Journal of Soft Computing and Information Technology (JSCIT)
Babol Noshirvani University of Technology, Babol, Iran
Journal Homepage: jscit.nit.ac.ir
DOI: 10.22034/jscit.2025.500162.2092
Volume 14, Number 2, Summer 2025, pp. 36-44
Received:01/15/2025, Revised:06/06/2025, Accepted: 07/14/2025

Intelligent Control of Series Active Filters to Improve Electrical Power Quality in Power Networks

Hojat Moayedirad[1]
1- Department of Electrical and Computer Engineering, Esfarayen University of Technology, Esfarayen, North Khorasan, Iran.
[1]hojatrad@esfarayen.ac.ir

Corresponding author's address: Hojat Moayedirad, Department of Electrical and Computer Engineering, Esfarayen University of Technology, Esfarayen, North Khorasan, Iran.

Abstract- Today, power electronic devices and industrial converters are widely used in industry. Sensitive loads need suitable sinusoidal voltage sources. Therefore, the issue of power quality is very important. One of the ways to reduce voltage harmonics in power networks is to use series active filters. By voltage compensation, these filters try to deliver a suitable quality voltage to loads. One of the most important parts of the series active filter is its control system. In the control system, the goal is to generate reference voltage signals that are used to generate switching pulses. The fast and optimal performance of the reference signal generation department is importance. In classical methods, the trial-and-error method is used to determine the coefficients of conventional proportional-integral controllers, which is time-consuming and accompanied by errors, and their setting is offline. In this paper, the intelligent controller based on emotional intelligence is used instead of conventional classical controllers. With the self-adjustment of the controller coefficients, the problem of adjusting the coefficients, which were determined by trial and error and with a fixed value, is solved. The proposed model is simulated in Simulink MATLAB software. The simulation results confirm the stable and acceptable behavior of the proposed model.

Keywords- Harmonic distortion, Power quality, Series active filter, Emotional intelligence.

مجله علمی رایانش نرم و فناوری اطلاعات
دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل
صفحه مجله: jscit.nit.ac.ir
شناسه دیجیتال: 10.22034/jscit.2025.500162.2092
جلد ۱۴، شماره ۲، تابستان ۱۴۰۴، صفحه ۳۶-۴۴
دریافت: ۱۴۰۳/۱۰/۲۶، بازنگری: ۱۴۰۴/۰۳/۱۶، پذیرش: ۱۴۰۴/۰۴/۲۳

کنترل هوشمند فیلتر اکتیو سری به‌منظور بهبود کیفیت توان الکتریکی در شبکه‌های قدرت

حجت مویدی راد*[۱]
*۱- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، مجتمع آموزش عالی فنی و مهندسی اسفراین، اسفراین، ایران.
[1*]hojatrad@esfarayen.ac.ir

* نشانی نویسنده مسئول: حجت مویدی راد، اسفراین، بلوار آزادگان، نبش میدان مادر، مجتمع آموزش عالی فنی و مهندسی اسفراین، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر.

چکیده- امروزه با کاربرد وسیع ادوات الکترونیک قدرت و مبدل‌های صنعتی و نیز بارهای حساسی که به منابع ولتاژ ایده‌آل سینوسی احتیاج دارند، بحث کیفیت توان از اهمیت بالایی برخوردار شده است. از راهکارهای حذف هارمونیک‌های ولتاژ در شبکه‌های قدرت استفاده از فیلتر اکتیوهای سری است. این فیلترها با جبران‌سازی ولتاژ، سعی در رساندن یک ولتاژ با کیفیت مطلوب به بارها را دارند. یکی از مهم‌ترین قسمت‌های فیلتر اکتیو سری، بخش کنترلی آن است. در بخش کنترل، هدف تولید سیگنال‌های ولتاژ مرجع است که برای تولید پالس‌های کلیدزنی مورد استفاده قرار می‌گیرند. عملکرد سریع و مطلوب بخش تولید سیگنال‌های مرجع از اهمیت بالای برخوردار است. در روش‌های کلاسیک، برای تعیین ضریب‌های کنترل‌کننده‌های تناسبی-انتگرالی مرسوم، از روش سعی و خطا استفاده می‌شود که امری زمان‌بر، به همراه خطا و با ماهیتی استاتیکی است. در این مقاله، از کنترل‌کننده‌ی هوشمند مبتنی‌بر هوش هیجانی به‌جای کنترل‌کننده‌های مرسوم کلاسیک استفاده می‌شود. با خود تنظیم بودن ضریب‌های کنترل‌کننده، مشکل تنظیم آن‌ها که به‌صورت سعی و خطا و با یک مقدار ثابت تعیین می‌شدند، برطرف می‌شود. مدل پیشنهادی در بخش سیمولینک نرم‌افزار متلب شبیه‌سازی شده است. نتایج شبیه‌سازی مؤید رفتار پایدار و قابل قبول مدل پیشنهادی هستند.

واژه‌های کلیدی: اعوجاج هارمونیکی، کیفیت توان، فیلتر اکتیو سری، هوش هیجانی.

۱- مقدمه

بحث کیفیت توان با افزایش تجهیزات الکترونیکی، منابع تغذیه قابل کلیدزنی و رقابتی شدن بازار برق در بسیاری از کشورها از اهمیت بالایی برخوردار است. در گذشته، برای حذف هارمونیک‌های ناخواسته از فیلترهای غیرفعال استفاده می‌شد. فیلترهای غیرفعال در فرکانسی خاص طراحی می‌شوند و هارمونیک مشخصی را حذف می‌کنند. از عیب‌های آن می‌توان به امکان تشدید آن با امپدانس معادل شبکه‌ی متصل به آن و اندازه‌ی بزرگ عناصر آن اشاره کرد [۳]. اما با توجه به متغیر بودن ماهیت بارها و هارمونیک‌های ناخواسته‌ی دیگر، امروزه این نوع از فیلترها به تنهایی کارایی چندانی ندارند. مهم‌ترین بخش عملکردی سیستم فیلتر اکتیو، بخش کنترلی آن است. در [۱]، [۳] و [۵]-[۱۶]،

روش‌های مختلفی برای به‌دست آوردن سیگنال‌های کنترلی برای فیلتر اکتیو ارائه شده است. در فیلتر اکتیو سری، کنترل بر روی ولتاژ انجام می‌شود. در واقع، فیلترهای اکتیو سری به‌صورت منابع ولتاژ قابل کنترل مطرح هستند. یکی از روش‌های مرسوم تولید سیگنال‌های مرجع ولتاژ در فیلتر اکتیو سری استفاده از تئوری p-q است [۱۲]. فیلتر اکتیو به‌طور معمول شامل یک اینورتر سه فاز سه ستونه است که از سه ستون (بازو) تشکیل می‌شود. در هر ستون، دو واحد کلید قابل کنترل در بالا و پایین ستون قرار می‌گیرد. در مجموع، دارای شش کلید با پایه‌ی گیت است. در هر ستون، فرمان کلید پایین، از جهت اتصال کوتاه نشدن ورودی اینورتر (منبع تغذیه)، بایستی عکس (نات) فرمان کلید بالایی باشد. لذا، برای هر ستون یک پالس کلیدزنی اصلی مورد نیاز هست که با توجه به وجود سه ستون، در مجموع، به سه پالس کلیدزنی اصلی احتیاج هست که توسط این سه پالس عمل کنترل فیلتر اکتیو انجام می‌شود [۱۳].

در [۵]، برای بهبود کیفیت توان از فیلتر اکتیو مبتنی‌بر فیلتر کالمن توسعه یافته استفاده شده است. در [۶] و [۷]، کنترل‌کننده‌ی مورد استفاده برای فیلتر اکتیو سری از نوع انتگرالی-تناسبی است که مشکل تنظیم مناسب ضریب‌های کنترل‌کننده را دارد. در فیلتر اکتیوهای مرسوم، ضریب‌های کنترل‌کننده‌های تناسبی-انتگرالی توسط روش‌های سعی و خطا و در حالت برون‌خط تعیین می‌شوند که روشی زمان‌بر، دارای خطا و با ماهیتی استاتیکی است. در [۸]، برای تنظیم مناسب ضریب‌های کنترل‌کننده از الگوریتم بهبودیافته‌ی اجتماع پرندگان و در [۹] از الگوریتم ژنتیک استفاده شده است. عملکرد این روش‌ها مبتنی‌بر تکرار الگوریتم است که روشی زمان‌بر است. انتخاب ضریب‌های کنترل‌کننده‌ی بهینه، سیستم را در وضعیت کار مطلوب و مطمئن قرار می‌دهد. ضریب‌های بهینه می‌توانند در حالت برون‌خط نیز با روش‌های مختلفی تعیین شوند. ولی در عمل، ممکن است در شرایط حین کار اتفاقاتی مانند خطای حسگرهای اندازه‌گیری، فرسودگی قطعات و به‌طور کلی عوامل محیطی نیز وجود داشته باشند که باعث می‌شود بحث تنظیم روی خط ضریب‌های کنترل‌کننده از اهمیت بالایی برخوردار شود.

این مقاله یک فیلتر اکتیو سری با کنترل‌کننده‌ی هوشمند مبتنی‌بر هوش هیجانی را برای بهبود عملکرد فیلتر سری ارائه می‌کند. ضریب‌های کنترل‌کننده‌های تناسبی-انتگرالی در مدل پیشنهادی در حالت برخط و به‌صورت خودکار تنظیم می‌شوند. ساختار ادامه‌ی مقاله بدین شرح است: نمایش شماتیکی ساختار فیلتر اکتیو سری به‌همراه خلاصه‌ای از روند مدل‌سازی بخش کنترلی آن و نیز نحوه‌ی تولید سیگنال‌های مرجع ولتاژ مورد نیاز در بخش ۲ ارائه شده‌اند. در بخش ۳، ساختار کنترل‌کننده‌ی هوشمند هیجانی معرفی شده است. نتایج شبیه‌سازی‌های انجام گرفته در بخش ۴ ارائه و در نهایت، مقاله با ارائه‌ی نتیجه‌گیری در بخش ۵ پایان می‌یابد.

۲- فیلتر اکتیو سری

۲-۱- ساختار فیلتر اکتیو سری

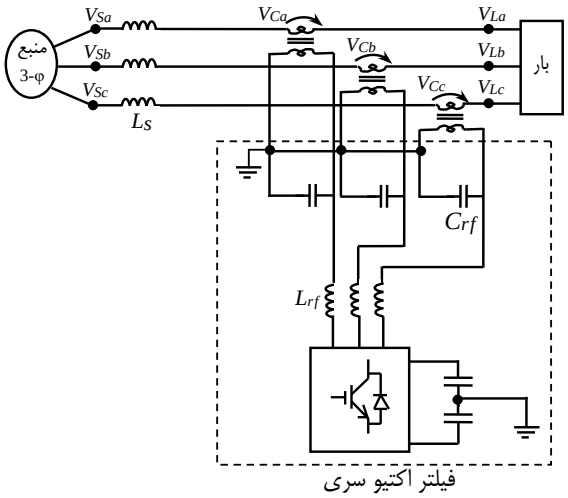
شکل (۱) نمونه‌ای از نحوه‌ی اتصال یک فیلتر اکتیو سری را به یک شبکه‌ی الکتریکی نشان می‌دهد. فیلتر اکتیو سری توسط ترانسفورماتورهایی به‌صورت سری به سیستم الکتریکی متصل می‌شود. هدف در این مقاله، صرفاً نمایش بهبود عملکرد کنترل‌کننده‌ها است. لذا، فرض می‌شود منبع اصلی در حکم یک منبع ولتاژ هارمونیکی است که قاعدتاً در دو سر بار هم ولتاژ هارمونیکی وجود خواهد داشت. فیلتر اکتیو سری وظیفه دارد که با توجه به ولتاژهای منبع هارمونیکی، ولتاژهایی را تولید کند که بار، به‌طور کامل ولتاژ سینوسی را در دو سر خود داشته باشد.

۲-۲- تولید سیگنال‌های مرجع ولتاژ

معادله‌ی (۱) بیانگر رابطه‌ی میان ولتاژ منبع، ولتاژ بار و ولتاژ فیلتر اکتیو است [۱].

$$\begin{bmatrix} V_{Sa} \\ V_{Sb} \\ V_{Sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{La} \\ V_{Lb} \\ V_{Lc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{Ca} \\ V_{Cb} \\ V_{Cc} \end{bmatrix} \quad (۱)$$

که در آن V_{Sa}، V_{Sb} و V_{Sc} ولتاژ فاز منبع سه فاز، V_{La}، V_{Lb} و V_{Lc} ولتاژ فاز بار و V_{Ca}، V_{Cb} و V_{Cc} ولتاژ فیلتر اکتیو سری هستند. ولتاژهای فیلتر اکتیو سری توسط سه مبدل تک‌فاز با یک خازن dc مشترک تولید می‌شوند.



شکل ۱: نمایش شماتیکی فیلتر اکتیو سری.

ولتاژهای مرجع مورد نیاز این مبدل‌ها توسط سیستم کنترلی فیلتر اکتیو سری تولید می‌شوند [۱]. برای تولید ولتاژهای مرجع، از تئوری توان لحظه‌ای استفاده می‌شود. برای این منظور، ولتاژها و جریان‌های منبع اندازه‌گیری می‌شوند و با استفاده از تبدیل کلارک سیگنال‌های مرجع تولید می‌شوند. شکل (۲) شماتیکی از این تبدیل را نشان می‌دهد. ولتاژها و جریان‌های اندازه‌گیری شده طبق معادله‌های (۲) و (۳) به دستگاه α-β-o برده می‌شوند.

$$\begin{bmatrix} V_o \\ V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (۲)$$

$$\begin{bmatrix} i_o \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (۳)$$

توان‌های حقیقی و راکتیو در قالب دستگاه α-β-o به‌صورت معادله‌های (۴) و (۵) نوشته می‌شوند.

$$p = V_\alpha i_\alpha + V_\beta i_\beta + V_o i_o \quad (۴)$$

$$q = V_\alpha i_\alpha - V_\beta i_\beta + V_o i_o \quad (۵)$$

توان ناشی از مؤلفه‌ی صفر نیز طبق معادله‌ی (۶) تعریف می‌شود.

$$P_o = V_o i_o \quad (۶)$$

سیستم سه‌فاز مورد مطالعه بدون سیم نول درنظرگرفته شده است. لذا، توان توالی صفر برابر با صفر درنظر گرفته می‌شود و فیلتر اکتیو سری باید قسمت نوسانی ولتاژ اکتیو لحظه‌ای بار را تامین نماید. لذا، معادله‌های توان‌های حقیقی و موهومی به‌صورت معادله‌های (۷) و (۸) بازنویسی می‌شوند.

$$p = V_\alpha i_\alpha + V_\beta i_\beta \quad (۷)$$

$$q = V_\alpha i_\alpha - V_\beta i_\beta \quad (۸)$$

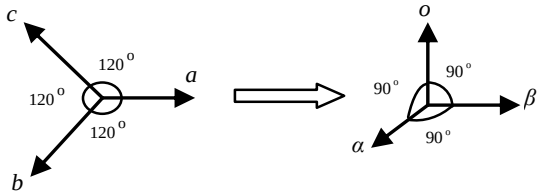
وقتی جریان‌ها و ولتاژها سینوسی هستند p و q مقادیر ثابتی را خواهند داشت. اما در حالت هارمونیکی p و q به‌صورت معادله‌ی (۹) بیان می‌شوند [۱۵].

$$p = \bar{p} + \tilde{q};\ q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (۹)$$

که $\bar{p}$ و $\bar{q}$ بخش ثابت توان‌های اکتیو و راکتیو و نیز $\tilde{q}$ و $\tilde{p}$ بخش نوسانی توان‌های اکتیو و راکتیو هستند.

با در نظر گرفتن توان‌های نوسانی می‌توان ولتاژهای لحظه‌ای را که بایستی توسط فیلتر اکتیو سری به‌منظور جبران هارمونیک‌های ولتاژ تزریق شوند با استفاده از معادله‌ی (۱۰) محاسبه کرد [۱].

$$\begin{bmatrix} V_{C\alpha}^* \\ V_{C\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \begin{bmatrix} i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (۱۰)$$

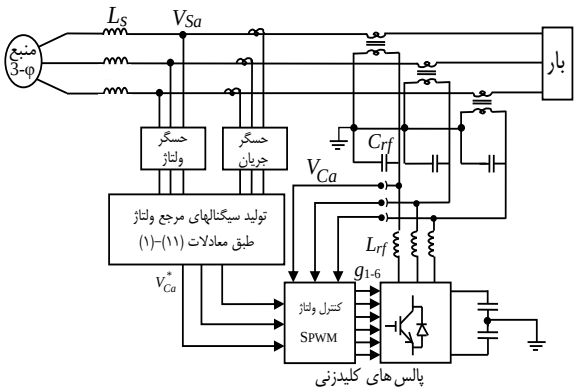


شکل ۲: نمایش شماتیکی تبدیل سیستم مرجع *abc* به *αβo* [۱۰].

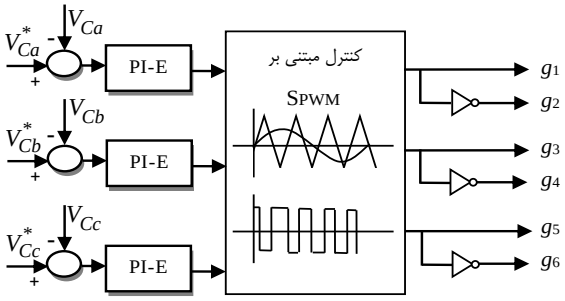
ولتاژهای مرجع $V_{C\alpha}^*$ و $V_{C\beta}^*$ با استفاده از معادله‌ی (۱۱) به محورهای مرجع *abc* تبدیل می‌شوند [۱].

$$\begin{bmatrix} V_{Ca}^* \\ V_{Cb}^* \\ V_{Cc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{C\alpha}^* \\ V_{C\beta}^* \end{bmatrix} \quad (۱۱)$$

نمایش شماتیکی فیلتر اکتیو سری پیشنهادی در شکل (۳) آمده است. به‌صورتی که در شکل (۴) نشان داده شده است، با اندازه‌گیری ولتاژهای فیلتر اکتیو (V_{Ca}، V_{Cb} و V_{Cc}) و محاسبه‌ی ولتاژهای مرجع تولید شده طبق معادله‌ی (۱۱)، پالس‌های کلیدزنی مناسب با استفاده از کنترل‌کننده‌ی هوشمند هیجانی PI پیشنهادی بدست می‌آیند. که در بخش بعدی، مدل‌سازی آن تشریح می‌شود.



شکل ۳: نمایش شماتیکی سیستم کنترلی فیلتر اکتیو سری پیشنهادی.



شکل ۴: نمایش شماتیکی نحوه‌ی تولید پالس‌های کلیدزنی.

۳- کنترل‌کننده‌ی هوشمند مبتنی‌بر مکانیسم هوش هیجانی

۳-۱- مدل‌سازی ایده‌ی پیشنهادی

مدل‌های محاسباتی برگرفته از مغز انسان به‌دلیل توانایی پردازش و مدل‌سازی مفاهیم و استدلال‌های تقریبی برگرفته از دانش بشری، از جمله ابزارهای هوشمند مدل‌سازی محسوب می‌شوند. این مدل‌ها توانایی تطبیق و تعمیم بالایی دارند. از ویژگی‌های مهم آن‌ها قوام و پایداری قابل ملاحظه‌ی آن‌ها نسبت به تغییرات پارامترها و نامعینی‌های سیستم تحت کنترل است [۲].

با توجه به موفقیت‌های کسب شده از کاربرد مدل‌های تقویتی-هیجانی در حوزه‌ی کنترل [۱۷] و [۴]، هدف اصلی این تحقیق استناد به یک مدل محاسباتی ارائه شده در [۱۹]، از مکانیسم یادگیری هیجانی مغز، جهت توسعه‌ی یک ساختار هوشمند جدید کنترلی برای فیلتر اکتیو سری است که در ادامه به آن پرداخته خواهد شد. با صرف نظر از جزئیات، طرح شماتیکی سیستم یادگیری هیجانی مغز در شکل (۵) نشان داده شده است [۱۹]. در ادامه، جهت تشریح مدل محاسباتی پیشنهادی در [۲]، سیستم یادگیری هیجانی آمیگدالا[۱]-اربیتوفرانتال[۲] مورد استفاده قرار می‌گیرد. شکل (۶) محل قرارگیری این دو واحد را در مغز انسان نشان می‌دهد. معادله‌های (۲۵)-(۱۲) توصیف‌کننده‌ی ساختار کنترل‌کننده‌ی هوشمند مبتنی‌بر یادگیری هیجانی مغز انسان هستند [۲].

$$MO = AO - OCO \quad (۱۲)$$

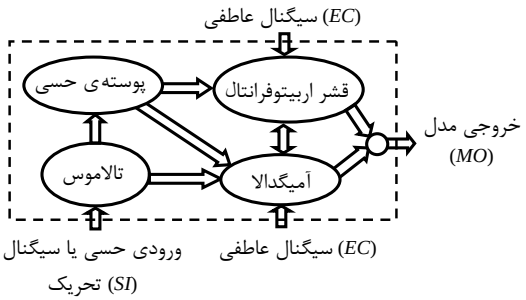
$$AO = G_a SI \quad (۱۳)$$

$$OCO = G_{oc} I \quad (۱۴)$$

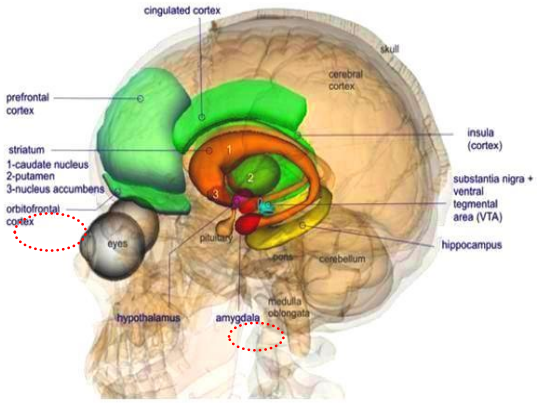
$$\Delta G_a = k_1 \, max(0, EC - AO) \geq 0 \quad (۱۵)$$

$$\Delta G_{oc} = k_2 (MO - EC) \quad (۱۶)$$

$$\Delta G_{oc} = k_2 (MO - EC) \quad (۱۷)$$



شکل ۵: نمایش شماتیکی مدل محاسباتی از مکانیسم یادگیری هیجانی مغز [۱۹].



شکل ۶: نمایش قشر اربیتوفرانتال و آمیگدالا در مغز انسان [۲۰].

$$SI = K_p e_w + K_I \int_0^t e_w dt \quad (۱۸)$$

$$EC = a_{ec1} e_w + a_{ec2} MO \quad (۱۹)$$

$$\frac{G_a(t + \Delta t) - G_a(t)}{\Delta t} = \frac{K_1}{\Delta t} max(0, EC(t) - AO(t)) \quad (۲۰)$$

$$\frac{d}{dt} G_a(t) = \frac{K_1}{\Delta t} max(0, EC(t) - AO(t)) \quad (۲۱)$$

$$G_a(t) = K_1' \int_0^t max(0, EC(t) - AO(t))dt + G_a(0) \quad (۲۲)$$

$$\frac{G_{oc}(t+\Delta t) - G_{oc}(t)}{\Delta t} = \frac{K_2}{\Delta t}(MO(t) - EC(t)) \quad (۲۳)$$

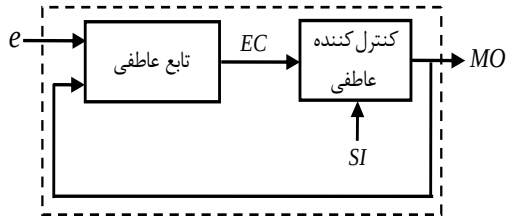
$$\frac{d}{dt}G_{oc}(t) = K_2'(MO(t) - EC(t)) \quad (۲۴)$$

$$G_{oc}(t) = K_2' \int_0^t (MO(t) - EC(t))dt + G_{oc}(0) \quad (۲۵)$$

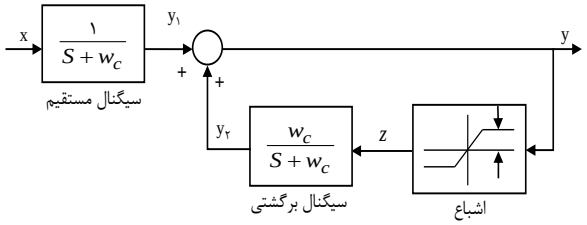
که SI سیگنال تحریک ورودی، EC سیگنال هیجانی پاداش و جزاء، MO پاسخ مدل محاسباتی به SI و EC، AO خروجی واحد آمیگدالا، OCO خروجی واحد اربیتوفرانتال، G_a گین معادل واحد آمیگدالا، G_{oc} گین معادل واحد اربیتوفرانتال، K_1 ضریب یادگیری در واحد آمیگدالا، K_2 ضریب یادگیری در واحد اربیتوفرانتال، K_1' نرخ یادگیری در واحد آمیگدالا، K_2' نرخ یادگیری در واحد اربیتوفرانتال، e_w خطای سیستم حلقه بسته، k_P ضریب سیگنال ورودی کنترل‌کننده‌ی هوشمند (e_w)، k_I ضریب انتگرالی سیگنال ورودی کنترل‌کننده‌ی هوشمند(e_w)، a_{ec1} ضریب e_w در سیگنال هیجانی پاداش و جزاء و a_{ec2} ضریب MO در سیگنال هیجانی پاداش و جزاء هستند.

یادگیری در بخش آمیگدالا انجام می‌پذیرد و قشر اربیتوفرانتال به عنوان اصلاح‌کننده‌ی پاسخ‌ها و عکس‌العمل‌های نامناسب آمیگدالا، نقش ایفا می‌کند. پاسخ سیستم یادگیری هیجانی آمیگدالا-اربیتوفرانتال (MO) به تحریک ورودی SI و سیگنال هیجانی پاداش/جزاء EC طبق معادله‌ی (۱۲) محاسبه می‌شود. که AO و OCO را می‌توان طبق معادله‌های (۱۳) و (۱۴) نوشت. قانون یادگیری در واحدهای آمیگدالا و اربیتوفرانتال طبق معادله‌های (۱۵) و (۱۶) انجام می‌شود. در معادله‌ی (۱۵)، به‌دلیل استفاده از عملگر max، گین واحد آمیگدالا محکوم به تغییرات یکنوای افزایشی است. واحد آمیگدالا قادر به فراموشی آنچه از قبل یاد گرفته است نیست. گین واحد اربیتوفرانتال مجاز به تغییرات مثبت و منفی بوده تا بتواند در قبال پاسخ‌های نامناسب واحد آمیگدالا اصلاح مناسب را انجام دهد [۲]. از ترکیب معادله‌های (۱۲)، (۱۳) و (۱۴)، معادله‌ی (۱۷) حاصل می‌شود. به‌عبارت دیگر، خروجی سیستم یادگیری هیجانی آمیگدالا و اربیتوفرانتال برابر است با حاصل‌ضرب یک گین متغیر G (وابسته به عوامل متعدد از جمله: سیگنال هیجانی EC و تحریک ورودی SI) در تحریک ورودی SI. در این مقاله، از کنترل‌کننده‌ی هوشمند به‌عنوان یک کنترل‌کننده‌ی PI استفاده می‌شود. لذا، سیگنال تحریک SI به‌صورت معادله‌ی (۱۸) فرمول‌بندی می‌شود.

سیگنال هیجانی EC نیز در حالت کلی بایستی گویای میزان مطلوبیت عملکرد کنترل‌کننده‌ی سیستم حلقه بسته باشد. لذا، بدون از دست دادن کلیت، EC بر حسب یک ترکیب وزنی از هدف مورد نظر مانند معادله‌ی (۱۹) نوشته می‌شود. شماتیکی از کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی مبتنی‌بر مدل محاسباتی ارائه شده از سیستم یادگیری هیجانی آمیگدالا-اربیتوفرانتال در شکل (۷) نشان داده شده است. با توجه به معادله‌ی (۱۵)، معادله‌های (۲۰) و (۲۱) را خواهیم داشت؛ که از معادله‌ی (۲۱)، گین معادل واحد آمیگدالا ($G_a(t)$) به‌صورت معادله‌ی (۲۲) محاسبه می‌شود. که در آن $K_1/\Delta t = K_1'$. به‌طور مشابه، با توجه به معادله‌ی (۱۶)، معادله‌های (۲۳) و (۲۴) را خواهیم داشت. که از معادله‌ی (۲۴) گین معادل واحد اربیتوفرانتال ($G_{oc}(t)$) به‌صورت معادله‌ی (۲۵) محاسبه می‌شود. که در آن $K_2/\Delta t = K_2'$ است. با توجه به اینکه مدل کنترل‌کننده‌ی هیجانی از مغز الهام گرفته شده است، لذا، منطقی است که برای گین‌های واحدهای آمیگدالا و اربیتوفرانتال محدودکننده‌هایی در نظر گرفته شود، که در واقع همان آستانه‌ی تحمل هیجانی انسان است. با این ترفند، دیگر مشکلی از بابت انتخاب مقادیر وزنی بزرگ برای سیگنال هیجانی به‌وجود نخواهد آمد. به‌جای استفاده از انتگرال‌گیرهایی که مشکلات آفست DC را به‌دنبال دارند، از یک انتگرال‌گیر اصلاح شده با مکانیسم فیدبک که در شکل (۸) نشان داده شده است در طراحی کنترل‌کننده‌ی هیجانی استفاده شده است، که معادله‌ی (۲۶) را برای آن داریم.



شکل ۷: نمایش شماتیکی کنترل‌کننده‌ی هوشمند (برگرفته از مکانسیم یادگیری هیجانی مغز) [۲].



شکل ۸: نمایش شماتیکی انتگرال‌گیر اصلاح شده برای تولید سیگنال تحریک [۲۱].

$$y = \frac{1}{S+w_c}x + \frac{w_c}{S+w_c}z \quad (۲۶)$$

به طور خلاصه، الگوریتم برنامه‌ریزی کنترل‌کننده هیجانی مغز به شرح زیر **پیاده‌سازی** می‌شود:

گام ۱- ابتدا مدل‌سازی کنترل‌کننده هوش هیجانی با تعریف تابع سیگنال حسی (SI) طبق معادله‌ی (۱۸) شروع می‌شود.

گام ۲- انتخاب صحیح تابع هیجانی با توجه به هدف مدل پیشنهادی هست که طبق معادله‌ی (۱۹) بیان می‌شود. تعریف مناسب این تابع، اتصال بین سیگنال‌های واحدهای آمیگدالا و اربیتوفرونتال را برای دستیابی به یک پاسخ مطلوب افزایش می‌دهد.

گام ۳- آمیگدالا با معادله‌ی (۱۳) مدل می‌شود. بهره‌ی آمیگدالا (G_a) نیز با سیگنال هیجانی و نرخ یادگیری (K_1') مدل‌سازی می‌شود. عملگر max در معادله‌ی (۲۲) باعث می‌شود آمیگدالا قادر به فراموشی آنچه یادگرفته است نباشد.

گام ۴- بهره‌ی واحد اربیتوفرونتال (Goc) توسط سیگنال EC، MO و نرخ یادگیری در واحد اوربیتوفرونتال (K_2') مدل طبق معادله‌ی (۲۵) مدل می‌شود.

گام ۵- خروجی نهایی مدل ارائه شده (MO) بر اساس سیگنال‌های واحدهای آمیگدالا و اربیتوفرونتال طبق معادله‌ی(۱۲) تولید می‌شود. اصلاح پاسخ آمیگدالا توسط مدل یادگیری واحد اربیتوفرونتال و طبق معادله‌ی (۱۷) انجام می‌شود. گین واحد اربیتوفرانتال مجاز به تغییرات مثبت و منفی بوده تا بتواند در قبال پاسخ‌های نامناسب واحد آمیگدالا اصلاح مناسب را انجام دهد.

۳-۲- نحوه‌ی تنظیم پارامترها در مدل پیشنهادی

تغییرات گین واحد اربیتوفرانتال در مدل پیشنهادی آزاد در نظر گرفته می‌شود تا پاسخ‌های واحد آمیگدالا را اصلاح کند. لذا، تغییرات عملکرد گین واحد اربیتوفرانتال در عملکرد کل مدل اهمیت بالایی دارد. با جایگذاری معادله‌ی (۱۹) در (۱۶)، ΔG_{oc} به‌صورت معادله‌ی (۲۷) بازنویسی می‌شود.

$$\Delta G_{oc} = k_2.(MO(1-a_{ec2}) - a_{ec1}.e_w) \quad (۲۷)$$

طبق معادله‌های (۱۶)، (۱۷) و (۲۷)، واضح است که سرعت دینامیک گین OCU از سرعت پارامترهای دیگر سیستم حلقه بسته سریع‌تر است. لذا، e_w و SI در تحلیل پایداری سیگنال کوچک ثابت فرض می‌شوند ($\delta_{e_w}=0$). فرم سیگنال کوچک MO و معادله‌ی (۲۷) به‌ترتیب به‌صورت معادله‌های (۲۸) و (۲۹) تعریف می‌شوند:

$$\delta_{MO} = -\delta_{G_{OC}}.SI \quad (۲۸)$$

$$\begin{aligned}\delta_{\Delta G_{oc}} &= K_2.((1-a_{ec2}).\delta_{MO} - a_{ec1}.\delta_{e_w}) \\ &\approx K_2((1-a_{ec2}).\delta_{MO})\end{aligned} \quad (۲۹)$$

با جایگذاری معادله‌ی (۲۸) در (۲۹)، $\delta_{\Delta G_{oc}}$ به‌صورت معادله‌ی (۳۰) تعریف می‌شود:

$$\delta_{\Delta G_{oc}} \approx -K_2(1-a_{ec2}).\delta_{G_{oc}}.SI \quad (۳۰)$$

اگر $x \triangleq \delta_{\Delta G_{oc}}$ و $\delta_{G_{oc}} \approx \frac{dx}{dt}$ آنگاه $\delta_{\Delta G_{oc}}$ را می‌توان به‌صورت معادله‌ی (۳۱) بازنویسی کرد:

$$\frac{dx}{dt} + K_2(1-a_{ec2}).SI.x = 0 \quad (۳۱)$$

با تبدیل لاپلاس گرفتن از معادله‌ی (۳۱)، معادله‌ی (۳۲) حاصل می‌شود.

$$Y(S) = \frac{1}{S + K_2(1-a_{ec2}).SI} \quad (۳۲)$$

طبق معادله‌ی (۳۲):

۱- اگر $a_{ec2} \geq 1$ باشد، آنگاه فیدبک در حلقه‌ی داخلی تنظیم کننده‌ی گین اربیتوفرانتال مثبت می‌شود. به عبارت دیگر، تغییرات G_{OC} و ΔG_{OC} همسو هستند، به‌طوری‌که در $a_{ec2}=1$، $X(s)$ یک قطب در مبدا مختصات خواهد داشت و آماده واگرا شدن است. اگر $a_{ec2}>1$ باشد، $X(s)$ یک قطب حقیقی ناپایدار دارد. بنابراین، $X(s)$ و متعاقباً سیستم حلقه بسته ناپایدار می‌شود. ناپایداری ناشی از فیدبک مثبت را می‌توان با اعمال محدودکننده‌ها به گیت‌های G_{OC}و G_a حذف کرد.

۲- اگر $0< a_{ec2}<1$ باشد، فیدبک در حلقه‌ی داخلی تنظیم بهره G_{OC} منفی می‌شود و ΔG_{OC} را می‌توان به‌صورت معادله‌ی (۳۳) بازنویسی کرد.

$$\Delta G_{oc} = C_2.MO \xrightarrow{Eq.(12)} \Delta G_{oc} = C_2(G_a - G_{oc}).SI \quad (۳۳)$$

طبق معادله‌ی (۳۳):

۱- تغییرات ΔG_{OC} در جهت مخالف تغییرات G_{OC} هستند. بهتر است که K_1 و K_2 مقادیر مثبت کوچک انتخاب شوند تا زمانی که مقدار بهره‌ی AU و OCU به‌درستی توسط مکانیسم یادگیری هیجانی تنظیم شوند.

۲- با توجه به مقدار مثبت سیگنال SI در لحظه‌ی اولیه عملیات، مقدار بهره‌ی AU بزرگتر از مقدار بهره‌ی OCU انتخاب می‌شود.

طبق تحلیل پایداری فوق، انتخاب $K_1>K_2$، $0<a_{ec2}<1$ و $a_{ec1}>a_{ec2}$ منطقی است. هم‌چنین، بهتر است مقدار اولیه ضرایب SI (k_i و k_p) کوچک انتخاب شوند تا الگوریتم هوشمند بتواند آنها را به درستی تنظیم کند.

۴- نتایج شبیه‌سازی

فیلتر اکتیو سری پیشنهادی، در محیط سیمولینک نرم افزار متلب شبیه‌سازی می‌شود. در این شبیه‌سازی L_{rf} برابر ۰/۹ میلی‌هانری و مقدار C_{rf} برابر ۱۷۰ میکروفاراد است. منبع ولتاژ ۳۲۹ ولتی برای این شبیه‌سازی انتخاب می‌شود. برای اتصال فیلتر اکتیو به سیستم قدرت از سه ترانس با نسبت تبدیل ۱:۱ استفاده می‌شود. مقدار ضریب‌های مورد استفاده در کنترل‌کننده‌های هوشمند PI در شبیه‌سازی انجام گرفته برابر $K_I = 0.1$، $K_p = 1.45$، $a_{ec1} = 5.5$، $a_{ec2} = 0.7$، $K_1' = 0.1$ و $K_2' = 0.01$ است.

فرض می‌شود منبع اصلی در حکم یک منبع ولتاژ هارمونیکی است که در نبود فیلتر اکتیو سری در مدار، ولتاژ بار برابر ولتاژ منبع می‌شود. شکل (۹) ولتاژ منبع تغذیه را نشان می‌دهد. در ابتدا، فرض می‌شود بار از نوع سه فاز متعادل است و اعوجاج هارمونیکی کل (THD) برای ولتاژ بار در حالت بدون فیلتر اکتیو سری ۱۸/۴۲ درصد است. با اضافه کردن فیلتر اکتیو سری مبتنی‌بر کنترل‌کننده‌های مرسوم کلاسیک PI، اعوجاج هارمونیکی کل برای ولتاژ بار برابر ۳/۹ درصد شده است. شکل (۱۰) شکل موج ولتاژ در دو سر بار را نشان می‌دهد. با جایگزینی کنترل‌کننده‌های هوشمند هیجانی به‌جای کنترل‌کننده‌های مرسوم PI، اعوجاج هارمونیکی کل ولتاژ دو سر بار به ۱/۶ درصد کاهش می‌یابد. در این حالت، شکل موج ولتاژ در دو سر بار در شکل (۱۱) نشان داده شده است.

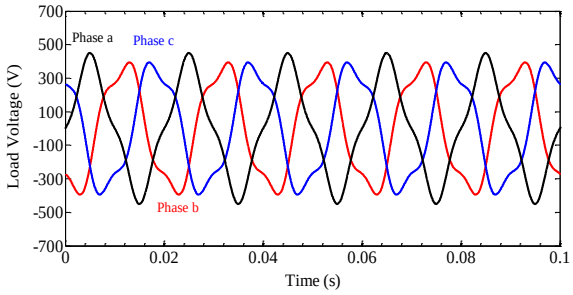
در شکل (۱۲) برای ولتاژ بار متعادل، مقایسه‌ای از نظر طیف فرکانسی ناشی شده از حضور فیلتر اکتیو سری مبتنی‌بر کنترل‌کننده‌ی مرسوم و هوشمند PI انجام شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، کنترل‌کننده‌های PI مبتنی‌بر یادگیری هیجانی، توفیق خوبی در جبران هارمونیک‌ها داشته است. رفتار دینامیکی این کنترل‌کننده باعث می‌شود ضریب‌ها در حین کار به‌صورت خودکار و برخط تنظیم شوند و سیستم تحت کنترل در نقطه‌ی پایدار خود به کار ادامه دهد و هرچقدر THD به سمت صفر میل کند، درصد اعوجاج هارمونیکی کل بهتر و کیفیت توان بهبود می‌یابد و هم‌چنین رقابت در روش‌های مختلف بر میل دادن THD به سمت صفر است.

فیلتر اکتیو سری وظیفه دارد که با توجه به ولتاژهای منبع هارمونیکی، ولتاژهایی را تولید کند که بار به‌طور کامل ولتاژ سینوسی را در دو سر خود داشته باشد. در ادامه، از جهت بررسی بهتر، ۵۰ درصد افزایش و کاهش به‌ترتیب در مقدار المان‌های بار فازهای اول و سوم ایجاد می‌شود و عملکرد فیلتر اکتیو سری پیشنهادی برای یک بار نامتعادل سه فاز با منبع ولتاژ هارمونیکی بررسی می‌شود. شکل‌های (۱۳-الف) و (۱۳-ب)، به ترتیب ولتاژ سه فاز بار نامتعادل و طیف فرکانسی آن را با حضور فیلتر اکتیو سری مبتنی بر کنترل‌کننده‌های هوشمند نشان می‌دهد. اعوجاج هارمونیکی کل ولتاژ دو سر بار ۱/۷۳ درصد شده است و همان‌طور که در این شکل‌ها مشهود است، هم‌چنان روش پیشنهادی در نقطه‌ی کار جدید از عملکرد مناسبی برخوردار است.

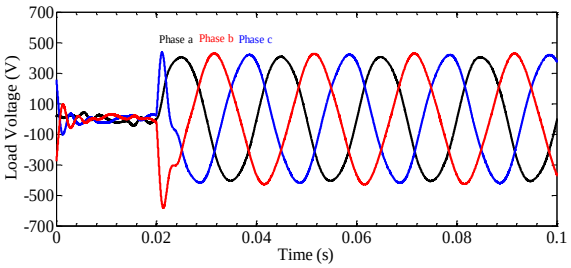
تنظیم برخط و مناسب ضریب‌های کنترل‌کننده‌های تناسبی-انتگرالی و سادگی مدل پیشنهادی، برتری‌های مدل ارائه شده است. تنظیم این ضریب‌ها توسط الگوریتم‌های بهینه‌سازی مانند اجتماع ذرات، کلونی مورچه‌ها، ژنتیک و الگوریتم‌های مشابه دیگر مبتنی‌بر تکرار الگوریتم است که روشی زمان‌بر است. در [۲۲]، برتری سرعت عملکردی کنترل‌کننده‌های مبتنی‌بر یادگیری عاطفی نسبت به کنترل‌کننده‌های فازی در هر دو حالت شبیه‌سازی نرم افزاری و زمان واقعی نشان داده شده است.

با توجه به ماهیت دینامیکی تابع کنترل‌کننده‌های تناسبی-انتگرالی، شبکه‌های عصبی پیش‌خور برای طراحی این کنترل‌کننده‌ها مناسب نیستند. البته، شبکه‌های عصبی پس‌خور مناسب هستند. اما برای آموزش مناسب این شبکه‌ها در دسترس بودن داده‌های آموزشی مناسب شرط لازم است. در ضمن، اگر آموزش شبکه به صورت برون خط باشد شبکه‌ی عصبی باید تمامی رخ دادهایی نامناسب حین کار را باید تجربه کرده باشد که تولید داده‌های آموزشی آن را بسیار مشکل می‌کند. اگر هم آموزش شبکه‌ی عصبی به‌صورت برخط باشد با توجه به اینکه در فاز آموزش از الگوریتم‌های مبتنی بر تکرار مانند پس انتشار خطا استفاده می‌شود روند آن زمان‌بر خواهد بود. در ضمن، شبکه‌های عصبی پس‌خور نسبت به شبکه‌های عصبی پیش‌خور خوش رفتار نیستند. این شبکه‌ها برای پردازش دنباله‌های زمانی و داده‌های متغیر طراحی شده‌اند. با این حال، به دلیل پیچیدگی بیشتر و وابستگی به ورودی‌های قبلی، ممکن است در مسائل خاصی مانند

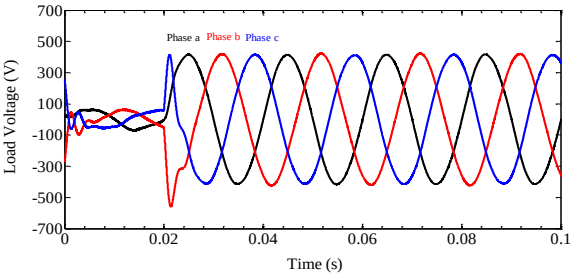
یادگیری طولانی مدت یا یادگیری توالی‌های پیچیده، به‌خوبی عمل نکنند. همچنین، این نوع شبکه‌ها ممکن است با مشکلاتی مانند ناپایداری و ناتوانی در یادگیری الگوهای طولانی مدت مواجه شوند. لذا، در مجموع، کنترل‌کننده‌های عاطفی به‌علت پیچیدگی کم، برای استفاده در کاربردهای برخط مناسب هستند.



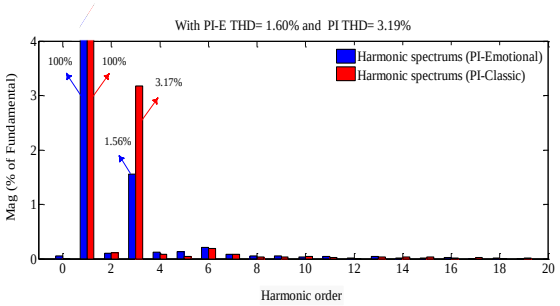
شکل ۹: نمایش ولتاژ بار در نبود فیلتر اکتیو سری.



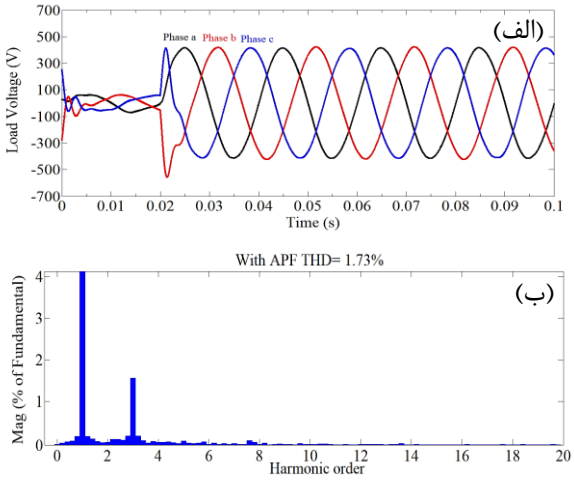
شکل ۱۰: نمایش ولتاژ بار با فیلتر اکتیو سری مبتنی بر کنترل‌کننده‌های مرسوم PI.



شکل ۱۱: نمایش ولتاژ بار با فیلتر اکتیو سری مبتنی بر کنترل‌کننده‌های هوشمند PI.



شکل ۱۲: نمایش طیف فرکانسی ولتاژ بار با فیلتر اکتیو سری مبتنی بر کنترل‌کننده‌های کلاسیک و هوشمند PI.



شکل ۱۳: الف) نمایش ولتاژ سه فاز بار نامتعادل و ب) طیف فرکانسی آن با فیلتر اکتیو سری مبتنی بر کنترل‌کننده‌های هوشمند PI.

۵- نتیجه‌گیری و جمع‌بندی

در این مقاله، از کنترل‌کننده‌ی هوشمند مبتنی‌بر یادگیری هیجانی مغز انسان برای بهبود عملکرد فیلتر اکتیو سری استفاده شد به‌طوری‌که رفتار قابل قبولی را ارائه کرد. با توجه به رفتار دینامیکی این کنترل‌کننده، ضریب‌ها در حین کار به‌صورت برخط تنظیم می‌شوند و سیستم تحت کنترل در نقطه‌ی پایدار خود به کار ادامه می‌دهد. در طراحی کنترل‌کننده‌ی هیجانی PI به‌جای استفاده از انتگرال‌گیرهای خالصی که مشکلات آفست DC را به‌دنبال دارند (در بخش تولید سیگنال تحریک)، از انتگرال‌گیرهای اصلاح شده با مکانیسم فیدبک استفاده شد. روش پیشنهادی هوشمند، با وجود این که از عملکرد مناسبی برخوردار است. اما، به هر حال، دارای تعدادی ضریب‌های اولیه است که به‌وسیله‌ی تحلیل پایداری، محدوده‌ی تغییرات مقدار این ضریب‌ها تعیین شدند. به‌طور خلاصه، مزیت ارزشمند مدل پیشنهادی در این مقاله، تنظیم بهینه‌ی روی‌خط پارامترهای کنترل‌کننده‌های PI بر

اساس یک استراتژی یادگیری هیجانی مغز انسان است.

مراجع

[۱] عباس کتابی و ایمان صادق‌خانی (مترجمان)، هیروفومی آکاگی، ادسون هیروکازو و ماریسیو آردس (نویسندگان)، «تئوری توان لحظه‌ای و کاربرد آن در بهبود کیفیت توان»، انتشارات مرسل، کاشان، ۱۳۹۰.

[۲] محسن فرشاد، کارو لوکاس (استاد راهنما)، «مدل‌سازی و کنترل هوشمند موتور سوئیچ رلوکتانس برای کاربرد ماشین لباسشویی»، پایان‌نامه دکتری تخصصی، دانشگاه تهران، دانشکده‌ی فنی، دانشکده‌ی مهندسی برق و کامپیوتر، شهریور ۱۳۸۵.

[۳] مجید نیری‌پور، علی یزدانیان، مصطفی محمدیان و حمیدرضا محمدی، «تجزیه و تحلیل، طراحی و کنترل فیلتر فعال موازی سه فاز با استفاده از روش کنترل مد لغزشی و فیدبک انرژی»، *نشریه مهندسی برق و کامپیوتر ایران*، صفحه ۳۲-۴۰، سال ۵، شماره ۱، بهار ۱۳۸۶.

[۴] حجت مویدی‌راد، محسن فرشاد و محمدعلی شمسی‌نژاد، «مقاوم‌سازی و بهبود عملکرد درایو موتور القایی در قبال تغییرات شایع پارامترهای موتور در حین کار با استفاده از کنترل‌کننده‌ی هوشمند مبتنی‌بر یادگیری عاطفی»، *مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران*، دوره ۱۴، شماره ۱، صفحات ۱۰۳-۱۱۸، بهار ۱۳۹۶.

[5] S. K. Prince, K. P. Panda, M. Patowary, and G. Panda, "FPA tuned extended Kalman filter for power quality enhancement in PV integrated shunt active power filter," in *Proc. 2019 Int. Conf. Computing, Power and Communication Technologies (GUCON)*, New Delhi, India, pp. 257–262, 2019.

[6] K. Kalyan, M. S. Rao, and S. Gawre, "Improvement of power quality using series active power filter (SAPF)," *Proc. 2020 IEEE Int. Students' Conf. Electrical, Electronics and Computer Science (SCEECS)*, Bhopal, India, pp. 1–5, 2020.

[7] M. Jalil and A. Amiri, "An effective structure of three-phase parallel hybrid active power filter for accurate harmonic elimination," *Proc. 2020 15th Int. Conf. Protection and Automation of Power Systems (IPAPS)*, Shiraz, Iran, pp. 123–129, 2020.

[8] Y. Wan, J. Qu, and Y. Jiang, "Multi-objective optimal design of hybrid active power filter based on genetic particle swarm composite algorithm," *Proc. 2018 IEEE 4th Information Technology and Mechatronics Engineering Conf. (ITOEC)*, Chongqing, China, pp. 715–719, 2018.

[9] B. Amini, H. Rastegar, and M. Pichan, "A new fractional-order proportional-resonant control of shunt active power filter based on genetic algorithm optimization," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 12, no. 5, pp. 4612–4622, Oct. 2024.

[10] P. Salmerón and S. P. Litrán, "Improvement of the electric power quality using series active and shunt passive filters," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 25, no. 2, pp. 1058–1067, Apr. 2010.

[11] I. Ghadbane, K. Belhouchet, and A. Zorig, "Series active filter using seven-level packed U-cell converter for power quality enhancement," *Studies in Engineering and Exact Sciences. (SEES)*, vol. 5, no. 1, pp. 3178–3198, Jun. 2024.

[12] S. B. Anawade and A. A. Kale, "Series active power filter (SAPF) for power quality improvement," *Proc. 2022 Int. Conf. Interdisciplinary Research in Technology and Management (IRTM)*, Kolkata, India, pp. 1–9, 2022.

[13] H. Akagi, "Active harmonic filters," *Proc. IEEE*, vol. 93, no. 12, pp. 2128–2141, Dec. 2005.

[14] T. Toumi, A. Allali, A. Meftouhi, O. Abdelkhalek, A. Benabdelkader, and M. Denai, "Robust control of series active power filters for power quality enhancement in distribution grids: Simulation and experimental validation," *ISA Trans.*, vol. 107, pp. 350–359, 2020.

[15] R. A. Hooshmand and M. T. Esfahani, "A new combined method in active filter design for power quality improvement in power systems," *ISA Trans.*, vol. 50, no. 2, pp. 150–158, Apr. 2011.

[16] S. George and V. Agarwal, "Optimum control of selective and total harmonic distortion in current and voltage under nonsinusoidal conditions," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 23, no. 2, pp. 937–944, Apr. 2008.

[17] H. Moayedirad and M. A. Shamsi-Nejad, "A new emotional intelligent adaptive system for controlling the proposed sensorless induction motor drive with dual stator winding based on a ten-switch converter in low speed range," *Expert Syst. Appl.*, vol. 249, no. B, p. 123651, Sep. 2024.

[18] H. Yang and S. Ren, "A practical series–shunt hybrid active power filter based on fundamental magnetic potential self-balance," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 23, no. 4, pp. 2089–2096, Oct. 2008.

[19] J. Moren and C. Balkenius, "A computational model of emotional learning in the amygdala," in *Proc. 6th Int. Conf. Simulation of Adaptive Behaviour (SAB)*, Cambridge, MA, USA, 2000, pp.115-124.

[20] Database Center for Life Science (DBCLS). [Online]. Available: http://lifesciencedb.jp/?lng=en

[21] J. Hu and B. Wu, "New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 5, pp. 969-977, Sep. 1998.

[22] M. D. Qutubuddin and N. Yadaiah, "Modeling and implementation of brain emotional controller for permanent magnet synchronous motor drive," *Eng. Appl. Artif. Intell.*, vol. 60, pp. 193–203, Apr. 2017.

پاورقی‌ها:

[1] Amygdala

[2] Orbitofrontal