



Design of Robust Wide-area Damping Controller for Converter of Energy Storage System Connected to Wind and Photovoltaic Units Considering Time Delays

Mohsen Darabian^{1*}, Saeed Behzadpoor², Sajad Yousefi³

¹Assistant Professor, Department of Electrical Engineering, Technical and Vocational University (TVU), Tehran, Iran.

^{2,3}M.Sc, Department of Electrical Engineering, Technical and Vocational University (TVU), Tehran, Iran.

ARTICLE INFO

ABSTRACT

Article Type:

Original Research

Received: 01.02.2023

Revised: 04.26.2023

Accepted: 05.29.2023

Keyword:

Power System Stability
Battery Energy Storage System
Photovoltaic
Linear Matrix Inequality

*Corresponding Author:

Mohsen Darabian

Email: mdarabian@tvu.ac.ir

In addition to all the advantages of renewable energies, their use in the form of wind turbines and solar cells in power grids to provide the required power can be considered a negative factor from the point of view of stability in power systems. The main aim of this paper was to design a wide-area damping controller (WADC) in converter of battery energy storage system connected to renewable energy sources including photovoltaic and permanent magnet synchronous generator (PMSG) in large-scale power systems. The proposed approach was based on Free-Weighting Matrices (FWM). First, by using optimal control theory based on delay-dependent feedback, a set of constraints related to linear matrix inequality (LMI) was formulated. Then, for obtaining parameters of optimal control that can tolerate maximum time delay, the FWM approach was employed to solve time dependent on time delay. In this regard, an iterative algorithm based on conical complement linearization was also presented to search for parameters of optimal control. Finally, non-linear simulation was implemented on 5-area 16-machine power system in MATLAB. The simulation results clearly demonstrate the desirability of the proposed controller under existing uncertainties.



EXTENDED ABSTRACT

Introduction

Today, with the increase in energy consumption, the need to use renewable energy sources is felt even more keenly than before. However, the influence of these sources in the power system leads to a decrease in the stability of the network and so measures must be taken to improve the stability of the power system. Based on this, it is important to identify and control power grid oscillation modes through excitation system controllers. Inter-area oscillatory modes are created in the frequency range of 0.2 to 0.9 Hz and local modes are created in the frequency range of 0.9 to 2 Hz. To control the local modes of the power system stabilizers (PSS) installed on the synchronous generators and to control the inter-area modes, the power oscillation damper (POD) is used as a supplementary controller to reduce the fluctuations of the power system.

Among the types of clean energy, the potential of using photovoltaic units (PV) and wind units is much greater than other renewable sources due to having modern technologies and combined exploitation of each other. However, the exploitation of these renewable energy sources imposes different technical problems in terms of how to connect and the emergence of oscillatory modes to the power system which must be compensated. Recently, methods based on wide area damping controller (WADC) design have been used in various references to reduce inter-area oscillations. In all references where WADC design has been studied, the main idea is related to compensation of time delays to send wide area signals through phasor measurement units (PMUs) to the input of local and inter-area controllers. Therefore, for higher controllability on oscillatory modes, it is very important to select the input signal to the power damping controllers in the power system.

Based on the brief description above, in this paper, an improved resistive control method based on free weight matrix approach was used to design WADC, which can effectively consider the effect of signal delay on control performance. Therefore, the purpose of designing the WADC controller in this article was to be able to damp the inter-area modes through the damping controller in the battery energy storage system (BESS). For this design, first, the remote signals were obtained based on the visibility and controllability index, and then they entered the FWM design process as $u(t - \tau) = Kx(t - \tau)$ signal. At this stage, the design of the observer for the damping controller considered the time delay. The output of this calculation led to the gain of the controller, which was used to send damping signals in the BESS control loop.

Methodology

For WADC design, selection of input control signals was carried out based on small signal analysis or other methods. In addition, it should be noted that the application of Wide Area Measurement System (WAMS) for wide signal transmission leads to time delay and therefore a power system with WAMS is a kind of time delayed system. In this article, to model the time delay in wide area signals, Pade's first order approximation was used to model the time delay.

However, since the delay-dependent criterion uses the delay size information, the delay-independent stability criterion does not need this information; therefore, the delay-dependent criterion usually has a lower degree of conservatism than the delay-independent criterion. The Lyapunov method is the main method for deriving the delay-dependent criterion; the discretized Lyapunov is one of the most efficient methods, but combining this method with the control system is very difficult and complicated.

Another method is the transformation of the fixed model, the most effective and practical of which is the combined method of Park's or Moon inequalities. For the controller design based on the FWM method, the conservatism degree of the controller is reduced compared to the fixed model transformation methods.

In the invariant model transformation when the derivative of the Lyapunov function is calculated, some inequalities such as Park's and Moon are used to estimate the upper bound of the cross terms. In contrast, the FWM method does not require bounding techniques for some cross terms. Therefore, the basis of solving the state observer problem in this article was based on the FWM method, which is fully expressed in relations (1) to (21) of the modeling of this method.

Results and discussion

In this paper, the mode observer was designed using the pole placement method. In Figure 1, the structure of the state viewer in the WADC design is shown. In Figure 2, the power system model of 16 machines and 68 buses is presented as a large-scale network connected to a wind unit based on a permanent magnet synchronous generator (PMSG), PV and BESS.

Due to the fluctuating nature of wind in PMSG as well as variations in solar radiation in PV, the power transferred to the dc link fluctuated. To be able to transfer a smooth and non-oscillating power to the AC network, it is necessary to adjust and compensate the SC power. In this regard, the controller of Figure 4 was used to compensate the input power to the inner loop, i.e. $P_{SC_{ref}}$. According to Figure 4, the powers transferred to the dc link passed through a low-pass filter after measurement for averaging. Then, the filtered signals were compared with the reference signals and $P_{SC_{ref}}$ power generated from the sum of the compared signals.

The structure of the closed loop system for simulations is shown in Figure 5. In this structure, the loops related to the controllers included the control loop of the rotor-side converter and the grid-side converter in PMSG, the control loop of the PV converter and the damping controller loop in BESS and the way they are related to the power system was specified. The simulation results were evaluated in the presence of uncertainties such as the presence of temporary and permanent three-phase faults, line outages, increase in the power of synchronous generators, heavy time delays of 300 milliseconds, and the random pattern of wind and solar radiation.

In all scenarios, the response of the proposed controller was much more favorable compared to other controllers in terms of settling time, overshoot and undershoot, which led to improvement in the stability of the power system.

Conclusion

In this paper, a new linear design method for WADC is presented to increase the stability of large power system. In this design, the FWM technique was used to transform an optimization problem based on nonlinear matrix inequality constraints to introduce a set of LMI constraints to facilitate the WADC design process. In addition, a non-linear optimization algorithm was extended to search for the optimal control gain matrix and the maximum control signal delay to improve the negative effect of time-varying delays on system performance. In practice, after acceptable modeling of the system, the proposed method was simply and practically simulated in a large-scale power system, and the results of this simulation clearly showed that the designed controller not only improved the stability of system fluctuations, but also the resistance response to the changes of time delays in transmission signals and uncertainties mentioned.

طراحی کنترل‌کننده میرایی ناحیه گسترده برای مبدل ذخیره‌ساز انرژی متصل شده به واحد بادی و فتوولتائیک با در نظر گرفتن تأخیرهای زمانی

محسن دارابیان^{۱*}، سعید بهزادپور^۲، سجاد یوسفی^۳

۱- استادیار، گروه مهندسی برق، دانشگاه فنی و حرفه‌ای، تهران، ایران.
۲ و ۳- کارشناس ارشد، گروه مهندسی برق، دانشگاه فنی و حرفه‌ای، تهران، ایران.

چکیده

اطلاعات مقاله

نوع مقاله: مقاله پژوهشی

دریافت مقاله: ۱۴۰۱/۱۰/۱۲

بازنگری مقاله: ۱۴۰۲/۰۲/۰۶

پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۰۳/۰۸

کلید واژگان:

پایداری سیستم قدرت
سیستم ذخیره‌ساز انرژی باتری
فتوولتائیک
واحد بادی
ناوبری ماتریس خطی

*نویسنده مسئول: محسن دارابیان

پست الکترونیکی:

mdarabian@tvu.ac.ir

علاوه بر تمامی مزایای انرژی‌های تجدیدپذیر، استفاده از آنها به صورت توربین‌های بادی و سلول‌های خورشیدی در شبکه‌های برق به منظور تأمین توان مورد نیاز می‌تواند یک عامل منفی از دید پایداری در سیستم‌های قدرت محسوب شود. هدف اصلی این مقاله طراحی کنترل‌کننده میرایی ناحیه گسترده^۱ (WADC)، در مبدل مربوط به سیستم ذخیره‌ساز انرژی باتری^۲ (BESS) متصل به منابع انرژی تجدیدپذیر شامل فتوولتائیک و ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم در شبکه قدرت بزرگ مقیاس می‌باشد. روش موجود مبتنی بر ماتریس‌های وزن آزاد^۳ (FWM) است. به طوری که ابتدا بر اساس تئوری کنترل بهینه مبتنی بر فیدبک وابسته به تأخیر، مجموعه‌ای از قیود مرتبط با ناوبری ماتریس خطی^۴ (LMI) فرموله‌بندی می‌شوند. سپس به منظور فراهم آوردن پارامترهای کنترل بهینه که می‌تواند بیشترین تأخیر زمانی را تحمل کند، از رویکرد ماتریس‌های وزن آزاد برای حل مسئله زمان وابسته به تأخیر زمانی استفاده می‌شود. در این راستا، یک الگوریتم تکراری مبتنی بر خطی‌سازی مکمل مخروطی برای جستجوی پارامترهای کنترل بهینه نیز ارائه شده است و در نهایت، نتایج شبیه‌سازی غیرخطی بر روی سیستم قدرت ۵ ناحیه‌ای ۱۶ ماشینه با استفاده از نرم‌افزار MATLAB انجام شده است. به طوری که بر اساس نتایج شبیه‌سازی، مطلوب بودن کنترل‌کننده پیشنهادی تحت عدم قطعیت‌های موجود در این مقاله به وضوح نشان داده شده است.

¹ Wide-Area Damping Controller

² Battery Energy Storage System

³ Free-Weighting Matrices

⁴ Linear Matrix Inequality

مقدمه

امروزه با توجه به گسترش روزافزون سیستم‌های قدرت به هم پیوسته و نیاز به استفاده از انرژی‌های تجدیدپذیر، شناسایی و کنترل موده‌های نوسانی شبکه قدرت از طریق کنترل‌کننده‌های سیستم تحریک حائز اهمیت است [۱؛ ۲]. موده‌های نوسانی بین ناحیه‌ای در بازه فرکانسی ۰.۲ تا ۰.۹ هرتز و موده‌های محلی در بازه فرکانسی ۰.۹ تا ۲ هرتز ایجاد می‌شود [۲؛ ۳] برای کنترل موده‌های محلی از پایدارسازهای سیستم قدرت (PSS)^۱ نصب شده به روی ژنراتورهای سنکرون (SG)^۲ و همچنین برای کنترل موده‌های بین‌ناحیه‌ای، از میراساز نوسان توان (POD)^۳ به عنوان یک کنترل‌کننده تکمیلی در راستای کاهش نوسانات سیستم قدرت استفاده می‌شود [۴؛ ۵]. در میان انواع انرژی‌های پاک، پتانسیل استفاده از واحدهای فتوولتاییک (PV) و واحدهای بادی به دلیل داشتن فناوری‌های مدرن و بهره‌برداری ترکیبی با یکدیگر، بسیار بیشتر از سایر منابع تجدیدپذیر می‌باشد [۶]. اما بهره‌برداری از این منابع انرژی تجدیدپذیر، مشکلات فنی متفاوتی را از نظر نحوه اتصال و بروز موده‌های نوسانی به سیستم قدرت تحمیل می‌کند که باید جبران شود. اخیراً در مراجع مختلف برای کاهش نوسانات بین‌ناحیه‌ای از روش‌های مبتنی بر طراحی کنترل‌کننده میرایی ناحیه گسترده (WADC) استفاده شده است [۷؛ ۸]. در تمامی مراجعی که طراحی WADC مطالعه شده است، ایده اصلی آنها مربوط به جبران تأخیرهای زمانی، برای ارسال سیگنال‌های ناحیه گسترده از طریق واحدهای اندازه‌گیری فازور (PMU)^۴ به POD یا PSSها می‌باشد. لذا برای کنترل‌پذیری بالاتر روی موده‌های نوسانی، انتخاب سیگنال ورودی POD یا PSSها در سیستم قدرت اهمیت بسزایی دارد. در [۹]، از کنترل تطبیقی مدل چندگانه برای طراحی POD در یک PV استفاده شده است، به طوری که در آن یک الگوریتم خوشه‌بندی برای شناسایی موده‌های بین‌ناحیه‌ای تحت شرایط بهره‌برداری متفاوت معرفی شده است. در [۱۰]، طراحی POD برای یک BESS مبتنی بر پایداری سیگنال کوچک و روش گشتاور الکتریکی گزارش شده است. به طوری که هدف اصلی آنها کاهش نوسانات بین‌ناحیه‌ای مبتنی بر بهینه‌سازی پارامترهای POD بر اساس مدل مارکوف و یادگیری تقویتی می‌باشد. در [۱۱]، برای کاهش دامنه نوسانات در مسیر سیگنال‌های فیدبک ورودی از یک سنسور حساس به فرکانس‌های بین‌ناحیه‌ای استفاده شده است. تا از طریق این سنسور بتوان فرکانس‌های بحرانی بین‌ناحیه‌ای را شناسایی نمود و سپس برای جبران موده‌های ضعیف، سیگنال‌های میرایی را به ورودی POD ارسال کرد. در [۱۲]، با استفاده از روش تخمین حالت به طور پیوسته نسبت میرایی در زمان واقعی و مقدار مرجع در یک مدل غیرخطی تک ورودی-تک خروجی مقایسه شده و بر اساس نتیجه این مقایسه پارامترهای کنترل‌کننده میرایی برای یک مبدل واسط طراحی شده است. در [۱۳]، از روش مدولاسیون step-down برای مدوله‌سازی توان اکتیو استفاده شده است. در این روش پس از شناسایی یک رویداد گذرا، ولتاژ پل PV به منظور جلوگیری از انحراف گذرای توان از طریق ردیابی نقطه توان ماکزیمم (MPPT)^۵ کنترل می‌شود و تا زمانی که نوسان کاهش نیافته است ادامه می‌یابد. در [۱۴] برای طراحی پارامترهای WADC در حضور تأخیر زمانی از یک روش جدید مبتنی بر بهینه‌سازی ازدحام ذرات ترکیبی استفاده شده است. این نوع طراحی یک روش ساده برای WADC محسوب می‌شود که در حضور تأخیرهای با دامنه بلند نمی‌تواند پاسخ مناسبی را فراهم آورد. در [۱۵] از روش یادگیری تقویتی مبتنی بر گرادیان سیاست با استفاده از شبکه‌های عصبی عمیق برای طراحی کنترل‌کننده تأخیری استفاده شده است. در این روش مدل سیستم در دسترس نبوده و برای پیاده‌سازی نیاز به عملیات گسسته‌سازی وسیع جهت شناسایی سیستم می‌باشد. در مرجع [۱۶] برای اندازه‌گیری سیگنال‌های ناحیه گسترده از یک مدل آنلاین جدید مبتنی بر تجزیه موده‌های دینامیکی

¹ Power System Stabilizer

² Synchronous Generator

³ Power Oscillation Damping

⁴ Phasor Measurement Unit

⁵ Maximum Power Point Tracking

استفاده شده است. در این روش با استفاده از تجزیه مقدار منفرد (SVD)^۱ یک مدل دقیق مرتبه پایین از دینامیک سیستم قدرت ارائه شده است. این مدل تخمینی برای طراحی WADC مبتنی بر رگولاتور درجه دوم خطی گسسته استفاده شده است ولی هیچ تضمینی راجب مدل تأخیر زمانی در WADC صورت نگرفته است. در [۱۷] برای مبدل سمت روتور^۲ (RSC) واحد بادی از WADC مبتنی بر کنترل پیش‌بین شبکه استفاده شده است. مهم‌ترین برجستگی کنترل پیش‌بین بهینه‌سازی آنلاین همراه با در نظر گرفتن قیدهای فیزیکی حاکم بر سیستم است. عیب این روش اینست که برای به‌دست آوردن مدل دقیق ریاضی باید دقت زیادی نمود تا پیش‌بینی خروجی‌های سیستم معتبر باشد. در [۱۸] ابتدا حاشیه تأخیر برای مودهای نوسانی مرتبه دوم با در نظر گرفتن تأخیرهای ثابت، موج مربعی و توزیع گاما مقایسه شده است و سپس برای محاسبه مقادیر ویژه در حضور تأخیرهای تصادفی از تعریف یک تابع توزیع احتمال استفاده شده است. اما با وجود این، هیچ کنترلی برای شیوه توزیع احتمال وجود ندارد.

استفاده از توابع لیاپانوف یکی دیگر از روش‌های حل مسأله در راستای اثبات پایداری است که در طراحی WADC به طور مؤثری می‌تواند مفید باشد. تضمین پایداری تابع لیاپانوف را که توسط مشتق منفی آن قابل اثبات است می‌توان از طریق معیار LMI بازنویسی نمود. طراحی توسط LMI برای WADC می‌تواند نوسانات بین ناحیه‌ای را در محدوده‌ای از تغییرات تأخیر پایدار کند، به عبارتی شیوه طراحی در LMI به نحوی است که از تغییرات استراتژی‌های نامتعادل در سیستم کنترل جلوگیری می‌کند [۱۹]. اما ساختار توابع لیاپانوف یکی از فاکتورهای اساسی برای محافظه کاری بالا در معیار LMI محسوب می‌شود. بنابراین طراحی یک تابع لیاپانوف مناسب باید شامل متغیرهایی باشد که علاوه بر حفظ درجه محافظه کاری LMI، پایداری لازم را نیز داشته باشد. در [۲۰] از تقریب پاد به عنوان مدلسازی تأخیر در LMI برای طراحی WADC استفاده شده است که در آن فقط تأخیرهای ثابت کنترل می‌شوند. در [۲۱؛ ۲۲] روند حل مسأله LMI مبتنی بر تأخیرهای متغیر زمانی بوده است، که توسط سیگنال‌های خروجی فیدبک وارد کنترلر می‌شوند. ولی در حل مسأله آنها هیچ متغیر اضافی و عبارت متقاطعی در ساختار تابع لیاپانوف وجود ندارد، به طوری که تأخیر با دامنه بلند به راحتی با مرزهای آن جایگزین می‌شود و در نتیجه ردیابی دقیقی از وجود تأخیر با زمان نمی‌توان داشت.

در مرجع [۲۳]، طراحی کنترلر میراساز مقاوم برای سیستم قدرت به یک مسئله H بی‌نهایت عمومی تبدیل و توسط روش LMI حل می‌شود، اما انتخاب پارامترهای وزن بهینه برای کنترلر H بی‌نهایت مشکل می‌باشد. بر اساس مطالعات فوق، در این مقاله از یک روش کنترل بهینه بهبودیافته مبتنی بر رویکرد ماتریسی وزن آزاد برای طراحی WADC استفاده شده است، که می‌تواند به طور مؤثری اثر تأخیر سیگنال را بر عملکرد کنترلی در نظر بگیرد. بنابراین هدف از طراحی کنترل‌کننده WADC در این مقاله بدین منظور است که بتوان مودهای بین‌ناحیه‌ای را از طریق کنترل‌کننده میرایی در سیستم ذخیره‌ساز انرژی باتری میرا نمود. لذا برای این طراحی ابتدا سیگنال‌های از راه دور بر اساس شاخص رؤیت‌پذیری و کنترل‌پذیری به‌دست می‌آید و سپس به صورت سیگنال $u(t-\tau) = Kx(t-\tau)$ وارد پروسه طراحی FWM می‌شود. خروجی این محاسبه منجر به به‌دست آمدن بهره K کنترل‌کننده خواهد شد که برای ارسال سیگنال‌های میرایی در حلقه کنترلی BESS اعمال می‌شود.

به طور خلاصه نوآوری‌های مقاله تحت کامنت‌های زیر ارائه شده است:

- طراحی FWM جدید به منظور جبران عدم قطعیت^۳ ناشی از تأخیرهای زمانی پیوسته و مخرب.
 - مدل‌سازی ترکیبی سیستم ذخیره‌ساز انرژی با منابع انرژی نو در سیستم قدرت مقیاس بزرگ.
- ساختار نوشتاری این مقاله به گونه‌ای است که در بخش اول توضیحات تکمیلی در ارتباط با طراحی WADC مطرح می‌شود. در بخش دوم مدل طراحی روش ماتریس وزن آزاد برای WADC شرح داده شده است که نتیجه این طراحی

¹ Singular Value Decomposition

² Rotor Side Converter

³ Uncertainty

در قالب بلوک دیاگرام رویتگر مطابق شکل (۱) دیده می‌شود. بخش سوم مربوط به مدل سیستم قدرت ۱۶ ماشینه اصلاح شده به همراه بلوک دیاگرام کنترل‌کننده‌ها است. در بخش چهارم نتایج شبیه‌سازی آنالیز و تحلیل شده است و در بخش پنجم نتیجه‌گیری از روش پیشنهادی گزارش شده است.

طراحی کنترل‌کننده میرایی ناحیه گسترده

برای طراحی WADC، انتخاب سیگنال‌های کنترل ورودی بر اساس آنالیز سیگنال کوچک یا روش‌های دیگر انجام می‌گیرد. علاوه بر این، باید توجه داشت که کاربرد^۱ WAMS برای انتقال سیگنال گسترده به طور اجتناب‌ناپذیری باعث ایجاد تأخیر زمانی می‌شود و بنابراین یک سیستم قدرت به همراه WAMS به نوعی یک سیستم تأخیردار زمانی است. در این مقاله، برای مدل کردن تأخیر زمانی در سیگنال‌های ناحیه گسترده از تقریب مرتبه اول Pade همراه با به کارگیری فیلترهای بالاگذر و پایین‌گذر به منظور مدل کردن تأخیر زمانی استفاده شده است. افزون بر جبران‌سازی تأخیر زمانی در این مقاله، نحوه استخراج بهره مربوط به ماتریس کنترل فیدبک حالت است که می‌تواند به صورت بهینه با به کارگیری روش FWM پیشنهادی طراحی شود. اما با توجه به این که K طراحی شده، مربوط به ماتریس بهره برای متغیرهای حالت است و از آنجایی که متغیرهای حالت نمی‌توانند به صورت کامل در سیستم‌های قدرت عملی مشاهده شوند، لذا برای حل این مشکل، رویت‌گر حالت $O(s)$ برای مشاهده متغیرهای حالت مبتنی بر جایابی قطب معرفی شده است.

روش ماتریس وزن آزاد

در مباحث مربوط به تئوری کنترل، معیار پایداری سیستم‌های تأخیردار به دنوع معیار وابسته به تأخیر و معیار مستقل از تأخیر تقسیم می‌شود. با توجه به این که معیار وابسته به تأخیر از اطلاعات اندازه تأخیر استفاده می‌کند، ولی معیار پایداری مستقل از تأخیر این اطلاعات را نیاز ندارد؛ لذا معیار وابسته به تأخیر معمولاً درجه محافظه کاری کمتری نسبت به معیار مستقل از تأخیر دارد. به طوری که این امر وقتی که تأخیرهای زمانی کوچک باشد، نمود بیشتری پیدا می‌کند. روش لیاپانوف یک روش اصلی برای استخراج معیار وابسته به تأخیر است که در آن لیاپانوف گسسته‌شده از کارآمدترین روش‌ها است، اما ترکیب این روش با سیستم کنترلی بسیار سخت و پیچیده است. روش دیگر تبدیل مدل ثابت است که از مؤثرترین و کاربردی‌ترین آنها می‌توان به روش ترکیبی نامعادلات پارک یا موون^۲ اشاره کرد که در مرجع [۲۴؛ ۲۵] مدل مقدماتی آن ارائه شده است. با این وجود تحقیقات گسترده‌ای در این زمینه ادامه دارد. لذا، روش FWM به عنوان یک روش جدید برای حل مسئله پایداری در بسیاری از سیستم‌های تأخیردار پیشنهاد شده است. برای طراحی کنترل‌کننده مبتنی بر روش FWM، درجه محافظه کاری کنترل‌کننده در مقایسه با روش‌های تبدیل مدل ثابت کاهش می‌یابد. در تبدیل مدل ثابت، زمانی که مشتق تابع لیاپانوف محاسبه می‌شود، برخی نامعادلات نظیر پارک و موون برای تخمین کران بالای عبارات متقاطع استفاده می‌شوند. برخلاف این امر، روش FWM به تکنیک‌های مرزبندی برای برخی عبارات متقاطع نیاز ندارد. برای نشان دادن این موضوع یک مسئله پایداری متداول برای یک سیستم تأخیردار به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود (۱):

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bx(t - \tau) + Cu(t) \quad (1)$$

¹ Wide area measurement system

² Park's or Moon

که در آن، A و B و C ماتریس‌های حقیقی ثابت با ابعاد مناسب هستند. τ بیانگر تأخیر زمانی و $u(t)$ سیگنال کنترل ورودی می‌باشد. برای بیان تابع لیاپانوف مطابق رابطه (۲) خواهیم داشت:

$$V(t, x_t) = x^T(t)Px(t) + \int_{t-\tau}^t x^T(s)Qx(s)ds + \int_{-\tau}^0 \int_{t+\theta}^t \dot{x}^T(s)Z\dot{x}(s)dsd\theta \quad (2)$$

در رابطه (۲) عبارت‌های اول و دوم تابع لیاپانوف به صورت کمیت‌های انرژی پتانسیل به جنبشی در سیستم‌های مکانیکی در نظر گرفته می‌شوند و عبارت سوم برای مشتق‌گیری استفاده می‌شود. عبارات $P = P^T, Q = Q^T, Z = Z^T$ باید تعیین شوند و سپس مشتق تابع لیاپانوف به صورت رابطه (۳) محاسبه شود:

$$\dot{V}(x_t) = \dot{x}^T(t)Px(t) + x^T(t)P\dot{x}(t) + x^T(t)Qx(t) - x^T(t-\tau)Qx(t-\tau) + \tau\dot{x}^T(t)Z\dot{x}(t) - \int_{t-\tau}^t \dot{x}^T(s)Z\dot{x}(s)ds \quad (3)$$

به منظور فراهم کردن معیار پایداری مبتنی بر LMI، با استفاده از تبدیل مدل ثابت مرسوم و تئوری لیاپانوف، معمولاً طرف راست رابطه (۴) به مشتق $V(t, x_t)$ در رابطه (۳) اضافه می‌شود:

$$0 = 2x^T(t)PB \left[x(t) - x(t-\tau) - \int_{t-\tau}^t \dot{x}(s)ds \right] \quad (4)$$

که در آن B ماتریس ضرایب و P ماتریس لیاپانوف است.

مشخص است که برای راه‌حل‌های مرسوم مانند تبدیل مدل ثابت زمانی، باید نامعادلاتی حل شود تا شرط $\dot{V}(x_t) < 0$ برقرار شود، لذا B و P باید تنظیم شوند و نمی‌توانند به صورت آزادانه تعیین شوند که این امر محدودیت جدی در راه‌حل‌های مرسوم است. در این راستا به منظور کاهش درجه محافظه‌کاری در هنگام استفاده از مشتق تابع لیاپانوف، ما از دو FWM جدید M و N برای توضیح رابطه بین فرمول New Leibniz به جای B و P استفاده می‌کنیم که رویکرد FWM نامیده می‌شود. بنابراین، محاسبه مشتق رابطه (۳)، معادل این است که طرف راست رابطه (۵) را به $\dot{V}(x_t)$ اضافه کنیم. سپس می‌توانیم برخی نامعادلات LMI را برای ارضاکردن شرط $\dot{V}(x_t) < 0$ فراهم کنیم. لذا همان‌طور که ملاحظه می‌شود در روش FWM نیاز به انتخاب B و P نیست و کافیست که با حل LMIها، M و N بهینه شوند، بنابراین روش FWM درجه محافظه‌کاری کنترل‌کننده را برای سیستم تأخیر زمانی کاهش می‌دهد.

$$0 = [x^T(t)M + \dot{x}^T(t)N] \left[x(t) - x(t-\tau) - \int_{t-\tau}^t \dot{x}(s)ds \right] \quad (5)$$

مدلسازی ریاضی برای طراحی WADC مبتنی بر روش FWM

در این مقاله مدل سیستم قدرت (شامل ژنراتورها، بارها، PV، واحد بادی و کنترلرهای مختلف) با استفاده از معادلات جبری تفاضلی توصیف می‌شود. بدین صورت که ابتدا سیستم حلقه باز مدل می‌شود، برای این کار از خروجی کنترل‌کننده تکمیلی BESS به عنوان ورودی و از سیگنال‌های کنترلی ناحیه گسترده به عنوان خروجی سیستم قدرت حلقه باز استفاده می‌شود. علاوه‌براین، زمانی که تأخیر زمانی به عنوان تأخیر انتقال برای ورودی کنترل‌کننده WADC استفاده می‌شود مدل سیستم خطی شده به صورت رابطه (۶) خواهد بود:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t - \tau) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (۶)$$

که در آن A و B و C به ترتیب ماتریس‌های حالت، ورودی و خروجی هستند. در رابطه (۷) با تعریف کنترل‌کننده فیدبک حالت خواهیم داشت:

$$u(t - \tau) = Kx(t - \tau) \quad (۷)$$

سپس مدل سیستم حلقه بسته با استفاده از مدل حلقه باز در رابطه (۵) و مدل کنترل‌کننده در رابطه (۶)، به صورت رابطه (۸) تعریف می‌شود:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + BKu(t - \tau) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (۸)$$

هدف از این بخش، این است که یک معیار پایداری وابسته به تأخیر در مدل جدید ارائه شود تا بهره کنترل‌کننده در حضور تأخیر زمانی ($h(h = \max(\tau))$) به صورت بهینه فراهم شود، به طوری که سیستم حلقه بسته رابطه (۸) پایدار بماند. لذا با تعریف لم (۱) برای تصدیق روش مطرح شده خواهیم داشت:

لم (۱) متمم Schur [۲۶]: برای یک ماتریس متقارن ($S_{11} \in \mathcal{R}^{r \times r}$) $S = S^T = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$ سه شرط زیر برقرار است:

1. $S < 0$
2. $S_{11} < 0, S_{22} - S_{12}^T S_{11}^{-1} S_{12} < 0$
3. $S_{22} < 0, S_{11} - S_{12}^T S_{22}^{-1} S_{12}^T < 0$

تئوری ۱: برای اسکالری مانند h ، یک کنترل‌کننده فیدبک حالت مطابق رابطه (۷) وجود خواهد داشت که به ازای آن سیستم حلقه بسته رابطه (۸) پایدار می‌ماند، به شرطی که

$$Y = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \geq 0, L = L^T > 0, Q_1 = Q_1^T > 0, R = R^T > 0$$

باشند که نامعادلات ماتریسی (۹) و (۱۰) را برآورده کنند:

$$\Phi = \begin{bmatrix} AL + LA^T + M_1 + M_1^T + Q_1 + hY_{11} & BV - M_1 & hLA^T \\ * & -M_2 - M_2^T & hV^T B^T \\ * & * & -hR \end{bmatrix} < 0 \quad (۹)$$

$$\Psi = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & M_1 \\ * & * & -M_2 \\ * & * & LR^{-1}L \end{bmatrix} > 0 \quad (۱۰)$$

که در آن علامت * بیانگر متقارن بودن ماتریس و $K = VL^{-1}$ بهره کنترل‌کننده فیدبک است.

اثبات: با توجه به فرمول نیوتن- لایبنیتز خواهیم داشت (۱۱):

$$x(t) - x(t - \tau) - \int_{t-\tau}^t \dot{x}(s) ds = 0 \quad (11)$$

با توجه به رابطه (۱۰)، برای هر ماتریس N_1 و N_2 مناسب، رابطه (۱۲) برآورده می‌شود:

$$0 = 2(x^T(t)N_1 + x^T(t - \tau)N_2) \times \left[x(t) - x(t - \tau) - \int_{t-\tau}^t \dot{x}(s) ds \right] \quad (12)$$

از سوی دیگر برای هر ماتریس معین نیمه‌مثبت مثل $0 \leq Y = \begin{bmatrix} X_{11} & X_{12} \\ X_{12}^T & X_{22} \end{bmatrix}$ ، رابطه (۱۳) برقرار است:

$$h\xi^T(t)X\xi(t) - \int_{t-\tau}^t \xi^T(t)X\xi(t) ds > 0 \quad (13)$$

که در آن $\xi(t) = [x^T(t), x^T(t - \tau)]^T$ است.

حال با ساختن تابع منتخب لیاپانوف به صورت رابطه (۱۴) خواهیم داشت:

$$V(x_t) = x^T(t)Px(t) + \int_{t-\tau}^t x^T(s)Qx(s) ds + \int_{-h}^0 \int_{t+\theta}^t \dot{x}^T(s)Z\dot{x}(s) ds d\theta \quad (14)$$

که در آن $P = P^T > 0, Q = Q^T > 0, Z = Z^T > 0$ باید تعیین شوند.

در ادامه با محاسبه مشتق $V(x_t)$ در رابطه (۱۴) برای سیستم رابطه (۸) خواهیم داشت (۱۵):

$$\begin{aligned} \dot{V}(x_t) &= \dot{x}^T(t)Px(t) + x^T(t)P\dot{x}(t) + x^T(t)Qx(t) - x^T(t - \tau)Qx(t - \tau) + h\dot{x}^T(t)Z\dot{x}(t) - \int_{t-h}^t \dot{x}^T(s)Z\dot{x}(s) ds \\ &= x^T(t)[PA + A^T P]x(t) + 2x^T(t)PBKx(t - \tau) + x^T(t)Qx(t) - x^T(t - \tau)Qx(t - \tau) \\ &+ h[Ax(t) + BKx(t - \tau)]^T Z[Ax(t) + BKx(t - \tau)] - \int_{t-h}^t \dot{x}^T(s)Z\dot{x}(s) ds \end{aligned} \quad (15)$$

سیس با اضافه کردن سمت راست روابط (۱۲) و (۱۳) به $\dot{V}(x_t)$ ، رابطه (۱۶) را خواهیم داشت:

$$\begin{aligned}
 V(x_t) &= x^T(t)[PA + A^T P]x(t) + 2x^T(t)PBKx(t-\tau) + x^T Qx(t) - x^T(t-\tau)Qx(t-\tau) + h[Ax(t) + BKx(t-\tau)]^T \\
 &Z[Ax(t) + BKx(t-\tau)] + h\xi^T(t)X\xi(t) + 2(x^T(t)N_1 + x^T(t-\tau)N_2)[x(t) - x(t-\tau)] - \int_{t-\tau}^t \xi^T(s)Z\xi(s)ds \\
 &- \int_{t-\tau}^t \xi^T(t)X\xi(t)ds - 2[x^T(t)N_1 + x^T(t-\tau)N_2] \int_{t-\tau}^t \xi(s)ds = x^T(t)[PA + A^T P + hA^T ZA + Q + hX_{11} + N_1 + N_1^T]x(t) \\
 &+ x^T(t)[PBK + hA^T ZBK - N_1 + N_2^T + hX_{12}]^T x(t-\tau) + x^T(t-\tau)[PBK + hA^T ZBK - N_1 + N_2^T + hX_{12}]^T x(t) \\
 &+ x^T(t-\tau)[-N_2 - N_2^T - Q + hX_{22} + hK^T B^T ZBKX_{12}]x(t-\tau) \\
 &- \int_{t-\tau}^t [\xi^T Z \xi + \xi^T(t)X\xi(t) + 2(x^T(t)N_1 + x^T(t-\tau)N_2)\xi(s)]ds = \tag{۱۶} \\
 &\begin{bmatrix} x(t) \\ x(t-\tau) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} PA + A^T P + Q + hX_{11} & PBK - N_1 + N_2^T \\ + N_1 + N_1^T + hA^T ZA & + hX_{12} + hA^T ZBK \\ * & - N_2 + N_2^T - Q \\ & + hK^T B^T ZBK \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ x(t-\tau) \end{bmatrix} \\
 &- \int_{t-\tau}^t \begin{bmatrix} x(t) \\ x(t-\tau) \\ \xi(s) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} X_{11} & X_{12} & N_1 \\ * & X_{22} & N_2 \\ * & * & Z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ x(t-\tau) \\ \xi(s) \end{bmatrix} ds
 \end{aligned}$$

و لذا با تعریف روابط (۱۷) و (۱۸) خواهیم داشت:

$$\Xi = \begin{bmatrix} PA + A^T P + Q + hX_{11} & PBK - N_1 + N_2^T \\ + N_1 + N_1^T + hA^T ZA & + hX_{12} + hA^T ZBK \\ * & - N_2 + N_2^T - Q \\ & + hK^T B^T ZBK \end{bmatrix} \tag{۱۷}$$

$$\Psi = \begin{bmatrix} X_{11} & X_{12} & N_1 \\ * & X_{22} & N_2 \\ * & * & Z \end{bmatrix} \tag{۱۸}$$

از رابطه (۱۶) ملاحظه می‌شود که اگر $\Xi < 0, \Psi > 0$ باشد، آنگاه $V(x_t) < 0$ است و این بدین معنی است که سیستم حلقه بسته رابطه (۸) پایدار است. در ادامه بر اساس لم ۱ به سادگی می‌توان $\Xi < 0$ را در رابطه (۱۹) فراهم کرد:

$$\Xi = \begin{bmatrix} PA + A^T P + Q + hX_{11} + N_1 + N_1^T & PBK - N_1 + N_2^T + hX_{12} & hA^T Z \\ * & -N_1 + N_2^T - Q + hX_{22} & hK^T B^T Z \\ * & * & -hZ \end{bmatrix} < 0 \tag{۱۹}$$

به منظور محاسبه بهره K تعریف می‌شود:

$$\begin{aligned}
 L &= P^{-1}, M_1 = P^{-1}N_1P^{-1}, M_2 = P^{-1}N_2P^{-1}, R = Z^{-1}, V = KP^{-1}, Q_1 = P^{-1}QP^{-1}, Y \\
 &= \text{diag}\{P^{-1}, P^{-1}\}X\text{diag}\{P^{-1}, P^{-1}\}
 \end{aligned}$$

با ضرب طرف راست و چپ رابطه (۱۹) در $\text{diag}\{P^{-1}, P^{-1}, Z^{-1}\}$ ، رابطه (۲۰) را خواهیم داشت:

$$\Xi = \begin{bmatrix} P^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & P^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & Z^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} PA + A^T P + Q + hX_{11} + N_1 + N_1^T & PBK - N_1 + N_2^T + hX_{12} & hA^T Z \\ * & -N_1 + N_2^T - Q + hX_{22} & hK^T B^T Z \\ * & * & -hZ \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$\times \begin{bmatrix} P^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & P^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & Z^{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} AL + LA^T + Q_1 + hY_{11} + M_1 + M_1^T & BV - M_1 + M_2^T + hY_{12} & hLA^T \\ * & -M_2 - M_2^T - Q_1 + hY_{22} & hV^T B^T \\ * & * & -hR \end{bmatrix} < 0$$

بدیهی است که رابطه (۱۹) معادل رابطه (۹) می‌شود. به طور مشابه، با ضرب طرفین رابطه (۱۸) در $\{P^{-1}, P^{-1}, P^{-1}\}$ ، رابطه (۱۸) معادل با رابطه (۱۰) می‌شود. این امر اثبات تئوری ۱ را کامل می‌کند. از آنجایی که شرایط در تئوری ۱ به دلیل شرایط غیرخطی $LR^{-1}L$ در رابطه (۱۰) دیگر LMI نیستند، نمی‌توانیم از یک الگوریتم بهینه‌سازی محدب برای یافتن یک مقدار حداقل استفاده کنیم. به همین دلیل این مقاله از الگوریتم خطی‌سازی مکمل مخروط^۱ استفاده کرده است که این الگوریتم مبتنی بر حل LMI است [۲۷]. مساله بهینه‌سازی غیرخطی و محدودیت‌های آن به صورت رابطه (۲۱) تعریف می‌شود:

$$\text{Minimize } tr\{FF_1 + LL_1 + RR_1\}$$

Subject to:

$$\begin{bmatrix} AL + LA^T + Q_1 + hY_{11} + M_1 + M_1^T & BV - M_1 + M_2^T + hY_{12} & hLA^T \\ * & -M_2 - M_2^T - Q_1 + hY_{22} & hV^T B^T \\ * & * & -hR \end{bmatrix} < 0 \quad (21)$$

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & M_1 \\ * & Y_{22} & M_2 \\ * & * & F \end{bmatrix} > 0$$

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} F & I \\ I & F_1 \end{bmatrix} > 0, \begin{bmatrix} F_1 & L_1 \\ L_1 & R_1 \end{bmatrix} > 0 \\ L > 0, F > 0, R > 0 \end{cases}$$

بر اساس بهینه‌سازی غیرخطی مذکور ماتریس بهینه بهره کنترل کننده و همچنین ماکزیمم مقدار حاشیه تأخیر $h = \max(\tau)$ را می‌توان با استفاده از الگوریتم تکراری پیشنهادی زیر جستجو کرد. روند حل الگوریتم:

- مرحله ۱: انتخاب یک مقدار کوچک اولیه برای حاشیه تأخیر به طوری که ناحیه امکان‌پذیری برای روابط (۹) و (۲۱) را ارضا کند.
- مرحله ۲: در ابتدا باید مجموعه‌ای از مقادیر متغیر ماتریس امکان‌پذیر، برای $(L', L'_1, V', M'_1, M'_2, F', F'_1, Q'_1, R', R'_1, Y')$ تنظیم شود، به طوری که روابط (۹) و (۲۱) را برآورده کند. سپس $k = 0$ تنظیم می‌شود.

¹ Cone Complementarity linearization algorithm

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{e}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - BK & BK \\ 0 & A - LC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ e(t) \end{bmatrix} \quad (22)$$

معادله بالا دینامیک سیستم حلقه بسته با کنترل فیدبک حالت و رُویتگر را توصیف می کند. بنابراین معادله مشخصه سیستم حلقه بسته عبارت است از (۲۳):

$$\begin{vmatrix} sI - A + BK & -BK \\ 0 & sI - A + LC \end{vmatrix} = 0 \quad (23)$$

و در نتیجه (۲۴):

$$|sI - A + BK| |sI - A + LC| = 0 \quad (24)$$

بنابراین قطب‌های حلقه بسته سیستم کنترل فیدبک حالت با رُویتگر از مجموع قطب‌های ناشی از طراحی فیدبک حالت و طراحی رُویتگر تشکیل می شود. این بدان معنی است که طراحی رُویتگر و جایابی قطب با فیدبک حالت، به طور جداگانه و مستقل از یکدیگر انجام می گیرد.

قطب‌های مطلوب حلقه بسته (ناشی از فیدبک حالت) به گونه‌ای تعیین می گردند تا مشخصه‌های عملکرد سیستم حلقه بسته برآورده شوند. قطب‌های رُویتگر نیز به گونه‌ای تعیین می گردند تا پاسخ رُویتگر بسیار سریع تر از پاسخ سیستم باشد. یک قاعده سرانگشتی برای تعیین محل قطب‌های رُویتگر آن است که آنها را به گونه‌ای انتخاب کنیم که پاسخ رُویتگر ۲ تا ۱۰ برابر سریع تر از پاسخ سیستم باشد. بنابراین در این مقاله با تشکیل ماتریس‌های حالت و رُویت پذیر در نرم افزار متلب می توان مجموع قطب‌های حلقه بسته با فیدبک حالت و رُویتگر را به دست آورد. لذا ابتدا قطب‌های حلقه بسته سیستم با استفاده از دستور $P = \text{eig}(A)$ در نرم افزار متلب استخراج می شود و با توجه به این که نیاز داریم که دینامیک رُویتگر سریعتر از خود سیستم باشد باید قطب‌های رُویتگر حداقل ۳ برابر دورتر از قطب‌های غالب سیستم باشد. لذا پس از به دست آوردن قطب‌های غالب سیستم به صورت $P = \text{eig}(A)$ و قرارگیری این قطب‌ها با ضریب ۳ برابر دورتر از P به صورت P_1 ، با استفاده از دستور $L = \text{place}(A', C', P_1)$ می توان بهره رُویتگر را استخراج نمود. در این مقاله برای مقدار بهره K فیدبک حالت مطابق کنترل کننده پیشنهادی و بهره L رُویتگر در نرم افزار متلب خواهیم داشت:

$$K = \begin{bmatrix} -0.6578 & 1.3214 & -7.2346 & 5.1104 & 0.5467 & 2.3791 & 4.3639 & -3.6218 & 0.6435 & 0.1654 & -0.5672 & 3.4562 & -2.4567 \\ -0.7891 & 1.0678 & 5.3211 & -0.9875 & -1.8976 & 1.7654 & -5.6784 & -4.4566 & 1.3211 & 0.8745 & 0.5678 & -1.4567 & -1.0678 \end{bmatrix}^T$$

$$L = \begin{bmatrix} -2.4501 & -1.5647 & -2.7716 & -1.6557 & -3.8121 & -2.3116 & -0.7891 & -2.3456 & -0.9876 & -1.1245 & -2.1456 & -1.5431 & -0.5671 \\ -1.9123 & -1.5671 & -2.0677 & -1.9544 & -2.7891 & -1.766 & -1.7654 & -0.5456 & -2.5671 & -2.5673 & -1.7893 & -3.456 & -1.0543 \end{bmatrix}^T$$

مدل سیستم قدرت تحت مطالعه

همان طور که در شکل (۲) نشان داده شده است، در این مقاله از سیستم قدرت ۱۶ ماشینه و ۶۸ باسه به عنوان یک شبکه بزرگ مقیاس متصل به واحد بادی مبتنی بر ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم (PMSG)، PV و BESS استفاده شده است. اطلاعات این شبکه در مرجع [۲۸] گزارش شده است. مطابق شکل (۲)، در این سیستم قدرت واحدهای PV و PMSG از طریق یک خط انتقال به طول ۳۰ km به باس ۲۶ سیستم قدرت متصل شده‌اند. به طوری که در آن واحد PMSG دارای توان ۱۰۰ MW و آرایه PV دارای ظرفیت ۶۰ MW می‌باشد. در این اتصال PMSG و آرایه PV به ترتیب از طریق یک مبدل منبع ولتاژ^۱ و مبدل boost به یکدیگر ارتباط یافته‌اند. علاوه بر این، به منظور کاهش نوسانات واحد بادی و PV از BESS مجهز به SC^۲، به صورت دو طرفه^۳ در لینک DC استفاده شده است. بر اساس نتایج آنالیز مودال به روی سیستم تحت مطالعه، یک مود بین ناحیه‌ای (با فرکانس نوسان ۰.۵۷ هرتز و نسبت میرایی ۰.۰۱۷) بین ژنراتور ۱۰ و ۱۴ در شرایط عملکرد خاص وجود دارد. برای چنین نوسان فرکانس پایینی، استراتژی کنترل کننده تکمیلی مبتنی بر WADC برای مبدل ذخیره‌ساز انرژی بهتر از PSSهای محلی است. با این وجود باید توجه کرد که برای به کارگیری مؤثر WADC، ابتدا باید سیگنال‌های فیدبک گسترده مناسب انتخاب شوند. در این راستا بر اساس شاخص^۴ (JCOI) [۲۹] تغییرات توان خطوط P₁₋₄₈ دارای مشاهده‌پذیری بالاتری نسبت به توان اکتیو سایر خطوط است، لذا از آن به عنوان کاندید انتخابی سیگنال فیدبک پایدارساز به ورودی WADC استفاده شده است. لازم به ذکر است که تمامی ژنراتورهای سنکرون با مدل دینامیکی مرتبه ۵، واحد بادی با مدل مرتبه ۴، واحد BESS با مرتبه ۳ و واحد PV با مرتبه ۱ مدل شده‌اند. با مشخص کردن بردار ورودی $U = [\Delta V_R, \Delta P_G]$ و بردار خروجی تابع schmr در جعبه ابزار Robust متلب سیمولینک استفاده شده است [۲۶]. شایان ذکر است که روی ژنراتورهای تابع schmr در جعبه ابزار Robust متلب سیمولینک استفاده شده است [۲۶]. شایان ذکر است که روی ژنراتورهای (G₁, G₄, G₈, G₉, G₁₂, G₁₃, G₁₄, G₁₅, G₁₆) به صورت پیش فرض PSS محلی نصب است. به منظور مقایسه، علاوه بر طراحی کنترل کننده WADC از کنترل کننده کلاسیک میرایی نوسان توان (CPOD)^۵ با ورودی P_L (مشخص شده در شکل ۲) به صورت سیگنال محلی در BESS استفاده شده است. این کنترل کننده چون از طریق سیگنال محلی تغذیه می‌شود، تأخیر زمانی ندارد و در بخش پیوست ساختار این کنترل کننده نشان داده شده است.

¹ Permanent Magnet Synchronous Generator

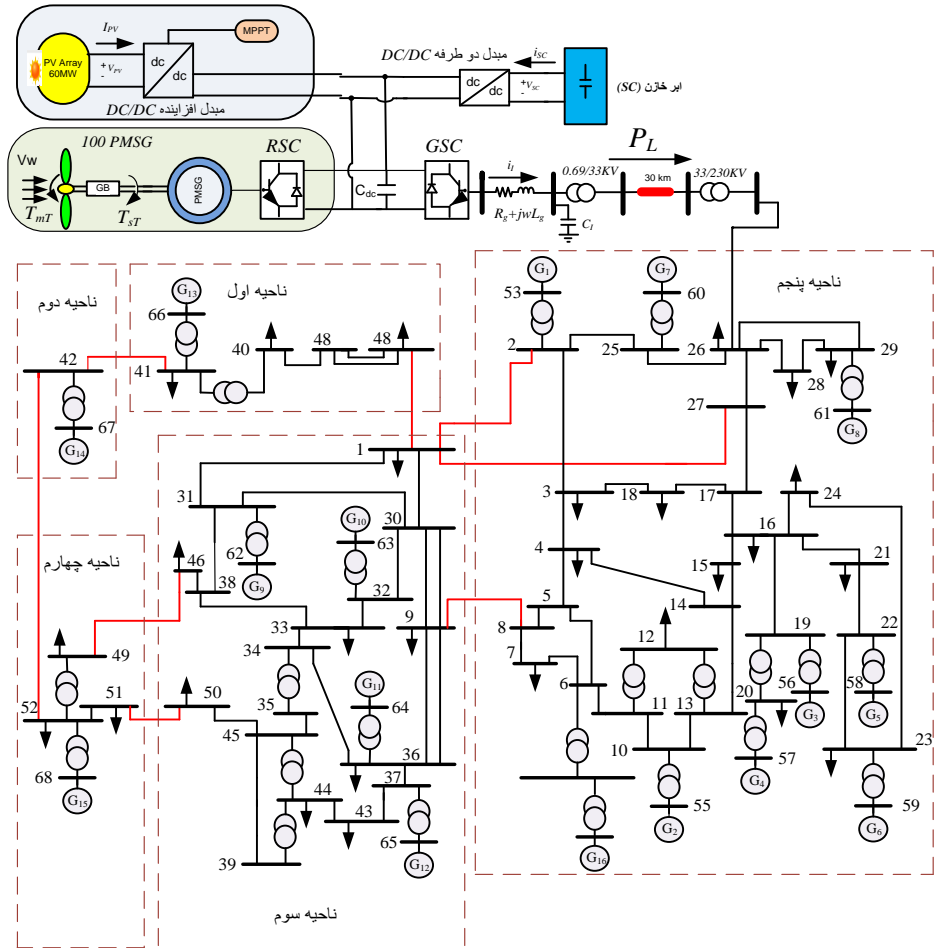
² VSC

³ Super Capacitor

⁴ Bidirectional

⁵ Joint controllability/observability index

⁶ Classic power oscillation damping



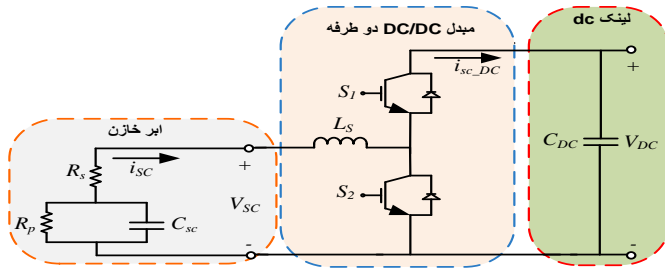
شکل ۲. بلوک دیاگرام تک خطی سیستم قدرت تحت مطالعه.

مدل مربوط به واحدهای PV، PMSG و مبدل BESS

در این مقاله برای واحد PMSG از مدل‌ها و روابط ریاضی مرجع [۳۰] و برای واحد PV از مرجع [۳۱] استفاده شده است.

در شکل (۳) مدل مداری برای مبدل DC/DC دو طرفه همراه با SC نشان داده شده است. دیده می‌شود که این مبدل دارای دو کلید S_1 و S_2 به همراه یک القاگر^۱ ذخیره‌ساز انرژی می‌باشد [۳۱]. ساختار مبدل مورد استفاده طوری است که قابلیت بهره‌برداری در هر دو حالت Buck و Boost را دارا می‌باشد.

¹ Inductor



شکل ۳. ساختار مداری مبدل dc/dc دو طرفه به همراه ذخیره‌ساز انرژی.

جریان خروجی این مبدل با توجه به مقدار متوسط مدل دینامیکی برابر است با [۲۰]:

$$\frac{di_{sc}}{dt} = \frac{1}{L_S}(V_{SC} - f_S V_{DC} - R_S i_{sc}) \quad (25)$$

$$i_{sc-DC} = f_S i_{sc} \quad (26)$$

که در آن، اگر $f_S = D_S$ باشد مبدل در مود Buck و اگر $f_S = 1 - D_S$ باشد مبدل در مود Boost عمل خواهد کرد.

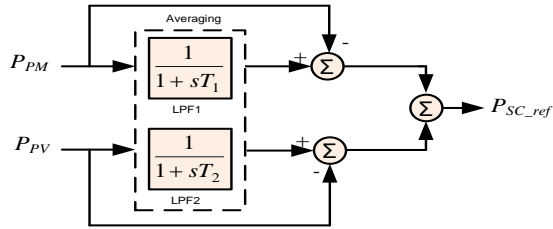
با توجه به مدار معادل شکل (۳)، ولتاژ دو سر لینک dc برابر است با [۲۰]:

$$\frac{dV_{C_{SC}}}{dt} = \frac{1}{C_{SC}}(-i_{sc} - \frac{V_{C_{SC}}}{R_{pSC}}) \quad (27)$$

$$V_{SC} = V_{C_{SC}} - R_{S_{SC}} i_{sc} \quad (28)$$

با توجه به ماهیت نوسانی باد در PMSG و همچنین تغییرات تابش خورشید در PV، توانی که به لینک dc منتقل می‌شود دارای نوسان است. برای این که بتوان یک توان نرم و بدون نوسان را به شبکه ac منتقل نمود باید بتوان توان SC را تنظیم و جبران نمود. در این راستا برای جبران‌سازی توان ورودی به حلقه داخلی یعنی P_{SC-ref} از کنترل کننده شکل (۴) استفاده شده است. طبق شکل (۴) توان‌های منتقل شده به لینک dc پس از اندازه‌گیری برای متوسط‌سازی از یک فیلتر پایین گذر^۱ عبور می‌کنند. سپس سیگنال‌های فیلترشده با سیگنال‌های مرجع مقایسه شده و از جمع سیگنال‌های مقایسه شده توان P_{SC-ref} تولید می‌شود.

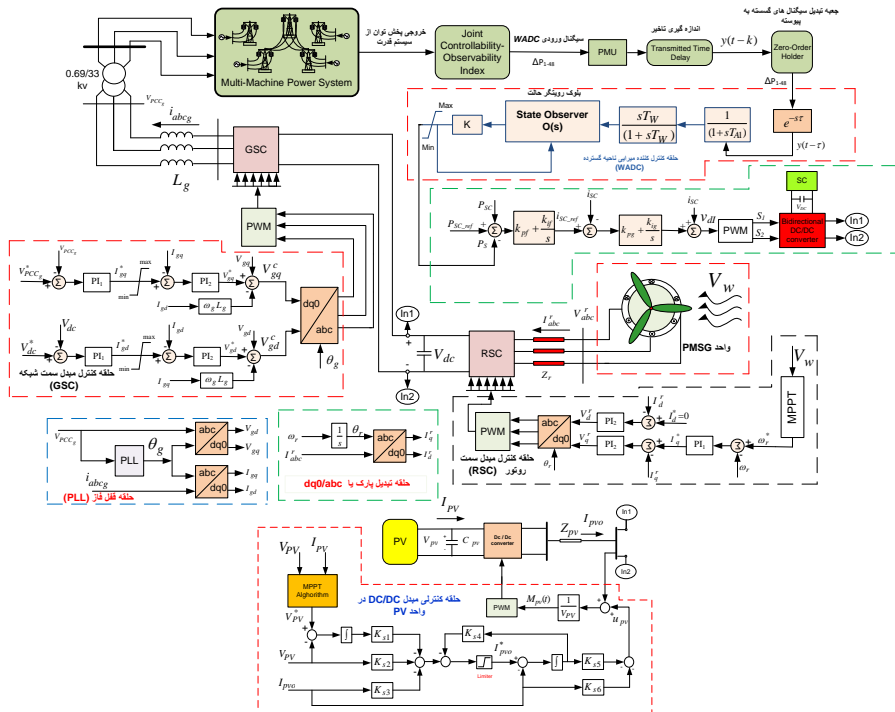
¹ Low Pass Filter



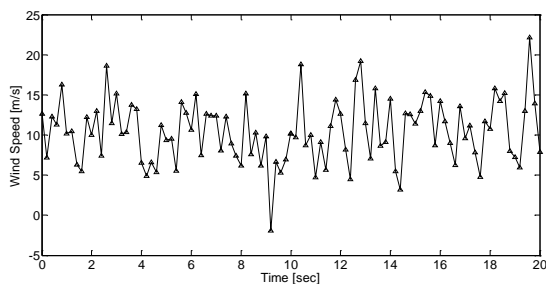
شکل ۴. حلقه کنترل توان برای PV و PMSG.

نتایج شبیه‌سازی

ساختار سیستم حلقه بسته برای شبیه‌سازی‌ها در شکل (۵) نشان داده شده است. در این ساختار حلقه‌های مربوط به کنترل‌کننده‌ها و نحوه ارتباط آنها با سیستم قدرت مشخص شده است. تمامی حلقه‌های کنترلی شامل حلقه کنترل مبدل BESS همراه با حلقه کنترل‌کننده میرایی، حلقه کنترلی مبدل PV و حلقه‌های کنترلی PMSG در مبدل سمت روتور و سمت شبکه از طریق لینک DC با یکدیگر ارتباط دارند. نتایج شبیه‌سازی در قالب چهار سناریو ارزیابی شده است، به طوری که در این ارزیابی برای هر چهار سناریو الگوی وزش باد مطابق شکل (۶) می‌باشد.



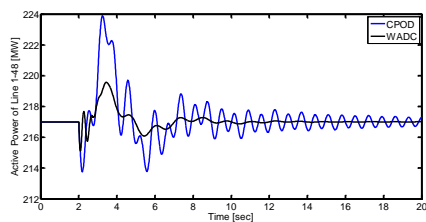
شکل ۵. سیستم حلقه بسته کنترل‌کننده پیشنهادی به همراه تمام حلقه‌های کنترلی مبدل‌ها.



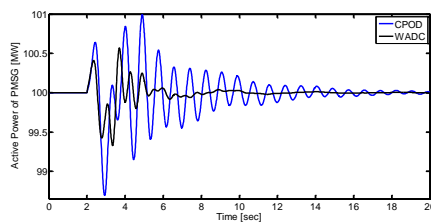
شکل ۶. تغییرات وزش باد برای واحد PMSG.

سناریوی اول

در این سناریو یک خطای اتصال کوتاه سه فاز^۱ به صورت موقتی^۲ به مدت ۰/۱ ثانیه نزدیک باس^۳ ۱۱ (بین خطوط ۱۲-۱۱) اعمال می‌کنیم. الگوی باد مانند شکل (۶) و تابش خورشید ثابت و برابر با ۱۰۰۰ درجه سانتی‌گراد در نظر گرفته شده است. بر این اساس در اشکال ۷(الف) و ۷(ب) به ترتیب تغییرات توان خروجی واحد بادی و پاسخ توان اکتیو^۴ خط ۱-۴۸ با اعمال تأخیر زمانی ۱۰۰ میلی‌ثانیه در ارسال سیگنال‌های از راه دور به WADC نشان داده شده است. از نتایج این پاسخ دیده می‌شود حتی در صورت وجود تأخیر زمانی، کنترل‌کننده WADC نسبت به روش CPOD پایداری بهتری را ایجاد می‌کند. همچنین در اشکال ۷(ج) و ۷(د)، به ترتیب ولتاژ لینک dc و تغییرات توان خط بین‌ناحیه‌ای ۲۷-۱ به ازای تأخیر زمانی ۱۰۰ میلی‌ثانیه نشان داده شده است. از نتایج این سناریو دریافت می‌شود که کنترل‌کننده پیشنهادی برای میرایی نوسانات توان عملکرد مطلوبی نسبت به عدم قطعیت‌های ناشی از تأخیر زمانی و خطای سه‌فاز دارد. این بهبود هم در زمان نشست و هم در فراجشش و فروجهش به وضوح دیده می‌شود.



ب



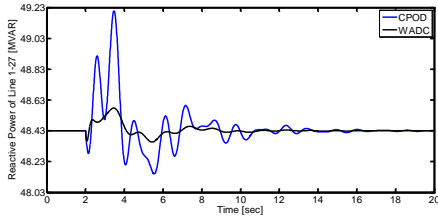
الف

¹ 3-phase short circuit fault

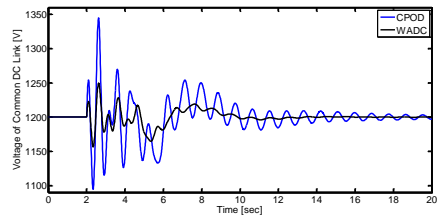
² Temporary

³ Bus

⁴ Active powers



د

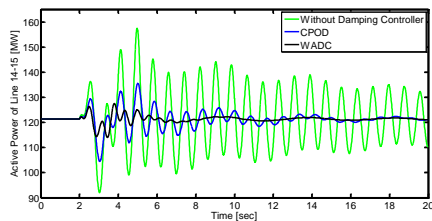


ج

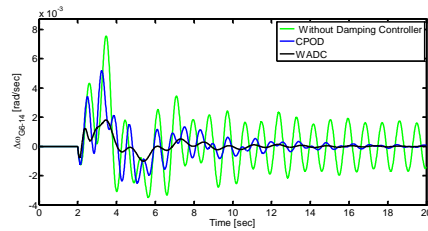
شکل ۷. نتایج شبیه‌سازی برای سناریوی اول.

سناریوی دوم

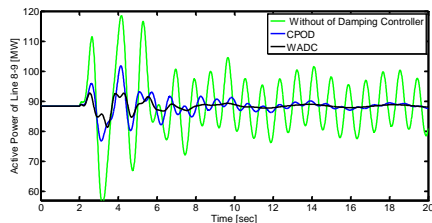
در این سناریو در زمان ۲ ثانیه خطای سه فاز به صورت دائمی نزدیک باس ۳۱ (بین خط ۳۱ و ۳۸) رخ داده است و به دلیل برطرف نشدن خطا پس از ۰/۱ ثانیه خط ۳۱-۳۸ از مدار خارج شده است. علاوه بر این، با تغییر در توان مکانیکی ورودی ژنراتورهای (G₁, G₄, G₈, G₁₀, G₁₂) به اندازه $\pm 10\%$ و در نظر گرفتن الگوی باد و خورشید مانند سناریوی اول، نتایج شبیه‌سازی ارزیابی شده است. بر این اساس انحراف سرعت ژنراتورهای ۱۴-۶ در شکل ۸(الف) تغییرات توان خط ۱۴-۱۵ در شکل ۸(ب)، توان خروجی PV در شکل ۸(ج) و همچنین تغییرات توان خط ۹-۸ در شکل ۸(د) به ازای تأخیرهای زمانی ۳۰۰ میلی‌ثانیه نشان داده شده است. از این نتایج این سناریو نیز به وضوح دیده می‌شود که کنترل‌کننده پیشنهادی تحت هر شرایطی بهینه بوده و پایداری مطلوب را برای سیستم فراهم می‌سازد. در صورتی که در حالت بدون کنترل‌کننده میرایی نوسانات ناشی از عدم قطعیت‌ها، به خوبی میرا نشده و با گذشت زمان از پایداری سیستم کاسته می‌شود.



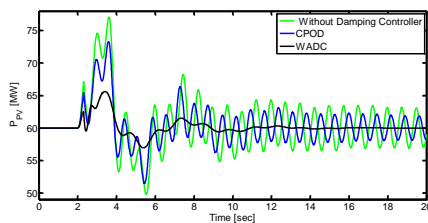
ب



الف



د

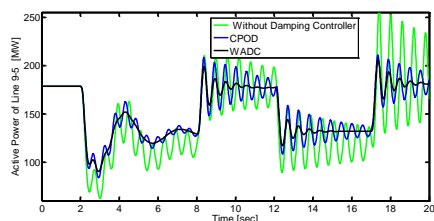


ج

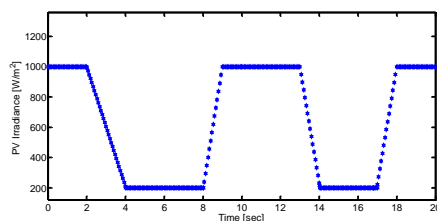
شکل ۸. نتایج شبیه‌سازی برای سناریوی دوم.

سناریوی سوم

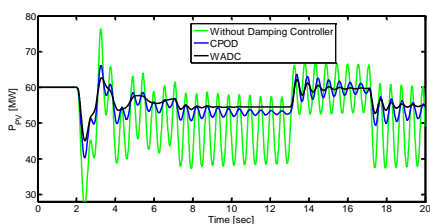
در این سناریو خطای سه فاز به صورت دائم در نزدیکی باس ۴ بین خطوط ۱۴-۴ در زمان ۲ ثانیه رخ داده است. مدت زمان رفع خطا ۰/۱ ثانیه بوده است. ولی به دلیل برطرف نشدن خطا، خط ۱۴-۴ از مدار خارج شده است. با در نظر گرفتن الگوی باد مانند سناریوی اول و تغییرات تابش خورشید به صورت شکل ۹ (الف)، نتایج شبیه‌سازی با در نظر گرفتن تأخیرهای زمانی ۲۰۰ میلی‌ثانیه ارزیابی شده است. بر این اساس تغییرات توان خط ۵-۹ در شکل ۹ (ب)، پاسخ انحراف سرعت ژنراتورهای ۷-۱۵ در شکل ۹ (ج) و تغییرات توان واحد PV در شکل ۹ (د) نشان داده شده است. از نتایج این سناریو نیز به وضوح رؤیت می‌شود حتی در صورت تغییرات تابش خورشید، کنترل‌کننده پیشنهادی در بهبود میرایی نوسانات عملکرد بسیار مطلوبی از خود نشان می‌دهد.



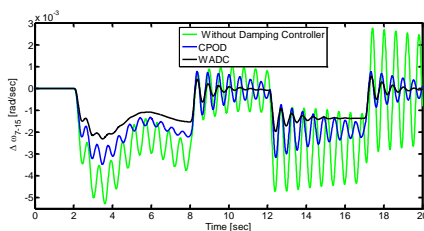
ب



الف



د



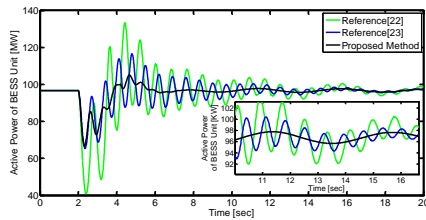
ج

شکل ۹. نتایج شبیه‌سازی برای سناریوی سوم.

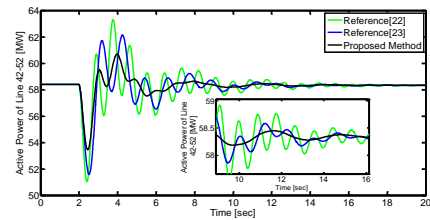
سناریوی چهارم

در این بخش به منظور نشان دادن کارایی بهتر کنترل‌کننده پیشنهادی در مقایسه با مراجع [۲۲؛ ۲۳]، نتایج شبیه‌سازی آنالیز شده است. لذا با اعمال یک خطای اتصال کوتاه سه‌فاز دائمی در زمان ۲ ثانیه در نزدیک باس ۲ (بین خط ۲ و ۳)، به دلیل برطرف نشدن خطا پس از ۰/۱ ثانیه خط ۳-۲ از مدار خارج شده است. الگوی وزش باد و تابش خورشید مانند سناریوی اول و تغییر در توان مکانیکی ورودی ژنراتورهای (G_1, G_5, G_{11}, G_{40}) به اندازه ۱۵٪+ در نظر گرفته شده است. بر این اساس در اشکال ۱۰ (الف) و ۱۰ (ب) به ترتیب تغییرات توان اکتیو بین خط ۴۲-۵۲ و توان خروجی BESS به ازای تأخیر زمانی ۳۰۰ میلی‌ثانیه نشان داده شده است. از این اشکال دیده می‌شود که بهبود میرایی نوسانات در روش مطرح شده نسبت به دو مرجع دیگر بسیار مطلوبتر و سریعتر می‌باشد که منجر به کاهش زمان نشست، فراجش و فروجهش شده است. در اشکال ۱۰ (ج) و ۱۰ (د) به ترتیب تغییرات توان اکتیو واحد بادی و تغییرات ولتاژ لینک DC در اثر ورود و خروج BESS نشان داده شده است. از این اشکال دیده می‌شود در اثر خروج واحد BESS از شبکه، توان خط و ولتاژ لینک به شدت تحت تاثیر واقع می‌شوند که منجر به کاهش پایداری سیستم قدرت می‌شود. این در حالی است که در صورت وجود واحد BESS حتی اگر تأخیرهای زمانی ۳۰۰ میلی‌ثانیه در ورودی WADC وجود

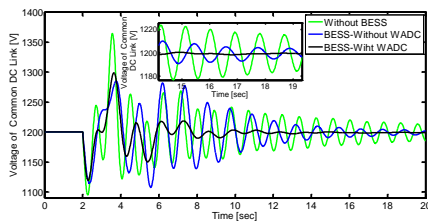
داشته باشد بازم میرایی بسیار مطلوبتری نسبت به نبود BESS فراهم می‌شود. لذا تأثیر سیستم ذخیره‌ساز انرژی باتری در اتصال به لینک DC بسیار حیاتی می‌باشد، به طوری که نوسانات توان واحدهای تجدیدپذیر را می‌توان از طریق کنترل‌کننده BESS بهبود بخشید.



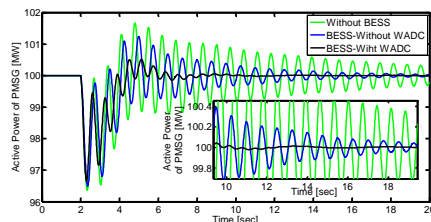
ب



الف



د



ج

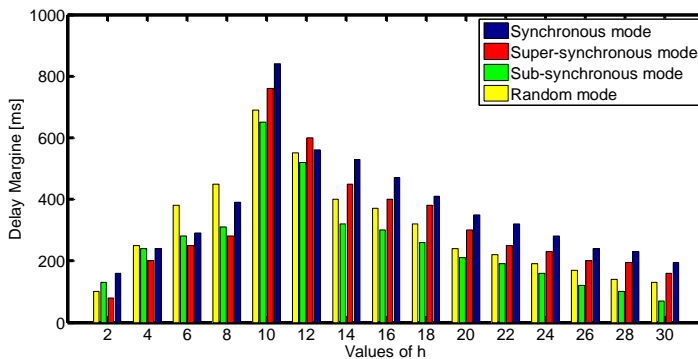
شکل ۱۰. نتایج شبیه‌سازی برای سناریوی چهارم.

بررسی معیار پایداری تئوری ۱ و انتخاب اسکالر مناسب h

برای فراهم آوردن حاشیه تأخیر بزرگتر و همچنین بهینه بودن کنترل‌کننده پیشنهادی تحت شرایط بهره‌برداری متفاوت (مورد اشاره در جدول ۱) باید h مناسب را به صورت سعی و خطا انتخاب نمود. بدین منظور در شکل ۱۱، برای مقادیر متفاوتی از اسکالر h مقدار حاشیه تأخیر تحت نقاط کاری متفاوت از سیستم قدرت به دست آمده است. همانطور که از شکل ۱۱ دیده می‌شود اگر مقدار h برابر با ۱۰ انتخاب شود حاشیه تأخیر بزرگتری برای کنترل‌کننده به وجود می‌آید که از دید تأخیر زمانی اطمینان کافی برای بهره‌برداری از سیستم قدرت فراهم می‌شود. لذا در این مقاله بهره کنترل‌کننده با انتخاب h برابر ۱۰ به دست آمده است.

جدول ۱. اطلاعات مربوط به کنترل‌کننده‌ها و پارامترهای مرتبط با آنها.

سرعت وزش باد بر حسب متر بر ثانیه	سرعت روتور واحد بادی بر حسب پر یونیت	تابش خورشید بر حسب درجه سانتی‌گراد	توان اکتیو واحد بادی بر حسب مگاوات	توان راکتیو واحد بادی بر حسب مگاوار	توان اکتیو واحد فتوولتائیک بر حسب مگاوات	توان اکتیو واحد ذخیره-ساز انرژی بر حسب مگاوات	شرایط بهره‌برداری در نقاط کاری متفاوت
۹	۰.۷۲۹	۷۰۰	۶۵	۵۵	۴۰	۵۰	مد زیر سنکرون
۱۴	۱.۱۵	۱۲۰۰	۱۰۰	۶۱	۵۵	۹۷	مد فوق سنکرون
۱۲	۱	۱۰۰۰	۱۰۰	۳۸.۹	۶۰	۹۷	مد سنکرون
شکل (۶)	۱.۱	شکل ۹ (الف)	۱۰۰	۴۸.۴	۵۹.۲	۹۷	مد تصادفی



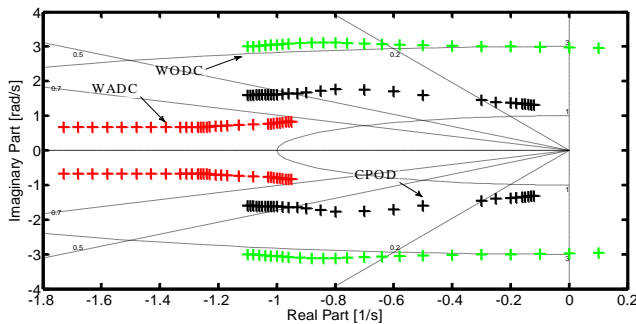
شکل ۱۱. مقایسه تغییرات مربوط به حاشیه تأخیر به ازای اسکالره‌های متفاوت.

آنالیز حساسیت و بررسی پایداری کنترل‌کننده نسبت به تغییرات پارامترها و نقاط کار سیستم

در این بخش به منظور بررسی بیشتر پایداری کنترل‌کننده پیشنهادی تحت تغییر در نقاط کاری سیستم و حساسیت پارامترها در اثر عدم قطعیت‌ها برای مدهای نوسانی سیستم قدرت مطابق سناریوهای زیر آنالیزی انجام شده است که هدف از آن، اینست که بهینه بودن کنترل‌کننده پیشنهادی برای بهره $K(s)$ به‌دست آمده مورد تأیید قرار گیرد. لذا براساس سیستم حلقه بسته شکل ۵ و قرار دادن $K(s)$ انتخابی در حلقه کنترلی‌کننده تکمیلی BESS خواهیم داشت:

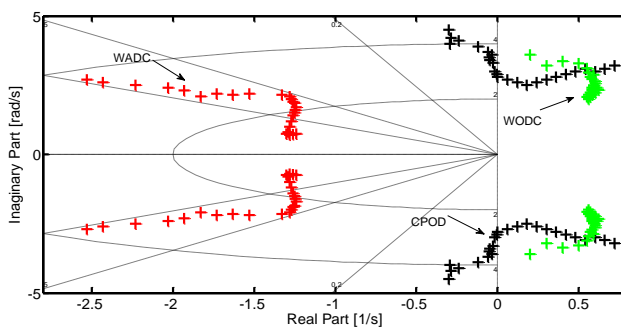
سناریوی اول: در این سناریو با تغییر در ورودی توان‌های مکانیکی SG از -10% تا 10% و تغییر در امپدانس خط متصل‌کننده واحدهای تجدیدپذیر به سیستم قدرت به اندازه $\pm 20\%$ ، مکان هندسی مدهای نوسانی تحت شرایط بهره‌برداری نرمال (مد سنکرون) در شکل ۱۲ نشان داده شده است. در این شکل دیده می‌شود که مدهای نوسانی در حالت WADC در منطقه پایدار با نسبت‌های میرایی بالای ۵ درصد قرار دارند. این در حالی است که مدهای نوسانی

در حالت طراحی بدون کنترل‌کننده میرایی^۱ (WODC) دارای نسبت‌های زیر ۵ درصد هستند که با اعمال عدم قطعیت بیشتر، مکان مودها در منطقه ناپایدار قرار خواهد گرفت که در سناریوی دوم این موضع نشان داده شده است.



شکل ۱۲. نتایج مربوط به مکان هندسی مودهای نوسانی تحت سناریوی ۱.

سناریوی دوم: در این سناریو با الگوی سرعت وزش باد همانند شکل ۶، تابش خورشید مطابق شکل ۸ (الف)، تأخیر متغیر با زمان ۳۰۰ میلی‌ثانیه و همچنین خروج خط ۴-۱۲، مکان هندسی مودهای نوسانی در شکل ۱۳ نشان داده شده است. از شکل ۱۳ دیده می‌شود که حتی در صورت وجود عدم قطعیت‌های مختلف، هنوز هم کنترل‌کننده WADC دارای نسبت‌های میرایی بالای ۵ درصد است که در منطقه پایدار قرار دارد. این در حالی است که کنترل‌کننده CPOD با اعمال محدودیت‌های بیشتر به سمت راست محور موهومی حرکت کرده که منجر به کاهش میرایی و در نتیجه ناپایداری می‌شود. همچنین در حالت WODC، هیچ منطقه پایدار برای مودهای نوسانی سیستم قدرت وجود ندارد که دارای نسبت‌های میرایی بالاتر از ۵ درصد باشد. از هر دو سناریوی فوق دیده می‌شود که کنترل‌کننده پیشنهادی تحت نقاط کاری متفاوت از سیستم قدرت نیز پایدار خواهد بود.



شکل ۱۱. نتایج مربوط به مکان هندسی مودهای نوسانی تحت سناریوی ۲.

¹ Without damping controller

نتیجه گیری

در این مقاله یک روش جدید برای طراحی WADC ارائه شد تا بتوان پایداری سیستم قدرت مقیاس بزرگ را افزایش داد. به طوری که در این طراحی از تکنیک FWM جهت تبدیل یک مسأله بهینه‌سازی مبتنی بر قیود نابرابری ماتریس غیرخطی برای معرفی یک مجموعه از قیود LMI استفاده شد، تا پروسه طراحی WADC را تسهیل بخشد. علاوه بر این، از یک الگوریتم بهینه‌سازی غیرخطی برای جستجوی ماتریس بهره بهینه و ماکزیمم حاشیه تأخیر سیگنال کنترلی گسترده استفاده شد، تا بتوان تأثیر منفی تأخیرهای با دامنه بزرگ را روی عملکرد سیستم بهبود بخشید. در عمل، بعد از مدل‌سازی سیستم، روش پیشنهادی به طور ساده و کاربردی در یک سیستم قدرت بزرگ مقیاس شبیه‌سازی شد و نتایج این شبیه‌سازی به وضوح نشان داد که کنترل‌کننده طراحی شده، نه تنها پایداری نوسانات سیستم را بهبود می‌دهد، بلکه پاسخ بسیار مطلوبی در برابر تغییرات ناشی از تأخیرهای زمانی در سیگنال‌های انتقالی و عدم قطعیت‌های اشاره شده دارد.

پیوست ۲. تطبیق استراتژی مطرح شده برای سیستم تحت مطالعه

در این بخش برای تطبیق مدل سیستم قدرت با کنترل‌کننده پیشنهادی، معادلات دینامیکی شبکه، شامل ژنراتورهای سنکرون [۲۸]، نیروگاه بادی [۳۰]، واحد PV [۳۱]، BESS [۳۱] و کنترل‌کننده میرایی معرفی می‌شود. لذا برای سیستم حلقه بسته رابطه (۶) که تحت شرایط بهره‌برداری نرمال (مد سنکرون اشاره شده در جدول ۱ پیوست) خطی‌سازی شده است، X بردار حالت سیستم، U بردار ورودی و Y بردار حالت خروجی است که در این مقاله به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$\begin{cases} X = [\Delta i_{dsw}, \Delta i_{qsw}, \Delta i_{drw}, \Delta i_{qrw}, \Delta E'_D, \Delta E'_Q, \Delta E_{fd}, \Delta \delta, \Delta \omega, \Delta i_{SC}, \Delta V_{CSC}, \Delta v_{dI}, \Delta V_{PV}]^T \\ U = [\Delta V_R, \Delta P_S] \\ Y = [\Delta E_{fd}, \Delta v_{dI}] \end{cases}$$

برای بردارهای فوق خواهیم داشت:

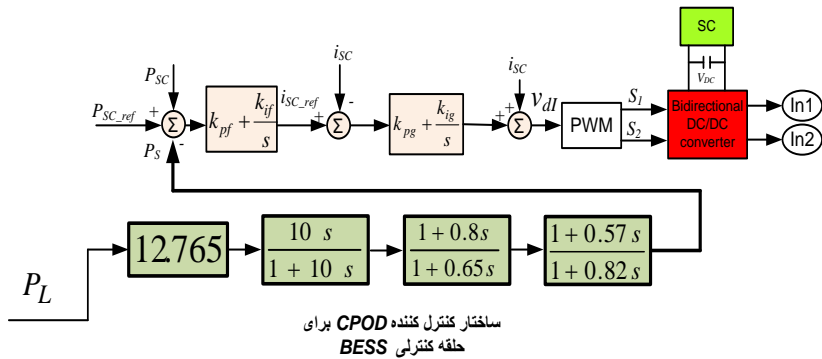
$$\begin{aligned} & q \text{ و } d \text{ در محورهای } \Delta i_{dsw}, \Delta i_{qsw}, \Delta i_{drw}, \Delta i_{qrw} \text{ به ترتیب مربوط به جریان‌های استاتور و روتور واحد بادی در محورهای } q \text{ و } d \\ & \Delta E'_D, \Delta E'_Q \text{ به ترتیب مربوط به ولتاژ نیروی محرکه ژنراتورهای سنکرون در محورهای } q \text{ و } d \\ & \Delta E_{fd}, \Delta \delta, \Delta \omega, \Delta V_R \text{ به ترتیب مربوط به ولتاژ میدان تحریک، زاویه روتور، سرعت روتور و سیگنال تکمیلی} \\ & \text{کنترل‌کننده PSS در ژنراتورهای سنکرون [۳۲]} \\ & \Delta i_{SC}, \Delta V_{CSC}, \Delta v_{dI} \text{ به ترتیب مربوط به جریان، ولتاژ و سیگنال کلیدی زنی مبدل PWM در حلقه کنترل} \\ & \text{BESS} \\ & \Delta V_{PV} \text{ ولتاژ واحد PV} \\ & \Delta P_S \text{ سیگنال تکمیلی کنترل‌کننده میرایی ارسال شده از طریق WADC به BESS} \\ & \text{مقادیر ماتریس‌های } A, B \text{ و } C \text{ برابر است با:} \end{aligned}$$

$$A = \begin{bmatrix} 1.2435 & 0.5671 & 0.1256 & 0.9801 & 0.3451 & 1.7654 & 0.4056 & 0.5674 & 0.7658 & 0.2345 & 0.6547 & 1.2087 & 0.5187 \\ 0.4062 & 0.6134 & 1.8964 & 0.9380 & 0.5438 & 0.3275 & 0.5610 & 0.7403 & 1.5021 & 0.6581 & 0.8055 & 0.4328 & 0.6004 \\ 0.7630 & 0.6543 & 0.6754 & 1.4571 & 1.5430 & 0.5611 & 0.1134 & 1.3267 & 1.2278 & 0.1087 & 1.5670 & 0.4328 & 0.5611 \\ 1.3335 & 1.6533 & 0.7641 & 0.8904 & 1.8601 & 1.7773 & 0.8765 & 0.7653 & 0.4455 & 0.7655 & 0.6531 & 0.7004 & 0.7432 \\ 0.4033 & 0.5427 & 1.6187 & 1.5890 & 0.9403 & 0.8126 & 1.2864 & 0.4243 & 0.5679 & 0.5428 & 0.6541 & 0.6507 & 1.4506 \\ 0.6643 & 0.6782 & 0.8439 & 0.7901 & 1.8404 & 0.8175 & 0.5602 & 1.7632 & 0.8922 & 0.9027 & 0.8900 & 0.9764 & 0.9654 \\ 0.8765 & 0.5431 & 1.7654 & 1.8612 & 0.4428 & 0.5670 & 1.4321 & 1.6643 & 0.8754 & 1.6540 & 0.6543 & 1.4328 & 0.7654 \\ 0.5432 & 0.6704 & 0.4328 & 0.8953 & 1.7654 & 0.2109 & 0.5130 & 0.1986 & 0.2687 & 0.4356 & 1.7521 & 0.6705 & 1.7608 \\ 0.5631 & 0.1778 & 0.5899 & 0.4332 & 0.6477 & 0.6728 & 0.8769 & 0.6654 & 1.1345 & 0.2876 & 0.5431 & 0.7567 & 0.8876 \\ 0.4332 & 0.6088 & 1.4328 & 0.8601 & 0.7754 & 0.8658 & 1.4458 & 1.7765 & 0.3322 & 0.5548 & 0.8876 & 1.6654 & 1.8904 \\ 0.6367 & 1.8654 & 0.6784 & 1.0876 & 0.5567 & 0.7439 & 0.8992 & 0.9701 & 1.0677 & 0.9978 & 0.3379 & 0.5543 & 0.8327 \\ 1.0408 & 0.6648 & 0.3972 & 0.6520 & 1.1390 & 0.7694 & 0.4861 & 0.3863 & 0.8129 & 0.9411 & 0.6034 & 1.4561 & 0.8750 \\ 0.6276 & 0.5399 & 0.6499 & 0.6781 & 0.7892 & 0.8904 & 0.7432 & 0.7894 & 0.6432 & 0.8902 & 1.432 & 1.167 & 0.6571 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.9765 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.8765 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.6543 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.9501 & 0 \end{bmatrix}$$

ساختار کنترل کننده CPOD مطابق شکل ۱ (الف) پیوست می باشد و برای سیستم تحریک ژنراتور سنکرون از نوع IEEE-1 استفاده شده است [۳۲].



شکل ۱ (الف) - ساختار کنترل کننده کلاسیک میرایی نوسان توان برای BESS.

پیوست ۲. اطلاعات مربوط به پارامترهای کنترل کننده در جدول ۲ گزارش شده است.

جدول ۲. اطلاعات مربوط به کنترل کننده ها و پارامترهای مرتبط با آنها.

اطلاعات مربوط به سیستم ذخیره ساز انرژی باتری به همراه کنترل کننده های مرتبط با آن			
$R_s = 0.1 \Omega$	$R_p = 0.04 \Omega$	$L_s = 4.5 \text{ mH}$	$C_{sc} = 75 \mu\text{f}$
$T_W = 10$	$T_{AI} = 2.45$	$K_{pj} = 6.65$	$K_{if} = 3.15$
$K_{pg} = 6.65$	$K_{ig} = 6.65$	$f = \Delta \text{ KH}$ (فرکانس کلیدزنی)	
اطلاعات مربوط به حلقه توان برای PV و PMSG			
$T_1 = 3.87$		$T_2 = 2.55$	

اطلاعات مربوط به کنترل کننده PV			
$K_{S1} = ۷.۴$	$K_{S2} = ۲.۵$	$K_{S3} = ۳.۸$	$K_{S4} = ۵.۵$
$K_{S5} = ۱.۶$	$K_{S6} = ۳.۹$	$f = ۵ \text{ KH}$ (فرکانس کلیدزنی)	$V_{PV} = ۱۲۰ \text{ (V)}$
اطلاعات مربوط به کنترل کننده های PMSG			
$PI1: K_{p1} = ۴.۶۵, K_{i1} = ۱.۵$	$PI2: K_{p2} = ۶.۴۳, K_{i2} = ۲.۳$	$R_g + j\omega L_g = ۰.۸۶ + j۰.۰۵۴\omega$	$R_g + j\omega L_g = ۰.۲۲ + j۰.۰۱۸\omega$
۱	۲	Ω	Ω

References

- [1] Modabbernia, M., Alizadeh, B., Sahab, A., & Moghaddam, M. M. (2020). Robust control of automatic voltage regulator (AVR) with real structured parametric uncertainties based on H_∞ and μ -analysis. *International Society of Automation Transactions*, 100(2), 46-62. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2020.01.010>
- [2] Rafique, Z., Khalid, H. M., Muyeen, S. M., & Kamwa, I. (2022). Bibliographic review on power system oscillations damping: An era of conventional grids and renewable energy integration. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 136, 107556. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2021.107556>
- [3] Arrieta Paternina, M. R., Castrillón-Franco, C., Zamora-Mendez, A., Mejia-Ruiz, G. E., Zelaya-Arrazabal, F., Correa, R. E., & Sevilla, F. R. S. (2023). Enhancing wide-area damping controllers via data-assisted power system linear models. *Electric Power Systems Research*, 217, 109085. <https://doi.org/10.1016/j.eprsr.2022.109085>
- [4] AlinaghizadehArdestani, M., & Vakili, A. (2020). Output feedback Controller design for HVAC system with delayed based Robust control approach. *Karafan Quarterly Scientific Journal*, 17(1), 85-95. <https://doi.org/10.48301/kssa.2020.112758>
- [5] Modabbernia, M., Alizadeh, B., Sahab, A., & Moghaddam, M. M. (2022). A Novel Robust Strategy for the Concurrent Control of Frequency and Voltage in the Synchronous Generator With Real Structured Uncertainties. *Electric Power Components and Systems*, 50(16-17), 1029-1050. <https://doi.org/10.1080/15325008.2022.2145388>
- [6] Krishnan, V. V. G., Srivastava, S. C., & Chakrabarti, S. (2018). A Robust Decentralized Wide Area Damping Controller for Wind Generators and FACTS Controllers Considering Load Model Uncertainties. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Smart Grid*, 9(1), 360-372. <https://doi.org/10.1109/TSG.2016.2552233>
- [7] Dörfler, F., Jovanović, M. R., Chertkov, M., & Bullo, F. (2014). Sparsity-Promoting Optimal Wide-Area Control of Power Networks. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Power Systems*, 29(5), 2281-2291. <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2014.2304465>
- [8] 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
- [9] Zhou, L., Yu, X., Li, B., Zheng, C., Liu, J., Liu, Q., & Guo, K. (2017). Damping Inter-Area Oscillations With Large-Scale PV Plant by Modified Multiple-Model Adaptive Control Strategy. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Sustainable Energy*, 8(4), 1629-1636. <https://doi.org/10.1109/TSTE.2017.2697905>
- [10] Li, T., Hu, W., Zhang, B., Zhang, G., Li, J., Chen, Z., & Blaabjerg, F. (2021). Mechanism Analysis and Real-time Control of Energy Storage Based Grid Power Oscillation Damping: A Soft Actor-Critic Approach. *Institute of Electrical and Electronics Engineers*

- Transactions on Sustainable Energy*, 12(4), 1915-1926. <https://doi.org/10.1109/TS TE.2021.3071268>
- [11] Björk, J., Obradović, D., Harnefors, L., & Johansson, K. H. (2022). Influence of Sensor Feedback Limitations on Power Oscillation Damping and Transient Stability. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Power Systems*, 37(2), 901-912. <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2021.3101834>
- [12] Xu, X., & Sun, K. (2022). Direct Damping Feedback Control Using Power Electronics-Interfaced Resources. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Power Systems*, 37(2), 1113-1125. <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2021.3103329>
- [13] Silva-Saravia, H., Pulgar-Painemal, H., Tolbert, L. M., Schoenwald, D. A., & Ju, W. (2021). Enabling Utility-Scale Solar PV Plants for Electromechanical Oscillation Damping. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Sustainable Energy*, 12(1), 138-147. <https://doi.org/10.1109/TSTE.2020.2985999>
- [14] Bento, M. E. C. (2022). A Hybrid Particle Swarm Optimization Algorithm for the Wide-Area Damping Control Design. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Industrial Informatics*, 18(1), 592-599. <https://doi.org/10.1109/TII.2021.3054846>
- [15] Mukherjee, S., Chakraborty, A., Bai, H., Darvishi, A., & Fardanesh, B. (2021). Scalable Designs for Reinforcement Learning-Based Wide-Area Damping Control. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Smart Grid*, 12(3), 2389-2401. <https://doi.org/10.1109/TSG.2021.3050419>
- [16] Isbeih, Y. J., Ghosh, S., Moursi, M. S. E., & El-Saadany, E. F. (2021). Online DMDc Based Model Identification Approach for Transient Stability Enhancement Using Wide Area Measurements. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Power Systems*, 36(5), 4884-4887. <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2021.3094331>
- [17] Yao, W., Nan, J., Zhao, Y., Fang, J., Ai, X., Zuo, W., Wen, J., & Cheng, S. (2021). Resilient Wide-Area Damping Control for Inter-Area Oscillations to Tolerate Deception Attacks. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Smart Grid*, 12(5), 4238-4249. <https://doi.org/10.1109/TSG.2021.3068390>
- [18] Wu, W., Wang, X., Rao, H., & Zhou, B. (2022). Delay-dependent wide-area damping controller synthesis approach using Jensen's inequality and evolution algorithm. *Chinese Society for Electrical Engineering Journal of Power and Energy Systems*, 1-12. <https://doi.org/10.17775/CSEEJPES.2021.03990>
- [19] Sadiq, R., Wang, Z., & Chung, C. Y. (2023). A multi-model multi-objective robust damping control of GCSC for hybrid power system with offshore/onshore wind farm. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 147, 108879. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2022.108879>
- [20] Prakash, A., Kumar, K., & Parida, S. K. (2022). Energy Capacitor System Based Wide-Area Damping Controller for Multiple Inter-Area Modes. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Industry Applications*, 58(2), 1543-1553. <https://doi.org/10.1109/TIA.2022.3140713>
- [21] Pham, T. N., Oo, A. M. T., & Trinh, H. (2022). Event-Triggered Mechanism for Multiple Frequency Services of Electric Vehicles in Smart Grids. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Power Systems*, 37(2), 967-981. <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2021.3101281>
- [22] Sun, Z., Zhao, J., & Long, H. (2023). Design of a delay dependent wide area damping controller using Cyber-Physical Power System architecture. *Energy Reports*, 9, 510-517. <https://doi.org/10.1016/j.egy.2023.01.067>

- [23] Majumder, R., Pal, B. C., Dufour, C., & Korba, P. (2006). Design and real-time implementation of robust FACTS controller for damping inter-area oscillation. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Power Systems*, 21(2), 809-816. <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2006.873020>
- [24] Fridman, E., & Shaked, U. (2003). Delay-dependent stability and H_∞ control: Constant and time-varying delays. *International Journal of Control*, 76(1), 48-60. <https://doi.org/10.1080/0020717021000049151>
- [25] Taylor, C. W. (2004, October 10-13). *BPA's wide-area stability and voltage control system (WACS) for blackout prevention*. Institute of Electrical and Electronics Engineers Power Engineering Society Power Systems Conference and Exposition, 2004, New York, USA. <https://doi.org/10.1109/PSCE.2004.1397737>
- [26] Gao, H., Lam, J., Wang, C., & Wang, Y. (2004). Delay-dependent output-feedback stabilisation of discrete-time systems with time-varying state delay. *Institution of Electrical Engineers Proceedings - Control Theory and Applications*, 151(6), 691-698. <https://doi.org/10.1049/ip-cta:20040822>
- [27] Sadabadi, M. S., & Peaucelle, D. (2016). From static output feedback to structured robust static output feedback: A survey. *Annual Reviews in Control*, 42, 11-26. <https://doi.org/10.1016/j.arcontrol.2016.09.014>
- [28] Shayeghi, H., & Ghasemi, A. (2014). A multi objective vector evaluated improved honey bee mating optimization for optimal and robust design of power system stabilizers. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 62, 630-645. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2014.05.010>
- [29] Surinkaew, T., & Ngamroo, I. (2018). Adaptive Signal Selection of Wide-Area Damping Controllers Under Various Operating Conditions. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Industrial Informatics*, 14(2), 639-651. <https://doi.org/10.1109/TII.2017.2752762>
- [30] Zhou, D., Blaabjerg, F., Franke, T., Tønnes, M., & Lau, M. (2015). Comparison of Wind Power Converter Reliability With Low-Speed and Medium-Speed Permanent-Magnet Synchronous Generators. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Industrial Electronics*, 62(10), 6575-6584. <https://doi.org/10.1109/TIE.2015.2447502>
- [31] Samosir, A. S., & Yatim, A. H. M. (2010). Implementation of Dynamic Evolution Control of Bidirectional DC-DC Converter for Interfacing Ultracapacitor Energy Storage to Fuel-Cell System. *Institute of Electrical and Electronics Engineers Transactions on Industrial Electronics*, 57(10), 3468-3473. <https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2039458>
- [32] Vittal, V., McCalley, J. D., Anderson, P. M., & Fouad, A. (2019). *Power system control and stability* (3 ed.). John Wiley & Sons. <https://www.wiley.com/en-sg/Power+System+Control+and+Stability,+3rd+Edition-p-9781119433712>