



# Power System Stabilizer Design Using Adaptive FOPID Controller based on Self-Learning Wavelet Neural Networks

Alireza Reisi<sup>1\*</sup>, Abasali Zamani<sup>2</sup>

<sup>1,2</sup>Assistant Professor, Department of Electrical Engineering, Technical and Vocational University (TVU), Tehran, Iran.

## ARTICLE INFO

**Received:** 02.23.2022

**Revised:** 08.27.2022

**Accepted:** 11.06.2022

### Keyword:

Power system stabilizer

FACTS

Adaptive controller

FOPID

Wavelet neural network

### \*Corresponding Author:

Alireza Reisi

Email: [reisi.alireza@gmail.com](mailto:reisi.alireza@gmail.com)

## ABSTRACT

Several methods were proposed for the design of power system stabilizer, PSS, based on PI, PID, and FOPID controllers. In these controllers, the degree of freedom increases from two to three and five, respectively. Although increasing the degree of freedom can enhance the convergence rate and the robustness of the controller, it does come with more challenges when it comes to tuning the control parameters. For instance, it is no longer possible to adjust FOPID parameters using trial and error. One of the conventional methods is to use optimization algorithms, but it should be noted that the power system is highly non-linear. This research aimed to propose an algorithm to design the PSS controller based on FOPID, in which the controller coefficients were adjusted based on the system conditions. For this purpose, the controller coefficients were defined based on the gradient of the power system, so that the coefficients were adjusted at any moment by the adaptive-indirect gradient method in such a way that the cost function of the controller was minimized, and as a result, the rate of oscillation damping increased. In the proposed algorithm, an identifier based on self-tuning wavelet neural network with online learning was used to estimate the gradient of the power system. Finally, the proposed adaptive controller was designed for a two-zone, two-machine power system including FACTS devices, SSSC-type, and its performance was evaluated in comparison with other methods. The results confirm the effectiveness of the proposed method.



---

## EXTENDED ABSTRACT

---

### Introduction

The power system is exposed to unwanted and sudden disturbances at any moment, which are followed by low frequency fluctuations, and if they are not controlled, the stability of the system is at risk. The common solution of damping these fluctuations is the use of the power system stabilizer, PSS, in the power plant, as well as the FACT devices in the transmission lines.

Classic controllers are among the first PSSs that were considered due to their simple design and easy implementation. However, the efficiency of these PSSs decreases considerably with the change of the operating point of the system and since the power systems are highly nonlinear and the classic PSSs with fixed parameters cannot cope with severe changes in the operating conditions of the system.

PSS design based on proportional-integral controller, PI, provides better and more robust performance than classical PSS. In addition, the use of PID proportional-integral controller-derivative controller increases the damping speed to some extent. These controllers have a simple structure and low cost. However, these controllers have many disadvantages related to the method of setting their parameters and the dependence of their performance on the working point.

To overcome these problems, PID-based adaptive controllers have been proposed in addition to various methods to adjust the parameters of these types of controllers including frequency response-based methods, numerical methods, artificial intelligence-based methods, and optimization methods.

### Methodology

Recently, the use of fractional-order proportional-integral-derivative controller (FOPID) has been widely considered in various applications such as stabilizer design. This controller is more resistant than PI and PID due to more degrees of freedom (five variable coefficients) and has a wider stability range. However, setting the parameters of this controller is very important for its optimal performance.

The FOPID controller expands the degree of the integrator and the derivative of the PID controller from one point to a plane, which makes the FOPID controller more flexible in design and the resulting controller provides more accurate and appropriate results in the time domain. This issue is shown in Figure (1). According to this diagram, the design interval is defined for parameters  $\lambda$  and  $\mu$ .

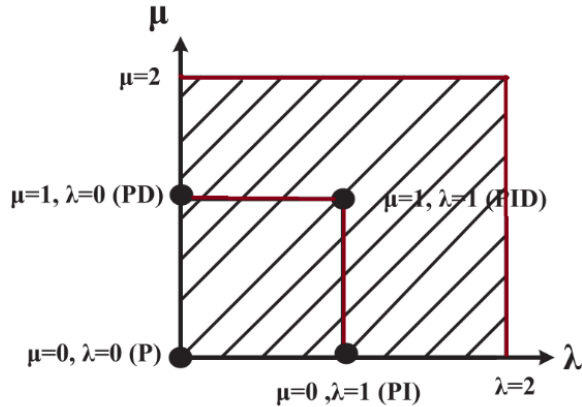


Figure 1. FOPID controller design space.

In the present research, FOPID-based PSS was designed for FACTS devices, whose parameters were adjusted in an adaptive way. In other words, the designed PSS is an adaptive fractional proportional-integral-derivative controller, A-FOPID. Therefore, according to the challenges raised in the previous section, the innovation of the research can be considered as including the following:

- 1- Adaptive PSS design based on FOPID for FACTS devices
- 2- Optimum adjustment of FOPID controller parameters in nonlinear system based on adaptive structure based on self-recursive wavelet neural networks
- 3- Comparison of the proposed PSS with FOPID-based PSSs presented in other articles

## Results and discussion

To evaluate the performance of the proposed controller as PSS, different scenarios including fault and load change were applied in the power system of Figure (1). Furthermore, the proposed method was compared with PI controller, adaptive PID and FOPID. For this purpose, an optimal FOPID controller was designed using the PSO optimization algorithm, as well as an optimal fractional order fuzzy PID controller (Optimal FO-FPID) based on the PSO optimization algorithm. The transformation function of FOPID controller was defined as per equation (1). Moreover, for the proposed Optimal FO-FPID controller, the structure, table of fuzzy rules and shape of fuzzy membership functions were implemented according to.

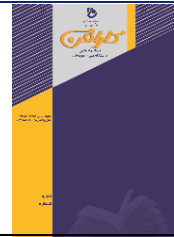
$$P(s) = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\mu \quad (1)$$

In order to better compare the performance of the proposed method with other methods, four performance indicators of (1) integral absolute value of error (IAE), (2) integral squared error (ISE), (3) integral absolute value of error in time (ITAE), and (4) settling time from the results simulations were extracted were taken into account. The values of these indicators are presented in Tables 3 to 6. An evaluation of these indicators demonstrated that the proposed controller led to a significant decrease in performance indicators compared to PI, OLSL-PID, Optimal FOPID and Optimal FO-FPID controllers.

To exemplify, for the first scenario, the IAE index of the proposed adaptive controller was reduced by 50%, 21%, 37% and 26% compared to the responses of PI, OLSL-PID, Optimal FOPID and Optimal FO-FPID controllers. The results of the ISE index showed a decrease of 51%, 22%, 35% and 25% of the response of the proposed controller compared to the response of PI, OLSL-PID, Optimal FOPID and Optimal FO-FPID controllers.

## Conclusion

In this article, the power system stabilizer based on FOPID controller is presented. The controller parameters were adjusted by the adaptive-indirect gradient method. For this purpose, the controller weights and its cost function were defined in terms of the system gradient so that the controller weights were changed according to the system gradient and these changes were made in the direction that the controller cost function be minimized. In order to calculate the gradient, identification based on self-adjusting recurrent wavelet transform neural network was used. The optimal performance of the identifier led to the effective results of the controller.



شاپای الکترونیکی: ۲۵۳۸-۴۴۳۰

شاپای چاپی: ۲۳۸۲-۹۷۹۶



## طراحی پایدارساز سیستم‌های قدرت با استفاده از کنترل کننده تطبیقی مرتبه کسری مبتنی بر شبکه‌های عصبی موجک خودتنظیم

علیرضا رئیسی<sup>۱\*</sup>، عباسعلی زمانی<sup>۲</sup>

۱ و ۲- استادیار، گروه مهندسی برق، دانشگاه فنی و حرفه‌ای، تهران، ایران.

### چکیده

اخیراً روش‌های متعددی برای طراحی پایدارساز سیستم قدرت (PSS) ارائه شده است که مبتنی بر کنترل کننده‌ها PI، PID و FOPID می‌باشند. در این کنترل کننده‌ها درجه آزادی به ترتیب از دو به سه و پنج افزایش می‌یابد که منجر به افزایش سرعت همگرایی و گسترش محدوده عملکرد مطلوب کنترل کننده نسبت به تغییرات نقطه کار می‌شود اما با افزایش درجه آزادی، تعیین متغیرهای کنترل کننده تبدیل به معضل جدیدی شده است چنان‌که تنظیم متغیرهای FOPID دیگر با استفاده از سعی و خطا امکان‌پذیر نیست. یکی از روش‌های مرسوم استفاده از الگوریتم‌های بهینه‌سازی می‌باشد اما باید توجه داشت که سیستم قدرت به شدت غیرخطی می‌باشد. در این مقاله الگوریتمی برای طراحی کنترل کننده PSS مبتنی بر FOPID پیشنهاد می‌شود که در آن ضرایب کنترل کننده بر اساس شرایط سیستم تنظیم می‌شود. بدین منظور ضرایب کنترل کننده بر اساس گرادیان سیستم قدرت تعریف می‌شوند به طوری که ضرایب در هر لحظه به روش تطبیقی - گرادیان غیرمستقیم چنان تنظیم می‌شوند که تابع هزینه کنترل کننده کمینه شود که نتیجه آن افزایش سرعت میرایی نوسانات می‌باشد. در الگوریتم پیشنهادی برای تخمین گرادیان سیستم قدرت از یک شناساگر مبتنی بر شبکه عصبی موجک خودتنظیم با یادگیری برخط استفاده شده است. در نهایت کنترل کننده تطبیقی پیشنهادی برای یک سیستم قدرت دو- ناحیه‌ای، دو- ماشین شامل ادوات FACTS از نوع SSSC طراحی شد و عملکرد آن در مقایسه با روش‌های دیگر به صورت تحلیلی و عددی ارزیابی شد. نتایج، مؤثر بودن عملکرد روش پیشنهادی در میراسازی نوسانات سیستم قدرت را تأیید می‌کند.

### اطلاعات مقاله

دریافت مقاله: ۱۴۰۰/۱۲/۰۴

بازنگری مقاله: ۱۴۰۱/۰۶/۰۵

پذیرش مقاله: ۱۴۰۱/۰۸/۱۵

### کلید واژگان:

پایدارساز سیستم قدرت  
ادوات FACTS  
کنترل کننده تطبیقی  
FOPID  
شبکه عصبی موجک

\*نویسنده مسئول: علیرضا رئیسی

پست الکترونیکی:

[reisi.alireza@gmail.com](mailto:reisi.alireza@gmail.com)



## مقدمه

سیستم قدرت در هر لحظه در معرض اغتشاشات ناخواسته و ناگهانی می‌باشد که به دنبال آن نوسانات فرکانس پایین پدیدار می‌شود و در صورت کنترل نشدن آن‌ها پایداری سیستم در معرض خطر قرار می‌گیرد. این نوسانات فرکانس پایین به دو دسته محلی و بین ناحیه‌ای تقسیم‌بندی می‌شوند. در نوع اول یک ژنراتور نسبت به کل سیستم قدرت نوسان می‌کند و در نوع دوم نوسان بین دو ناحیه متشکل از ژنراتورها رخ می‌دهد [۱].

راه حل متداول میراسازی این نوسانات استفاده از پایدارساز سیستم قدرت (PSS) در نیروگاه و همچنین ادوات FACTS می‌باشد. PSS یک کنترل‌کننده است که با استفاده از سیگنال‌های محلی یا سراسری، یک سیگنال مکمل به ولتاژ مرجع (در نیروگاه به تنظیم‌کننده اتوماتیک ولتاژ ژنراتور (AVR) و در ادوات FACTS به بخش کنترل AC) اضافه می‌کند، فاز این سیگنال به گونه‌ای می‌باشد که میرایی مثبت را برای نوسانات فرکانس پایین در سیستم قدرت فراهم آورد [۲].

در یک تقسیم‌بندی کلی می‌توان طراحی PSS را به دو دسته: ۱- روش‌های وابسته به مدل و ۲- روش‌های مستقل از مدل تقسیم کرد. روش‌های دسته اول مبتنی بر طراحی کلاسیک یک کنترل‌کننده، شامل تعیین صفر و قطب سیستم و تغییر آن‌ها به کمک کنترل‌کننده می‌باشند [۳-۵]. با توجه به گستردگی و تغییرات پیوسته سیستم‌های قدرت این دسته روش‌ها کمتر مورد توجه قرار گرفته‌اند. روش‌های دسته دوم مبتنی بر تابع تبدیل، نسبت خروجی به ورودی می‌باشند که در آن‌ها از تغییرات فرکانس (یا تغییرات توان) فیدبک گرفته می‌شود و سیگنالی به‌عنوان مکمل ولتاژ مرجع با هدف پایدارسازی سیستم قدرت تولید می‌شود. این روش‌ها به علت سادگی اجرای بیشتر مورد توجه قرار گرفته‌اند [۶-۱۰].

کنترل‌کننده‌های مختلفی برای طراحی این فیدبک پیشنهاد شده است. کنترل‌کننده‌های کلاسیک که دارای جبران‌کننده‌های پس‌فاز- پیش‌فاز می‌باشند، از جمله نخستین PSS‌های هستند که به دلیل طراحی ساده و کاربرد آسان مورد توجه بودند [۱۱؛ ۱۲]. اما بازدهی این PSS‌ها با تغییر نقطه کار سیستم به‌طور قابل‌ملاحظه‌ای کاهش می‌یابد و از آن‌جاکه سیستم‌های قدرت به‌شدت غیرخطی هستند و PSS‌های کلاسیک با عوامل ثابت نمی‌توانند از عهده تغییرات شدید در شرایط کارکرد سیستم برآیند.

طراحی PSS مبتنی بر کنترل‌کننده تناسبی-انترگرال‌گیر (PI)، عملکرد بهتری و مقاوم‌تر را نسبت به PSS کلاسیک ارائه می‌دهد [۱۳]. همچنین استفاده از کنترل‌کننده تناسبی-انترگرال‌گیر- مشتق‌گیر PID سرعت میرایی را تا حدی افزایش می‌دهد و به علت یک درجه آزادی بیشتر در تنظیم عوامل عملکرد نسبت به PI مقاوم‌تری را نشان می‌دهد [۱۴؛ ۱۵]. این کنترل‌کننده به دلیل ساختار ساده و هزینه کم در طیف گسترده‌ای از کاربردهای صنعتی مورد استفاده قرار می‌گیرند. با این حال، این کنترل‌کننده‌ها دارای معایب بسیاری هستند که مربوط به روش تنظیم پارامترهایشان و وابستگی عملکردشان به نقطه کار می‌باشد. این معایب وقتی سیستم تحت کنترلشان به‌شدت غیرخطی باشد، بیشتر برجسته می‌شود. بنابراین در این کاربرد، کنترل‌کننده‌های PID/PI تقریباً یک کنترل‌کننده ناقص هستند بدین معنی که عملکرد این کنترل‌کننده‌ها به علت ماهیت ایستایی‌شان، فقط برای تعدادی محدودی از نقاط کار بهینه می‌باشد [۱۶]. در عمل نیز استفاده از PID به‌عنوان کنترل‌کننده مشکلات بسیاری را ایجاد خواهد کرد، عمده این مشکلات به دلیل عبارت مشتق‌گیر است زیرا ورود نویز و نوسانات فرکانس بالا در سیستم، سیگنال کنترلی بزرگی ایجاد خواهد کرد که باعث ناپایداری سیستم می‌شود.

برای غلبه بر این مشکلات، کنترل‌کننده‌های تطبیقی مبتنی بر PID پیشنهاد شده‌اند و برای تنظیم عوامل این نوع کنترل‌کننده‌ها روش‌های مختلفی ارائه شده است که شامل روش‌های مبتنی بر پاسخ فرکانس، روش‌های عددی، روش‌های مبتنی بر هوش مصنوعی و روش‌های بهینه‌سازی می‌باشند [۱۷-۱۹]. در بین این روش‌ها، روش‌های مبتنی بر هوش مصنوعی و بهینه‌سازی عملکرد بهتری داشته‌اند [۲۰]. طراحی PSS مبتنی بر کنترل‌کننده‌های PID تطبیقی اگرچه پیچیدگی و دشواری اجرای روش‌ها طراحی یک کنترل‌کننده را ندارند اما با اضافه شدن یک فیدبک و شناساگر به الگوریتم کنترلی، مصالحه‌ای بین سادگی و مقاوم بودن کنترل‌کننده ایجاد می‌شود و به عبارتی اجرای آن پیچیده‌تر می‌شود.

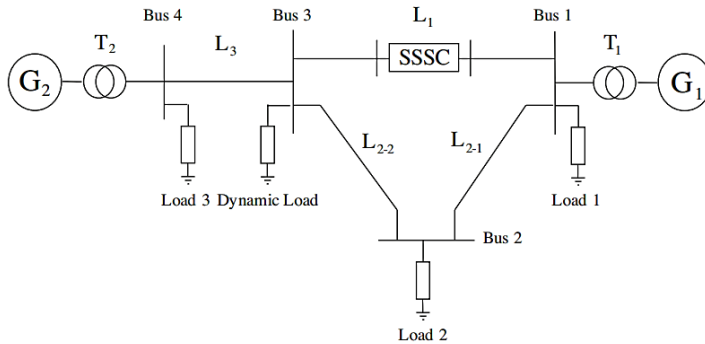
اخیراً استفاده از کنترل‌کننده تناسبی-انترگرال‌گیر-مشتق‌گیر مرتبه کسری (FOPID) در کاربردهای مختلف همچون طراحی پایدارساز بسیار مورد توجه قرار گرفته است [۲۱-۲۴]. این کنترل‌کننده به علت درجات آزادی بیشتر (پنج ضریب متغیر) نسبت به PI و PID مقاوم‌تر می‌باشد و محدوده پایداری گسترده‌تری دارد. با این حال تنظیم متغیرهای این کنترل‌کننده در راستای عملکرد مطلوبش بسیار حائز اهمیت می‌باشد. در [۲۱؛ ۲۳] از الگوریتم‌های بهینه‌سازی برای تنظیم پارامترها PSS مبتنی بر FOPID استفاده شده است. مشکل این روش‌ها غیرخطی بودن سیستم قدرت است، یعنی عملکرد کنترل‌کننده برای تمام نقطه‌کارهای سیستم بهینه نمی‌باشد. در [۲۲] به منظور غلبه بر این مشکل از کنترل‌کننده فازی نیز استفاده شده است. یک روش دیگر برای تنظیم بهینه متغیرهای PSS مبتنی بر FOPID، طراحی تطبیقی آن می‌باشد اما وجود توان‌های کسری در ساختار FOPID، امکان طراحی تطبیقی آن مانند PSS‌های مبتنی بر PID و PI را با مشکل روبه‌رو کرده است.

در این مقاله PSS مبتنی بر FOPID برای ادوات FACTs طراحی می‌شود که متغیرهای آن به روش تطبیقی تنظیم می‌شوند. به عبارت دیگر PSS طراحی شده یک کنترل‌کننده تناسبی-انترگرال‌گیر-مشتق‌گیر کسری تطبیقی (A-FOPID) می‌باشد. بنابراین با توجه به معضلات مطرح‌شده در بخش پیشین می‌توان نوآوری مقاله را شامل موارد زیر دانست:

- ۱- طراحی تطبیقی PSS مبتنی بر FOPID برای ادوات FACTs
  - ۲- تنظیم بهینه پارامترهای کنترل‌کننده FOPID در سیستم غیرخطی براساس ساختار تطبیقی مبتنی بر شبکه‌های عصبی موجک خودبازگشتی
  - ۳- مقایسه PSS پیشنهادی با PSS‌های مبتنی بر FOPID ارائه‌شده در مقالات دیگر
- در طراحی بخش تطبیقی، گرادیان سیستم نیز مورد نیاز است. به‌طور کلی، دو استراتژی کنترلی (۱) مستقیم، (۲) غیرمستقیم را می‌توان برای محاسبه گرادیان استفاده کرد. در این مقاله طراحی این بخش بر اساس تئوری کنترل تطبیقی غیرمستقیم انجام شده است. بنابراین یک الگوریتم شناسایی برخط برای تخمین در لحظه ژاکوبین با هدف محاسبه گرادیان لحظه‌ای مورد نیاز است. بدین منظور از شبکه عصبی موجک خودبازگشتی (SRWNN) استفاده خواهد شد. همچنین به منظور آموزش وزن‌های SRWNN از روش گرادیان کاهش با نرخ یادگیری تطبیقی پذیر استفاده شده است. تقسیم‌بندی سایر قسمت‌های مقاله به‌گونه‌ای است که در قسمت دوم به شرح سیستم قدرت مورد مطالعه پرداخته می‌شود. در قسمت سوم به بیان ساختار کنترل‌کننده تطبیقی مرتبه کسری پیشنهادی پرداخته می‌شود. در قسمت چهارم با بیان پارامترهای سیستم مورد مطالعه و تعریف دو سناریو مختلف، مطالعات عددی روش کنترلی پیشنهادی انجام می‌شود. قسمت آخر به نتیجه‌گیری اختصاص دارد.

### سیستم قدرت دو ماشینی، دو ناحیه‌ای با SSSC

برای ارزیابی اثربخشی و مقاوم بودن روش پیشنهادی، یک سیستم قدرت دو ماشینی، دو ناحیه‌ای شامل ادوات SSSC، نشان داده شده در شکل ۱، در نظر گرفته شده است. این سیستم شامل دو ژنراتور و یک مرکز بار اصلی تقریباً ۲۲۰۰ مگاوات در باس ۳ است. بار با استفاده از مدل دینامیکی مدل سازی شده است یعنی توان اکتیو و راکتیو جذب شده توسط بار تابعی از ولتاژ سیستم است. هر ژنراتور مجهز به یک PSS است. یک SSSC با ظرفیت ۱۰۰ MVA نیز در باس ۱ به صورت سری با خط یک،  $L_1$ ، نصب شده است. داده‌های سیستم در پیوست الف آورده شده است.

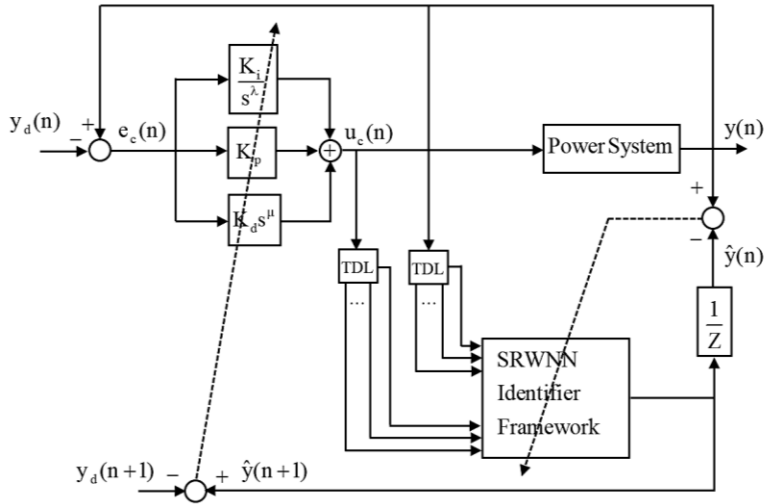


شکل ۱. سیستم قدرت دو ماشینی شامل SSSC

### PSS پیشنهادی

در این مقاله یک روش تطبیقی مبتنی بر شبکه‌های عصبی به منظور تنظیم در لحظه متغیرهای FOPID ارائه شده است. ساختار کنترل کننده تطبیقی پیشنهادی در شکل ۲ نشان داده شده است. چنان که مشاهده می‌شود ساختار کلی از دو بخش: ۱- کنترل کننده و ۲- تخمین گر تشکیل شده است. در ادامه هر یک از این دو بخش تشریح خواهند شد.





شکل ۲. ساختار کنترل کننده تطبیقی پیشنهادی.

### کنترل کننده

خروجی FOPID، به عنوان کنترل کننده، سیگنال کنترلی،  $u_c(n)$  یا همان سیگنال خروجی PSS می باشد. این سیگنال کنترلی با هدف کاهش اختلاف بین خروج مطلوب و خروجی سیستم، یعنی خطا ایجاد می شود. خروجی کنترل کننده پیشنهادی، مطابق با خروجی یک کنترل کننده FOPID در مراجع [۲۱-۲۵]، به صورت رابطه (۱) در نظر گرفته می شود.

$$u_c = k_p e_c + \frac{k_i}{s^\lambda} e_c + k_d s^\mu e_c \quad \lambda, \mu \in (0,2) \quad (1)$$

پارامترهای این کنترل کننده را می توان به صورت برخط و با استفاده از روش پس انتشار خطا و گرادیان نزولی به دست آورد. بدین منظور تابع هزینه مرتبه دوم، براساس خطای سیستم، به شرح زیر تعریف شده است.

$$J_c(n) = \frac{1}{2} [y(n) - y_d(n)]^2 = \frac{1}{2} e_c^2(n) \quad (2)$$

در این رابطه  $y(n)$  خروجی سیستم و  $y_d(n)$  خروجی مطلوب می باشد، برای کمینه کردن تابع هزینه از روش گرادیان نزولی مطابق با رابطه زیر استفاده می شود.

$$W_c^i(n+1) = W_c^i(n) + \eta_c^i \left( -\frac{\partial J_c(n)}{\partial W_c^i(n)} \right) \quad (3)$$

در این رابطه  $W_c = [K_p, K_i, K_d, \lambda, \mu]$  بردارهای وزن‌ها و  $\eta_c = [\eta^{Kp}, \eta^{Ki}, \eta^{Kd}, \eta^\lambda, \eta^\mu]$  نرخ یادگیری می‌باشند. با گرفتن مشتقات جزئی از تابع هزینه نسبت به  $W_c^i$  رابطه زیر به دست می‌آید.

$$\frac{\partial J_c(n)}{\partial W_c^i(n)} = \left[ e_c(n) \frac{\partial y(n)}{\partial u_c(n)} \right] \frac{\partial u_c(n)}{\partial W_c^i(n)} \quad (۴)$$

اجزای بردار وزن‌ها در رابطه بالا به صورت روابط زیر به دست می‌آید.

$$\frac{\partial u_c}{\partial K_p} = e_c \quad (۵)$$

$$\frac{\partial u_c}{\partial K_i} = \frac{1}{s^\lambda} e_c \quad (۶)$$

$$\frac{\partial u_c}{\partial K_d} = s^\mu e_c \quad (۷)$$

$$\frac{\partial u_c}{\partial \lambda} = -\frac{k_i}{s^\lambda} e_c \ln(s) \quad (۸)$$

$$\frac{\partial u_c}{\partial \mu} = k_d s^\mu e_c \ln(s) \quad (۹)$$

در رابطه بالا  $\frac{\partial y(n)}{\partial u_c(n)}$  ژاکوبین سیستم تحت کنترل در نمونه زمانی  $n$ ام می‌باشد. برای محاسبه ژاکوبین سیستم از شبکه عصبی موجک خودتنظیم، SRWNN، مطابق با رابطه زیر استفاده می‌شود [۱۶-۲۷].

$$\frac{\partial y(n+1)}{\partial u(n)} \approx \frac{\partial \hat{y}(n+1)}{\partial x_I} \frac{\partial x_I}{\partial u(n)} \quad (۱۰)$$

در رابطه بالا  $x_I$ ، ورودی و  $\hat{y}$ ، خروجی SRWNN می‌باشند و عبارت  $\frac{\partial x_I}{\partial u(n)}$  به صورت روابط زیر به دست می‌آید.

$$x_I = [y(n), y(n-1), \dots, y(n-p), u(n), u(n-1), \dots, u(n-q)] \quad (۱۱)$$

$$\hat{y}(n+1) = F_I^{SRWNN}(x_I) \quad (۱۲)$$

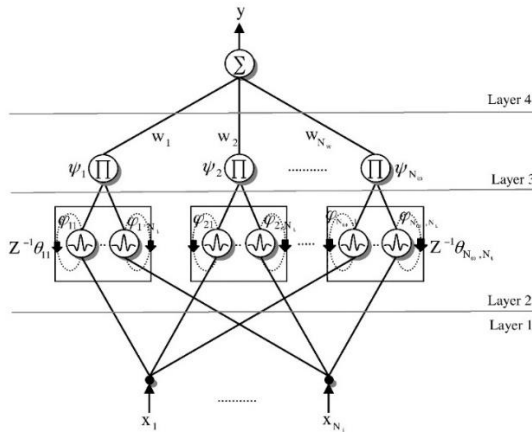
$$\frac{\partial x_l}{\partial u(n)} = [0, \dots, 1, f_1(z), \dots, f_q(z)]^T \quad (13)$$

در این رابطه  $f_i(z) = z^{-i}$  می‌باشد لذا برای ترم اول رابطه، عبارت زیر به دست می‌آید.

$$\frac{\partial \hat{y}(n+1)}{\partial x_{l,j}} = \sum_{i=1}^{N_w} w_{i \times \psi_i} \left( \frac{1}{d_{ij}} \right) \left( \frac{1}{z_{ij}} - z_{ij} \right) \quad (14)$$

### شناساگر

همان‌طور که پیش‌تر ذکر شد، ژاکوبین سیستم در طول فرایند تطبیق ضرایب مورد نیاز است. در این بخش، ساختار SRWNN استفاده شده برای طراحی تخمین‌گر تطبیقی سیستم تشریح می‌شود. از این تخمین‌گر برای محاسبه برخط ژاکوبین، براساس تئوری کنترل تطبیقی غیرمستقیم استفاده می‌شود. ساختار SRWNN در شکل ۳ نشان داده شده است. همان‌طور که در شکل ۳ مشاهده می‌شود SRWNN دارای چهار لایه: ۱- لایه ورودی (با  $N_i$  متغیر ورودی) - ۲-  $N_i \times N_w$  موجک‌های مادر - ۳- لایه عملیات ضرب و ۴- لایه خروجی می‌باشد [۱۶-۲۷].



شکل ۳. ساختار SRWNN

موجک مادر انتخاب شده در این مقاله به صورت یک تابع گوسی مطابق رابطه (۱۵) می‌باشد و برای هر گره  $\phi_{ij}$  مطابق رابطه (۱۶) در نظر گرفته می‌شود [۱۶-۲۷].

$$\phi(x) = x \exp(-0.5x^2) \quad (15)$$

$$\phi_{ij}(z_{ij}) = \phi \left( \frac{u_{ij} - t_{ij}}{d_{ij}} \right), z_{ij} = \frac{u_{ij} - t_{ij}}{d_{ij}} \quad (16)$$

در این رابطه  $t_{ij}$ ، فاکتور انتقال و  $d_{ij}$ ، انبساط موجک می‌باشند. برای زامین ورودی و آامین موجک در نمونه زمانی  $n$ ، رابطه (۱۷) را خواهیم داشت.

$$u_{ij}(n) = x_j(n) + \phi_{ij}(n-1)\theta_{ij} \quad (17)$$

در این رابطه  $\theta_{ij}$  و  $\phi_{ij}(n-1)$  به ترتیب نشان دهنده وزن حلقه فیدبک داخلی و عامل حافظه برای رزرو اطلاعات شبکه می‌باشند. رابطه (۱۸) را برای گره‌های لایه سوم داریم.

$$\psi_i(x) = \prod_{j=1}^{N_i} \phi(z_{ij}) = \prod_{j=1}^{N_i} \left[ -z_{ij} \exp\left(-\frac{1}{2}(z_{ij})^2\right) \right] \quad (18)$$

گره موجود در لایه چهارم خروجی SRWNN می‌باشد که رابطه- مربوط به آن است.

$$\hat{y}(n) = \sum_{i=1}^{N_w} w_i \psi_i(x) \quad (19)$$

برای آموزش SRWNN تابع هزینه مرتبه دوم زیر در نظر گرفته می‌شود [۱۶-۲۷].

$$J(n) = \frac{1}{2} [y(n) - \hat{y}(n)]^2 = \frac{1}{2} e^2(n) \quad (20)$$

در این رابطه  $y(n)$ ، مقدار خروجی واقعی و  $\hat{y}(n)$ ، خروجی SRWNN برای نمونه زمانی  $n$  می‌باشند. برای تنظیم وزن‌های SRWNN از روش گرادیان نزولی استفاده می‌شود. در این روش از معادله زیر برای تنظیم وزن‌های شبکه استفاده می‌شود.

$$W^i(n+1) = W^i(n) + \eta^i \left( -\frac{\partial J(n)}{\partial W^i(n)} \right) \quad (21)$$

در این رابطه  $W = [t_{ij} d_{ij} \theta_{ij} w_{ij}]^T$  و  $\eta = [\eta^t \eta^d \eta^\theta \eta^w]^T$  نشان دهنده بردار وزن‌های شبکه و بردار نرخ یادگیری شبکه می‌باشد. مشتق جزئی تابع هزینه نسبت به  $W^i$  به صورت رابطه (۲۲) می‌باشد.

$$\frac{\partial J(n)}{\partial W^i(n)} = -e(n) \frac{\partial \hat{y}(n)}{\partial W^i(n)} \quad (22)$$

بردار وزن‌های شبکه با اعمال قانون مشتق زنجیره‌ای، به صورت روابط زیر خواهد بود [۱۶-۲۷].

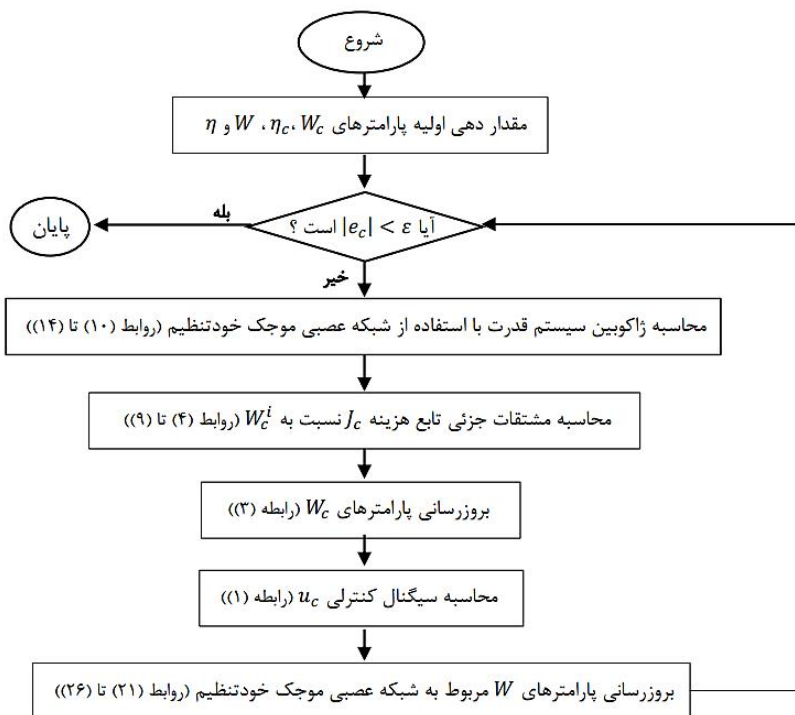
$$\frac{\partial \hat{y}(n)}{\partial t_{ij}(n)} = -w_i \psi_i \left( \frac{-1}{d_{ij}} \right) \left( \frac{1}{z_{ij}} - z_{ij} \right) \quad (23)$$

$$\frac{\partial \hat{y}(n)}{\partial d_{ij}(n)} = z_{ij} \frac{\partial \hat{y}(n)}{\partial t_{ij}(n)} \quad (24)$$

$$\frac{\partial \hat{y}(n)}{\partial \theta_{ij}(n)} = -\phi_{ij}(n-1) \frac{\partial \hat{y}(n)}{\partial t_{ij}(n)} \quad (25)$$

$$\frac{\partial \hat{y}(n)}{\partial w_i(n)} = \psi_i(x) \quad (26)$$

در نهایت الگوریتم کنترل‌کننده پیشنهادی مطابق شکل ۴ خواهد بود. این الگوریتم براساس روابط ارائه‌شده در بخش‌های قبل می‌باشد. طبق الگوریتم چنان‌که نوسانات فرکانس پایین در سیستم ایجاد شود و مقدار خطا،  $e_c$ ، از مقدار مشخص  $\varepsilon = 0/0001$  افزایش یابد، بخش‌های دیگر الگوریتم بدین شرح اجرا می‌شوند، در ابتدا ژاکوبین سیستم قدرت محاسبه می‌شود، در مرحله بعد براساس ژاکوبین محاسبه‌شده، پارامترهای سیستم کنترلی، بازتنظیم و تطبیق می‌شوند که در نهایت این منجر به تولید سیگنال کنترلی  $u_c$ ، متناسب در مرحله آخر می‌شود. این سه مرحله تا کاهش خطا مجدداً تکرار می‌شوند.



شکل ۴. الگوریتم روش پیشنهادی

در الگوریتم شکل ۴ محاسبه ژاکوبین سیستم با استفاده شبکه عصبی موجک خودتنظیم انجام می‌شود. سودوکود برنامه این بخش به شرح زیر می‌باشد:

- گام ۱: مقداردهی اولیه پارامترهای شبکه SRWNN
- گام ۲: محاسبه خروجی تخمین زده شده در لحظه  $n$  با رابطه ۱۹
- گام ۳: محاسبه خطای تخمین  $e(n)$
- گام ۴: محاسبه ژاکوبین خروجی نسبت به وزن‌های شبکه با روابط ۲۳ تا ۲۶
- گام ۵: محاسبه ژاکوبین تابع هزینه شبکه نسبت به وزن‌های شبکه با رابطه ۲۲
- گام ۶: به‌روزرسانی وزن‌های شبکه با رابطه ۲۱
- گام ۷: محاسبه خروجی تخمین زده شده شبکه در لحظه  $n+1$  با رابطه ۱۹
- گام ۸: بازگشت به گام ۲

### شبیه‌سازی و بحث

برای ارزیابی عملکرد کنترل کننده پیشنهادی به‌عنوان PSS، سناریوهای مختلف شامل خطای و تغییر بار در سیستم قدرت شکل ۱ اعمال می‌شود. همچنین روش پیشنهادی با کنترل کننده PI، PID تطبیقی [۱۳] و FOPID مقایسه می‌شود. بدین منظور یک کنترل کننده FOPID بهینه با استفاده از الگوریتم بهینه‌سازی PSO و همچنین یک کنترل کننده فازی PID مرتبه کسری بهینه (Optimal FO-FPID) مبتنی بر الگوریتم بهینه‌سازی PSO طراحی می‌گردد. تابع تبدیل کنترل کننده FOPID به‌صورت رابطه (۲۷) تعریف می‌شود. همچنین برای کنترل کننده Optimal FO-FPID پیشنهادی، ساختار، جدول قوانین فازی و شکل توابع تعلق فازی مطابق با [۲۲] اجرا شده است.

$$P(s) = K_p + \frac{K_i}{s\lambda} + K_d s^\mu \quad (27)$$

اساساً در شبیه‌سازی‌ها از تقریب مرتبه صحیح توابع تبدیل مرتبه کسری برای طراحی استفاده می‌کنند. شایان ذکر است که برای شبیه‌سازی‌های قسمت‌های مرتبه کسری، از تولباکس نرم‌افزار متلب ارائه شده در [۲۸] استفاده شده است. تقریب تابع تبدیل مرتبه صحیح استالوپ معروف‌ترین روش برای این منظور است که در رابطه (۲۷) بیان شده است [۲۹].

$$s^\alpha \approx k \prod_{n=1}^N \frac{1 + \frac{s}{\omega_{z,n}}}{1 + \frac{s}{\omega_{p,n}}}, \alpha > 0 \quad (28)$$

متغیرهای برای تقریب تابع تبدیل مرتبه صحیح استالوپ استفاده شده در این مقاله به‌صورت  $\omega_l = 100, 0.01$ ،  $\omega_h = 100$ ،  $N=5$  می‌باشند. با در نظر گرفتن تابع هزینه رابطه (۲۹) و در نظر گرفتن بردار طراحی  $V_d^{FOPID}$

برای کنترل کننده FOPID و بردار طراحی  $V_d^{FO-FPID}$  برای کنترل کننده FO-FPID به طراحی متغیرهای این کنترل کننده‌ها خواهیم پرداخت.

$$F_c(V_d^i) = \int_{t=0}^{t_f} t|\Delta\omega| dt, i = FOPID, FO - FPID \quad (29)$$

$$V_d^{FOPID} = [K_p K_i K_d \lambda \mu]^T \quad (30)$$

$$V_d^{FO-FPID} = [K_e K_d K_{PI} K_{PD} \lambda \mu]^T \quad (31)$$

از الگوریتم PSO برای طراحی هر دو کنترل کننده استفاده شده است و متغیرهای این الگوریتم عبارتند از:  $C_1 = 1.5, 1.5$  و تعداد جمعیت ذرات ۲۰۰ عدد و تعداد تکرارهای الگوریتم ۱۰۰ تکرار در نظر گرفته شده است. شرط توقف الگوریتم رسیدن به تکرار آخر می‌باشد. بازه جستجو برای متغیرهای کنترل کننده‌ها با ارزیابی مختلف به صورت زیر در نظر گرفته شده است.

$$0 \leq K_p \leq 150$$

$$0 \leq K_i \leq 150$$

$$0 \leq K_d \leq 150 \quad (32)$$

$$0 \leq \lambda \leq 2$$

$$0 \leq \mu \leq 2$$

$$0 \leq K_e \leq 1$$

$$0 \leq K_d \leq 1$$

$$0 \leq K_{PI} \leq 150$$

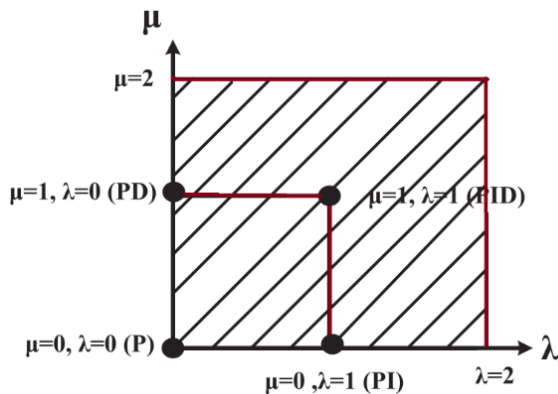
$$0 \leq K_{PD} \leq 150$$

(33)

$$0 \leq \lambda \leq 2$$

$$0 \leq \mu \leq 2$$

کنترل کننده FOPID، درجه انتگرال گیر و مشتق گیر کنترل کننده PID را از یک نقطه به یک صفحه گسترده می‌کند و این موضوع باعث می‌شود که کنترل کننده FOPID در طراحی، انعطاف بیشتری داشته باشد و کنترل کننده به دست آمده نتایج دقیق تر و مناسب تری را در حوزه زمان از خود نشان دهد. این موضوع در شکل ۵ نشان داده شده است. مطابق این شکل بازه طراحی برای متغیرهای  $\lambda$  و  $\mu$  تعریف می‌شود [۳۰؛ ۳۱].



شکل ۵. فضای طراحی کنترل کننده FOPID

با اجرای چندباره الگوریتم بهینه‌سازی و با توجه به اینکه توابع عضویت ورودی در شکل پیوست (ب)، کنترل کننده FO-FPID در محدوده  $[-1, 1]$  تعریف شده است، محدوده بردار طراحی برای ضرایب  $K_d$  و  $K_e$  در بازه‌های مذکور تعریف می‌شوند. بازه طراحی مربوط به ضرایب  $K_p$ ،  $K_i$ ،  $K_d$ ،  $K_{PI}$  و  $K_{PD}$  با شروع از بازه‌های طراحی کوچک تر و انجام چندباره الگوریتم بهینه‌سازی و افزایش رنج این بازه تا رسیدن به میانگین تابع هزینه به زیر مقدار 0.001 انتخاب می‌شوند. پارامترهای کنترل کننده‌های Optimal FOPID و Optimal FO-FPID طراحی شده بعد از اجرای روند شبیه‌سازی برای سیستم دو ناحیه‌ای با دو ژنراتور به صورت جدول ۱ می‌باشد. جدول قوانین فازی و شکل توابع تعلق فازی مربوط به روش Optimal FO-FPID [۲۲] در پیوست (ب) ارائه شده است.

جدول ۱. متغیرهای بهینه کنترل کننده‌های بهینه طراحی شده

	$K_p$	$K_i$	$K_d$	$\lambda$	$\mu$	
Optimal FOPID	۴۹/۹۵	۲۱/۳۸	۰/۵۸	۱/۱۱	۰/۹۵	
	$K_e$	$K_d$	$K_{PI}$	$K_{PD}$	$\lambda$	$\mu$
Optimal FO-FPID	۰/۷۹	۰/۱۵	۱۶/۵۲	۴۹/۴۵	۰/۱۱	۱/۹۵

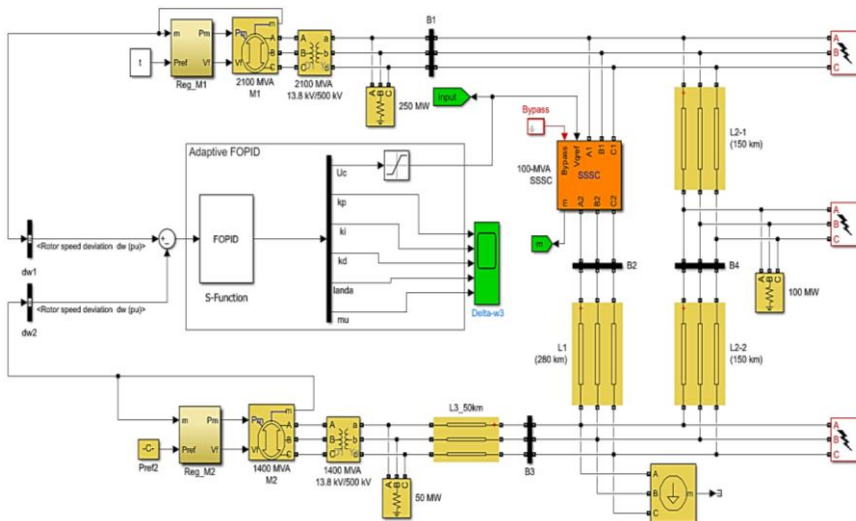


برای تغییر نقطه کار سیستم دو سناریو طراحی شده است که متناسب با مقدار بار سیستم می‌باشند. بار سیستم برای هر سناریو در جدول ۲ آورده شده است.

جدول ۲. تغییر نقطه کار سیستم قدرت

سناریو	$P_1$	$Q_1$	$P_2$	$Q_2$	$P_{dynamicload}$	$Q_{dynamicload}$
۱	۰/۷۶۱۹	-۰/۰۴۷۸	۰/۷۵۰۹	۰/۰۵۱۳	۱/۵۷۱۱	۰/۰۷۱۸
۲	۰/۸۵۸۹	۰/۰۵۳۹	۱	۰/۰۷۵۰	۱/۹۹۸۱	۰/۱۰۷۶

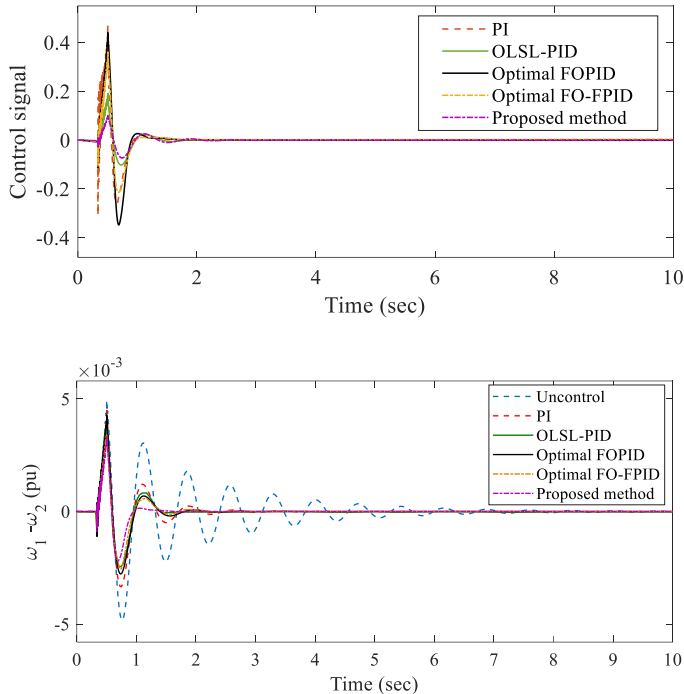
شکل ۶ شبیه‌سازی سیستم ارائه‌شده در شکل ۱ را در نرم‌افزار متلب نشان می‌دهد. در ادامه نتایج سناریوهای مختلف اجراشده برای این سیستم ارائه شده است.



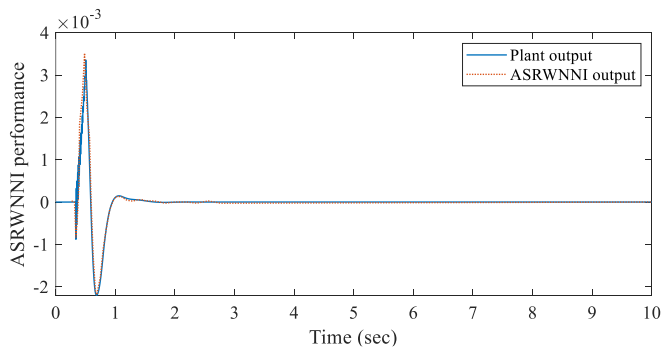
شکل ۶. شبیه‌سازی سیستم قدرت دو ماشین شامل SSSC به همراه کنترل‌کننده پیشنهادی

## سناریو اول

برای ارزیابی حالت گذرای الگوریتم پیشنهادی، یک خطای سه فاز به مدت ۱۰ چرخه در باس یک اعمال می‌کنیم. نتایج شامل سیگنال کنترلی و پاسخ‌های سیستم و مقایسه آن با روش‌های دیگر در شکل ۷ ارائه شده است. همچنین عملکرد تخمین‌تر و ضرایب کنترل‌کننده پیشنهادی به ترتیب در شکل‌های ۸ و ۹ نشان داده شده‌اند. از نتایج مشهود است که OLSL-FOPID در میرایی نوسانات عملکرد بهتری را نسبت به کنترل‌کننده OLSL-PID و FOPID ارائه می‌دهد و پایداری گذرا سیستم قدرت را به‌طور قابل توجهی بهبود می‌بخشد.



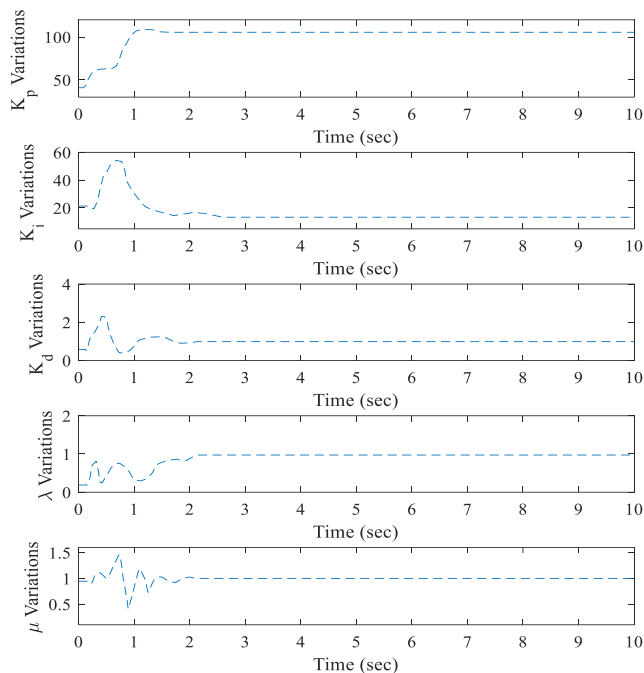
شکل ۱.۷ (۱) سیگنال کنترلی و (۲) پاسخ‌های سیستم به کنترل‌کننده‌ها برای سناریو اول - اغتشاش اول



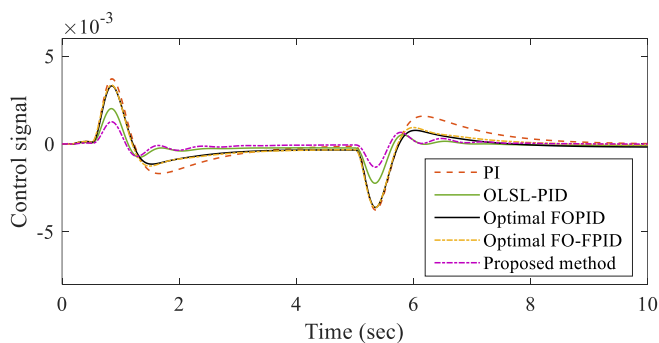
شکل ۱.۸. عملکرد تخمین‌گر برای سناریو اول - اغتشاش اول

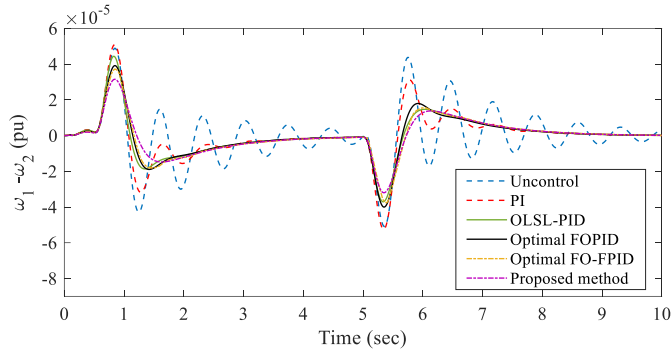
برای بررسی عملکرد کنترل‌کننده پیشنهادی، اغتشاش دوم شامل ۱۰ درصد کاهش در مقدار ولتاژ مرجع ژنراتور اول در ثانیه ۰/۵ و بازیابی شبکه در ثانیه ۵ به شرایط نرمال، به سیستم اعمال می‌شود. شکل ۱۰ نتایج این اغتشاش شامل سیگنال کنترلی و پاسخ‌های سیستم را برای روش‌های مختلف کنترلی نشان می‌دهند. از نتایج مشهود است که

OLSL-FOPID در میرایی نوسانات عملکرد بهتری را نسبت به کنترل کننده OLSL-PID و FOPID ارائه می‌دهد و پایداری گذرا سیستم قدرت را به‌طور قابل توجهی بهبود می‌بخشد. شکل ۱۱ عملکرد تخمین‌گر پیشنهادی را نشان می‌دهد. چنان‌که مشهود است تخمین‌گر پیشنهادی به دلیل ساختار خودبازگشتی‌اش می‌تواند تغییرات سیستم را به‌طور بسیار رضایت‌بخشی ردیابی کند.

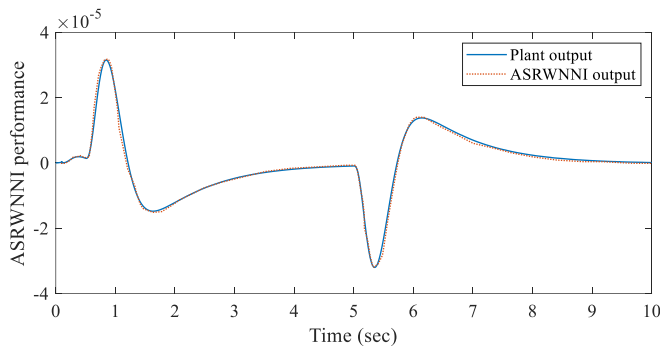


شکل ۹. تغییرات ضرایب کنترل کننده پیشنهادی برای سناریو اول - اغتشاش اول





شکل ۱۰. (۱) سیگنال کنترلی و (۲) پاسخ‌های سیستم به کنترل‌کننده‌ها برای سناریو اول - اغتشاش دوم

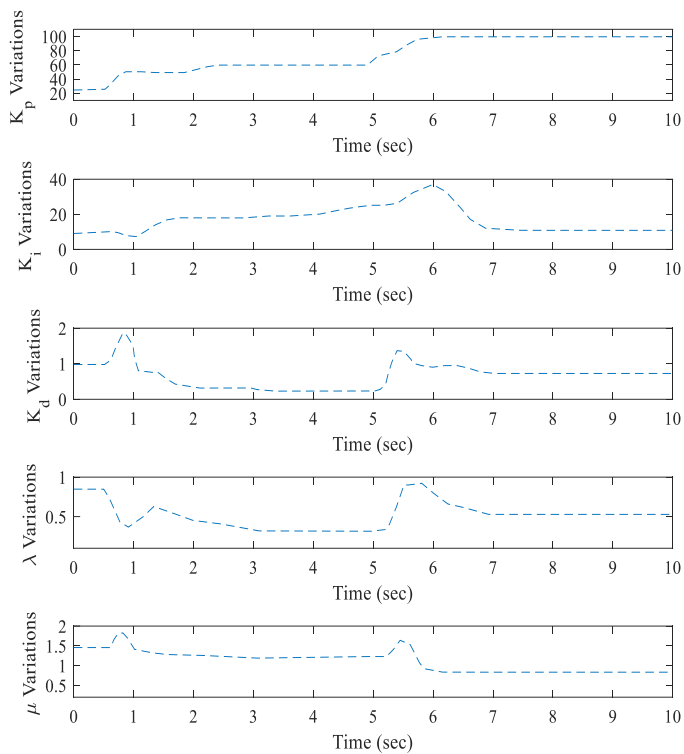


شکل ۱۱. عملکرد تخمین‌گر برای سناریو اول - اغتشاش دوم

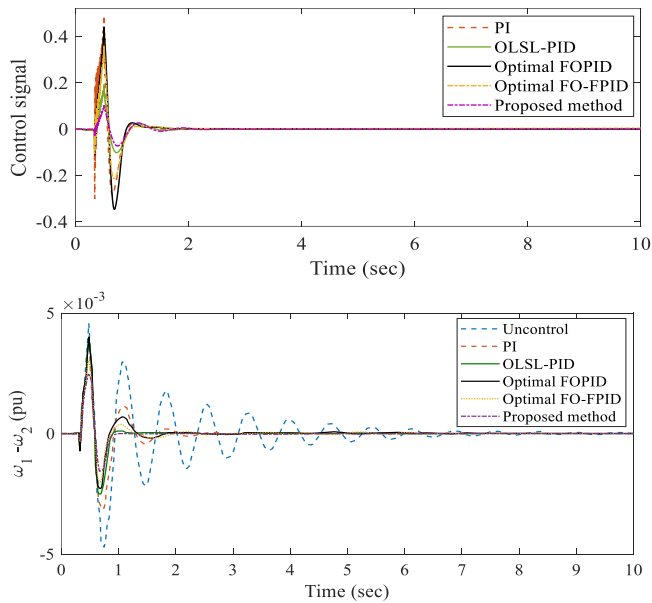
ضرایب مربوط به کنترل‌کننده پیشنهادی در شکل ۱۲ نشان داده شده‌اند. در این سناریو، چنان‌که در شکل ۱۲ مشاهده می‌شود، تغییرات ضرایب در بازه  $0/5$  تا  $5$  ثانیه و از  $5$  تا  $7$  ثانیه اتفاق افتاده است که دلیل آن وجود خطا در سیستم می‌باشد. به عبارت دیگر کنترل‌کننده تطبیقی متناسب با شرایط خطا و به صورت در لحظه عمل می‌کند.

## سناریو دوم

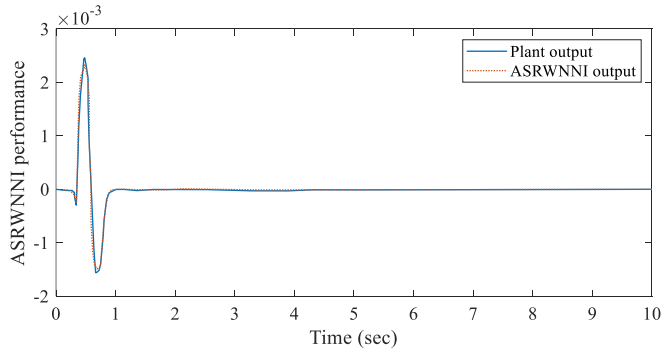
در این سناریو برای نشان دادن پایداری کنترل‌کننده نسبت به تغییرات نقطه کار، بار سیستم به صورت جدول ۱ تغییر می‌کند. این نقطه کار برای تمام کنترل‌کننده‌ها کاملاً جدید می‌باشد. در این حالت همچون سناریو قبل، دو اغتشاش به سیستم اعمال می‌کنیم. در اغتشاش اول، یک خطای سه فاز به مدت  $10$  سیکل در باس یک اعمال می‌کنیم. نتایج شامل پاسخ‌های کنترل‌کننده پیشنهادی و مقایسه آن با روش‌های دیگر در شکل ۱۳ ارائه شده است. از نتایج مشهود است که OLSL-FOPID در میرایی نوسانات عملکرد بهتری را نسبت به کنترل‌کننده OLSL-PID و FOPID ارائه می‌دهد و پایداری گذرا سیستم قدرت را به طور قابل توجهی بهبود می‌بخشد. شکل ۱۴ عملکرد تخمین‌گر در ردیابی تغییرات سیستم را نشان می‌دهد که نتیجه امیدوارکننده‌ای را ارائه می‌دهد.



شکل ۱۲. ضرایب کنترل کننده پیشنهادی برای سناریو اول - اغتشاش دوم

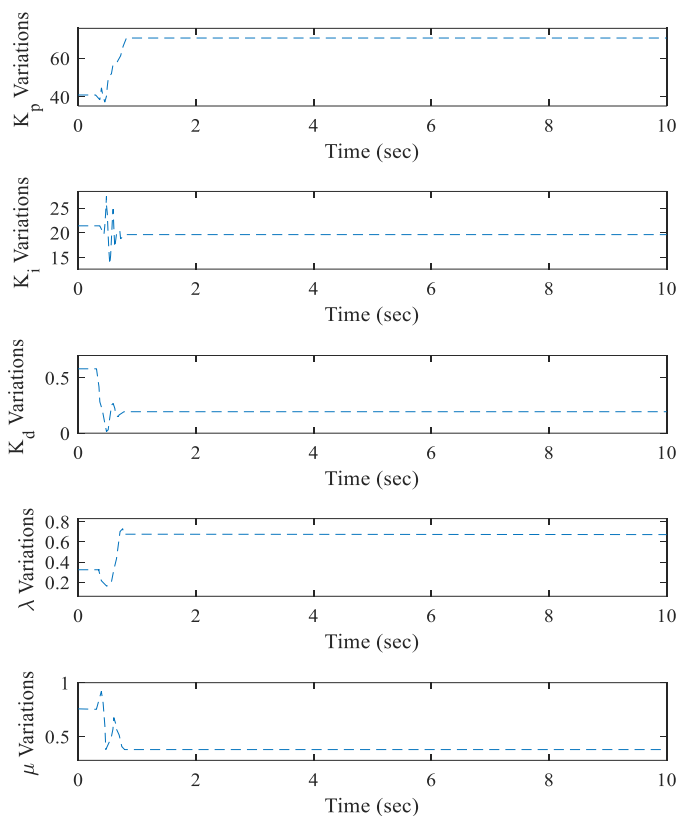


شکل ۱۳. سیگنال کنترلی و (۲) پاسخ‌های سیستم به کنترل‌کننده‌ها در سناریو دوم



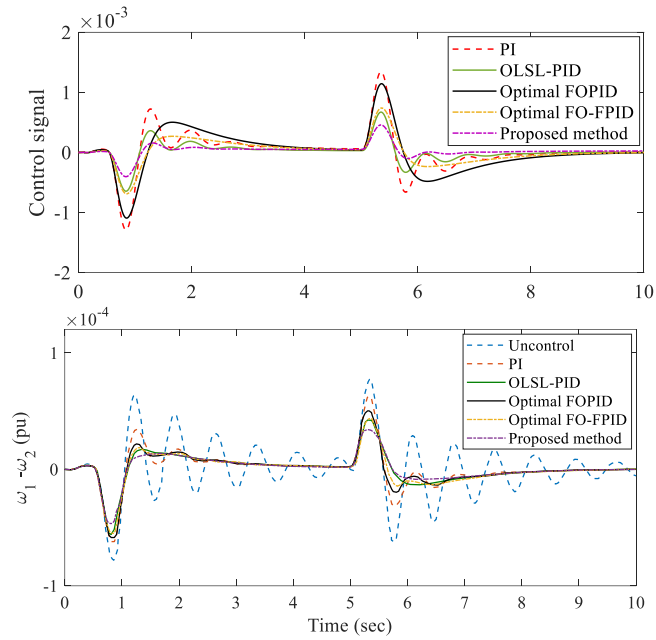
شکل ۱۴. عملکرد تخمین‌گر برای سناریو دوم-اغتشاش اول

در این حالت ضرایب کنترل‌کننده پیشنهادی به صورت شکل ۱۵ تغییر کرده‌اند. چنان‌که مشاهده می‌شود پس از رفع خطا و میرایی نوسانات سیستم قدرت، مقادیر این ضرایب تغییرات ندارند که دلیل آن صفر شدن گرادیان خطا محاسبه‌شده توسط تخمین‌گر می‌باشد.

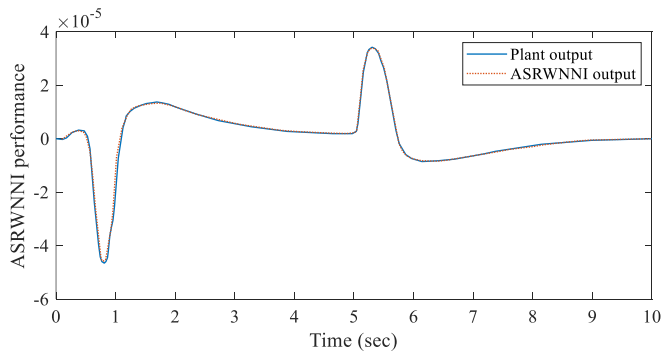


شکل ۱۵. تغییر ضرایب کنترل کننده برای سناریو دوم - اغتشاش اول

در ادامه برای ارزیابی پایداری کنترل کننده نسبت به تغییرات نقطه کار، اغتشاش دوم را به سیستم قدرت اعمال می‌کنیم. اغتشاش دوم شامل ۱۰ درصد کاهش در مقدار ولتاژ و لتاز مرجع ژنراتور اول در ثانیه ۰/۵ و بازیابی شبکه در ثانیه ۵ به شرایط طبیعی می‌باشد. شکل ۱۶ نتایج این اغتشاش را برای روش‌های مختلف کنترلی نشان می‌دهند. از نتایج مشهود است که OLSL-FOPID در میرایی نوسانات عملکرد بهتری را نسبت به کنترل کننده OLSL-PID و FOPID ارائه می‌دهد و پایداری گذرا سیستم قدرت را به‌طور قابل توجهی بهبود می‌بخشد. شکل ۱۷ عملکرد تخمین گر و شکل ۱۸ ضرایب کنترل کننده پیشنهادی را نشان می‌دهد. چنان‌که مشاهده می‌شود تخمین گر به خوبی تغییرات سیستم قدرت را دنبال می‌کند.

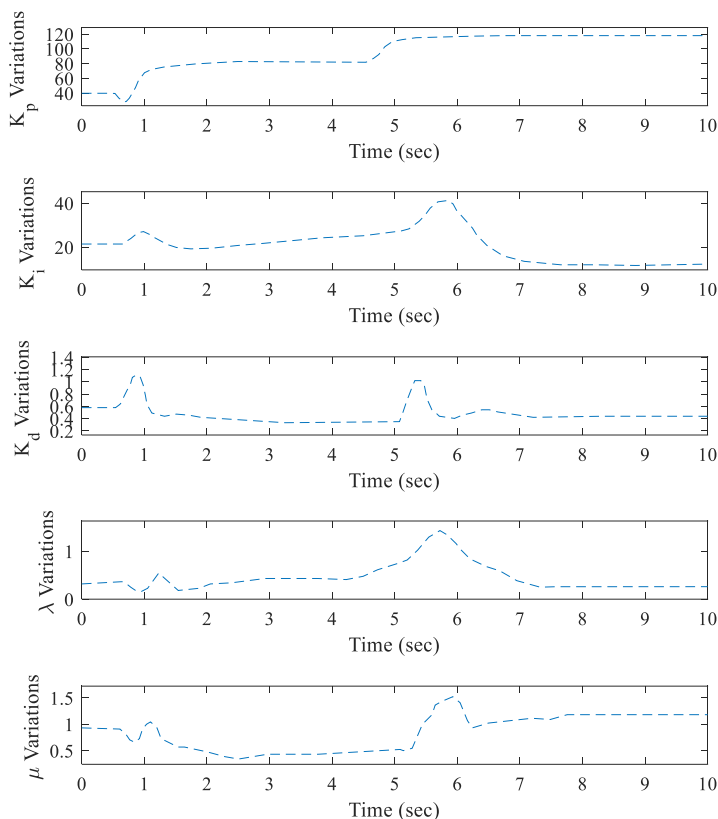


شکل ۱۶. (۱) سیگنال کنترلی و (۲) پاسخ‌های سیستم به کنترل‌کننده‌ها در سناریو دوم - اغتشاش دوم



شکل ۱۷. عملکرد تخمین‌گر در سناریو دوم - اغتشاش دوم





شکل ۱۸. ضرایب کنترل کننده پیشنهادی در سناریو دوم - اغتشاش دوم

## بحث

چنان‌که در شکل ۶ مشاهده می‌شود، دو کنترل کننده OLSL-PID و FOPID تقریباً عملکرد مشابهی داشته‌اند. با بررسی شکل ۱۳ به این نتیجه می‌رسیم که تغییر نقطه کار سبب کاهش عملکرد FOPID می‌شود زیرا ضرایب آن ثابت هستند و ممکن است برای نقطه کار جدید بهینه نباشند. این در حال است که کنترل کننده پیشنهادی با تغییر نقطه کار عملکرد مطلوب خود را حفظ کرده است. بررسی دو شکل ۱۰ و ۱۶ نیز این نتیجه‌گیری را تأیید می‌کند. عملکرد تخمین‌گر در هر سناریو و برای هر اغتشاش در شکل‌های ۸، ۱۱، ۱۴ و ۱۷ نشان داده شده است. چنان‌که مشاهده می‌شود دقت محاسبه (تخمین) در لحظه گرادیان سیستم قدرت در حد مناسبی می‌باشد. این حد از دقت به دلیل ساختار خودبازگشتی تخمین‌گر، یعنی ASRWNNI می‌باشد که نتیجه آن ردیابی تغییرات سیستم قدرت در حد قابل قبولی می‌باشد. در حقیقت تخمین‌گر با تعیین گرادیان سیستم در هر لحظه، در تعیین ضرایب کنترل کننده نقش مؤثری دارد. این عملکرد تخمین‌گر به‌علاوه سرعت پاسخ بالای کنترل کننده FOPID سبب شده است که کنترل کننده پیشنهادی عملکرد بهتری را ارائه دهد.

ضرایب مربوط به کنترل‌کننده پیشنهادی در شکل ۹، ۱۲، ۱۵ و ۱۸ نشان داده شده‌اند. چنان‌که در این شکل‌ها مشاهده می‌شود تغییرات ضرایب برای اغتشاش اول در بازه ۰/۵ تا ۲ ثانیه و برای اغتشاش دوم در بازه ۰/۵ تا ۵ ثانیه و بازه ۵ تا ۷ ثانیه اتفاق افتاده است که دلیل آن وجود خطا در سیستم می‌باشد. به عبارت دیگر کنترل‌کننده تطبیقی متناسب با مقدار خطا و به صورت برخط عمل می‌کند. همچنین مشاهده می‌شود که با کاهش خطا و میرا شدن نوسانات مقدار ضرایب ثابت شده‌اند زیرا مقدار خطا صفر شده است. در این خصوص باید توجه شود که مقادیر اولیه و مقادیر نهایی ضرایب در عملکرد کنترل‌کننده‌های تطبیقی مؤثر نیست و این مقادیر به صورت برخط تعیین می‌شوند، به عبارت دیگر مقادیر نهایی ضرایب به عنوان مقادیر اولیه اغتشاش (نوسان) دیگر لحاظ نمی‌شود.

برای اجرای کنترل‌کننده تطبیقی، یک نرخ نمونه برداری نیز مورد نیاز است. عواملی مانند توانایی کنترل‌کننده، میزان تطبیق پذیری کنترل‌کننده، پیچیدگی سیستم و غیره بر انتخاب نرخ نمونه‌گیری تأثیر دارند. با این حال، مسئله انتخاب نرخ نمونه‌گیری از هیچ رویکرد سیستماتیک پیروی نمی‌کند و معمولاً به روش آزمون و خطا تعیین می‌شود. در این مقاله نیز براساس آزمون و خطا نرخ نمونه برداری برای تمام کنترل‌کننده‌ها ۵۰ هرتز انتخاب شده است.

به منظور مقایسه بهتر عملکرد روش پیشنهادی با روش‌های دیگر، چهار شاخص‌های عملکردی: ۱- قدر مطلق انتگرال خطا (IAE) ۲- انتگرال مجذور خطا (ISE) ۳- انتگرال قدر مطلق خطا در زمان (ITAE) و ۴- زمان نشست از نتایج شبیه‌سازی‌ها استخراج شده‌اند. در جداول ۳ تا ۶ مقادیر این شاخص‌ها ارائه شده‌اند. ارزیابی این شاخص‌ها نشان می‌دهد که کنترل‌کننده پیشنهادی منجر به کاهش قابل توجه شاخص‌های عملکردی نسبت به کنترل‌کننده‌های OLSL-PID، PI، Optimal FOPID و Optimal FO-FPID شده است. برای نمونه برای سناریو اول، جدول ۳، شاخص IAE کنترل‌کننده تطبیقی پیشنهادی به اندازه ۵۰ درصد، ۲۱ درصد، ۳۷ درصد و ۲۶ درصد نسبت به پاسخ کنترل‌کننده‌های PI، OLSL-PID، Optimal FOPID و Optimal FO-FPID کاهش پیدا کرده است. نتایج شاخص ISE نشان‌دهنده کاهش ۵۱ درصد، ۲۲ درصد، ۳۵ درصد و ۲۵ درصد پاسخ کنترل‌کننده پیشنهادی نسبت به پاسخ کنترل‌کننده‌های PI، OLSL-PID، Optimal FOPID و Optimal FO-FPID می‌باشد.

جدول ۳. عملکرد کنترل‌کننده‌های براساس شاخص‌های عملکردی در سناریو اول - اغتشاش اول

معیار	Uncontrol	PI	OLSL-PID	Optimal FOPID	Optimal FO-FPID	Proposed method
$IAE \times 10^{-3}$	۵/۱۷۱	۲/۶۸۹	۱/۷۰۶	۲/۱۲	۱/۸۱	۱/۳۴۴
$ISE \times 10^{-6}$	۱۰/۸	۵/۲۹۲	۳/۳۵	۴/۱۰۷	۳/۴۶	۲/۵۹
$ITAE \times 10^{-3}$	۱۳۱/۶۷	۴۰/۸۱۷۷	۲۳/۷۰۱	۲۷/۶۵۱	۲۵/۰۱۷	۱۹/۷۵۱
زمان نشست	۶/۹۰۵	۲/۳۴۱	۱/۶۶۲	۱/۷۱۸	۱/۶۸۲	۱/۲۶

جدول ۴. عملکرد کنترل‌کننده‌های براساس شاخص‌های عملکردی در سناریو اول - اغتشاش دوم

معیار	Uncontrol	PI	OLSL-PID	Optimal FOPID	Optimal FO-FPID	Proposed method
$IAE \times 10^{-5}$	۱۳/۶	۶/۷۰	۴/۹۷	۵/۵۴	۵/۱۷	۴/۰۷
$ISE \times 10^{-10}$	۴۹/۳	۱۹/۶	۱۴/۷	۱۷/۳	۱۷/۱	۱۳/۳
$ITAE \times 10^{-5}$	۵۸/۸	۲۵/۱	۱۸/۶	۲۱/۲	۲۰/۶	۱۷/۰

جدول ۵. عملکرد کنترل کننده‌های براساس شاخص‌های عملکردی در سناریو دوم - اغتشاش اول

معیار	Uncontrol	PI	OLSL-PID	Optimal FOPID	Optimal FO-FPID	Proposed method
IAE $\times 10^{-3}$	۵/۶۸۸	۲/۹۰۴	۱/۸۴۸	۲/۲۹۸	۱/۹۶۴	۱/۴۵۷
ISE $\times 10^{-6}$	۱۱/۸۸	۵/۷۱۵	۳/۶۳	۴/۳۴	۳/۷۵	۲/۸۱
ITAE $\times 10^{-3}$	۱۴۴/۸۳	۴۴/۰۸۳	۲۵/۶۶۸	۲۹/۹۷۴	۲۷/۱۴۳	۲۱/۴۱
زمان نشست	۷/۲۳۸	۲/۲۳۴	۱/۰۹۵	۱/۷۳	۱/۵۹۱	۰/۹۱۹

جدول ۶. عملکرد کنترل کننده‌های براساس شاخص‌های عملکردی در سناریو دوم - اغتشاش دوم

معیار	Uncontrol	PI	OLSL-PID	Optimal FOPID	Optimal FO-FPID	Proposed method
IAE $\times 10^{-5}$	۱۸/۲	۹/۴۴	۶/۹۰	۷/۸۱	۷/۰۸	۵/۸۱
ISE $\times 10^{-10}$	۶۵/۷	۲۷/۶	۲۰/۴	۲۴/۳	۲۳/۷	۱۹/۱
ITAE $\times 10^{-5}$	۷۸/۴	۳۵/۳	۲۵/۹	۲۹/۸	۲۸/۲	۲۴/۳

## نتیجه گیری

در این مقاله پایداری سیستم قدرتی مبتنی بر کنترل کننده FOPID ارائه شده است. متغیرهای کنترل کننده به روش تطبیقی - گرادیان غیرمستقیم تنظیم می‌شوند. بدین منظور وزن‌های کنترل کننده و تابع هزینه آن برحسب گرادیان سیستم تعریف می‌شوند تا وزن‌های کنترل کننده متناسب با گرادیان سیستم تغییر کنند و این تغییرات در راستایی انجام شود که تابع هزینه کنترل کننده کمینه شود. برای محاسبه گرادیان از شناساگری مبتنی بر شبکه عصبی تبدیل موج بازگشتی خودتنظیم استفاده شده است. عملکرد مطلوب شناساگر منجر به نتایج مؤثر کنترل کننده شده است. پایداری پیشنهادی برای یک سیستم قدرت دو ماشینی شامل SSSC اجرا شد و عملکرد آن با روش‌های کنترلی PI، OLSL-PID، Optimal FOPID و Optimal FO-FPID مقایسه و ارزیابی شد همچنین به منظور مقایسه دقیق‌تر، چهار شاخص‌های عملکردی: ۱- قدر مطلق انتگرال خطا (IAE) ۲- انتگرال مجذور خطا (ISE) ۳- انتگرال قدر مطلق خطا در زمان (ITAE) و ۴- زمان نشست از نتایج شبیه‌سازی‌ها استخراج شده‌اند. ارزیابی این شاخص‌ها نشان می‌دهد که کنترل کننده پیشنهادی منجر به کاهش قابل توجه شاخص‌های عملکردی ذکر شده گردیده است برای مثال شاخص IAE به اندازه ۵۰ درصد، ۲۱ درصد، ۳۷ درصد و ۲۶ درصد و شاخص ISE به اندازه ۵۱ درصد، ۲۲ درصد، ۳۵ درصد و ۲۵ درصد به ترتیب نسبت به پاسخ دیگر کنترل کننده‌های ذکر شده کاهش یافته‌اند.

## پیوست‌ها

پیوست الف: داده‌های سیستم قدرت

ژنراتورها:

$S_{B1} = 2100 \text{ MVA}$ ,  $S_{B2} = 1400 \text{ MVA}$ ,  $H = 3.7 \text{ s}$ ,  $V_B = 13.8 \text{ kV}$ ,  $f = 60 \text{ Hz}$ ,  $R_s = 2.8544\text{e-}3$ ,  $X_d = 1.305$ ,  $X'_d = 0.296$ ,  $X''_d = 0.252$ ,  $X_q = 0.474$ ,  $X'_q = 0.243$ ,  $X''_q = 0.18$ ,  $T_d = 1.01 \text{ s}$ ,  $T'_d = 0.053 \text{ s}$ ,  $T''_d = 0.1 \text{ s}$ .

بارها:

Load1 = 250 MW, Load2 = 100 MW, Load3 = 50 MW

ترانسفورماتورها:

$S_{BT1} = 2100$  MVA,  $S_{BT2} = 400$  MVA, 13.8/500 kV,  $f = 60$  Hz,  $R_1 = R_2 = 0.002$ ,  $L_1 = 0$ ,  $L_2 = 0.12$ ,  $D_1 / Y_g$  connection,  $R_m = 500$ ,  $L_m = 500$ .

خطوط انتقال:

3-Ph, 60 Hz, line lengths:  $L_1 = 280$  km,  $L_2 = 300$  km,  $L_3 = 50$  km,  $R_1 = 0.02546$   $\Omega$ /km,  $R_0 = 0.3864$   $\Omega$  /km,  $L_1 = 0.9337e-3$  H/km,  $L_0 = 4.1264e-3$  H/km,  $C_1 = 12.74e-9$  F/km,  $C_0 = 7.751e-9$  F/km.

SSSC

$S_{nom} = 100$  MVA,  $V_{nom} = 500$  kV,  $f = 60$  Hz,  $V_{qref} = 3$  pu/s,  $R = 0.00533$ ,  $L = 0.16$ ,  $V_{DC} = 40$  kV,  $C_{DC} = 375e-6$  F,  $K_P = 0.00375$ ,  $K_i = 0.1875$ ,  $K_P = 0.1e-3$ ,  $K_i = 20e-3$ ,  $V_q = \pm 0.2$ .

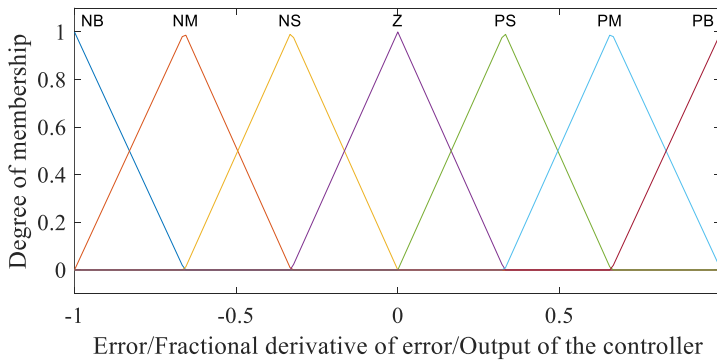
پایدارسازهای سیستم:

PSS<sub>1</sub> and PSS<sub>2</sub> :  $T_s = 15e-3$ ,  $T_w = 1$ ,  $K_p = 0.25$ ,  $T_1 = 0.06$ ,  $T_2 = 1$ ,  $T_3 = T_4 = 0$ .

پیوست ب

جدول قوانین فازی و شکل توابع تعلق فازی مربوط به روش Optimal FO-FPID [۲۴] به شرح زیر می‌باشند:

$e_c$	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
$\frac{d^\mu}{dt^\mu} e_c$							
NB	PM	NB	NB	NM	NS	Z	Z
NS	Z	PS	NM	NM	PB	NS	NS
Z	PS	NM	NM	NS	Z	PM	PM
PS	PS	PM	PM	PB	NM	NB	Z
PM	Z	Z	PS	NS	NS	NM	NM
PB	Z	NM	NB	PM	PM	PS	PB



## References

- [1] Saadatmand, M., Gharehpetian, G. B., Kamwa, I., Siano, P., Guerrero, J. M., & Haes Alhelou, H. (2021). *A Survey on FOPID Controllers for LFO Damping in Power Systems Using Synchronous Generators, FACTS Devices and Inverter-Based Power Plants*. *Energies*, 14(18), 1-26. <https://doi.org/10.3390/en14185983>
- [2] Machowski, J., Lubosny, Z., Bialek, J. W., & Bumby, J. R. (2020). *Power system dynamics: stability and control* (3 ed.). John Wiley & Sons. <https://www.wiley.com/en-us/Power+System+Dynamics%3A+Stability+and+Control%2C+3rd+Edition-p-9781119526360>
- [3] Delavari, H., & Flahzadeh, K. (2019, 30 April-2 May ). *Robust Fractional Order Adaptive Power System Stabilizer for a Multi-Machine System*. 27th Iranian Conference on Electrical Engineering, Yazd, Iran.
- [4] Ghany, M. A., & Shamseldin, M. A. (2020). *Model reference self-tuning fractional order PID control based on for a power system stabilizer*. *International Journal of Power Electronics and Drive System*, 11(3), 1333-1434. <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v11.i3.pp1333-1343>
- [5] Paital, S. R., Ray, P. K., Mohanty, S. R., & Mohanty, A. (2021). *An adaptive fractional fuzzy sliding mode controlled PSS for transient stability improvement under different system uncertainties*. *Institution of Engineering and Technology Smart Grid*, 4(1), 61-75. <https://doi.org/10.1049/stg2.12002>
- [6] Alizadeh, M., Ganjefar, S., & Alizadeh, M. (2013). *Wavelet neural adaptive proportional plus conventional integral-derivative controller design of SSSC for transient stability improvement*. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 26(9), 2227-2242. <https://doi.org/10.1016/j.engappai.2013.06.018>
- [7] Saadatmand, M., Mozafari, B., Gharehpetian, G. B., & Soleymani, S. (2020). *Optimal PID controller of large-scale PV farms for power systems LFO damping*. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 30(6), 1-14. <https://doi.org/10.1002/2050-7038.12372>
- [8] Tapin, L., & Mehta, R. K. (2014). *Low Frequency Oscillations in Power Systems: A Review*. *Seventh Sense Research Group International Journal of Electrical and Electronics Engineering*, 1(4), 6-17. <https://doi.org/10.14445/23488379/IJEEE-V1I4P102>
- [9] Varma, R. K., & Akbari, M. (2020). *Simultaneous Fast Frequency Control and Power Oscillation Damping by Utilizing PV Solar System as PV-STATCOM*. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 11(1), 415-425. <https://doi.org/10.1109/TSSTE.2019.2892943>
- [10] Yao, W., Jiang, L., Wen, J., Wu, Q. H., & Cheng, S. (2014). *Wide-Area Damping Controller of FACTS Devices for Inter-Area Oscillations Considering Communication Time Delays*. *IEEE Transactions on Power Systems*, 29(1), 318-329. <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2013.2280216>
- [11] Abido, M. A., & Abdel-Magid, Y. L. (2003). *Coordinated design of a PSS and an SVC-based controller to enhance power system stability*. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 25(9), 695-704. [https://doi.org/10.1016/S0142-0615\(02\)00124-2](https://doi.org/10.1016/S0142-0615(02)00124-2)

- [12] Shayeghi, H., Safari, A., & Shayanfar, H. A. (2010). *PSS and TCSC damping controller coordinated design using PSO in multi-machine power system*. Energy Conversion and Management, 51(12), 2930-2937. <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2010.06.034>
- [13] Hingoranl, N. G., & Gyugyi, L. (2000). *Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*. Wiley-IEEE Press. <https://ieeexplore.ieee.org/book/5264253>
- [14] Abdolhosseini, M., Abdollahi, R., & Rajaei, M. (2021). *Designing of PI $\lambda$ D $\delta$  controller for PMBLDC motor using metaheuristic algorithms*. Karafan Quarterly Scientific Journal, 17(4), 149-165. <https://doi.org/10.48301/kssa.2021.128401>
- [15] Åström, K. J., Hägglund, T., Hang, C. C., & Ho, W. K. (1993). *Automatic tuning and adaptation for PID controllers - a survey*. Control Engineering Practice, 1(4), 699-714. [https://doi.org/10.1016/0967-0661\(93\)91394-C](https://doi.org/10.1016/0967-0661(93)91394-C)
- [16] Ganjefar, S., & Alizadeh, M. (2013). *On-line self-learning PID controller design of SSSC using self-recurrent wavelet neural networks*. Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, 21(4), 980-1001. <https://doi.org/10.3906/elk-1112-49>
- [17] Cominos, P., & Munro, N. (2002). *PID controllers: recent tuning methods and design to specification*. Institution of Electrical Engineers Proceedings - Control Theory and Applications, 149(1), 46-53. <https://doi.org/10.1049/ip-cta:20020103>
- [18] Ho, S. J., Li-Sun, S., & Shinn-Ying, H. (2006). *Optimizing fuzzy neural networks for tuning PID controllers using an orthogonal simulated annealing algorithm OSA*. Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Fuzzy Systems, 14(3), 421-434. <https://doi.org/10.1109/TFUZZ.2006.876985>
- [19] Skogestad, S. (2003). *Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning*. Journal of Process Control, 13(4), 291-309. [https://doi.org/10.1016/S0959-1524\(02\)00062-8](https://doi.org/10.1016/S0959-1524(02)00062-8)
- [20] Sabri, M. (2017). *Stabilization and control of the power system using meta-heuristic algorithms*. Karafan Quarterly Scientific Journal, 14(2), 33-55. [https://karafan.tvu.ac.ir/article\\_100504.html?lang=en](https://karafan.tvu.ac.ir/article_100504.html?lang=en)
- [21] Micev, M., Čalasan, M., & Oliva, D. (2020). *Fractional Order PID Controller Design for an AVR System Using Chaotic Yellow Saddle Goatfish Algorithm*. Mathematics, 8(7), 1-21. <https://doi.org/10.3390/math8071182>
- [22] Ray, P. K., Paital, S. R., Mohanty, A., Foo, Y. S. E., Krishnan, A., Gooi, H. B., & Amaratunga, G. A. J. (2019). *A Hybrid Firefly-Swarm Optimized Fractional Order Interval Type-2 Fuzzy PID-PSS for Transient Stability Improvement*. IEEE Transactions on Industry Applications, 55(6), 6486-6498. <https://doi.org/10.1109/TIA.2019.2938473>
- [23] Saadatmand, M., Gharehpetian, G. B., Siano, P., & Alhelou, H. H. (2021). *PMU-Based FOPID Controller of Large-Scale Wind-PV Farms for LFO Damping in Smart Grid*. Institute of Electrical and Electronics Engineers Access, 9, 94953-94969. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3094170>
- [24] Shah, P., & Agashe, S. (2016). *Review of fractional PID controller*. Review of fractional PID controller, Mechatronics, 38(7), 29-41. <https://doi.org/10.1016/j.mechatronics.2016.06.005>
- [25] Pirasteh-Moghadam, M., Saryazdi, M. G., Loghman, E., E, A. K., & Bakhtiari-Nejad, F. (2020). *Development of neural fractional order PID controller with emulator*.

- International Society of Automation Transactions, 106, 293-302. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2020.06.014>
- [26] Hou, R., Wang, L., Gao, Q., Hou, Y., & Wang, C. (2017). *Indirect adaptive fuzzy wavelet neural network with self-recurrent consequent part for AC servo system*. International Society of Automation Transactions, 70, 298-307. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2017.04.010>
- [27] Yoo, S. J., Park, J. B., & Choi, Y. H. (2007). *Indirect adaptive control of nonlinear dynamic systems using self-recurrent wavelet neural networks via adaptive learning rates*. Information Sciences, 177(15), 3074-3098. <https://doi.org/10.1016/j.ins.2007.02.009>
- [28] Valerio, D., & Da Costa, J. S. (2004). *Ninteger: a non-integer control toolbox for MatLab*. Proceedings of fractional differentiation and its applications, Bordeaux, 1-6. [https://www.researchgate.net/publication/228993622\\_Ninteger\\_a\\_non-integer\\_control\\_toolbox\\_for\\_MatLab](https://www.researchgate.net/publication/228993622_Ninteger_a_non-integer_control_toolbox_for_MatLab)
- [29] Oustaloup, A., Levron, F., Mathieu, B., & Nanot, F. M. (2000). *Frequency-band complex noninteger differentiator: characterization and synthesis*. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 47(1), 25-39. <https://doi.org/10.1109/81.817385>
- [30] Wan, J., He, B., Wang, D., Yan, T., & Shen, Y. (2019). *Fractional-Order PID Motion Control for AUV Using Cloud-Model-Based Quantum Genetic Algorithm*. Institute of Electrical and Electronics Engineers Access, 7, 124828-124843. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2937978>
- [31] Zamani, A.-A., Tavakoli, S., & Etedali, S. (2017). *Fractional order PID control design for semi-active control of smart base-isolated structures: A multi-objective cuckoo search approach*. International Society of Automation Transactions, 67, 222-232. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2017.01.012>