converter,” *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*, vol. 67, no. 3, pp. 268–280, 2023.

[27] N. Shrivastava, A. Baliyan, S.J. Alam, “Hybrid Series Active Power Filter for Harmonic Compensation Using PI Controller Tuned with WOA Technique,” *Russian Electrical Engineering Springer*, vol. 93, pp. 129–140, 2022.

[28] S. Abhishek, K, D. Dushmanta, “A Whale Optimization Algorithm Based Shunt Active Power Filter for Power Quality Improvement” *International Journal of Electrical Energy*, vol. 6, no. 1, pp. 7–12, 2018.

[29] Son, T.J.; Yun, L.K.; Haur, Y.K. “Shunt Active Power Filter Design with Whale Optimization Algorithm for Three Phase Power System” *2nd International Conference on Electrical, Control and Instrumentation Engineering (ICECIE)*, Vol. 1, no. 28, pp. 1–10, November 2020.

[30] X. Huang, C. Zhang, Q. Li, Y. Tai, B. Gao, J. Shi, “Optimal Tuning of Fractional Order PID Controller for DC Motor Speed Control via Chaotic Atom Search Optimization Algorithm,” *IEEE Access*, pp. 38100–38114, 2019.

[31] K.B.O Medani, S. Sayah, A. Bekrar, “Whale Optimization Algorithm Based Optimal Reactive Power Dispatch: A Case Study of the Algerian Power System,” *Electric Power System Research*, vol. 163, pp. 696–705, 2018.

[32] A. Rosyadi, O. Penangsang, A. Soeprijanto, “Optimal Filter Placement and Sizing in Radial Distribution System Using Whale Optimization Algorithm,”