

برنامه‌ریزی تأخیری در کنترل TCSC برای بهبود میرایی نوسان توان

رسول اصغری^۱، مربی؛ سید بابک مظفری^۲، دانشیار؛ تورج امرایی^۳، دانشیار؛ محمد صلاّی نادری^۴، استادیار

۱- دانشکده برق و کامپیوتر- دانشگاه آزاد اسلامی- واحد تهران شمال- ایران- r_asghari@iau-tnb.ac.ir

۲- دانشکده برق و کامپیوتر- دانشگاه آزاد اسلامی- واحد علوم و تحقیقات تهران- ایران- mozafari@srbiau.ac.ir

۳- دانشکده برق و کامپیوتر- دانشگاه خواجه نصیر طوسی- تهران- ایران- amraee@kntu.ac.ir

۴- دانشکده برق و کامپیوتر- دانشگاه آزاد اسلامی- واحد تهران شمال- ایران- salaynaderi@iau-tnb.ac.ir

چکیده: میراساز نوسان توان ابعاد وسیع^۱ (WAPOD) کنترل‌کننده بسیار مؤثری برای میرا کردن نوسانات الکترومکانیکی بین ناحیه‌ای در سیستم‌های قدرت ابعاد وسیع است. این کنترل‌کننده برای دریافت خروجی‌های راه‌دور به شبکه‌های مخابراتی نیاز دارد. استفاده از شبکه‌های ارتباطی باعث ایجاد تأخیر در حلقه‌های فیدبک می‌شود. این تأخیر عملکرد کنترل‌کننده WAPOD را محدود می‌کند. بنابراین، به‌منظور بهبود عملکرد کنترل در حضور تأخیر، این مقاله یک کنترل‌کننده WAPOD با استفاده از برنامه‌ریزی تأخیری برای TCSC^۲ طراحی کرده است. روشی برای انتخاب ساختار کنترلی ارائه شده است که امکان بهینه‌سازی پایداری در گستره تأخیر را فراهم می‌کند. برای طراحی کنترل‌کننده، تابع قسمت حقیقی راست‌ترین مدهای الکترومکانیکی کمینه‌سازی شده است. مطالعات موردی بر اساس یک سیستم قدرت چهار ماشین صورت گرفته است. اثربخشی کنترل‌کننده WAPOD پیشنهادی توسط مطالعات شبیه‌سازی مورد تأیید قرار گرفته و با یک رویکرد طراحی تأخیری متعارف مقایسه شده است.

واژه‌های کلیدی: مسئله اثر پایداری تأخیر، میراساز نوسان توان^۳ (POD)، برنامه‌ریزی تأخیر.

Delay Scheduling in TCSC Control to Improve Power Oscillation Damping

Rasool Asghari¹, Lecturer; Babak Mozafari², Associate professor; Tuoraj Amraee³, Associate professor; Mohammad Salay Naderi⁴, Assistant professor

1- Electrical and Computer Engineering Department, Islamic Azad University, North Tehran Branch, Tehran, Iran, Email: r_asghari@iau-tnb.ac.ir

2- Electrical and Computer Engineering Department, Islamic Azad University, Science and Research Branch, Tehran, Iran, Email: mozafari@srbiau.ac.ir

3- Electrical and Computer Engineering Department, University of K. N. Toosi, Tehran, Iran, Email: amraee@kntu.ac.ir

4- Electrical and Computer Engineering Department, Islamic Azad University, North Tehran Branch, Tehran, Iran, Email: salaynaderi@iau-tnb.ac.ir

Abstract: Wide area power oscillation damping (WAPOD) is a very effective controller to damp out the inter-area electromechanical oscillations in the wide area power systems. This controller requires communication networks to receive the remote outputs. The use of communication networks causes delays in feedback loops. This delay reduces the controller's performance. Therefore, in order to improve the performance of the control system in the presence of delay, in this paper a WAPOD controller is designed using delay scheduling for the TCSC supplemental control. To select control structure, a method is proposed that allows optimization of stability in the range of delay. To design the controller, the the real part of the rightmost electromechanical mode is minimized. Case studies is based on a four-machine power system. Effectiveness of the proposed WAPOD controller is verified by simulation studies and compared with a conventional delayed design approach.

Keywords: Stabilizing delay effect problem, power oscillation damping, delay scheduling.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۷/۰۳/۱۶

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۷/۰۸/۰۷، ۱۳۹۷/۱۱/۲۴ و ۱۳۹۸/۰۲/۲۹

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۸/۰۵/۰۱

نام نویسنده مسئول: محمد صلاّی نادری

نشانی نویسنده مسئول: ایران - تهران - حکیمیه - دانشگاه واحد تهران شمال - دانشکده برق و کامپیوتر.

۱- مقدمه

نوسان‌های بین ناحیه‌ای که در اثر مشارکت مد مکانیکی ماشین‌های سنکرون از یک ناحیه برخلاف ناحیه دیگر در سیستم‌های قدرت ایجاد می‌شود اگر در مدت محدودی همگرا نشود ممکن است سنکرونیزم و حتی پایداری سیستم را از بین ببرد [۱]. از آنجاکه مدهای بین ناحیه‌ای در خروجی‌های محلی به اندازه کافی رؤیت‌پذیر نیستند، به کارگیری کنترل‌کننده‌های میراساز ابعاد وسیع ۴ (WADGs) به جای پایدارسازهای سیستم قدرت سنتی پیشنهاد شده است [۲-۳]. این کنترل‌کننده‌ها جهت ایجاد و اعمال سیگنال‌های میراسازی به ورودی سیستم‌های تحریک و سیستم‌های انتقال جریان متناوب انعطاف‌پذیر ۵ (FACTS) از خروجی‌های جمع‌آوری‌شده از سراسر سیستم قدرت توسط سیستم اندازه‌گیری محدود وسیع ۶ (WAMS) استفاده می‌کنند [۴-۵].

باین‌حال، به کارگیری WADC و WAMS به ارتباط مخابراتی نیاز دارد که باعث تأخیر در فیدبک می‌شود. بازه این تأخیرها ۱۰۰ تا ۷۰۰ میلی‌ثانیه هست [۶]. از آنجاکه تأخیر سیگنال‌ها می‌تواند عملکرد WADC را خراب کند [۷]، این مقاله پیشنهاد می‌کند که از اثر مثبت تأخیر بر پایداری در مرحله طراحی کنترل‌کننده استفاده شود. مزیت اصلی چنین راهکاری، طراحی و پیاده‌سازی به نسبت آسان است [۹-۸].

از آنجاکه زمان تأخیر در سیستم‌های WADC محدود است، طراحی با رویکرد پایداری وابسته به تأخیر^۷ بیشتر مورد توجه بوده است [۱۳-۱۰]. باین‌حال، عملکرد میرایی سیستمی که بر اساس یک شرط پایداری وابسته به تأخیر طراحی شده بدون تأخیر بهینه خواهد بود. در [۱۶-۱۴] سه معیار برای دست‌یابی به حاشیه تأخیر قابل‌اعتماد بر حسب نرخ همگرایی ارائه شده است. چون ملاک داوری این معیارها دست یافتن به بالاترین حد ممکن تأخیر بوده است، مصالحه‌ای بین نرخ همگرایی نوسان‌ها و حاشیه تأخیر قابل‌اعتماد صورت گرفته است [۱۷]. حال این سؤال مطرح می‌شود: از آنجاکه همواره مقداری تأخیر در سیستم WADC وجود دارد، چه لزومی به نگاشت بیشترین نرخ همگرایی در تأخیر صفر است. این مقاله نشان می‌دهد که نتیجه استفاده از تأخیر به عنوان پارامتر در تابع هدف پایدارسازی، امکان دست‌یابی به نرخ همگرایی مناسب‌تر و حاشیه تأخیر قابل‌اعتماد در حضور تأخیر سیگنال‌ها را فراهم می‌کند.

انتخاب خروجی یکی از مراحل مهم در طراحی WADC است که باعث پژوهش‌های زیادی در این خصوص شده است. روش آرایه بهره نسبی در [۱۸] و میزان باقی‌مانده و رؤیت‌پذیری در [۲۰-۱۹] استفاده شده است. در [۲۱] ابتدا تعداد بهینه ادوات UPFC بر اساس تعداد مدهای بین‌ناحیه‌ای تعیین و جایابی بر اساس ضریب مانده شاخه سری و انتخاب سیگنال ورودی بر اساس معیار ضریب مشارکت انجام شده است. از آنجاکه نتایج انتخاب خروجی با این معیارها فقط برای مدل‌های خطی با بعد محدود قابل‌اعتماد است [۲۲] و چون سیستم کنترل مربوط به نوسانات بین‌ناحیه‌ای یک سیستم تأخیری با بعد بی‌پایان است، نادیده

گرفتن تأخیر سیگنال‌ها در مرحله انتخاب خروجی می‌تواند کارایی WADC را کاهش دهد. بنابراین، در این مقاله راه‌کاری الهام‌بخش برای انتخاب خروجی بر اساس تحلیل مدل ژنراتور - شین بی‌نهایت ارائه شده است.

هرچند کاهش عملکرد کنترل‌کننده AWPOD در اثر تأخیر سیگنال‌ها با جبران سازی کامل تأخیر حل‌شدنی هست، مسئله به ماهیت تصادفی تأخیرهای شبکه‌ای برمی‌گردد. بنابراین، روش‌های ابتکاری برای جبران سازی تأخیرهای ثابت و متغیر، به‌عنوان مثال، در [۲۳] یک منطق فازی بر اساس توابع عضویت متغیر، در [۲۴] یک کنترل پیش‌بین، در [۲۵] یک کنترل تطبیقی با برنامه‌ریزی دینامیکی هوشمند و در [۲۶] یک کنترل تطبیقی با برنامه‌ریزی دینامیکی هوشمند هدایت‌شده پیشنهاد شده است. باین‌حال تشکیل توابع عضویت و یا آموزش کنترل‌کننده با توجه به ماهیت تصادفی تأخیرهای شبکه‌ای، مرتبه دینامیکی و شرایط کاری گوناگون یک سیستم قدرت بزرگ، بسیار مشکل خواهد بود. در [۲۷] پیشنهاد طراحی بر اساس مدل امید ریاضی ارائه شده است. باین‌حال ممکن است توزیع‌هایی با میانگین یکسان و محدوده غیریکسان به نتیجه پایداری مشترک منجر شود، یا توزیع‌هایی با محدوده یکسان و میانگین غیریکسان به ناپایداری اشتباه منجر شود. این مقاله برای حل مسئله تأخیر در طراحی WADC پیشنهاد‌های زیر را ارائه می‌کند:

- ۱) درحالی‌که مسئله تأخیر معروف به کاهش عملکرد و ناپایداری است، این مقاله نشان می‌دهد که تأخیر می‌تواند جنبه‌های عملکردی را بهبود دهد.
- ۲) برخلاف روش‌های موجود که تأخیر را به‌عنوان قید به مسئله بهینه‌سازی پایداری اعمال می‌کنند، این مقاله از مزایای تأخیر به‌عنوان پارامتر در مرحله طراحی استفاده می‌کند.
- ۳) درحالی‌که انتخاب سیگنال بدون اثر تأخیر انجام می‌شود، در این مقاله راه‌کاری برای انتخاب سیگنال تأخیری ارائه می‌شود.

۲- فرموله‌سازی مسئله کنترلی

ساختار سیستم کنترل POD بر اساس ارتباط خروجی‌های غیرمحلی با کنترل‌کننده به‌وسیله شبکه‌های مخابراتی در شکل ۱ معادل‌سازی شده است. خروجی حس‌گرها می‌تواند هرکدام از ولتاژهای شین‌ها، جریان‌های خطوط، متغیرهای حالت در دسترس و سایر متغیرهای شناخته‌شده باشد. تأخیر ارتباط مخابراتی از حس‌گر تا ورودی کنترل‌کننده با متغیر h مدل شده است. τ به‌عنوان یکی از پارامترهای طراحی است که همزمان با پارامترهای کنترل از طریق بهینه‌سازی مشخص خواهد شد. محرک می‌تواند تجهیزاتی از قبیل ادوات FACTS و سیستم تحریک مولدها باشد.

با توجه به شکل ۱، رابطه بین ورودی محرک و خروجی سیستم قدرت می‌تواند پس از خطی‌سازی معادلات جبری-دیفرانسیلی به شکل مدل فضای حالت زیر بیان شود:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (1-الف)$$

تعریف می‌شود [۲۸]. در اینجا به α حریم افقی طیفی^۸ گفته می‌شود. رابطه (۹) قسمت حقیقی راست‌ترین مقادیر ویژه را معرفی می‌کند.

۴- مسئله بهینه‌سازی

همان‌طور که اشاره شد، رویکرد مقاله در طراحی WADC استفاده از روش برنامه‌ریزی تأخیری سیگنال کنترلی است. درواقع سیستم کنترل به‌گونه‌ای تنظیم می‌شود که نرخ همگرایی نوسانات آن با افزایش تأخیر تا مقدار مشخصی همواره بهبود پیدا می‌کند. به عبارت دیگر، پارامترهای کنترل‌کننده، یعنی p و τ پارامتر تأخیر در ورودی، یعنی τ ، به‌گونه‌ای تعیین می‌شوند که راست‌ترین مدهای الکترومکانیکی سیستم (۵) در حد امکان به سمت چپ صفحه مختلط منتقل شوند. برای پیدا کردن p و τ از جواب مسئله بهینه‌سازی زیر استفاده می‌شود:

$$\min \alpha(p, \tau) \quad (10-1)$$

S.T.

$$\alpha_R = \max(\text{Real}\{\lambda_i\}) < 0 \quad (10-2)$$

که در آن (۱۰-۱) قسمت حقیقی راست‌ترین مد الکترومکانیکی وابسته به p و τ هست و (۱۰-۲) برای اطمینان به پایداری دینامیک‌های آهسته سیستم قدرت از قبیل توربین و گاورنر رصد می‌شود. چون سرعت جستجو برای یافتن جواب‌های یک مسئله بهینه‌سازی بر مبنای گرادیان تابع هدف افزایش پیدا می‌کند؛ گرادیان (۱۰) برای نقاط مشتق‌پذیر به‌صورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$\begin{bmatrix} \frac{\Delta \alpha}{\Delta p} \\ \frac{\Delta \alpha}{\Delta \tau} \end{bmatrix} = \text{Re} \left[\begin{array}{c} v^T \left(\frac{\partial A_1}{\partial p} \right) u \\ \frac{v^T (E + \tau A_\tau e^{-s\tau} + h A_h e^{-sh}) u}{v^T (s A_\tau e^{-s\tau}) u} \\ - \frac{v^T (E + \tau A_\tau e^{-s\tau} + h A_h e^{-sh}) u}{v^T (E + \tau A_\tau e^{-s\tau} + h A_h e^{-sh}) u} \end{array} \right] \quad (11)$$

که در آن، v^T و u بردار ویژه چپ ترانسپوز و راست هستند. اثبات: اگر $s = \alpha \pm j\beta$ به‌عنوان راست‌ترین مد الکترومکانیکی غیر تکراری یا $s = \alpha_R \pm j\beta_R$ به‌عنوان حریم افقی طیفی غیر تکراری برای معادله مشخصه (۸) باشد، حساسیت s نسبت به p و τ را می‌توان به‌صورت زیر پیدا کرد:

$$\begin{aligned} & (E + \tau A_\tau e^{-s\tau} + h A_h e^{-sh}) u \Delta s \\ & + \frac{\partial A_1(p)}{\partial p} u \Delta p + s A_\tau e^{-s\tau} u \Delta \tau \\ & + (s E - A_1(p) - A_\tau e^{-s\tau} - A_h e^{-sh}) \Delta u = 0 \end{aligned} \quad (12)$$

پیش‌ضرب کردن با v^T ، و توجه به این‌که $v^T u = 1$ و $v^T (s E - A_1(p) - A_\tau e^{-s\tau} - A_h e^{-sh}) = 0$ می‌توان قسمت حقیقی (۱۲) را به‌صورت (۱۱) نوشت.

هرچند تابع هدف (۱۰) همواره نسبت به p و τ پیوسته است، همواره شرایط مشتق‌پذیری و لپشیتز را ندارد. این شرایط عبارت‌اند از [۲۸]:
۱- وقتی مقادیر ویژه راست با قسمت حقیقی یکسان چندگانه باشند، تابع هدف (۱۰) فقط از چپ یا راست مشتق‌پذیر است. در این مورد، ترکیب روش‌های بهینه‌سازی گرادینانی و غیرگرادینانی یک راهکار امکان‌پذیر خواهد بود.

$$y(t) = Cx(t) \quad (1-ب)$$

که در آن، $u(t)$ ورودی، $y(t)$ بردار r بعدی خروجی‌ها و $x(t)$ بردار n بعدی حالت‌ها خواهند بود. به‌طور کلی، مدل فضای حالت منسوب به بلوک کنترل‌کننده را می‌توان به‌صورت زیر بیان کرد:

$$\dot{x}_f(t) = A_f x_f(t) + B_f u_f(t) \quad (2-الف)$$

$$y_f(t) = C_f x_f(t) + D_f u_f(t) \quad (2-ب)$$

که در آن، $x_f(t)$ بردار m بعدی حالت‌ها، $u_f(t)$ بردار r بعدی ورودی‌ها و $y_f(t)$ خروجی کنترل‌کننده هستند. با توجه به شکل ۱ می‌توان نوشت:

$$u(t) = y_f(t - \tau) \quad (3)$$

$$u_f(t) = Cx(t - h) \quad (4)$$

معادله فضای حالت سیستم کنترل WAPOD را می‌توان با استفاده از (۱) الی (۴) به‌صورت زیر بازنویسی کرد:

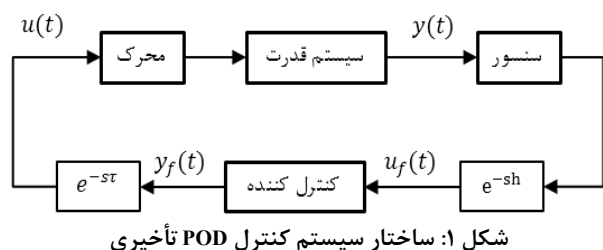
$$E \dot{z}(t) = A_1(p)z(t) + A_\tau z(t - \tau) + A_h z(t - h) \quad (5)$$

که در آن،

$$E = \begin{bmatrix} I_{n \times n} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & I_{m \times m} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, A_\tau = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & B \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, z = \begin{bmatrix} x \\ x_f \\ u_f \\ y_f \end{bmatrix}$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A_f & B_f & 0 \\ 0 & C_f & D_f & -1 \\ 0 & 0 & -I_{r \times r} & 0 \end{bmatrix}, A_h = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ C & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

همان‌طور که (۵) نشان می‌دهد تنها A تابعی از p یعنی A_f, B_f, C_f و D_f است.



شکل ۱: ساختار سیستم کنترل POD تأخیری

۳- تحلیل پایداری

حاصل جایگذاری حل نامزد $z(t) = u e^{\lambda t}$ با یک بردار u و یک اسکالر λ در (۵) به‌صورت

$$(\lambda E - A_1(p) - A_\tau e^{-\lambda \tau} - A_h e^{-\lambda h}) u = 0 \quad (6)$$

خلاصه می‌شود. در اصطلاح به عبارت

$$M(\lambda) = \lambda E - A_1(p) - A_\tau e^{-\lambda \tau} - A_h e^{-\lambda h} \quad (7)$$

ماتریس مشخصه گویند. مقادیر ویژه ماتریس مشخصه، مقادیری از پارامتر اسکالر λ است که به ازای آن‌ها ماتریس مشخصه دارای پاسخ غیر جزئی ($u \neq 0$) است. این مقادیر ویژه را می‌توان از رابطه

$$|\lambda E - A_1(p) - A_\tau e^{-\lambda \tau} - A_h e^{-\lambda h}| = 0 \quad (8)$$

پیدا کرد. در اصطلاح به بسط دترمینان (۸) معادله مشخصه گویند. تعداد ریشه‌های معادله مشخصه غیرخطی (۸) بی‌پایان است. اکنون نمایش دنباله بی‌پایان ریشه‌های معادله مشخصه را به‌صورت $\{\lambda_i\}$ در نظر بگیرید، شرط لازم و کافی برای پایداری نمایی (۵) به‌صورت

$$\alpha_R = \max(\text{Real}\{\lambda_i\}) < 0, \quad i = 1, 2, \dots, \infty \quad (9)$$

شده است، قابل کنترل و استفاده از آن برای طراحی است. همچنین طراح در انتخاب خروجی سرعت یا خروجی زاویه روتور آزاد است.

اولین رویکرد پایداری آن است که طراح بدون استفاده از عنصر تأخیردهنده، تغییرات سرعت روتور را به‌عنوان سیگنال خروجی انتخاب کند. حال معادله مشخصه سیستم حلقه بسته با وجود h به‌صورت زیر خواهد بود:

$$\Delta_2(k_2) = \lambda^2 + \lambda k_2 e^{-\lambda h} + 1 = 0 \quad (19)$$

وقتی h برابر صفر و k_2 بزرگ‌تر از صفر است سیستم از پایداری نامایی برخوردار است. حال اگر با افزایش h سیستم در آستانه ناپایداری قرار گیرد (سیستم حلقه بسته قطب روی محور موهومی پیدا کند)، برای فرکانس خاصی مانند ω داریم:

$$-\omega^2 + 1 + j\omega k_2 e^{-j\omega h} = 0 \quad (20)$$

برقراری شرط اندازه و زاویه در (۲۰) به دستگاه معادلات زیر منجر می‌شود:

$$(1 - \omega^2)^2 - k_2^2 \omega^2 = 0 \quad \text{شرط اندازه}$$

$$0 = (2n + 0.5)\pi - \omega h \quad \text{شرط زاویه}$$

یک روش برای تحلیل پایداری آن است که صفحه پارامترهای مجاز k_2 و h را به‌گونه‌ای پیدا کنیم که شرط وجود جواب حقیقی برای دستگاه معادلات فوق فراهم شود. این روش بسیار ساده و کاربردی است. با توجه به مقدار مجاز k_2 داده شده می‌توان عدد حقیقی ω را از شرط اندازه پیدا کرد و با جایگذاری آن در شرط زاویه، مقدار h بحرانی را پیدا کرد. همان‌طور که شرط زاویه نشان می‌دهد، جواب h چند مقداری خواهد بود. اولین حد مجاز h به‌ازای n برابر با صفر به‌دست می‌آید. فرض کنید این مقدار برابر با h_0 حساب شده است، بنابراین وقتی $0 \leq h \leq h_0$ است سیستم فیدبکی از پایداری برخوردار است. به‌طور کلی، شرایط مرزی از رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$\omega = \frac{k_2 + \sqrt{k_2^2 + 4}}{2} \quad (21)$$

$$h_n = \frac{(2n + 0.5)\pi}{\omega}, \quad n = 0, 1, \dots$$

معادله (۲۱) نشان می‌دهد که با افزایش k_2 حاشیه تأخیر h_0 کاهش پیدا می‌کند. این مهم‌ترین مشکل پایداری وابسته به تأخیر است. در واقع برای دست‌یابی به حاشیه تأخیر قابل‌اعتماد باید مقدار بهره کم شود که منجر به کاهش عملکرد میراسازی کنترل‌کننده می‌شود.

دومین رویکرد پایداری آن است که طراح از عنصر تأخیردهنده به‌عنوان یک درجه آزادی در مرحله طراحی کنترل‌کننده استفاده کند و تغییرات زاویه روتور را به‌عنوان سیگنال خروجی انتخاب کند. حال معادله مشخصه سیستم فیدبکی به‌صورت زیر خواهد بود:

$$\Delta_2(k_1, \tau) = \lambda^2 + k_1 e^{-\lambda(\tau+h)} + 1 = 0 \quad (22)$$

وقتی $h + \tau = 0$ این سیستم فیدبکی با k_1 پایدار نمی‌شود. حال اگر با افزایش $h + \tau$ سیستم در آستانه پایداری قرار گیرد، برای فرکانس خاصی مانند ω لازم است که:

۲- وقتی مقادیر ویژه راست تکراری باشند، تابع هدف (۱۰) مشتق دارد، ولی شرایط پیوستگی لیپشیتز را ارضاء نمی‌کند. در این مورد، شروع بهینه‌سازی از چند نقطه اولیه تصادفی برای یافتن جواب بهینه سراسری مؤثر است.

یکی از نرم‌افزارهای قدرتمند برای حل (۱۰)، HANSO است [۲۹]. از آنجاکه HANSO برای بهینه‌سازی به مقدار تابع هدف و گرادیان آن در نقاط مشتق‌پذیر نیاز دارد، تابع eigAM.m [۳۰] برای تعیین مقدار و گرادیان تابع هدف (۱۰-۱) برحسب تابعی از پارامترهای p و τ و رصد شرط لازم (۱۰-۲) در محیط MATLAB توسعه داده شده است.

۵- پایداری‌سازی در اثر تأخیر

در این بخش با استفاده از یک مثال، مفاهیم پایه پایداری، روش پایداری‌سازی در اثر تأخیر به‌عنوان یک پارامتر طراحی به‌طور مختصر توضیح داده می‌شود.

مدل ساده شده معروف الکترومکانیکی ماشین سنکرون را در نظر بگیرد:

$$2H \frac{d\Omega}{dt} = p_m - p_e \quad (13)$$

که در آن، Ω سرعت روتور است، H ثابت لختی ماشین است، p_m توان مکانیکی است و p_e توان الکترومغناطیسی است که به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

$$p_e = \frac{e'_d v}{x_d} \sin(\delta - \theta) \quad (14)$$

که در آن، δ زاویه روتور است، v و θ به‌ترتیب دامنه و زاویه فاز ولتاژ خروجی ژنراتور هستند، e'_d ولتاژ داخلی و x'_d راکتانس گذرای محور مستقیم است. چون بحث اغتشاش کم دامنه هست معادله فوق را می‌توان حول نقطه کار خطی کرد؛ داریم:

$$2H \frac{d\Delta\Omega}{dt} = -\frac{\partial p_e}{\partial \delta} \Delta\delta - \frac{\partial p_e}{\partial e'_d} \Delta e'_d - \frac{\partial p_e}{\partial v} \Delta v \quad (15)$$

چون e'_d و v با فرض یک تنظیم‌کننده ولتاژ خودکار سریع ثابت هستند؛ می‌توان نوشت:

$$2H \frac{d\Delta\Omega}{dt} = -N\Delta\delta \quad (16)$$

که در آن $N = \frac{e'_d v}{x_d} \cos(\delta_0 - \theta_0)$ ، δ_0 و θ_0 مقادیر در حول نقطه کار هستند. چون $\Delta\Omega = s\Delta\delta$ است معادله مشخصه سیستم حلقه باز به صورت زیر خواهد بود:

$$\Delta = s^2 + \omega_n^2 \quad (17)$$

که در آن $\omega_n^2 = \frac{N}{2H}$ است. برای آن که (۱۷) یک حالت کلی را معرفی کند، با استفاده از تعریف $s = \lambda\omega_n$ به‌صورت زیر نرمالیزه می‌شود:

$$\hat{\Delta} = \lambda^2 + 1 \quad (18)$$

معادله (۱۸) یک زوج قطب مختلط روی محور موهومی دارد، لذا سیستم ناپایدار و مسئله کنترلی پایداری‌سازی است. فرض کنید h تأخیر سیگنال خروجی سیستم تا کنترل‌کننده را نشان می‌دهد و ابزارهای موجود برای پایداری‌سازی یک کنترل‌کننده مرتبه صفر و یک عنصر تأخیردهنده در ورودی سیستم است. با این توضیح که تأخیر عنصر تأخیری که با τ مدل

مقادیر ویژه سیستم فیدبکی را در سمت چپ خط افقی ۰.۸- قرار دهد. این مثال ساده نشان می‌دهد که کنترل‌کننده‌های طراحی شده بر اساس اثر مثبت تأخیر بر پایداری می‌توانند از عملکرد مناسب‌تری نسبت به کنترل‌کننده‌های طراحی شده با رویکرد پایداری وابسته به تأخیر برخوردار باشند.

از آنجا که سیستم‌های مرتبه بالا را می‌توان به زیر سیستم‌های مرتبه دو تبدیل کرد، نتایج این بخش به‌عنوان راهکاری نویدبخش برای انتخاب سیگنال ورودی به WADC پیشنهاد می‌شود. بنابراین، تغییرات زاویه روتور ژنراتورهای که بیشترین شاخص باقی‌مانده در مد الکترومکانیکی بحرانی را دارند، به‌عنوان سیگنال ورودی به WADC انتخاب می‌شوند.

۶- نتایج شبیه‌سازی

در این بخش، روش ارائه شده بر روی یک شبکه نمونه اجرا شده است و نتایج آن مورد تجزیه و تحلیل قرار گرفته است. شبکه مورد مطالعه در این مقاله شبکه دو ناحیه ای است که انتخاب اول بیشتر محققان در تحقیقات مشابه بوده است. اطلاعات مربوط به این شبکه از [۳۱] گرفته شده است. سیستم آزمایش از یک TCSC که ورودی مرجع آن در نقطه بیست درصد جبران سازی سری راکتانس خط ۷-۹ ثابت شده است و توانایی جبران سازی پیوسته در بازه پانزده الی بیست و پنج درصد این خط را دارد، برخوردار است. در این مطالعه، فرض می‌شود دو کانال مخابراتی برای ارسال سیگنال‌های کنترلی وجود دارد که تأخیری در گستره ۱۵۰ الی ۳۵۰ میلی‌ثانیه ایجاد می‌کنند که میانگینی برابر ۲۵۰ میلی‌ثانیه دارند. دینامیک مولدها با مرتبه شش، سیستم تحریک و TCSC با مرتبه یک، PSS و گاورنر مدل‌نشده فرض می‌شود. دیاگرام سیستم آزمایش و طرح کنترل پیشنهادی در شکل ۳ آمده است.

تحلیل حلقه باز: درحالی‌که G_1 و G_2 علاوه بر مصرف ناحیه‌ای به مقدار ۴۰۰ MW توان از طریق خط واصل ۷-۹ به ناحیه دیگر ارسال می‌کنند، خطی‌سازی معادلات جبری دیفرانسیلی سیستم در نقطه کار با استفاده از نرم‌افزار PST [۳۱] انجام و ماتریس حالت سیستم به‌صورت (الف) تعیین شد که معادله مشخصه آن به‌صورت (۲۱) خواهد بود.

$$D(s) = s^2(s+4.154)(s+4.203)(s+3.974)(s+3.962) \\ (s+26.7)(s+27.67)(s+32.38)(s+32.44) \\ (s+53.53)(s+53.58)(s+54.52)(s+54.86) \\ (s+100)(s^2-0.01698s+17.36) \\ (s^2+34.21s+322.6)(s^2+34.03s+328.2) \\ (s^2+1.444s+49.78)(s^2+1.457s+52.88) \\ (s^2+28.75s+481.4)(s^2+25.77s+562.7) \quad (21)$$

ریشه‌های (۲۱) نشان می‌دهد که سیستم حول نقطه کار یک قطب به‌صورت $4.1665 \pm j0.0085$ دارد و ناپایدار است. از این‌رو مسئله کنترلی پایداری است. مسئول شبکه مجاز است از قابلیت سرویس جانبی TCSC برای پایداری استفاده کند.

انتخاب خروجی: با توجه به موارد ذکرشده در بخش پنجم این مقاله، زاویه ژنراتورها گزینه مناسبی برای سیگنال فیدبک یک سیستم کنترل طراحی شده بر اساس اثر مثبت تأخیر بر پایداری است. با توجه

$$-\omega^2 + 1 + k_1 e^{-j\omega(h+\tau)} = 0 \quad (22)$$

شرط اندازه و زاویه را می‌توان با استفاده از (۲۳) تعیین کرد. از این‌رو:

$$1 - \omega^2 = k_1^2 \quad \text{شرط اندازه}$$

$$0 = 2n\pi - \omega(h+\tau) \quad \text{شرط زاویه}$$

وقتی جوابی حقیقی برای ω وجود دارد که k_1 در (۲۴) صدق کند.

$$k_1 \in (0, 1) \quad (24)$$

مقادیر تأخیری که به‌ازای آن سیستم به اولین آستانه پایداری می‌رسد، τ_l و سپس به اولین آستانه ناپایداری می‌رسد، τ_h ، بر اساس شرط زاویه به‌صورت تعیین می‌شود:

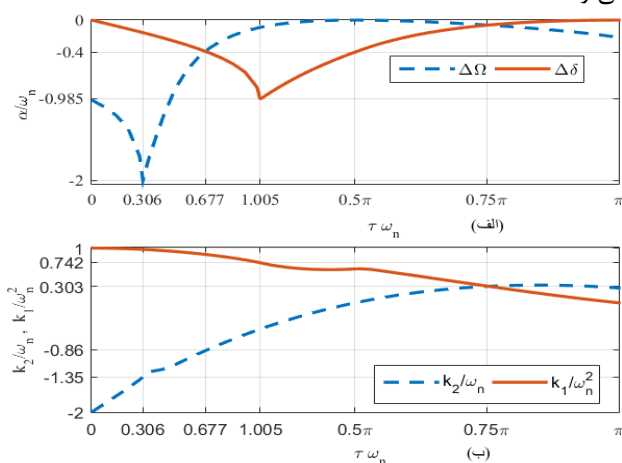
$$\tau_l = 0, \tau_h = \frac{\pi}{\sqrt{1+k_1}} \quad (25)$$

شکل ۲ حاصل انجام بهینه‌سازی (۱۰) برحسب تابعی از $\tau + h$ در سیستم‌های فیدبکی (۱۹) و (۲۲) را نشان می‌دهد. مقادیر k_1 و k_2 به‌گونه‌ای بهینه‌شده که قسمت حقیقی راست‌ترین ریشه‌های هر یک از معادله‌های مشخصه (۱۹) و (۲۲) تا حد امکان به سمت چپ صفحه مختلط منتقل شود. زیرشکل ۲-الف مرز پایداری کمینه‌شده برحسب تابعی از $\tau + h$ و زیرشکل ۲-ب جواب بهینه k_1 و k_2 برحسب تابعی از $\tau + h$ را نشان می‌دهند. با توجه به شکل ۲، نتایج زیر برای انتخاب سیگنال خروجی پیشنهاد می‌شود:

نتیجه ۱: اگر تأخیر سیگنال‌ها کمتر از $\frac{0.667}{\omega_n}$ ثانیه است، تغییرات سرعت روتور ماشین‌های سنکرون برای سیگنال‌های فیدبکی مناسب‌تر است.

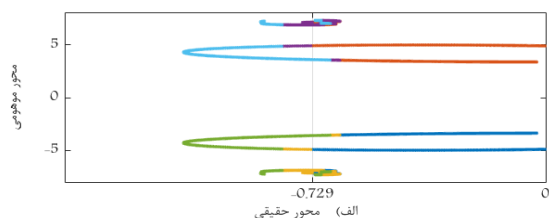
نتیجه ۲: اگر تأخیر سیگنال‌ها در بازه $\left(\frac{0.667}{\omega_n}, \frac{2.36}{\omega_n}\right)$ ثانیه است، تغییرات زاویه روتور ماشین‌های سنکرون برای سیگنال‌های فیدبکی مناسب‌تر است.

به‌عنوان مثال فرض کنید، $\omega_n = 2$ و h برابر با ۳۳۸ ms است. شکل ۲ نشان می‌دهد که عمل عنصر تأخیردهنده به مقدار ۱۶۴ ms و کنترل‌کننده بهینه $k_1 = 1.484$ از طریق خروجی $\Delta\delta$ می‌تواند مقادیر ویژه سیستم فیدبکی را در سمت چپ خط افقی ۱.۹۶- قرار دهد؛ درحالی‌که کنترل‌کننده بهینه $k_2 = -1.72$ از طریق خروجی $\Delta\Omega$ فقط می‌تواند



شکل ۲: کمینه‌سازی راست‌ترین مقدار ویژه بر حسب تابعی از تأخیر

تغییرات زاویه روتور G1 نسبت به زاویه روتور G3، $\Delta\delta_{13}$ ، است که به‌منظور تشریح عملکرد کنترل‌کننده (۲۲) در میراسازی نوسانات بین ناحیه‌ای ارائه شده است. به‌طور مشابه شکل ۷ عملکرد سیستم کنترل بر نوسانات محلی بر اساس نمایش تغییرات زاویه G4 نسبت به زاویه G3، $\Delta\delta_{43}$ ، را تشریح می‌کند. شکل ۸ عملکرد کنترل تکمیلی TCSC تحت فرمان کنترل‌کننده (۲۲) بر اساس درصد ضریب جبران سازی سری راکتانس خط ۷ به ۹ را نشان می‌دهد. همان‌طور که این شکل‌ها نشان می‌دهند جنبه‌های عملکردی سیستم کنترل پیشنهادی چشم‌گیر است و درحضور نامعینی‌ها شامل تغییرات گسترده تأخیرهای فیدبکی و مخابراتی، سیستم کنترل پیشنهادی از عملکرد مقاوم چشم‌گیری برخوردار است. ضمن آن‌که جبران سازی موردنیاز برای تقویت میرایی نسبت به نقطه مرجع TCSC (بیست‌درصد) فقط مثبت و منفی پنج درصد در نظر گرفته شده است.



شکل ۳: ساختار سیستم کنترل POD آزمایشی

جدول ۱: باقیمانده سیگنال‌های نامزد در مد ناپایدار

سیگنال	$\delta_1 - \delta_3$	$\delta_1 - \delta_4$	$\delta_2 - \delta_3$	$\delta_2 - \delta_4$
باقیمانده	4.638	4.2849	3.99993	3.6376

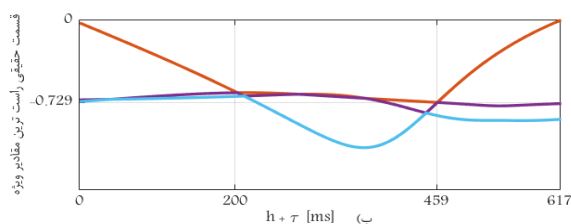
طراحی کنترل: ساختار سیستم کنترل POD پیشنهادی برای کنترل ابعاد وسیع در سیستم آزمایشی پس از تشریح علت انتخاب ورودی و خروجی در قسمت قبل، به‌صورت شکل ۳ مورد تأیید قرار گیرد. حال در این مرحله، ابتدا با در نظر گرفتن ۲۵۰ میلی‌ثانیه تأخیر یکسان برای کانال‌های ارتباطی، جواب بهینه‌سازی (۱۰) برای تعیین مقدار τ و کنترل‌کننده $H(s)$ از مرتبه صفر به‌صورت زیر به‌دست آمد:

$$H(s)e^{-s\tau} = 0.1616e^{-0.21s} \quad (22)$$

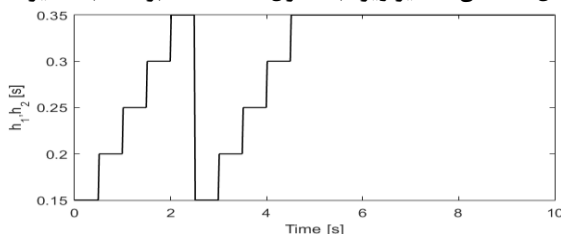
لازم به ذکر است که با استفاده از کنترل‌کننده (۲۲) و در نظر گرفتن لازم به ذکر است که با استفاده از کنترل‌کننده (۲۲) و در نظر گرفتن $h_1 = h_2 = 250 \text{ ms}$ ، مرز پایداری سیستم آزمایشی برابر با -0.729 خواهد بود که از بهینه‌سازی تابع هدف (۱۰) نتیجه شده است.

مکان هندسی راست‌ترین مقادیر ویژه سیستم آزمایشی به‌عنوان تابعی از $h + \tau$ در حضور کنترل‌کننده (۲۲) مورد تحلیل قرار گرفته و نتایج در شکل ۴ رسم شده است. شکل ۴ نشان می‌دهد، گستره پایداری تأخیری سیستم آزمایشی با کنترل‌کننده (۲۲) به‌صورت $0 < \tau + h < 617 \text{ ms}$ است، ا در حالی که محدوده $200 < \tau + h < 459 \text{ ms}$ نویدبخش یک عملکرد مقاوم رضایت‌بخش است. از آنجاکه با اضافه کردن 75 ms گستره تأخیرهای فیدبکی به داخل $200 < \tau + h < 459 \text{ ms}$ منتقل می‌شود، مقدار تأخیر در ورودی به‌صورت $\tau = 75 \text{ ms}$ تنظیم می‌شود.

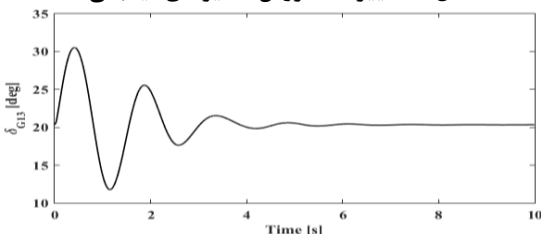
شبیه‌سازی غیرخطی با کنترل‌کننده مرتبه صفر: برای آزمایش کنترل‌کننده طراحی‌شده، شبیه‌سازی غیرخطی برای یک خطای اتصال کوتاه سه فاز با ماندگاری ۵۰ میلی‌ثانیه در باس هفتم انجام شد و نتایج در شکل‌های ۵ الی ۸ نشان داده شده است. شکل ۵ مربوط به تغییرات نامعین تأخیر سیگنال‌ها در گستره ۱۵۰ الی ۳۵۰ میلی‌ثانیه است که در شبیه‌سازی‌های غیرخطی مقاله در نظر گرفته شده است. شکل ۶ مربوط به



شکل ۴: مکان مقادیر ویژه با کنترل‌کننده (۲۲) بر حسب تأخیر

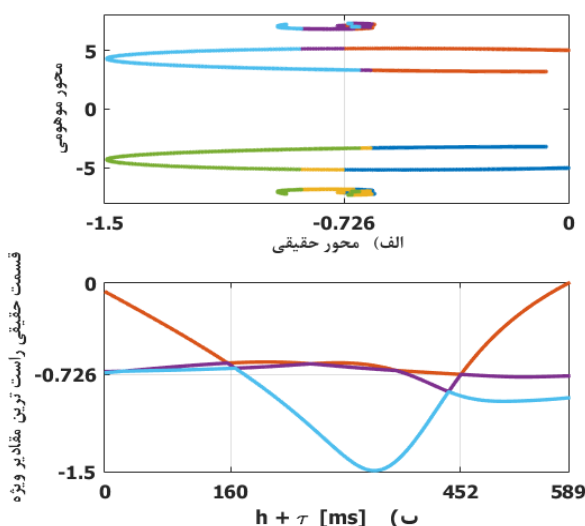


شکل ۵: تغییرات مفروض تأخیرهای فیدبکی

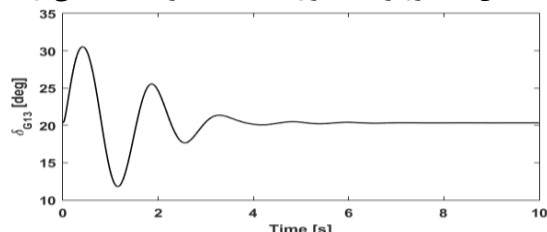


شکل ۶: پاسخ سیستم با کنترل‌کننده (۲۲) به اتصال کوتاه سه فاز

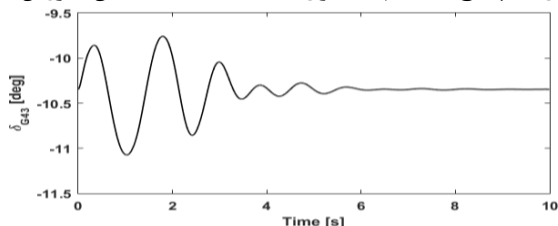
طراحی کنترل‌کننده مرتبه یک: به این نکته مهم توجه داشته باشید که محل TCSC در شکل ۳ به‌گونه‌ای است که فقط بر مد الکترومکانیکی بین ناحیه‌ای اثر دارد و توانایی بهبود مؤثر مدهای الکترومکانیکی محلی که به‌صورت $-0.729 \pm j7.2355$ هستند را ندارد [۳۲]. این مورد از نتایج طراحی کنترل‌کننده مرتبه صفر نیز قابل مشاهده بوده است. درواقع مرز پایداری



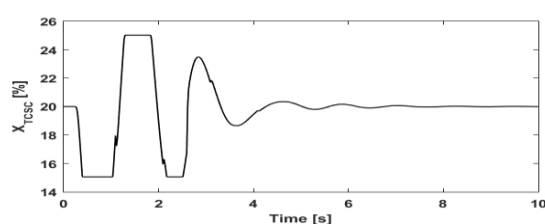
شکل ۹: مکان مقادیر ویژه با کنترل کننده (۲۳) بر حسب تابعی از $\tau + h$



شکل ۱۰: پاسخ سیستم با کنترل کننده (۲۳) به اغتشاش مفروض



شکل ۱۱: پاسخ سیستم با کنترل کننده (۲۳) به اغتشاش مفروض



شکل ۱۲: عملکرد TCSC تحت فرمان کنترل کننده (۲۳)

مقایسه با یک روش موجود: در [۳۲] به کارگیری کنترل کننده‌های WAPOD تا زمان تأخیری پیشنهاد شده که رفتار آن‌ها بهتر از زمانی است که از ورودی محلی استفاده می‌کند. از این نظر، ورودی راه دوری به عنوان سیگنال ورودی به کنترل کننده WAPOD پیشنهاد شده که در بازه وسیع‌تری از تأخیرهای فیدبکی می‌تواند عملکرد میرایی سیستم را نسبت به ورودی محلی تقویت کند. در نهایت کنترل کننده شکل ۱۳ را به عنوان کنترل تکمیلی TCSC برای سیستم مورد مطالعه این مقاله پیشنهاد می‌دهد که پارامترهای آن در جدول ۲ خلاصه شده است. در شکل ۱۳ عبارت LI به معنی ورودی محلی است و RI ورودی راه دور است. وقتی تأخیر سیگنال RI بیشتر از ۲۰۰ میلی ثانیه باشد سیگنال LI به جای RI انتخاب خواهد شد. در شکل‌های ۱۴ الی ۱۵

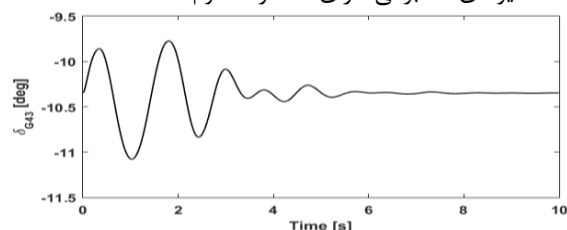
سیستم آزمایش توسط کنترل کننده (۲۲) به حد -0.729 بهبود داده شد. با این حال، برای نشان داده کارآمدی روش مقاله در طراحی کنترل کننده‌هایی از مرتبه بالاتر نیز، در این بخش نتایج طراحی یک کنترل کننده مرتبه یک برای بهبود مرز پایداری سیستم آزمایش از طریق کنترل تکمیلی TCSC یعنی $H(s)$ تشریح می‌شود. برای سادگی مقدار بهینه τ که در مرحله قبل به دست آمد در این قسمت به عنوان پاسخ بهینه در نظر گرفته شد و مسئله بهینه‌سازی (۱۰) با در نظر گرفتن $\tau = 0.21s$ برای تعیین پارامترهای کنترل کننده مرتبه یک اجرا شد و جواب آن به صورت زیر به دست آمد:

$$H(s)e^{-s\tau} = \frac{0.1634(s+14.79)}{s+12.42}e^{-0.21s} \quad (23)$$

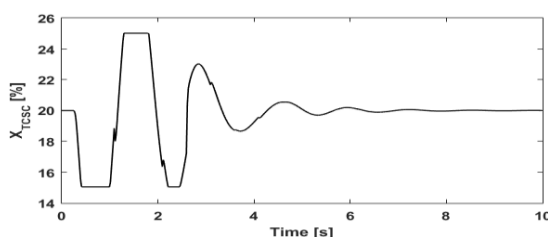
لازم به ذکر است که با استفاده از (۲۳) وقتی $h_1 = h_2 = 250ms$ مرز پایداری سیستم آزمایشی برابر با -0.726 خواهد بود.

در حضور کنترل کننده (۲۳)، مکان هندسی راست‌ترین مقادیر ویژه سیستم آزمایشی به عنوان تابعی از $h + \tau$ مورد تحلیل قرار گرفته و نتایج آن در شکل ۹ آمده است. از شکل ۹ برای طراحی کنترل کننده مرتبه یک استفاده خواهد شد. این شکل نشان می‌دهد، گستره پایداری تأخیری سیستم با کنترل کننده (۲۳) به صورت $0 < \tau + h < 589ms$ است، در حالی که محدوده $160 < \tau + h < 452ms$ الهام بخش یک عملکرد مقاوم رضایت بخش است. از آنجاکه با افزودن $75ms$ به گستره تأخیرهای شبکه‌ای یعنی $150 < h_1, h_2 < 350ms$ مقدار گستره نامعینی تأخیرهای فیدبکی را می‌توان به داخل محدوده $160 < \tau + h < 452ms$ انتقال داد، $\tau = 75ms$ انتخاب می‌شود.

شبیه‌سازی غیرخطی با کنترل کننده مرتبه یک: همانند قبل شبیه‌سازی غیرخطی برای یک خطای اتصال کوتاه سه فاز با ماندگاری 50 میلی ثانیه در باس هفتم و در نظر گرفتن تغییرات تأخیرهای فیدبکی همانند شکل ۵ انجام شده است و نتایج در شکل‌های ۱۰ الی ۱۲ نشان داده شده است. این شکل‌ها نشان می‌دهند که جنبه‌های عملکردی سیستم کنترل پیشنهادی چشم‌گیر است و در حضور نامعینی‌ها شامل تغییرات تأخیرهای مخابراتی دارای عملکرد مقاوم است.



شکل ۱۳: پاسخ سیستم با کنترل کننده (۲۲) به اغتشاش مفروض



شکل ۱۴: عملکرد TCSC تحت فرمان کنترل کننده (۲۲)

پیدا کرد. برخلاف روش‌های موجود، با راه‌کار تصویب‌شده می‌توان به حداکثر نرخ همگرایی در حضور تأخیرهای فیدبکی دست یافت. چالش شبکه‌های ارتباطی شامل تأخیرهای تصادفی، گم‌شدن بسته، بی‌نظمی بسته برای تحقیقات آتی پیشنهاد می‌شود.

پیوست الف: تابع تبدیل سیستم آزمایش حلقه باز:

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)}$$

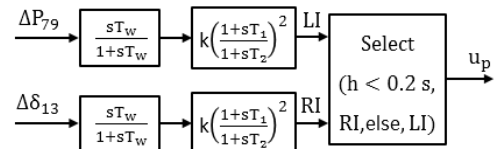
که در آن

$$\begin{aligned} N(s) &= 0.016789s^2(s+55.13)(s+54.86)(s+53.58)(s+53.34) \\ &\quad (s+34.58)(s+32.35)(s+26.84)(s+26.24)(s+4.162) \\ &\quad (s+3.96)(s^2+7.793s+15.22)(s^2+33.58s+301.8) \\ &\quad (s^2+34.05s+328)(s^2+1.396s+50.61) \\ &\quad (s^2+1.691s+63.8)(s^2+25.71s+561.5) \\ &\quad (s^2+29.06s+633)(s^2+99.29s+1.437 \times 10^8) \\ D(s) &= s^2(s+4.154)(s+4.203)(s+3.974)(s+3.962)(s+26.7) \\ &\quad (s+27.67)(s+32.38)(s+32.44)(s+53.53)(s+53.58) \\ &\quad (s+54.52)(s+54.86)(s+100)(s^2-0.01698s+17.36) \\ &\quad (s^2+34.21s+322.6)(s^2+34.03s+328.2) \\ &\quad (s^2+1.444s+49.78)(s^2+1.457s+52.88) \\ &\quad (s^2+28.75s+481.4)(s^2+25.77s+562.7) \end{aligned}$$

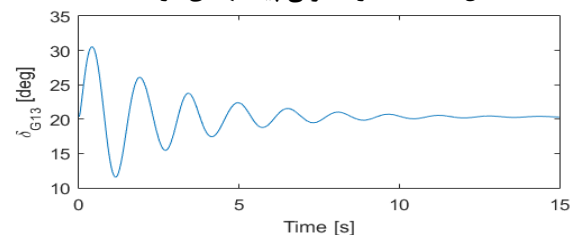
مراجع

- [۱] مهدی، کراری، دینامیک و کنترل سیستم‌های قدرت، چاپ اول، ویرایش اول، مرکز نشر دانشگاه صنعتی امیر کبیر، ۱۳۸۲.
- [2] M. M. Farsangi, H. Nezamabadi-pour, Y. H. Song, and K. Y. Lee, "Placement of SVCs and selection of stabilizing signals in power systems," IEEE Trans. Power Syst., vol. 22, no. 3, pp. 1061–1071, Aug. 2007.
- [3] F. Milano, "Small-Signal Stability Analysis of Large Power Systems With Inclusion of Multiple Delays," IEEE Trans. Power Syst., vol. 31, no. 1, pp. 3257–3266, 2016.
- [4] M. Zarghami, M. L. Crow, J. Sarangapani, Y. Liu, and S. Atcitty, "Anovel approach to interarea oscillation damping by unified power flow controllers utilizing ultracapacitors," IEEE Trans. Power Syst., vol. 25, no. 1, pp. 404–412, Feb. 2010.
- [5] M. Bhadu, N. Senroy, I. N. Kar, and G. N. Sudha, "Robust linear quadratic Gaussian-based discrete mode wide area power system damping controller," IET Generation, Trans. & Dist., Vol. 10, no.6, 2016.
- [6] M. Mokhtari, F. Aminifar, D. Nazarpour, and S. Golshannavaz, "Wide area power oscillation damping with a fuzzy controller compensating the continuous communication delays," IEEE Trans. Power Syst., vol. 28, no. 2, pp. 1997–2005, 2013.
- [۷] سعید ابادری، مجتبی برخوردار و عباس عرب دردری «طراحی کنترل‌کننده مقاوم SVC مبتنی بر WAMS با در نظر گرفتن نامعینی تأخیر زمانی سیگنال‌های راه دور» مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۵، شماره ۴، زمستان ۱۳۹۴.
- [8] T. Vyhldal, and M. Hromcik, "Parameterization of input shapers with delays of various distribution," Automatica 59, 256–263 (2015).
- [9] T. Vyhldal, N. Olgac, and V. Kucera, "Delayed resonator with acceleration feedback Complete stability analysis by spectral methods and vibration absorber design," Journal of Sound and Vibration 333, 6781–6795, 2014.
- [10] W. Yao, L. Jiang, J. Wen, Q. H. Wu, and S. Cheng, "Wide-Area Damping Controller of FACTS Devices for Inter-Area Oscillations Considering Communication Time Delays," IEEE Trans. Power Syst., vol. 29, no. 1, pp. 318–329, 2014.

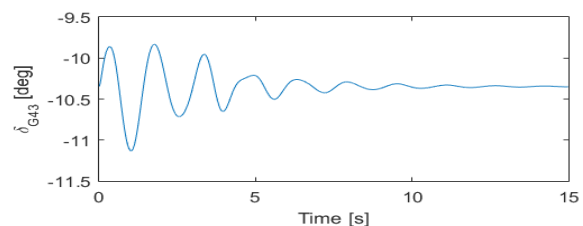
نتایج شبیه‌سازی غیرخطی با شرایطی که قبلاً گفته شد نشان داده شده است. این شکل‌ها نشان می‌دهد عملکرد میرایی سیستم کنترلی [۳۲] برای تأخیرهای بیشتر از ۲۰۰ میلی‌ثانیه مشابه با استفاده از ورودی محلی است. بنابراین، نه تنها پیاده‌سازی آن نسبت به روش این مقاله سخت‌تر و پیچیده‌تر است، عملکرد میرایی ضعیف‌تری نیز دارد. همچنین با مقایسه نتایج این مقاله با رویکرد کنترل تطبیقی معرفی شده در [۳۳] می‌توان حکم به بهبودن پیشنهاد این مقاله داد.



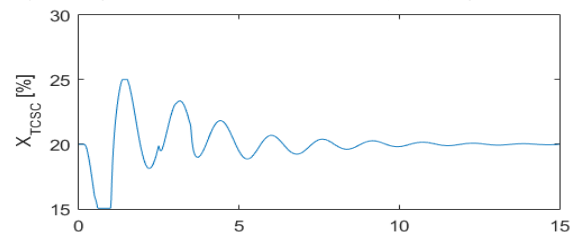
شکل ۱۳: ساختار کنترلی پیشنهادی در [۳۲]



شکل ۱۴: پاسخ سیستم با کنترل‌کننده [۳۲] به اغتشاش مفروض



شکل ۱۵: پاسخ سیستم با کنترل‌کننده [۳۲] به اغتشاش مفروض



شکل ۱۶: عملکرد TCSC تحت فرمان کنترل‌کننده [۳۲]

جدول ۲: پارامترهای کنترل‌کننده طراحی شده [۳۲]

نوع ورودی	k	T _w	T ₁	T ₂
ورودی راه‌دور	0.3	1.5	0.5137	0.1717
ورودی محلی	0.3	1.5	0.5059	0.1744

۷- نتیجه

در این مقاله، پیشنهادی برای برخورداری از قابلیت TCSC در میراسازی نوسانات بین ناحیه‌ای در حضور تأخیر شبکه‌های ارتباطی ارائه شد که بر مبنای برنامه‌ریزی تأخیری سیگنال کنترلی بود. مشخص شد با راهکار استفاده از تأخیر به‌عنوان یک پارامتر طراحی می‌تواند به عملکرد مقاوم سیستم کنترل POD تأخیری بدون محدود کردن نقش TCSC دست

مدهای بحرانی» مجله مهندسی برق تبریز، جلد ۴۴، شماره ۳، ۱۳۹۴.

- [22] M. V. Wal and B. Jager, "A review of methods for input/output selection," *Automatica* vol. 37 pp. 487-510, 2001.
- [23] L. Cheng, G. Chen, W. Gao, F. Zhang and G. Li, "Adaptive Time Delay Compensator (ATDC) Design for Wide-Area Power System Stabilizer," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 5, no. 6, pp. 2957-2966, 2014.
- [24] W. Yao, L. Jiang, J. Wen, Q. Wu and S. Cheng, "Wide-area damping controller for power system inter-area oscillations: a networked predictive control approach," *IEEE Trans. Cont. Tech.*, vol. 23, no. 1, pp. 27-36, 2015.
- [25] M. Beiraghi and A. M. Ranjbar, "Adaptive delay compensator for the robust wide-area damping controller design," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 31, no. 1, pp. 4966-4976, 2016.
- [26] Y. Shen, W. Yao, J. Wen and H. He, "Adaptive wide-area power oscillation damper design for photovoltaic plant considering delay compensation," *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 11, no. 18, pp. 4511-4519, 2017.
- [27] X. Zhang, C. Lu, X. Xie, and Z. Y. Dong, "Stability Analysis and Controller Design of a Wide-Area Time-Delay System Based on the Expectation Model Method," *IEEE Trans. Smart Grid*, Vol. 7, no. 1, pp. 520-529, 2016.
- [28] W. Michiels and N. S. Iulian, *Stability and Stabilization of Time-Delay Systems: An Eigenvalue-Based Approach*, Philadelphia: SIAM, 2007.
- [29] <http://cs.nyu.edu/overton/software/hanso/>, 2009.
- [30] D. Breda, and R. Vermiglio, "Stability of Linear Delay Differential Equations a Numerical Approach with MATLAB," New York Heidelberg Dordrecht London: Springer, 2015.
- [31] <http://eps.ee.kth.se/personal/vanfretti/pst>.
- [32] Nguyen Tuan Anh, Luigi Vanfretti, Member, IEEE, Dirk Van Hertem, Senior Member, IEEE, and Johan Driesen, Senior Member, IEEE, "A Quantitative Method to Determine ICT Delay Requirements for Wide-Area Power System Damping Controllers," *IEEE Trans. on Powe. Syst.*, Vol.30, no. 4, 2015.
- [33] J. H. Chow, S. G. Ghiocel, "An adaptive wide-area power system damping controller using synchrophasor data", *Control Optim. Methods Elect. Smart Grids Power Electron. Power Syst.*, vol. 3, no. 3, pp. 327-342, 2012.
- [11] J. Li, Z. Chen, D. Cai, W. Zhen and Q. Huang, "Delay-Dependent Stability Control for Power System with Multiple Time-Delays," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 31, no. 3, pp. 2316-2326, 2016.
- [12] B. Yang, and Y. Sun, "IEEE A Novel Approach to Calculate Damping Factor Based Delay Margin for Wide Area Damping Control," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 29, no. 6, pp. 3116-3117, 2014.
- [13] B. Yang and Y. Sun, "Damping Factor Based Delay Margin for Wide Area Signals in Power System Damping Control," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 28, no. 3, pp. 3501-3502, Aug. 2013.
- [14] J. Li, Z. Chen, D. Cai, W. Zhen and Q. Huang, "Delay-Dependent Stability Control for Power System with Multiple Time-Delays," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 31, no. 3, pp. 2316-2326, 2016.
- [15] Y. Li, Y. Zhou, F. Liu, Y. Cao, and C. Rehtanz, "Design and Implementation of Delay-Dependent Wide-Area Damping Control for Stability Enhancement of Power Systems," *IEEE Transactions on Smart Grid*, Vol. 8, no.4, July 2017.
- [16] W. Yao, L. Jiang, Q. Wu, J. Wen, and S. Cheng, "Delay-dependent stability analysis of the power system with a wide-area damping controller embedded," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 26, no. 1, pp. 233-240, Feb. 2011.
- [17] B. Yang and Y. Z. Sun, "A new wide area damping controller design method considering signal transmission delay to damp inter area oscillations in power system," *springer*, Vol. 21, no. 11, pp. 4193-4198, Nov. 2014.
- [18] M. M. Farsangi, H. Nezamabadi-Pour, Y.-H. Song, and K. Y. Lee, "Placement of SVCs and selection of stabilizing signals in power systems," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 22, no. 3, pp. 1061-1071, 2007.
- [19] A. Heniche and I. Kamwa, "Assessment of two methods to select wide-area signals for power system damping control," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 23, no. 2, pp. 572-581, 2008.
- [20] W. Juanjuan, F. Chuang, and Z. Yao, "Design of WAMS-based multiple HVDC damping control system," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 2, no. 2, pp. 363-374, 2011.

[۲۱] داود فاتح، علی‌اکبر بیرجندی و رضا ابراهیم‌پور «افزایش میرایی نوسانات سیستم قدرت با جایابی UPFC بر اساس ضریب مانده و

زیر نویس‌ها

⁵ Flexible AC Transmission System

⁶ Wide Area Measuring System

⁷ Stabilizing delay effect problem

⁸ Spectral Abscissa

¹ Wide Area Power Oscillation Damping

² Thyristor-Controlled Series Capacitor

³ Power Oscillation Damping

⁴ Wide Area Damping Controller