



دانشگاه صنعتی شاهرود

DOR:

[20.1001.1.23223146.1401.9.2.4.2](https://doi.org/10.1001.1.23223146.1401.9.2.4.2)

نشریه علمی-فصلنامه علمی در مهندسی برق

دوره ۹- شماره ۲

پاییز و زمستان ۱۴۰۱

صفحات ۸۵ الی ۱۱۶

ISSN: 2322-3146

<http://journals.sut.ac.ir/jnsee>

کنترل اینرسی مجازی ریز شبکه دو ناحیه‌ای با استفاده از نامساوی ماتریسی خطی

فرهاد امیری^۱ و محمد حسن مرادی^۲

^۱دانشجو دکترا- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه بوعلی سینا- همدان- ایران، f.amiri94@basu.ac.ir

^۲نویسنده مسئول، استاد- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه بوعلی سینا - همدان- ایران، mh_moradi@yahoo.co.uk

چکیده

واژه‌های کلیدی

کنترل مقاوم جدید،

نامساوی ماتریس خطی،

کنترل اینرسی مجازی،

عدم قطعیت پارامترها.

در ریز شبکه جزیره‌ای از مبدل‌های الکترونیک قدرت برای مبادله توان استفاده می‌شود و این مبدل‌ها، اینرسی بسیار پایینی دارند، در نتیجه پایداری فرکانسی ریز شبکه به خطر می‌افتد. کنترل اینرسی مجازی به منظور بهبود پایداری فرکانسی در ریز شبکه جزیره‌ای به کار برده می‌شود. معمولاً از تکنیک کنترل مشتق برای پیاده‌سازی کنترل اینرسی مجازی در ریز شبکه استفاده شده است. عواملی مانند اغتشاش و عدم قطعیت پارامترهای ریز شبکه جزیره‌ای، عملکرد کنترل اینرسی مجازی را به خطر می‌اندازد و ممکن است سبب ناپایداری فرکانسی سیستم شود. بنابراین، ساختار کنترل اینرسی مجازی نیازمند یک کنترل کننده تکمیلی است که بتواند اثر اغتشاش وارد بر ریز شبکه را تا حد امکان تضعیف کند و در برابر عدم قطعیت پارامترهای ریز شبکه مقاوم باشد. در این مقاله، یک روش کنترلی مقاوم در ساختار کنترل اینرسی مجازی به کار برده شده است که از فیدبک خروجی سیستم استفاده می‌کند. روش پیشنهادی بر مبنای نامساوی ماتریسی خطی بیان شده و بر پایه معیار لیاپانوف اثبات شده است. از جمله مزایای روش پیشنهادی می‌توان به تضعیف اغتشاش، مقاوم بودن در برابر عدم قطعیت پارامترهای ریز شبکه و افزایش درجات آزادی برای کنترل سیستم در این روش اشاره کرد. نتایج روش پیشنهادی برای بهبود عملکرد کنترل اینرسی مجازی، در چند سناریو مختلف با در نظر گرفتن عدم قطعیت پارامترهای ریز شبکه دو ناحیه‌ای و نیز اغتشاش‌های وارد بر ریز شبکه با چندین روش مقایسه شده و موثر بودن روش پیشنهادی از لحاظ بهبود پایداری فرکانسی نشان داده شده است.



Sahand University
of Technology

DOR:

[20.1001.1.23223146.1401.9.2.4.2](https://doi.org/10.1001.1.23223146.1401.9.2.4.2)

Journal of Nonlinear
Systems in Electrical
Engineering

Vol.9, No.2

Autumn and Winter 2022

ISSN: 2322 – 3146

<http://journals.sut.ac.ir/jnsee>

Virtual Inertia Control in a Two-Area Microgrid Using Linear Matrix Inequality

Farhad Amiri¹ and Mohammad Hassan Moradi²

¹Ph.D student, Dept. of Electrical Engineering, Bu-Ali Sina University, Hamedan, Iran

²**Corresponding Author**, Professor, Dept. of Electrical Engineering, Bu-Ali Sina University, Hamedan, Iran

ABSTRACT

Keywords

Robust output feedback,
Linear matrix inequality,
Virtual inertia control,
Uncertainty parameters.

In an islanded microgrid, power electronic converters are used to exchange power, where these converters have very low inertia, thus compromising the frequency stability of the microgrid. Virtual inertia control is used to improve the frequency stability of an islanded microgrid. The derivative control technique is usually used to implement virtual inertia control in the microgrid. Factors such as disturbance and uncertainty of parameters of the islanded microgrid compromise the performance of virtual inertia control and may cause system frequency instability. Therefore, the virtual inertia control structure, a complementary controller is needed that can weaken the effect of disturbance on the microgrid as much as possible and be resistant to the uncertainty of parameters of the microgrid. In this paper, a robust control method is used in a virtual inertia control structure that uses system output feedback. The proposed method is expressed based on linear matrix inequality and is proved based on the Lyapunov criterion. Among the advantages of the proposed method is the attenuation of disturbance, resistance to the uncertainty of parameters of the microgrid, and increasing the degree of freedom to control the system in this method. The results of the proposed method show improvement on the performance of virtual inertia control in several different scenarios by considering the uncertainty of parameters of the two-zone microgrid and disturbances on the microgrid are compared with several methods, and the effectiveness of the proposed method in terms of improving frequency stability is shown.

۱- مقدمه

مفهوم ریزشبه در سال ۱۹۹۸ مطرح شد و از مجموعه‌ای بارها، منابع تولید پراکنده، کنترل‌کننده‌ها، منابع ذخیره انرژی و ... تشکیل شده است [۱]. از ریزشبه‌ها اغلب به عنوان تولیدکننده جایگزین در سیستم‌های قدرت مدرن استفاده می‌شود [۲]. ریزشبه‌ها فواید زیادی برای سیستم قدرت دارند از جمله: ۱) اجازه تعمیرات سیستم قدرت بدون نیاز به قطع مصرف‌کننده ۲) افزایش قابلیت اطمینان مصرف‌کنندگان ریزشبه ۳) بهبود کیفیت توان و ... [۳]. ریزشبه‌ها دارای دو حالت عملکرد هستند: ۱) متصل به سیستم قدرت (شبهه اصلی) ۲) جدا از سیستم قدرت (جزیره‌ای). زمانی که ریزشبه به سیستم قدرت متصل باشد، شبکه اصلی مسئول کنترل و تثبیت سیستم قدرت در شرایطی مطلوب می‌باشد و ریزشبه بصورت یک تزریق‌کننده/دریافت‌کننده توان اکتیو و راکتیو عمل می‌کند [۳، ۴]؛ اما، زمانی که ریزشبه در حالت جزیره‌ای قرار داشته باشد، علاوه بر تامین توان اکتیو و راکتیو سیستم، ریزشبه مسئولیت کنترل مشخصه‌های فرکانس و ولتاژ سیستم در مقادیر نامی مشخص شده، را بر عهده دارد [۵]. بنابراین کنترل ریزشبه در حالت جزیره‌ای اهمیت زیادی دارد. یکی از اصلی‌ترین مسائل ریزشبه در حالت جزیره‌ای، مسئله پایداری فرکانسی است. برای کنترل فرکانس در ریزشبه جزیره‌ای، از حلقه کنترل فرکانس اولیه و حلقه کنترل فرکانس ثانویه استفاده می‌شود [۶]. در ریزشبه، منابع انرژی تجدیدپذیر مانند توربین بادی و فتوولتائیک وجود دارند و این منابع دارای طبیعت نوسانی هستند، به دلیل اینکه توربین بادی وابسته به سرعت باد است و فتوولتائیک وابسته به تابش خورشید است، وجود چنین منابعی مسئله کنترل فرکانس را با پیچیدگی‌های بسیار بیشتری نسبت به سیستم قدرت روبرو می‌کند [۷-۹]. از طرفی این منابع (توربین بادی، فتوولتائیک) از طریق مبدل‌های الکترونیک-قدرت با ریزشبه توان مبادله می‌کنند و با توجه به اینکه مبدل‌های الکترونیک-قدرت اینرسی پایینی دارند، اینرسی کل ریزشبه جزیره‌ای را کاهش می‌دهند [۹-۱۲]. بنابراین تنها وجود دو حلقه کنترلی برای کنترل فرکانس در ریزشبه جزیره‌ای کافی نمی‌باشد، به طور مثال زمانی که ظرفیت منابع تولید پراکنده در ریزشبه جزیره‌ای زیاد باشد، دیگر وجود دو حلقه کنترلی (حلقه کنترل اولیه و حلقه کنترل ثانویه) ممکن است برای کنترل فرکانس کافی نباشد و پایداری فرکانسی ریزشبه جزیره‌ای را به خطر بیندازد [۹]. برای جبران اینرسی پایین در ریزشبه‌های جزیره‌ای مفهوم ژنراتور سنکرون مجازی مطرح شده است. مفهوم ژنراتور مجازی برای تقلید از رفتار ژنراتور سنکرون مرسوم به علت فقدان اینرسی کافی در ریزشبه جزیره‌ای مطرح شده است و برای حفظ پایداری فرکانس در ریزشبه جزیره‌ای کاربرد دارد [۱۰]. کنترل اینرسی مجازی به عنوان یک محرک اولیه در بهبود پایداری فرکانس عمل می‌کند [۱۱]. بنابراین به منظور بهبود پایداری فرکانسی در ریزشبه جزیره‌ای، علاوه بر حلقه کنترل اولیه و حلقه کنترل ثانویه، حلقه کنترل اینرسی مجازی نیز به کار برده شده است [۱۲-۱۴]. کنترل اینرسی مجازی معمولاً بر روی سیستم ذخیره انرژی پیاده‌سازی می‌شود و در برابر اغتشاش و نیز عدم قطعیت پارامترهای ریزشبه جزیره‌ای عملکرد مطلوبی ندارد، به همین دلیل از یک کنترل‌کننده تکمیلی به منظور مقابله با این اثرات در ساختار آن استفاده می‌شود.

از کنترل‌کننده فازی به منظور بهبود عملکرد کنترل اینرسی مجازی در برابر اغتشاشات و عدم قطعیت پارامترها در ریزشبه جزیره‌ای استفاده شده است [۱۵]. یک روش کنترلی بر پایه ضریب اکتی متغیر در ساختار کنترل اینرسی مجازی به منظور بهبود پایداری فرکانسی ریزشبه جزیره‌ای طراحی شده است [۱۶]. از کنترل‌کننده پیش‌بین مدل که در برابر عدم قطعیت پارامترهای ریزشبه مقاوم است، در ساختار کنترل اینرسی مجازی استفاده شده است که این روش در برابر اغتشاشات وارد بر سیستم (ریزشبه

معمولا از روش کنترل مشتق برای پیاده‌سازی کنترل اینرسی مجازی در ریزشبکه جزیره‌ای استفاده می‌شود. عواملی مانند اغتشاش و عدم قطعیت پارامترهای ریزشبکه جزیره‌ای، عملکرد کنترل اینرسی مجازی را به خطر می‌اندازد و ممکن است سبب ناپایداری فرکانسی سیستم شود. بنابراین، ساختار کنترل اینرسی مجازی نیازمند یک کنترل کننده تکمیلی است که بتواند اثر اغتشاش وارد بر ریزشبکه را تا حد امکان تضعیف کند و در برابر عدم قطعیت پارامترهای ریزشبکه مقاوم باشد. در این مقاله، یک روش کنترلی مقاوم در ساختار کنترل اینرسی مجازی به کار برده شده است که از فیدبک خروجی سیستم (ریزشبکه) استفاده می‌کند. روش پیشنهادی بر مبنای نامساوی ماتریسی خطی بیان شده و بر پایه معیار لیاپانوف اثبات شده است. از جمله مزایای روش پیشنهادی می‌توان به تضعیف اغتشاش، مقاوم بودن در برابر عدم قطعیت پارامترهای ریزشبکه و افزایش درجات آزادی برای کنترل سیستم در این روش

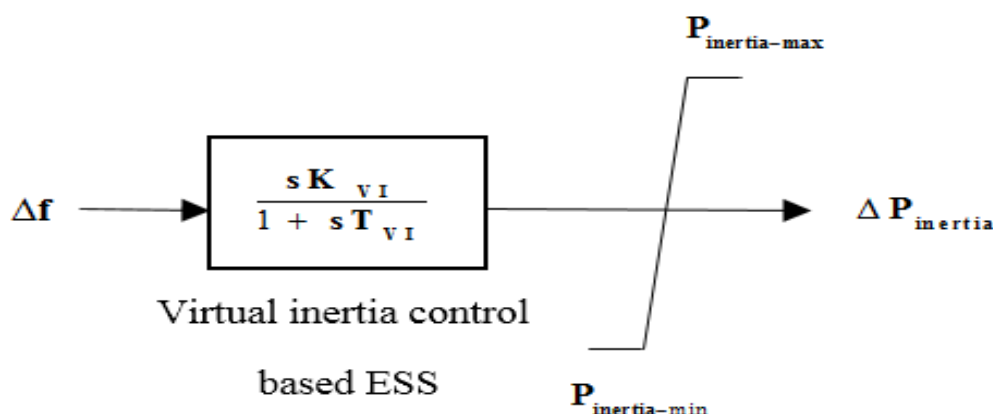
اشاره کرد. نتایج روش پیشنهادی برای بهبود عملکرد کنترل اینرسی مجازی، در چند سناریو مختلف با در نظر گرفتن عدم قطعیت پارامترهای ریزشبه دو ناحیه‌ای و نیز اغتشاش‌های وارد به ریزشبه با کنترل اینرسی مجازی مبتنی بر کنترل کننده PI بهینه شده، کنترل اینرسی مجازی بدون کنترل کننده تکمیلی و بدون در نظر گرفتن کنترل اینرسی مجازی (روش‌های مرسوم) مقایسه شده است و موثر بودن روش پیشنهادی از لحاظ سرعت پاسخ و کاهش انحرافات فرکانس و انحرافات توان خط ارتباطی، مقاوم بودن در برابر عدم قطعیت پارامترها و اغتشاشات وارد به ریزشبه دو ناحیه‌ای نشان داده شده است. شبیه‌سازی در نرم افزار متلب انجام شده است.

مقاله از چندین بخش تشکیل شده است. در بخش (۲)، به بررسی ساختار و مدل پاسخ فرکانسی در ریزشبه دو ناحیه‌ای پرداخته شده است. در بخش (۳)، کنترل کننده مقاوم پیشنهادی برای ریزشبه دو ناحیه‌ای طراحی شده است. در بخش (۴)، به شبیه‌سازی روش پیشنهادی و مقایسه آن با سایر روش‌های به کار برده شده در ساختار کنترل اینرسی مجازی ریزشبه جزیره‌ای دو ناحیه‌ای پرداخته شده است. در بخش (۵)، نتیجه‌گیری بیان شده است.

۲- ریزشبه دو ناحیه‌ای

۲-۱- کنترل اینرسی مجازی در ریزشبه جزیره‌ای

پایداری فرکانسی یک ریزشبه جزیره‌ای وابسته به اینرسی ریزشبه است [۲۸، ۲۹]. منابعی مانند توربین بادی و فتوولتائیک به دلیل اینکه از طریق مبدل‌های الکترونیک قدرت با ریزشبه توان مبادله می‌کنند و این منابع دارای اینرسی بسیار پایینی هستند، پایداری فرکانسی ریزشبه را به خطر می‌اندازند [۲۸، ۲۹]. بنابراین چندین حلقه برای کنترل فرکانس در ریزشبه جزیره‌ای در نظر گرفته شده است که شامل: (۱) کنترل اینرسی مجازی (۲) کنترل اولیه (۳) کنترل ثانویه می‌باشند. در صورتی که تغییری باری در ریزشبه اتفاق بیفتد، کنترل اینرسی مجازی فعال خواهد بود و سایر حلقه‌های کنترلی غیر فعال هستند. اینکه ریزشبه به تغییرات بار چگونه واکنش نشان دهد، بستگی به انرژی جنبشی ذخیره شده در قسمت چرخان ریزشبه دارد [۱۸]. اینرسی ریزشبه تصمیم می‌گیرد که آیا انرژی جنبشی جذب کند یا انرژی جنبشی تحویل دهد. در سیستم قدرت، ژنراتورهای سنکرون بزرگ، اینرسی کافی را برای سیستم فراهم می‌کنند. به منظور بهبود اینرسی ریزشبه، مفهوم ژنراتور سنکرون مجازی مطرح شده است و برای حفظ پایداری فرکانس در ریزشبه جزیره‌ای کاربرد دارد [۱۶-۱۸]. در واقع کنترل اینرسی مجازی یک بخش خاص از عملکرد ژنراتور سنکرون مجازی است که از نرخ تغییرات فرکانس ریزشبه جزیره‌ای برای بهبود پایداری فرکانسی آن (ریزشبه)، بهره می‌گیرد. ساختار دینامیکی کنترل اینرسی مجازی در شکل (۱) نشان داده شده است که در آن Δf : تغییرات فرکانس ریزشبه جزیره‌ای، K_{vi} : بهره اینرسی مجازی، T_{vi} : ثابت زمانی اینرسی مجازی و $\Delta P_{inertia}$: تغییرات توان اینرسی مجازی است.

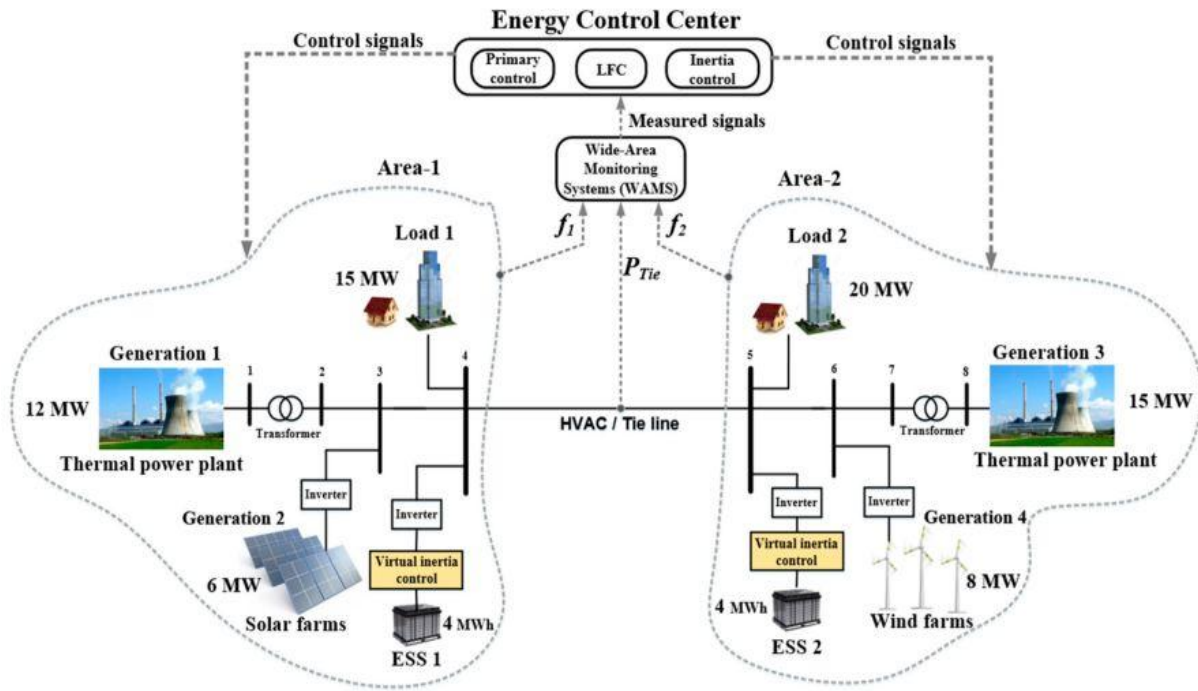


شکل ۱. مدل دینامیکی کنترل اینرسی مجازی [۱۶-۱۸]

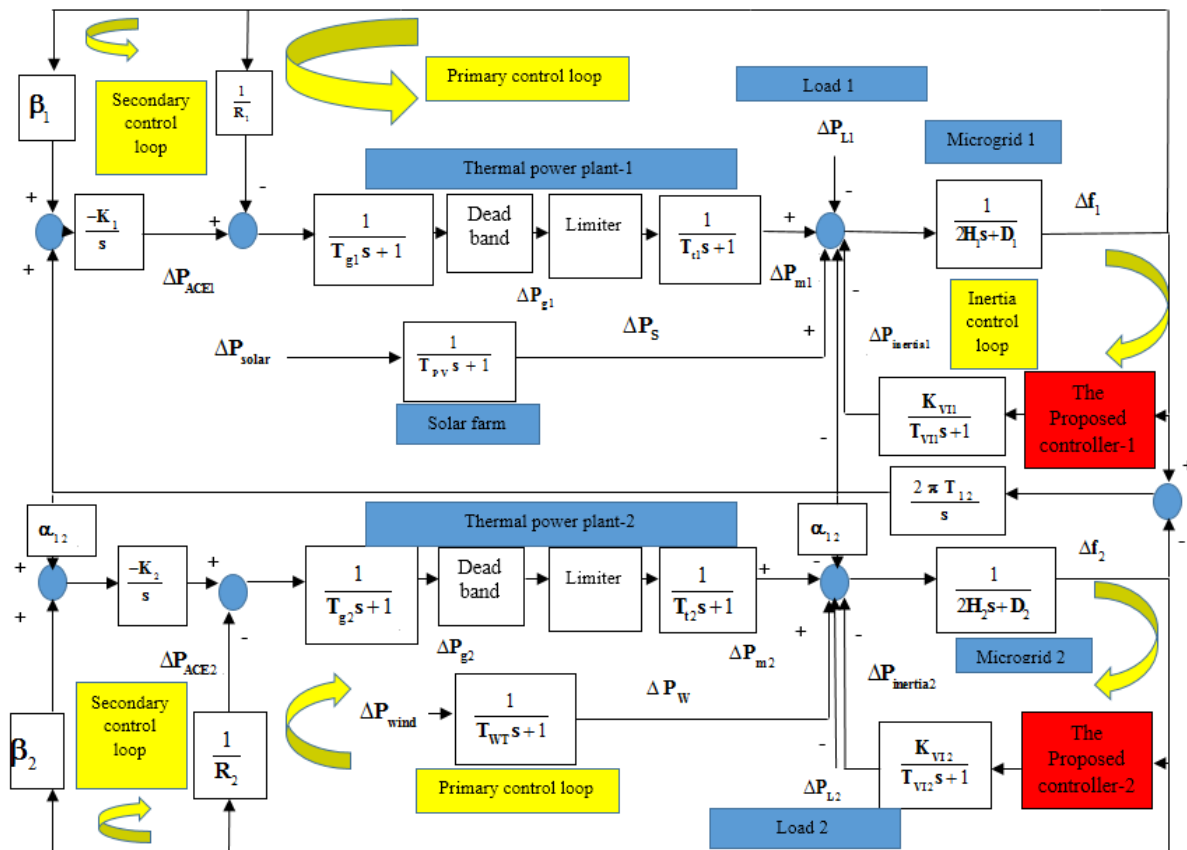
۲-۲- ساختار ریزشبه جزیره‌ای دو ناحیه‌ای

ریزشبکه‌های جزیره‌ای چند ناحیه‌ای از طریق خطوط ارتباطی به هم متصل می‌شوند، که به این خط ارتباطی خطوط^۱ (HVDC) می‌گویند. در شکل (۲)، ساختار یک ریزشبه جزیره‌ای دو ناحیه‌ای که از طریق یک خط ارتباطی به هم متصل شده‌اند، نشان داده شده است [۲۹]. مطابق شکل (۲)، ریزشبه ناحیه یک شامل یک نیروگاه حرارتی با ظرفیت ۱۲MW، مزرعه خورشیدی با ظرفیت ۶MW، منبع ذخیره انرژی با ظرفیت ۴MW و بار ۱۵MW است، در حالی که در ریزشبه ناحیه دوم، شامل نیروگاه حرارتی با ظرفیت ۱۵MW، مزرعه بادی با ظرفیت ۸MW، منبع ذخیره انرژی با ظرفیت ۴MW و بار ۲۰MW است. کنترل اینرسی مجازی بر روی منابع ذخیره انرژی پیاده‌سازی می‌شود و انتظار می‌رود که به عنوان یک جبران‌کننده به متعادل‌سازی بین تولید و مصرف در ریزشبه متصل به هم به سیستم کنترل بار-فرکانس کمک کند [۱۶-۱۸]. مدل دینامیکی ریزشبه دو ناحیه‌ای در شکل (۳) نشان داده شده است، برای اجزای ریزشبه دو ناحیه‌ای، مدل مرتبه کاهش یافته که یک مدل مناسب برای آنالیز پایداری فرکانس در ریزشبه است، استفاده شده است [۱۶-۱۸]. مطابق شکل (۳) برای اینکه ریزشبه دو ناحیه‌ای در برابر اغتشاشات عملکرد خوبی داشته باشد و سبب بهبود پایداری فرکانس در ریزشبه دو ناحیه‌ای شود سه حلقه کنترلی در نظر گرفته شده است: (۱) کنترل اینرسی مجازی (۲) کنترل اولیه (۳) کنترل ثانویه [۱۶-۱۸]. به منظور طراحی کنترل‌کننده برای کنترل اینرسی مجازی در ریزشبه دو ناحیه‌ای، ابتدا مدل فضای حالت هر ناحیه از ریزشبه دوناحیه‌ای بدست آمده است، سپس به طراحی روش کنترلی برای هر ناحیه ریزشبه پرداخته شده است.

^۱ High-Voltage Direct Current



شکل ۲. مدل ریزشکه دو ناحیه‌ای [۲۹]



شکل ۳. مدل دینامیکی ریزشکه دو ناحیه‌ای [۱۸-۱۶]

۳-۲- مدل فضای حالت ریز شبکه ناحیه یک و ناحیه دو

۳-۲-۱- مدل فضای حالت ریز شبکه ناحیه یک

معادلات فضای حالت ریز شبکه ناحیه یک برای کنترل اینرسی مجازی به منظور بهبود پایداری فرکانسی آن به صورت رابطه (۱) نشان داده شده است.

$$\begin{bmatrix} \dot{\Delta f}_1 \\ \dot{\Delta P}_{m1} \\ \dot{\Delta P}_{g1} \\ \dot{\Delta P}_{ACE1} \\ \dot{\Delta P}_{inertia1} \\ \dot{\Delta P}_s \\ \dot{\Delta P}_{tie,12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-D_1}{2H_1} & \frac{1}{2H_1} & 0 & 0 & \frac{1}{2H_1} & \frac{1}{2H_1} & \frac{-1}{2H_1} \\ 0 & \frac{-1}{T_{t1}} & \frac{1}{T_{t1}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{R_1 T_{g1}} & 0 & \frac{-1}{T_{g1}} & \frac{1}{T_{g1}} & 0 & 0 & 0 \\ -B_1 K_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -K_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{T_{V11}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{T_{pv}} & 0 \\ 2\pi T_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta f_1 \\ \Delta P_{m1} \\ \Delta P_{g1} \\ \Delta P_{ACE1} \\ \Delta P_{inertia1} \\ \Delta P_s \\ \Delta P_{tie,12} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{2H_1} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{T_{pv}} & 0 & 0 \\ 0 & -2\pi T_{12} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P_{solar} \\ \Delta f_2 \\ \Delta P_{L1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{K_{V11}}{T_{V11}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [u_1]$$

$$y = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} \Delta f_1 \\ \Delta P_{m1} \\ \Delta P_{g1} \\ \Delta P_{ACE1} \\ \Delta P_{inertia1} \\ \Delta P_s \\ \Delta P_{tie,12} \end{bmatrix} \quad (1)$$

۳-۲-۲- مدل فضای حالت ریز شبکه ناحیه دو

معادلات فضای حالت ریز شبکه ناحیه دو برای کنترل اینرسی مجازی به منظور بهبود پایداری فرکانسی آن به صورت رابطه (۲) نشان داده شده است.

$$\begin{bmatrix} \dot{\Delta f}_2 \\ \dot{\Delta P}_{m2} \\ \dot{\Delta P}_{g2} \\ \dot{\Delta P}_{ACE2} \\ \dot{\Delta P}_{inertia2} \\ \dot{\Delta P}_w \\ \dot{\Delta P}_{tie,12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-D_2}{2H_2} & \frac{1}{2H_2} & 0 & 0 & \frac{1}{2H_2} & \frac{1}{2H_2} & \frac{-\alpha_{12}}{2H_2} \\ 0 & \frac{-1}{T_{t2}} & \frac{1}{T_{t2}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{R_2 T_{g2}} & 0 & \frac{-1}{T_{g2}} & \frac{1}{T_{g2}} & 0 & 0 & 0 \\ -B_2 K_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\alpha_{12} K_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{T_{VI2}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{T_{wt}} & 0 \\ -2\pi T_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta f_2 \\ \Delta P_{m2} \\ \Delta P_{g2} \\ \Delta P_{ACE2} \\ \Delta P_{inertia2} \\ \Delta P_w \\ \Delta P_{tie,12} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{2H_2} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{T_{wt}} & 0 & 0 \\ 0 & 2\pi T_{12} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P_{wind} \\ \Delta f_1 \\ \Delta P_{L2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{K_{VI2}}{T_{VI2}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [u_2]$$

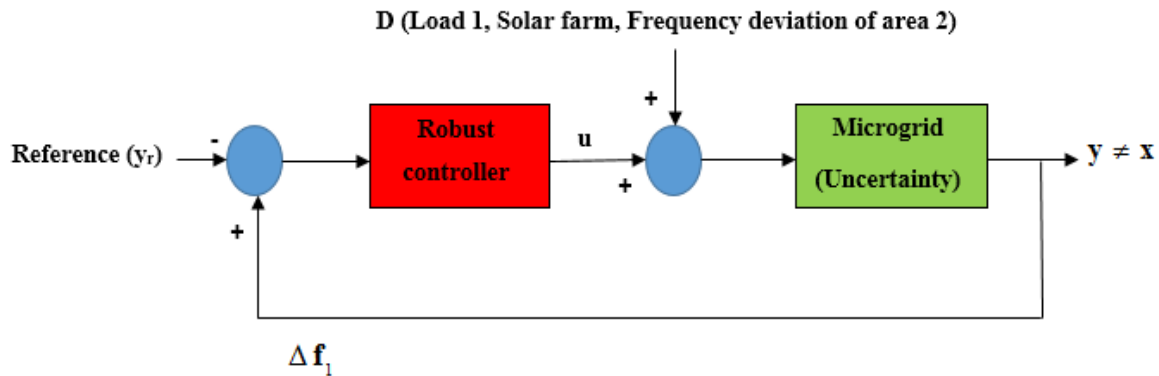
$$y = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} \Delta f_2 \\ \Delta P_{m2} \\ \Delta P_{g2} \\ \Delta P_{ACE2} \\ \Delta P_{inertia2} \\ \Delta P_w \\ \Delta P_{tie,12} \end{bmatrix}$$

(۲)

۳- طراحی کنترل کننده مقاوم جدید برای ریز شبکه ناحیه یک و دو

۳-۱- ساختار کنترل کننده پیشنهادی

روش کنترلی مقاوم جدید برای هر ناحیه از ریز شبکه به منظور بهبود عملکرد کنترل اینرسی مجازی به صورت مجزا طراحی شده است. ساختار کنترل کننده به صورتی است که در ریز شبکه دونا حیه‌ای در نظر گرفته شده، نامعینی پارامترها و اغتشاش وجود دارد و همچنین امکان اندازه‌گیری تمامی حالت‌ها وجود ندارد و در صورتی هم که وجود داشته باشد، نیاز به هزینه بیشتری است، به دلیل اینکه که نیاز به سنسورهای بیشتری است (به منظور اندازه‌گیری هر یک از حالت‌های ریز شبکه). سیستم کنترلی طوری طراحی شده است، که هر ناحیه از ریز شبکه دو ناحیه‌ای بدون اغتشاشات خارجی و تحت نامعینی پارامترها با فیدبک خروجی پایدار مجانبی باشد و در حضور اغتشاشات در ریز شبکه معیار $\frac{\|z\|_{L_2}}{\|w\|_{L_2}} \leq \gamma$ را برآورده کند. در شکل (۴) ساختار کنترلی پیشنهادی به منظور بهبود عملکرد عملکرد کنترل اینرسی مجازی در ریز شبکه ناحیه یک با در نظر گرفتن نامعینی پارامتری و تحت اغتشاش نشان داده شده است. در شکل (۴)، y : تغییرات فرکانس ناحیه یک، D : اغتشاش وارد بر سیستم و u : سیگنال کنترلی است. معادلات دینامیکی ریز شبکه ناحیه یک با در نظر گرفتن خروجی تنظیم شده (z) به صورت رابطه (۳) مدل شده است. ساختار کنترلی پیشنهادی به منظور بهبود عملکرد کنترل اینرسی مجازی در ریز شبکه ناحیه دو نیز همانند ساختار پیشنهادی برای ریز شبکه ناحیه یک است.



شکل ۴. ساختار ریز شبکه ناحیه یک با کنترل کننده پیشنهادی

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_{n \times n}(t)x_{n \times 1} + B_{n \times m}(t)u_{m \times 1} + D_{n \times d}(t)w_{d \times 1} \\ z &= C_{1_{q \times n}}(t)x_{n \times 1} + D_{11}(t)w + D_{12_{q \times m}}(t)u_{m \times 1} \\ y &= C_2(t)x_{n \times 1} + D_{21}(t)w + D_{22}(t)u, C_2 \neq I \end{aligned} \quad (3)$$

در رابطه (۳)، n : تعداد متغیرهای حالت، m : ورودی‌های کنترلی، d : تعداد اغتشاش، z : خروجی تنظیم شده، y : خروجی اندازه‌گیری سیستم خطی و q : تعداد خروجی‌های تنظیم شده است [۳۰-۳۳]. چون در ریز شبکه ناحیه یک، امکان اندازه‌گیری تمامی حالت‌ها وجود ندارد، از کنترل مقاوم فیدبک خروجی استفاده شده است. متغیر z را می‌توان با توجه به معیار طراحی کنترلی انتخاب کرد، در روش پیشنهادی می‌توان تمامی پارامترهای سیستم خطی را نامعین نیز گرفت و به صورت رابطه (۴) مدل کرد [۳۰-۳۳].

$$\left\{ \begin{aligned} A(t) &= A + \Delta A(t) = A + \Delta A \\ B(t) &= B + \Delta B(t) = B + \Delta B \\ D(t) &= D + \Delta D(t) = D + \Delta D \\ C_1(t) &= C_1 + \Delta C_1(t) = C_1 + \Delta C_1 \\ D_{12}(t) &= D_{12} + \Delta D_{12}(t) = D_{12} + \Delta D_{12} \\ C_2(t) &= C_2 + \Delta C_2(t) = C_2 + \Delta C_2 \end{aligned} \right. \quad (4)$$

نامعینی در نظر گرفته در رابطه (۴) را می‌توان از طریق روش باند محدود در نظر گرفت و به صورت رابطه (۵) نشان داد [۳۴-۳۶]. در رابطه (۵)، $F(t)$ به صورت یک ماتریس 1×1 در نظر گرفته شده است.

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta A_{n \times n} = M_{A_{n \times 1}} F_{1 \times 1}(t) N_{A_{1 \times n}} \\ \Delta D_{n \times d} = M_{D_{n \times 1}} F_{1 \times 1}(t) N_{D_{1 \times d}} \\ \Delta B_{n \times m} = M_{B_{n \times 1}} F_{1 \times 1}(t) N_{B_{1 \times m}} \\ \Delta C_{1_{q \times n}} = M_{C_{1_{q \times 1}}} F_{1 \times 1}(t) N_{C_{1_{1 \times n}}} \\ \Delta C_{2_{p \times n}} = M_{C_{2_{p \times 1}}} F_{1 \times 1}(t) N_{C_{2_{1 \times n}}} \\ \Delta D_{12_{q \times m}} = M_{D_{12_{q \times 1}}} F_{1 \times 1}(t) N_{D_{12_{1 \times m}}} \\ F_{1 \times 1}^T(t) \times F_{1 \times 1}(t) \leq I, F^2(t) \leq 1 \end{array} \right\} \quad (5)$$

ساختار کنترل کننده دینامیکی پیشنهادی برای کنترل اینرسی مجازی در ریز شبکه ناحیه یک دارای نامعینی و اغتشاش به صورت رابطه (۶) نشان داده شده است.

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\hat{x}}_{n \times 1} = \hat{A}_{n \times n} \hat{x}_{n \times 1} + \hat{B}_{n \times p} y_{p \times 1} \\ u_{m \times 1} = \hat{C}_{m \times n} \hat{x}_{n \times 1} \end{array} \right\} \quad (6)$$

با ترکیب روابط (۳) و (۶)، ساختار سیستم حلقه بسته به وسیله رابطه (۷) نشان داده شده است.

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\hat{x}} = A(t)\hat{x} + B(t)\hat{C}\hat{x} + D(t)w \\ z = C_1(t)\hat{x} + D_{12}(t)\hat{C}\hat{x} \\ \dot{\hat{x}} = \hat{A}\hat{x} + \hat{B}C_2\hat{x} \end{array} \right\} \quad (7)$$

در رابطه (۷)، اگر $\hat{x}, x$ به سمت صفر بروند، کل سیستم حلقه بسته پایدار است. با در نظر گرفتن رابطه (۷)، $\bar{x} = \begin{bmatrix} \hat{x} \\ x \end{bmatrix}_{2n \times 1}$ تبدیل به رابطه (۸) شده است.

$$\dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} A(t) & B(t)\hat{C} \\ \hat{B}(t)C_2(t) & \hat{A} \end{bmatrix}_{2n \times 2n} \bar{x} + \begin{bmatrix} D(t) \\ 0 \end{bmatrix}_{2n \times d} w_{d \times 1} = \bar{A}\bar{x} + \bar{D}w \quad (8)$$

۳-۲- اهداف سیستم کنترلی

برای سیستم حلقه بسته (ریز شبکه ناحیه یک دارای نامعینی پارامتری و اغتشاش با کنترل کننده پیشنهادی) دو هدف وجود دارد:

(۱) بدون اغتشاش سیستم حلقه بسته تحت نامعینی پارامتری پایدار مجانبی باشد

(۲) در حضور اغتشاش و نامعینی، سیستم حلقه بسته با شرایط اولیه صفر به عملکرد $\frac{\|z\|_{L_2}}{\|w\|_{L_2}} \leq \gamma$ دست پیدا کند.

برای اثبات پایداری روش پیشنهادی از معیار پایداری لیپانوف استفاده شده است. معیار پایداری لیپانوف برای سیستم ریز شبکه ناحیه یک با اغتشاش اعمال شده است. معیار لیپانوف و ساختار سیستم حلقه بسته به صورت رابطه (۹) تعریف شده است. برقراری دو شرط (9(a)) و (9(c)) برای اثبات پایداری روش کنترلی بر مبنای معیار پایداری لیپانوف لازم است.

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{v} = \bar{x}^T p \bar{x} > 0 \Rightarrow p > 0 \quad (9(a)) \\ \dot{\bar{x}} = \bar{A} \bar{x} + \bar{D} \bar{w} \quad (9(b)) \\ \dot{v} = \bar{x}^T p \bar{x} + \bar{x}^T p \dot{\bar{x}} = \bar{x}^T p \bar{A} \bar{x} + \bar{x}^T p \bar{D} \bar{w} < 0 \quad (9(c)) \end{array} \right. \quad (9)$$

برای اثبات شرط 9(a)، یعنی $v > 0$ ، ماتریس p, p^{-1} مطابق رابطه (۱۰) تعریف شده است [۳۰-۳۳]. از طرفی حاصل ضرب ماتریس pp^{-1} مطابق رابطه (۱۱)، باید ماتریس همانی شود. ماتریس خطی سازی برای اثبات شرط اول معیار پایداری لیپانوف به صورت رابطه (۱۲) در نظر گرفته شده است. طبق رابطه (۱۲)، $p\beta_1 = \beta_2$ است.

$$p = \begin{bmatrix} S_{n \times n} & N_{n \times n} \\ N_{n \times n}^T & U_{n \times n} \end{bmatrix}, p^{-1} = \begin{bmatrix} R_{n \times n} & M_{n \times n} \\ M_{n \times n}^T & T_{n \times n} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$pp^{-1} = \begin{bmatrix} SR + NM^T & SM + NT \\ N^T R + UM^T & N^T M + UT \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{n \times n} & 0 \\ 0 & I_{n \times n} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\beta_1 = \begin{bmatrix} R & I \\ M^T & 0 \end{bmatrix}, \beta_2 = \begin{bmatrix} I & S \\ 0 & N^T \end{bmatrix} \quad (12)$$

با جایگذاری روابط (۱۰)، (۱۱) و (۱۲)، رابطه (۱۳) بدست آمده است. از رابطه (۱۳) نامساوی ماتریسی خطی برای معیار اول لیپانوف (9(a)) بدست آمده است، یعنی در صورتی که نامساوی ماتریسی خطی (رابطه (۱۳)) بزرگتر از صفر باشد، شرط اول معیار پایداری لیپانوف برای روش کنترلی برقرار می شود.

$$\beta_1^T p \beta_1 = \beta_1^T \beta_2 = \begin{bmatrix} R & M \\ I & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I & S \\ 0 & N^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & RS + MN^T \\ I & S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & I \\ I & S \end{bmatrix} > 0 \quad (13)$$

برای اینکه معیار دوم پایداری لیپانوف (رابطه 9(c)) برای روش کنترلی بدست آید. نیاز به تبدیل معادلات به نامساوی‌های ماتریسی خطی است که این نامساوی‌های ماتریسی خطی از روابط (۱۴) تا (۲۹) بدست می آید. رابطه $\frac{\|z\|_{L_2}}{\|w\|_{L_2}} \leq \gamma$ که معیار کاهش اغتشاشات نسبت به حالت‌های ریز شبکه ناحیه یک تحت نامعینی است، مطابق رابطه (۱۴) نوشته شده است. در رابطه

(۱۴)، تابع هدف به صورت $\dot{J}$ نشان داده شده است، که منفی بودن تابع $\dot{J}$ معیار دوم پایداری لیپانوف یعنی $\dot{v} < 0$ را ارضا می‌کند.

$$\begin{cases} \int_0^\infty \mathbf{z}^T \mathbf{z} \, dt \leq \gamma^2 \int_0^\infty \mathbf{w}^T \mathbf{w} \, dt \\ j = \int_0^\infty (\mathbf{z}^T \mathbf{z} - \gamma^2 \mathbf{w}^T \mathbf{w}) \, dt \leq 0 \end{cases} \quad (14)$$

باند بالای برای تابع هدف $\dot{J}$ مطابق رابطه (۱۵) تعریف شده است. برای برقراری رابطه (۱۵)، باید رابطه زیر انتگرال منفی باشد که آن به صورت رابطه (۱۶) نوشته شده است.

$$\begin{cases} j \leq \int_0^\infty (\mathbf{z}^T \mathbf{z} - \gamma^2 \mathbf{w}^T \mathbf{w}) \, dt + v(x(\infty)) - v(x(0)) \\ j \leq \int_0^\infty (\mathbf{z}^T \mathbf{z} - \gamma^2 \mathbf{w}^T \mathbf{w} + \dot{v}) \, dt < 0 \end{cases} \quad (15)$$

در صورتی که رابطه (۱۶) برقرار باشد تابع $\dot{J}$ منفی است و معیار دوم لیپانوف نیز برقرار است.

$$\mathbf{z}^T \mathbf{z} - \gamma^2 \mathbf{w}^T \mathbf{w} + \dot{v} < 0 \quad (16)$$

بنابراین رابطه (۱۶) را باید تبدیل به نامساوی ماتریسی خطی شود. رابطه (۱۶) با استفاده از جایگذاری و مکمل شور به رابطه (۱۷) تبدیل شده است.

$$\delta_1 = \begin{bmatrix} \bar{A}^T & p + p\bar{A} & p\bar{D} & \begin{bmatrix} C_1^T(t) \\ \hat{C}^T & D_{12}^T(t) \end{bmatrix} \\ Dp & \gamma^2 I & 0 & \\ \begin{bmatrix} C_1(t) & D_{12}(t)\hat{C} \end{bmatrix} & 0 & -I & \end{bmatrix} < 0 \quad (17)$$

با توجه به اینکه p متقارن است، بنابراین $p^T = p$ و $p = \beta_2 \beta_1^{-1}$ است و طبق آن رابطه (۱۷) تبدیل به رابطه (۱۸) شده است.

$$\delta_2 = \begin{bmatrix} \bar{A}^T & \beta_2 \beta_1^{-1} + p\bar{A} & \beta_1^{-T} \beta_2^T \bar{D} & \begin{bmatrix} C_1^T(t) \\ \hat{C}^T & D_{12}^T(t) \end{bmatrix} \\ D\beta_2 \beta_1^{-1} & \gamma^2 I & 0 & \\ \begin{bmatrix} C_1(t) & D_{12}(t)\hat{C} \end{bmatrix} & 0 & -I & \end{bmatrix} < 0 \quad (18)$$

رابطه (۱۹) و (۲۰) برای خطی‌سازی رابطه (۱۸) تعریف شده است. خطی‌سازی رابطه (۱۸) توسط ماتریس‌های روابط (۱۹) و (۲۰) انجام شده است و به صورت رابطه (۲۱) نشان داده شده است. با جایگذاری روابط (۸) و (۱۲) در رابطه (۲۱)، رابطه (۲۲) بدست آمده است.

$$\begin{cases} \delta_2 < 0 \\ \varsigma > 0 \end{cases}, \varsigma^T \delta_2 \varsigma < 0 \quad (19)$$

$$\varsigma = \begin{bmatrix} \beta_1 & 0 & 0 \\ 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & I \end{bmatrix}, \varsigma^T = \begin{bmatrix} \beta_1^T & 0 & 0 \\ 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & I \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$\delta_3 = \begin{bmatrix} \beta_1^T & 0 & 0 \\ 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & I \end{bmatrix} \delta_2 \begin{bmatrix} \beta_1 & 0 & 0 \\ 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_1^T \bar{A} & \beta_2^T + \beta_2^T \bar{A} & \beta_1^T \bar{D} & \beta_1^T \begin{bmatrix} C_1^T(t) \\ \hat{C}^T D_{12}^T(t) \end{bmatrix} \\ \bar{D} \beta_2 & \gamma^2 I & 0 & \\ \begin{bmatrix} C_1(t) & D_{12}(t) \hat{C} \end{bmatrix} \beta_1 & 0 & -I \end{bmatrix} < 0 \quad (21)$$

$$\delta_3 = \begin{bmatrix} A(t)R + RA^T(t) + M \hat{C}(t)B^T(t) & A(t) + RA^T(t)S + M \hat{C}^T(t)B^T(t)S & D(t) & RC_1^T(t) + M \hat{C}^T(t)D_{12}^T(t) \\ + RC_2^T(t)\hat{B}^T(t)N^T + M \hat{A}^T(t)N^T & & & \\ A^T(t) + SA(t)R + SB(t)\hat{C}M^T & A^T(t)S + SA(t) + N \hat{B}C_2(t)\hat{B}^T N^T & SD(t) & C_1^T(t) \\ + N \hat{B}(t)C_2(t) + N \hat{A}M^T & & & \\ D^T(t) & D^T(t)S & -\gamma^2 I & 0 \\ C_1(t)R + D_{12}(t)\hat{C}M^T & C_1(t) & 0 & -I \end{bmatrix} < 0 \quad (22)$$

رابطه (۲۲) یک نامساوی ماتریسی خطی نیست، برای ساده‌سازی آن نیاز به تعریف چند پارامتر است که در رابطه (۲۳) نشان داده شده است.

$$\begin{cases} \hat{A} = N^{-1}(E - LC_2R - SAR - SBK)M^{-T}, \hat{B} = N^{-1}L \\ \hat{C} = KM^{-T}, A(t) = A + \Delta A, B(t) = B + \Delta B, C(t) = C + \Delta C \end{cases} \quad (23)$$

با ترکیب روابط (۲۲) و (۲۳)، رابطه (۲۴) بدست آمده است [۳۰-۳۳]. در رابطه (۲۴) پارامترهای ثابت از پارامترهای نامعین توسط ماتریس مختلف جدا شده است.

$$\begin{aligned}
\delta_3 = & \begin{bmatrix} AR + RA^T + BK + K^T B^T & A + E^T & D & RC_1^T + K^T D_{12}^T \\ A^T + E & A^T S + SA + LC_2 + C_2^T L^T & SD & C_1^T \\ D^T & D^T S & -\gamma^2 I & 0 \\ C_1 R + D_{12} K & C_1 & 0 & -I \end{bmatrix} + o_1 \\
& + o_2 + o_3 + o_4 + o_5 + o_6 + o_7 + o_8 + o_9 + o_{10} + o_{11} + o_{12} + o_{13} < 0 \\
o_1 = & \begin{bmatrix} \Delta AR + R \Delta A^T & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, o_2 = \begin{bmatrix} \Delta BK + K^T \Delta B^T & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, o_3 = \begin{bmatrix} 0 & \Delta A & 0 & 0 \\ \Delta A^T & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, o_4 = \begin{bmatrix} 0 & R \Delta A^T S & 0 & 0 \\ S \Delta A^T R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
o_5 = & \begin{bmatrix} 0 & K^T \Delta B^T S & 0 & 0 \\ S \Delta BK & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, o_6 = \begin{bmatrix} 0 & R \Delta C_2^T L^T & 0 & 0 \\ L \Delta C_2 R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, o_7 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \Delta D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \Delta D^T & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, o_8 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & R \Delta C_1^T \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \Delta C_1 R & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
o_9 = & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & K^T \Delta D_{12}^T \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \Delta D_{12} K & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, o_{10} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \Delta A^T S + S \Delta A & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, o_{11} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L \Delta C_2 + \Delta C_2^T L^T & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, o_{12} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S \Delta D & 0 \\ 0 & \Delta D^T S & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
o_{13} = & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \Delta C_1^T \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \Delta C_1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, o = \begin{bmatrix} AR + RA^T + BK + K^T B^T & A + E^T & D & RC_1^T + K^T D_{12}^T \\ A^T + E & A^T S + SA + LC_2 + C_2^T L^T & SD & C_1^T \\ D^T & D^T S & -\gamma^2 I & 0 \\ C_1 R + D_{12} K & C_1 & 0 & -I \end{bmatrix} \quad (24)
\end{aligned}$$

$$\sigma F v + v^T F^T \sigma^T \leq \Gamma \sigma \sigma^T + \Gamma^{-1} v^T v, F^T F \leq I \quad (25)$$

از رابطه (۲۵) برای محاسبه باند بالای $o_{13} - o_1$ استفاده شده است. باند بالای $o_{13} - o_1$ از روابط (۲۶) و (۲۷) بدست آمده است، مطابق رابطه (۲۷)، اگر $\delta_4 < 0$ باشد، $\delta_3 < 0$ است و معیار دوم پایداری لیاپانوف برقرار است. در رابطه (۲۷)، ابتدا برای o_1 از مکمل شور استفاده شده است و تبدیل به رابطه (۲۸) شده است. برای $o_{13} - o_2$ مانند رابطه (۲۸)، از مکمل استفاده شده است و در نهایت به صورت رابطه (۲۹) نشان داده شده است.

$$\begin{aligned} o_1 &= \sigma_1 F v_1 + v_1^T F^T \sigma_1^T \leq \Gamma_1 \sigma_1 \sigma_1^T + \Gamma_1^{-1} v_1^T v_1, & o_2 &= \sigma_2 F v_2 + v_2^T F^T \sigma_2^T \leq \Gamma_2 \sigma_2 \sigma_2^T + \Gamma_2^{-1} v_2^T v_2 \\ o_3 &= \sigma_3 F v_3 + v_3^T F^T \sigma_3^T \leq \Gamma_3 \sigma_3 \sigma_3^T + \Gamma_3^{-1} v_3^T v_3, & o_4 &= \sigma_4 F v_4 + v_4^T F^T \sigma_4^T \leq \Phi_1 \sigma_4 \sigma_4^T + \Phi_1^{-1} v_4^T v_4 \\ o_5 &= \sigma_5 F v_5 + v_5^T F^T \sigma_5^T \leq \Phi_2 \sigma_5 \sigma_5^T + \Phi_2^{-1} v_5^T v_5, & o_6 &= \sigma_6 F v_6 + v_6^T F^T \sigma_6^T \leq \Phi_3 \sigma_6 \sigma_6^T + \Phi_3^{-1} v_6^T v_6 \\ o_7 &= \sigma_7 F v_7 + v_7^T F^T \sigma_7^T \leq \Gamma_4 \sigma_7 \sigma_7^T + \Gamma_4^{-1} v_7^T v_7, & o_8 &= \sigma_8 F v_8 + v_8^T F^T \sigma_8^T \leq \Gamma_5 \sigma_8 \sigma_8^T + \Gamma_5^{-1} v_8^T v_8 \\ o_9 &= \sigma_9 F v_9 + v_9^T F^T \sigma_9^T \leq \Gamma_6 \sigma_9 \sigma_9^T + \Gamma_6^{-1} v_9^T v_9, & o_{10} &= \sigma_{10} F v_{10} + v_{10}^T F^T \sigma_{10}^T \leq \Gamma_7 \sigma_{10} \sigma_{10}^T + \Gamma_7^{-1} v_{10}^T v_{10} \\ o_{11} &= \sigma_{11} F v_{11} + v_{11}^T F^T \sigma_{11}^T \leq \Gamma_8 \sigma_{11} \sigma_{11}^T + \Gamma_8^{-1} v_{11}^T v_{11}, & o_{12} &= \sigma_{12} F v_{12} + v_{12}^T F^T \sigma_{12}^T \leq \Gamma_9 \sigma_{12} \sigma_{12}^T + \Gamma_9^{-1} v_{12}^T v_{12} \\ o_{13} &= \sigma_{13} F v_{13} + v_{13}^T F^T \sigma_{13}^T \leq \Gamma_{10} \sigma_{13} \sigma_{13}^T + \Gamma_{10}^{-1} v_{13}^T v_{13} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sigma_1 &= \begin{bmatrix} M_A \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, v_1 = [N_A R \quad 0 \quad 0 \quad 0], & \sigma_2 &= \begin{bmatrix} M_B \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, v_2 = [0 \quad N_A \quad 0 \quad 0] \\ \sigma_3 &= \begin{bmatrix} M_A \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, v_3 = [0 \quad N_A \quad 0 \quad 0], & \sigma_4 &= \begin{bmatrix} 0 \\ SM_A \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, v_4 = [N_A R \quad 0 \quad 0 \quad 0] \\ \sigma_5 &= \begin{bmatrix} 0 \\ SM_B \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, v_5 = [N_B K \quad 0 \quad 0 \quad 0], & \sigma_6 &= \begin{bmatrix} 0 \\ LM_{C_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, v_6 = [N_{C_2} R \quad 0 \quad 0 \quad 0] \\ \sigma_7 &= \begin{bmatrix} M_D \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, v_7 = [0 \quad 0 \quad N_D \quad 0], & \sigma_8 &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ M_{C_1} \end{bmatrix}, v_8 = [N_{C_1} R \quad 0 \quad 0 \quad 0] \\ \sigma_9 &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ M_{D_{12}} \end{bmatrix}, v_9 = [N_{D_{12}} K \quad 0 \quad 0 \quad 0], & \sigma_{10} &= \begin{bmatrix} 0 \\ SM_A \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, v_{10} = [0 \quad N_A \quad 0 \quad 0] \\ \sigma_{11} &= \begin{bmatrix} 0 \\ LM_{C_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, v_{11} = [0 \quad N_{C_2} \quad 0 \quad 0], & \sigma_{12} &= \begin{bmatrix} 0 \\ SM_D \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, v_{12} = [0 \quad 0 \quad N_D \quad 0] \\ \sigma_{13} &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ M_{C_1} \end{bmatrix}, v_{13} = [0 \quad N_{C_1} \quad 0 \quad 0], & \bar{o}_1 &= \Gamma_1 \sigma_1 \sigma_1^T + \Gamma_1^{-1} v_1^T v_1, \quad \bar{o}_2 = \Gamma_2 \sigma_2 \sigma_2^T + \Gamma_2^{-1} v_2^T v_2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \bar{o}_3 &= \Gamma_3 \sigma_3 \sigma_3^T + \Gamma_3^{-1} v_3^T v_3, \quad \bar{o}_4 = \Phi_1 \sigma_4 \sigma_4^T + \Phi_1^{-1} v_4^T v_4, \quad \bar{o}_5 = \Phi_2 \sigma_5 \sigma_5^T + \Phi_2^{-1} v_5^T v_5, \quad \bar{o}_6 = \Phi_3 \sigma_6 \sigma_6^T + \Phi_3^{-1} v_6^T v_6 \\ \bar{o}_7 &= \Gamma_4 \sigma_7 \sigma_7^T + \Gamma_4^{-1} v_7^T v_7, \quad \bar{o}_8 = \Gamma_5 \sigma_8 \sigma_8^T + \Gamma_5^{-1} v_8^T v_8, \quad \bar{o}_9 = \Gamma_6 \sigma_9 \sigma_9^T + \Gamma_6^{-1} v_9^T v_9, \quad \bar{o}_{10} = \Gamma_7 \sigma_{10} \sigma_{10}^T + \Gamma_7^{-1} v_{10}^T v_{10} \\ \bar{o}_{11} &= \Gamma_8 \sigma_{11} \sigma_{11}^T + \Gamma_8^{-1} v_{11}^T v_{11}, \quad \bar{o}_{12} = \Gamma_9 \sigma_{12} \sigma_{12}^T + \Gamma_9^{-1} v_{12}^T v_{12}, \quad \bar{o}_{13} = \Gamma_{10} \sigma_{13} \sigma_{13}^T + \Gamma_{10}^{-1} v_{13}^T v_{13} \end{aligned} \quad (26)$$

$$\delta_3 \leq o + \sum_{i=1}^{13} o_i = \delta_4 < 0 \quad (27)$$

$$\delta_4 = o + \sum_{i=2}^{13} o_i + \begin{bmatrix} \Gamma_1 M_A M_A^T & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R N_A^T \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \Gamma_1^{-1} \begin{bmatrix} N_A R & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} < 0$$

$$\delta_4 = \begin{bmatrix} o + \sum_{i=2}^{13} o_i & \begin{bmatrix} R N_A^T \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} N_A R & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & -\Gamma_1 \end{bmatrix} < 0 \quad (28)$$

$$\delta_4 = \begin{bmatrix} \delta_{11_{\text{inv}}} & A+E^T & D & RC_1^T + KD_{12}^T & RN_A^T & K^T N_B^T & 0_{n \times 1} & 0_{n \times 1} & RN_{C_1}^T & KN_{D_{12}}^T & 0_{n \times 1} & 0_{n \times 1} & 0_{n \times 1} & 0_{n \times 1} & 0_{n \times 1} & 0_{n \times 1} & RN_A^T & 0_{n \times 1} & K^T N_B^T & 0_{n \times 1} & RN_{C_2}^T \\ A^T + E & \delta_{22_{\text{inv}}} & SD & C_1^T & 0_{n \times 1} & 0_{n \times 1} & N_A^T & 0_{n \times 1} & 0_{n \times 1} & 0_{n \times 1} & SM_A & LM_{C_2} & SN_D & N_{C_1}^T & SM_A & 0_{n \times 1} & SM_B & 0_{n \times 1} & LM_{C_2} & 0_{n \times 1} \\ D & D^T S & \delta_{33_{\text{inv}}} & 0_{d \times q} & 0_{d \times 1} & 0_{d \times 1} & N_D^T & 0_{d \times 1} & 0_{d \times 1} & 0_{d \times 1} & 0_{d \times 1} & 0_{d \times 1} & 0_{d \times 1} & 0_{d \times 1} & 0_{d \times 1} & 0_{d \times 1} & 0_{d \times 1} & 0_{d \times 1} & 0_{d \times 1} & 0_{d \times 1} \\ C_1 R + D_{12} K & C_1 & 0_{q \times d} & \delta_{44_{\text{inv}}} & 0_{q \times 1} & 0_{q \times 1} & 0_{q \times 1} & 0_{q \times 1} & 0_{q \times 1} & 0_{q \times 1} & 0_{q \times 1} & 0_{q \times 1} & 0_{q \times 1} & 0_{q \times 1} & 0_{q \times 1} & 0_{q \times 1} & 0_{q \times 1} & 0_{q \times 1} & 0_{q \times 1} & 0_{q \times 1} \\ N_A R & 0_{1 \times n} & 0_{1 \times d} & 0_{1 \times q} & -\Gamma_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ N_B K & 0_{1 \times n} & 0_{1 \times d} & 0_{1 \times q} & 0 & -\Gamma_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0_{1 \times n} & N_A & 0_{1 \times d} & 0_{1 \times q} & 0 & 0 & -\Gamma_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0_{1 \times n} & 0_{1 \times n} & N_D & 0_{1 \times q} & 0 & 0 & 0 & -\Gamma_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ N_{C_1} R & 0_{1 \times n} & 0_{1 \times d} & 0_{1 \times q} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\Gamma_5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ N_{D_{12}} K & 0_{1 \times n} & 0_{1 \times d} & 0_{1 \times q} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\Gamma_6 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0_{1 \times n} & M_A^T S & 0_{1 \times d} & 0_{1 \times q} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\Gamma_7 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0_{1 \times n} & M_{C_2}^T L^T & 0_{1 \times d} & 0_{1 \times q} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\Gamma_8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0_{1 \times n} & M_D^T S & 0_{1 \times d} & 0_{1 \times q} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\Gamma_9 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0_{1 \times n} & N_{C_1} & 0_{1 \times d} & 0_{1 \times q} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\Gamma_{10} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0_{1 \times n} & M_A^T S & 0_{1 \times d} & 0_{1 \times q} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\Phi_1^{-1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ N_A R & 0_{1 \times n} & 0_{1 \times d} & 0_{1 \times q} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\Phi_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0_{1 \times n} & M_B^T S & 0_{1 \times d} & 0_{1 \times q} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\Phi_2^{-1} & 0 & 0 & 0 \\ N_B K & 0_{1 \times n} & 0_{1 \times d} & 0_{1 \times q} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\Phi_2 & 0 & 0 \\ 0_{1 \times n} & M_{C_2}^T L^T & 0_{1 \times d} & 0_{1 \times q} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\Phi_3^{-1} & 0 \\ N_{C_2} R & 0_{1 \times n} & 0_{1 \times d} & 0_{1 \times q} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\Phi_3 \end{bmatrix} < 0 \quad (29)$$

۳-۳- مراحل طراحی کنترل کننده پیشنهادی جدید

طراحی کنترل کننده برای کنترل اینرسی مجازی در ریز شبکه ناحیه یک و دو:

۱) حل نامساوی ماتریسی خطی (روابط (۱۳) و (۲۹) و $\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3, \Gamma_4, \Gamma_5, \Gamma_6, \Gamma_7, \Gamma_8, \Gamma_9, \Gamma_{10} > 0$ با استفاده از یالمپ

۲) تعیین Φ_1, Φ_2, Φ_3 (درجات آزادی کنترل کننده پیشنهادی)

(۳) بدست آمدن $L_{n \times p}, K_{m \times n}, E_{n \times n}, S_{n \times n}, R_{n \times n}$ توسط مرحله (۱) و (۲)

(۴) تعیین M, N به صورت $M = I - RS, N = I$

(۵) بدست آمدن پارامترهای کنترل کننده به وسیله رابطه (۲۳)

مراحل گفته شده برای طراحی کنترل اینرسی مجازی ریزشبه ناحیه یک، برای ریزشبه ناحیه دو نیز به کار برده شده است.

۴- شبیه سازی

پارامترهای ریزشبه دو ناحیه‌ای در جدول (۱) نشان داده شده است. مطابق پارامترهای جدول (۱)، کنترل کننده پیشنهادی برای هر ناحیه ریزشبه به طور مجزا طراحی شده است. مقادیر کنترل کننده دینامیکی برای ریزشبه ناحیه یک و دو مطابق روش کنترلی پیشنهادی جدید در قسمت پیوست نشان داده شده است. به منظور مقایسه عملکرد کنترل کننده پیشنهادی برای بهبود عملکرد کنترل اینرسی مجازی در ریزشبه دو ناحیه‌ای، شبیه سازی در چهار سناریو در نظر گرفته شده است. در سناریوی (۱)، اغتشاش باری به ریزشبه ناحیه یک اعمال شده است و اغتشاشی بار به ریزشبه ناحیه دو اعمال نشده است. در سناریوی (۲)، اغتشاش باری در ریزشبه ناحیه یک با در نظر گرفتن عدم قطعیت در پارامترهای ریزشبه (اینرسی) اعمال شده است. در سناریوهای (۳) و (۴) اغتشاش های مختلفی شامل اغتشاش بار و منابع تولید پراکنده به ریزشبه دو ناحیه‌ای اعمال شده است.

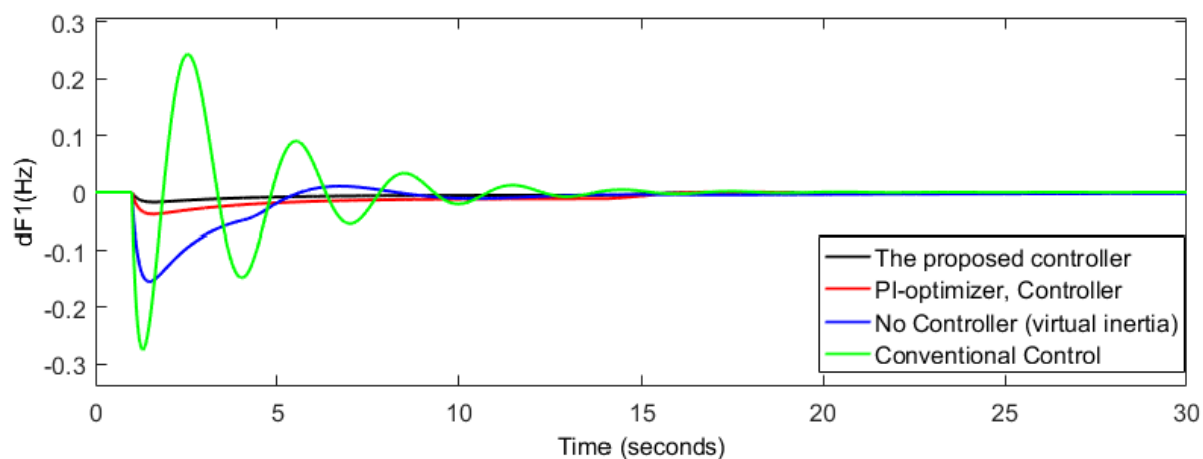
سناریو (۱): در این سناریو اغتشاش باری در لحظه $t=1$ به اندازه ΔP_{L1} به ریزشبه ناحیه یک اعمال شده است [۲۹]. در شکل های (۵)، (۶) و (۷) به ترتیب پاسخ فرکانسی ریزشبه ناحیه یک، پاسخ فرکانسی ریزشبه ناحیه دو و انحرافات توان خط ارتباطی بین دو ریزشبه با استفاده از کنترل کننده های مختلف نشان داده شده است. در شکل (۵)، بیشینه انحراف فرکانس ریزشبه ناحیه یک با استفاده از روش کنترلی مقاوم جدید^۱ در برابر اغتشاش بار ۰.۰۱Hz، با استفاده از روش PI بهینه شده^۲ مبتنی بر کنترل اینرسی مجازی ۰.۰۳Hz، با استفاده از روش کنترل اینرسی مجازی بدون تکمیلی^۳ ۰.۱۵Hz و با استفاده از روش مرسوم^۴ (بدون کنترل اینرسی مجازی) ۰.۲۶Hz است. در شکل (۶)، بیشینه انحراف فرکانس ریزشبه ناحیه دو با استفاده از روش کنترلی مقاوم جدید در برابر اغتشاش بار ۰.۰۰۶Hz، با استفاده از روش PI بهینه شده مبتنی بر کنترل اینرسی مجازی ۰.۰۱۶Hz، با استفاده از روش کنترل اینرسی مجازی بدون تکمیلی، ۰.۰۸Hz و با استفاده از روش مرسوم (بدون کنترل اینرسی مجازی) ۰.۱۴Hz است. در شکل (۷)، بیشینه انحراف توان خط ارتباطی بین دو ریزشبه با استفاده از روش کنترلی مقاوم جدید در برابر اغتشاش بار ۰.۰۰۱pu، با استفاده از روش PI بهینه شده مبتنی بر کنترل اینرسی مجازی ۰.۰۳pu، با استفاده از روش کنترل اینرسی مجازی بدون کنترل کننده، ۰.۰۶pu و با استفاده از روش مرسوم (بدون کنترل اینرسی مجازی) ۰.۰۹pu است. مطابق شکل های (۵)، (۶) و (۷)، کنترل کننده مقاوم جدید نسبت به روش های دیگر به کار برده شده در زمینه کنترل فرکانس عملکرد مطلوبی دارد به طوری که توانسته اغتشاشات وارد بر ریزشبه ناحیه یک و ناحیه دو را تضعیف کند و سبب کاهش بیشینه انحرافات فرکانس ریزشبه و افزایش سرعت میرایی انحرافات شده است.

^۱ The proposed Controller

^۲ PI-optimizer, Controller

^۳ No Controller (virtual inertia)

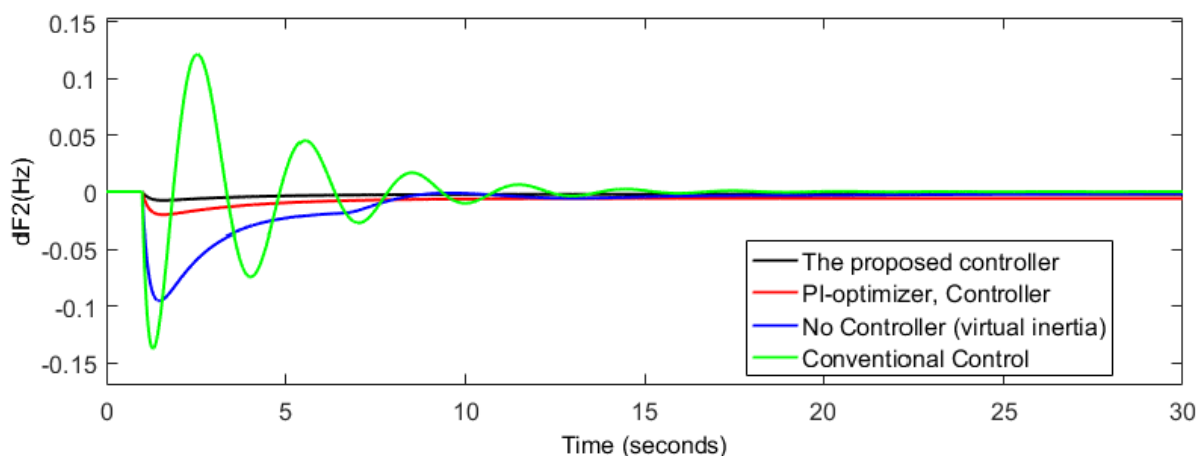
^۴ Conventional Control



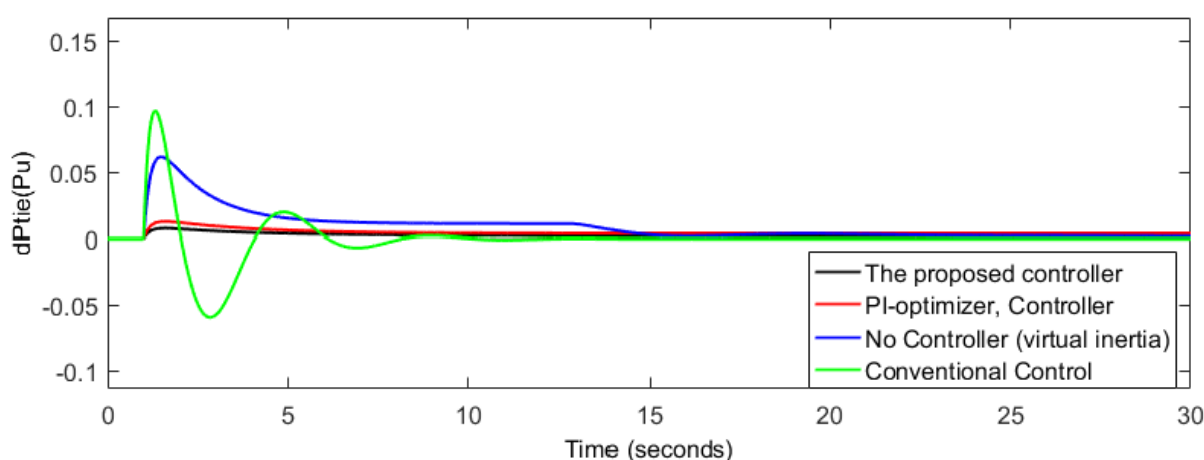
شکل ۵. پاسخ فرکانسی ریز شبکه ناحیه یک، سناریو (۱)

جدول ۱. پارامترهای ریز شبکه دو ناحیه‌ای [۲۹]

پارامترها	ریز شبکه ناحیه اول	ریز شبکه ناحیه دوم
فاکتور بایاس فرکانس β_i (pu.MW/Hz)	۰/۳۴۸۳	۰/۳۸۲۷
گین خطای کنترل $K_i(s)$	۰/۳	۰/۲
ثابت زمانی گاورنر $T_g(s)$	۰/۰۸	۰/۰۶
ثابت زمانی توربین $T_t(s)$	۰/۴	۰/۴۴
ضریب افتی $R(\text{Hz/pu.MW})$	۳	۲/۷۳
ثابت اینرسی سیستم $H(\text{pu.MW s})$	۰/۰۸۳	۰/۱۰۱۰
ضریب میرایی $D(\text{pu.MW/Hz})$	۰/۰۱۵	۰/۰۱۶
بهره اینرسی مجازی $K_{vi}(s)$	۱/۵۴	۱/۷۵
ثابت زمانی اینرسی مجازی $T_{vi}(s)$	۱۰	۱۰
ثابت زمانی سلول خورشیدی $T_{pv}(s)$	۱/۳	-
ثابت زمانی توربین بادی $T_{wt}(s)$	-	۱/۵
ضریب سنکرونیزم $T_{12}(\text{pu.MW/Hz})$	۰/۰۸	۰/۰۸
نسبت ظرفیت بین دو مناطق α_{12}	-	-۰/۰۶



شکل ۶. پاسخ فرکانسی ریزشبه ناحیه دو، سناریو (۱)



شکل ۷. انحرافات توان خط ارتباطی بین دو ریزشبه، سناریو (۱)

سناریو (۲): در این سناریو اغتشاش باری در لحظه $t=1$ به اندازه ΔP_{L1} با در نظر گرفتن عدم قطعیت پارامترها (کاهش اینرسی مربوط به ریزشبه ناحیه یک و دو به میزان -50%) به ریزشبه ناحیه یک اعمال شده است [۲۹]. در شکل‌های (۸)، (۹) و (۱۰) به ترتیب پاسخ فرکانسی ریزشبه ناحیه یک، پاسخ فرکانسی ریزشبه ناحیه دو و انحرافات توان خط ارتباطی بین دو ریزشبه با استفاده از کنترل‌کننده‌های مختلف نشان داده شده است. در شکل (۸)، بیشینه انحراف فرکانس ریزشبه ناحیه یک با استفاده از روش کنترلی مقاوم جدید^۱ در برابر اغتشاش بار 0.01Hz ، با استفاده از روش PI بهینه شده^۲ مبتنی بر کنترل اینرسی مجازی 0.032Hz ، با استفاده از روش کنترل اینرسی مجازی بدون کنترل‌کننده تکمیلی^۳ 0.17Hz و با استفاده از روش مرسوم^۴ (بدون کنترل اینرسی مجازی) 0.32Hz است. در شکل (۹)، بیشینه انحراف فرکانس ریزشبه ناحیه دو با استفاده از روش کنترلی مقاوم جدید در برابر اغتشاش بار 0.006Hz ، با استفاده از روش PI بهینه شده مبتنی بر کنترل اینرسی مجازی 0.018Hz ، با استفاده از روش کنترل اینرسی مجازی بدون کنترل‌کننده تکمیلی، 0.084Hz و با استفاده از روش مرسوم (بدون کنترل اینرسی مجازی) 0.16Hz است. در شکل

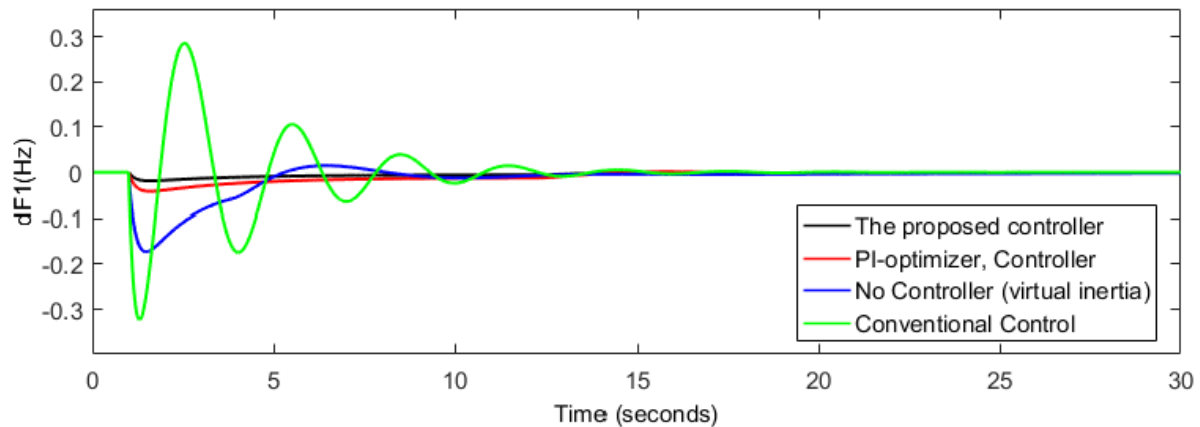
^۱ The proposed Controller

^۲ PI-optimizer, Controller

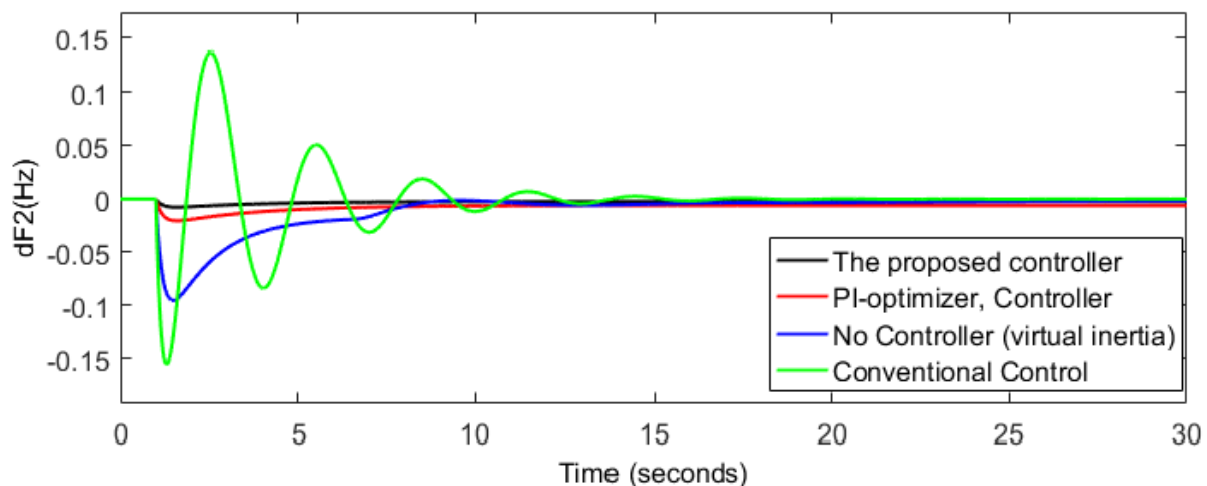
^۳ No Controller (virtual inertia)

^۴ Conventional Control

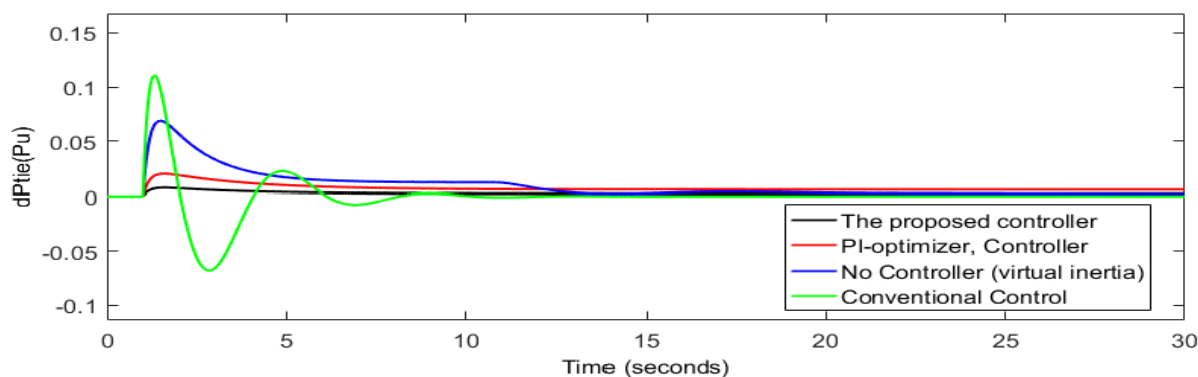
(۱۰)، بیشینه انحراف توان خط ارتباطی بین دو ریز شبکه با استفاده از روش کنترلی مقاوم جدید در برابر اغتشاش بار 0.001pu ، با استفاده از روش PI بهینه شده مبتنی بر کنترل اینرسی مجازی 0.032pu ، با استفاده از روش کنترل اینرسی مجازی بدون کنترل کننده، 0.053pu و با استفاده از روش مرسوم (بدون کنترل اینرسی مجازی) 0.11pu است. مطابق شکل های (۸)، (۹) و (۱۰)، کنترل کننده مقاوم جدید نسبت به روشهای دیگر به کار برده شده در زمینه کنترل فرکانس عملکرد مطلوبی دارد و در برابر عدم قطعیت پارامترهای سیستم مقاوم است.



شکل ۸. پاسخ فرکانسی ریز شبکه ناحیه یک با کاهش ۵۰٪ اینرسی، سناریو (۲)



شکل ۹. پاسخ فرکانسی ریز شبکه ناحیه دو با کاهش ۵۰٪ اینرسی، سناریو (۲)



شکل ۱۰. انحرافات توان خط ارتباطی بین دو ریزشبه با کاهش ۵۰٪ اینرسی، سناریو (۲)

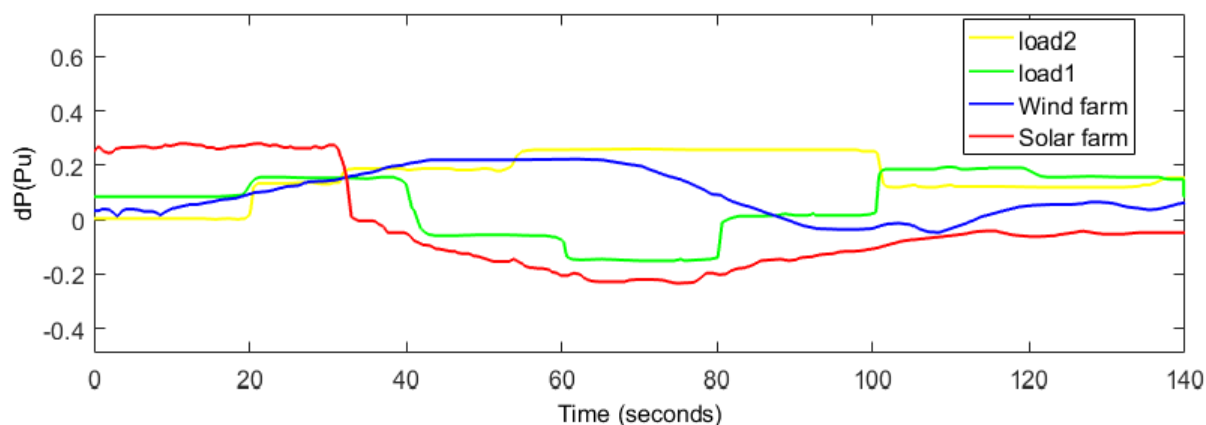
سناریو (۳): در این سناریو اغتشاش بار و منابع تولید پراکنده مطابق شکل (۱۱) به ریزشبه ناحیه یک و دو اعمال شده است [۳۰-۳۳]. در شکل‌های (۱۲)، (۱۳) و (۱۴) به ترتیب پاسخ فرکانسی ریزشبه ناحیه یک، پاسخ فرکانسی ریزشبه ناحیه دو و انحرافات توان خط ارتباطی بین دو ریزشبه با استفاده از کنترل‌کننده‌های مختلف نشان داده شده است. در شکل (۱۲)، بیشینه انحراف فرکانس ریزشبه ناحیه یک با استفاده از روش کنترلی مقاوم جدید^۱ در برابر اغتشاش بار ۰.۰۳Hz، با استفاده از روش PI بهینه شده^۲ مبتنی بر کنترل اینرسی مجازی ۰.۱۷Hz، با استفاده از روش کنترل اینرسی مجازی بدون کنترل‌کننده تکمیلی^۳ ۰.۱۹Hz و با استفاده از روش مرسوم^۴ (بدون کنترل اینرسی مجازی) ۰.۷Hz است. در شکل (۱۳)، بیشینه انحراف فرکانس ریزشبه ناحیه دو با استفاده از روش کنترلی مقاوم جدید در برابر اغتشاش بار ۰.۰۱۵Hz، با استفاده از روش PI بهینه شده مبتنی بر کنترل اینرسی مجازی ۰.۱۵Hz، با استفاده از روش کنترل اینرسی مجازی بدون کنترل‌کننده تکمیلی، ۰.۰۸۴Hz و با استفاده از روش مرسوم (بدون کنترل اینرسی مجازی) ۰.۲۱Hz است. در شکل (۱۴)، بیشینه انحراف توان خط ارتباطی بین دو ریزشبه با استفاده از روش کنترلی مقاوم جدید در برابر اغتشاش بار ۰.۰۲۱pu، با استفاده از روش PI بهینه شده مبتنی بر کنترل اینرسی مجازی ۰.۰۵۲pu و با استفاده از روش کنترل اینرسی مجازی بدون کنترل‌کننده، ۰.۰۷۸pu است. بیشینه انحراف توان ناشی از اغتشاش بار و منابع تولید پراکنده با استفاده از روش مرسوم (بدون کنترل اینرسی مجازی) حالت نوسانی دارد و روش‌های مرسوم در برابر اغتشاش بار و منابع تولید پراکنده عملکرد مطلوبی ندارند. مطابق نتایج این سناریو، کنترل‌کننده مقاوم جدید توانایی تضعیف اغتشاشات شدید (اغتشاش بار و منابع تولید پراکنده) را دارد و توانسته نسبت به سایر روش‌های به کار برده شده در زمینه کنترل فرکانس ریزشبه عملکرد مطلوب‌تری داشته باشد و بیشینه انحرافات فرکانس را به میزان ۸۷٪ بیشتر کاهش دهد.

^۱ The proposed Controller

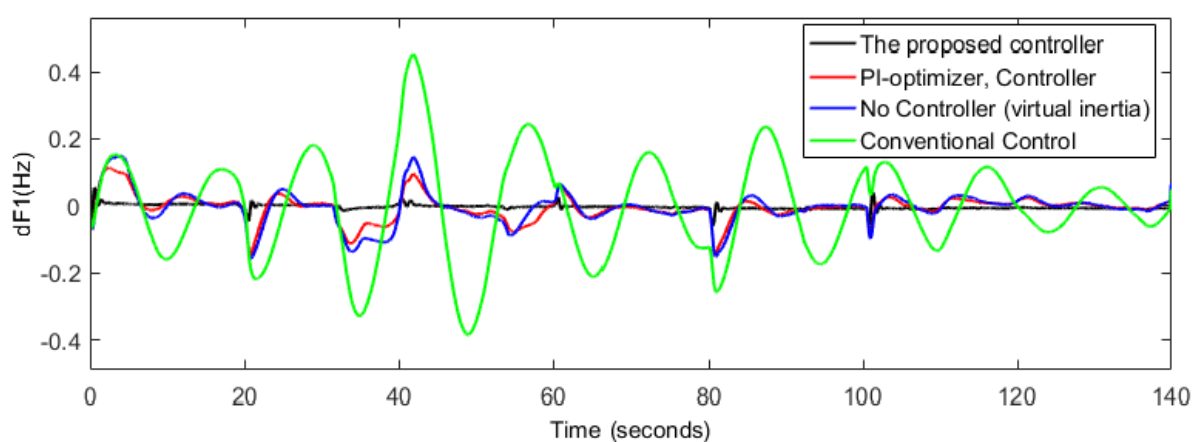
^۲ PI-optimizer, Controller

^۳ No Controller (virtual inertia)

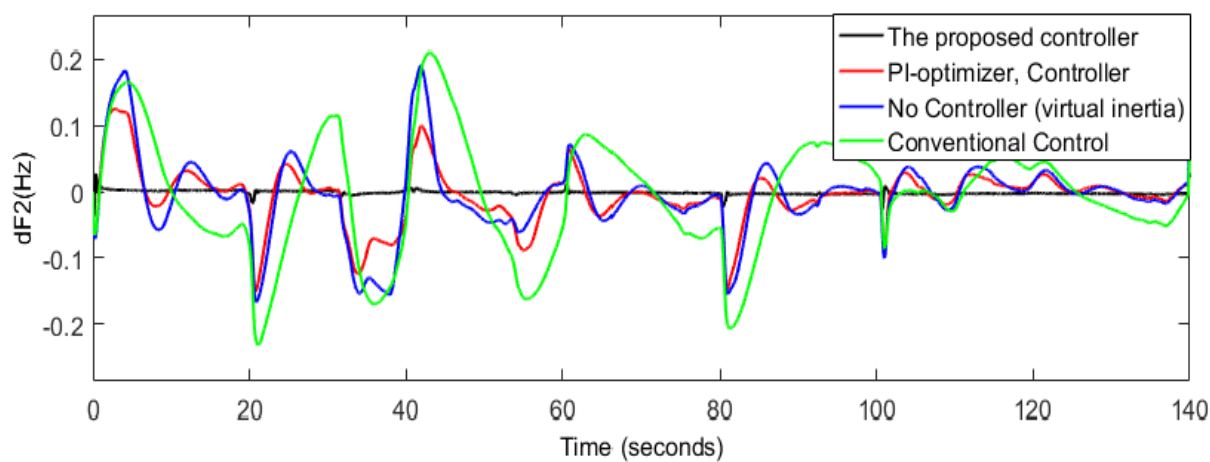
^۴ Conventional Control



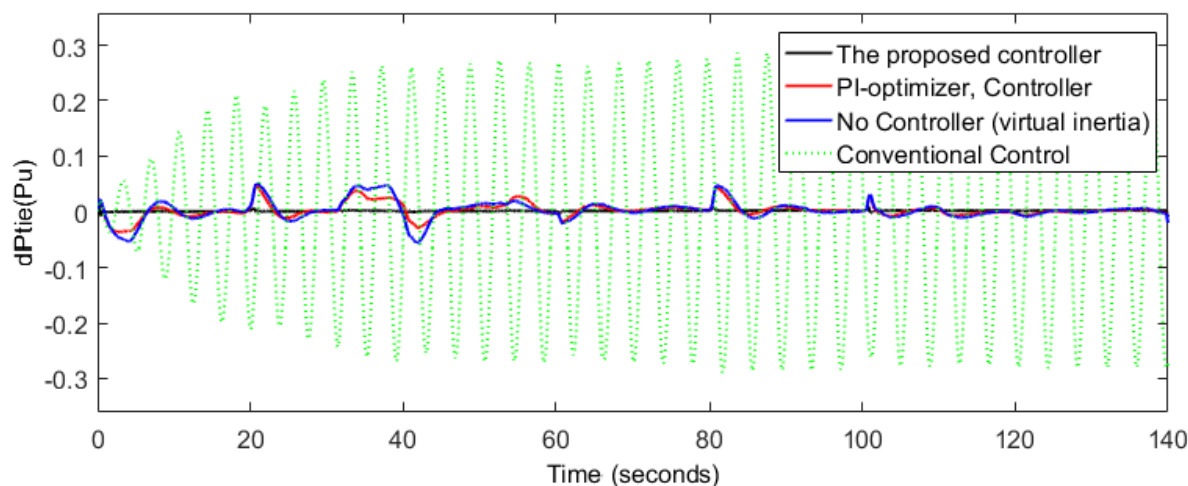
شکل ۱۱. اغتشاشات وارد بر ریزشکه دو ناحیه‌ای، سناریو (۳) [۲۹]



شکل ۱۲. پاسخ فرکانسی ریزشکه ناحیه یک در برابر اغتشاشات، سناریو (۳)

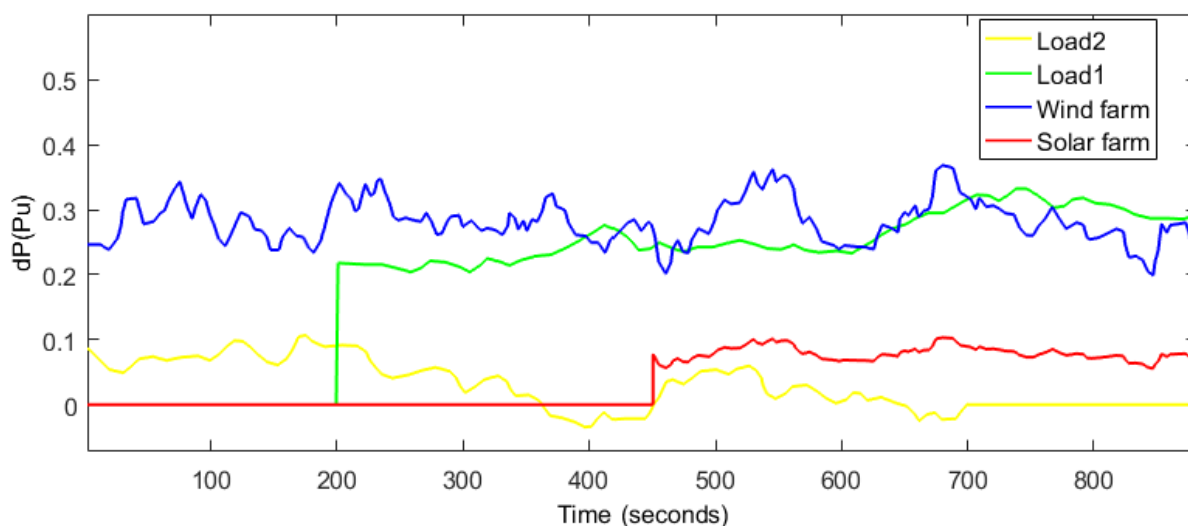


شکل ۱۳. پاسخ فرکانسی ریزشکه ناحیه دو در برابر اغتشاشات، سناریو (۳)

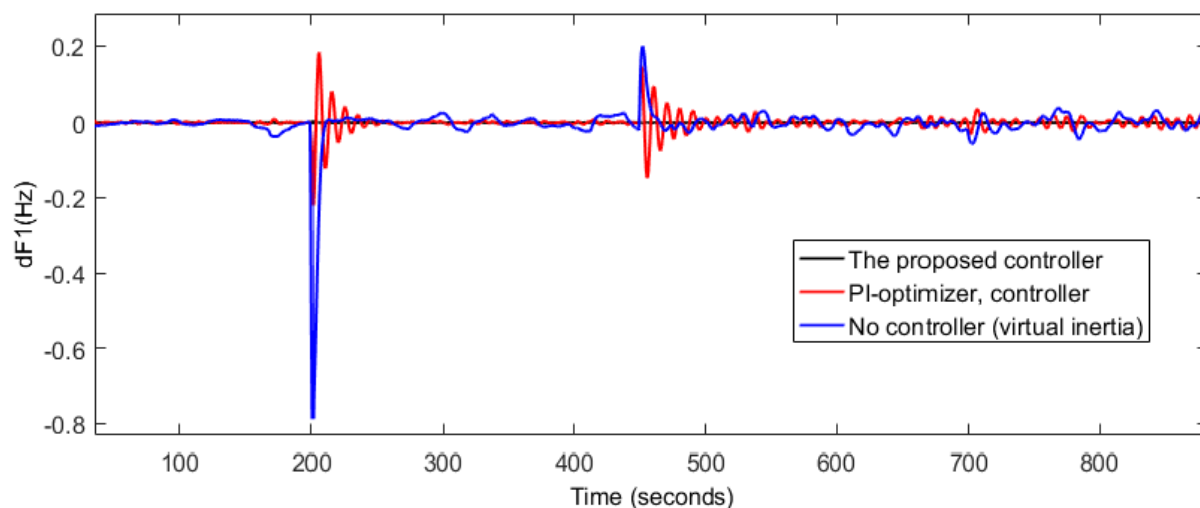


شکل ۱۴. انحرافات توان خط ارتباطی بین دو ریزشبه در برابر اغتشاشات، سناریو (۳)

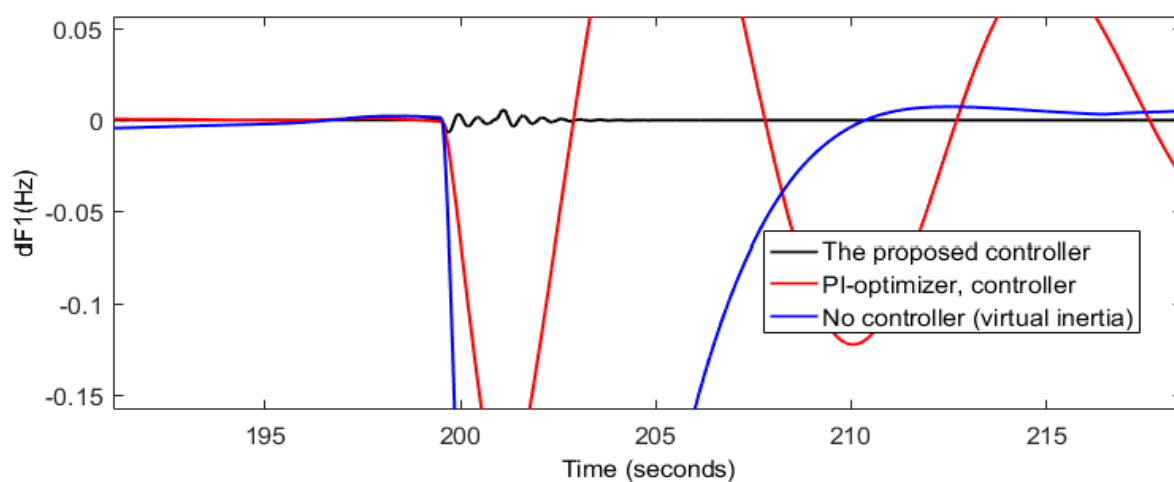
سناریو (۴): در این سناریو اغتشاش بار و منابع تولید پراکنده مطابق شکل (۱۵) به ریزشبه ناحیه یک و دو اعمال شده است [۱۶-۱۸]. در شکل‌های (۱۶-الف) تا شکل (۱۶-ج)، پاسخ فرکانسی ریزشبه ناحیه یک با استفاده از کنترل‌کننده‌های مختلف در برابر اغتشاشات نشان داده شده است. در شکل‌های (۱۷-الف) تا شکل (۱۷-ج)، پاسخ فرکانسی ریزشبه ناحیه دو با استفاده از کنترل‌کننده‌های مختلف در برابر اغتشاشات نشان داده شده است. در شکل‌های (۱۸-الف) تا شکل (۱۸-ج)، انحرافات توان خط ارتباطی بین دو ریزشبه با استفاده از کنترل‌کننده‌های مختلف در برابر اغتشاشات نشان داده شده است. مطابق شکل‌های (۱۶-۱۸)، کنترل‌کننده مقاوم جدید نسبت به روش‌های دیگر (کنترل اینرسی مجازی مبتنی بر PI بهینه، کنترل اینرسی مجازی بدون کنترل کننده و روش مرسوم (بدون کنترل اینرسی مجازی)) در برابر اغتشاشات بار و منابع تولید پراکنده عملکرد مطلوبی دارد، به طوری که توانسته اغتشاشات ناشی از بار و منابع تولید پراکنده تا حد امکان تضعیف کند و بیشینه انحرافات فرکانس هر ریزشبه (ناحیه یک و دو) را کاهش دهد.



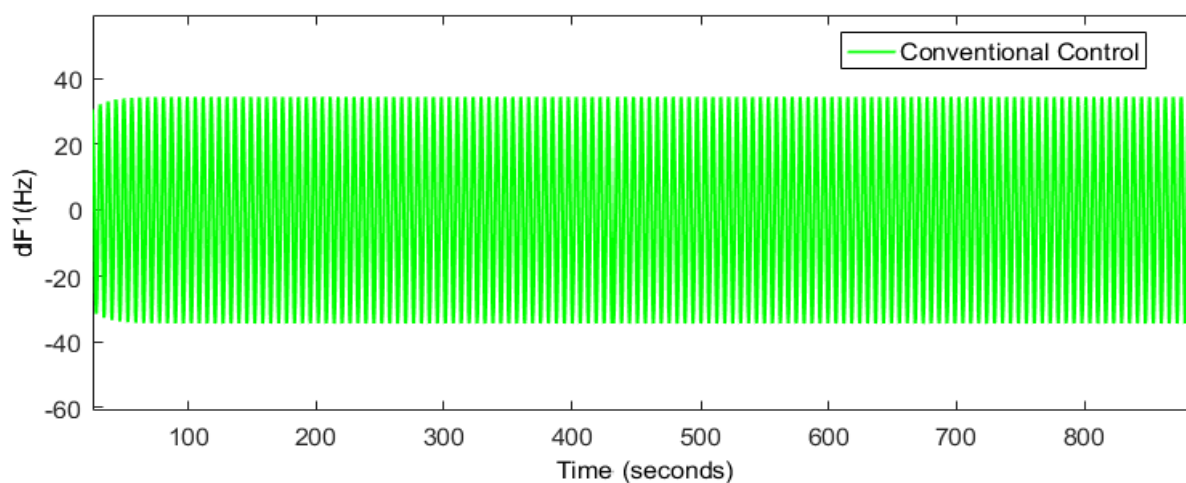
شکل ۱۵. اغتشاشات وارد بر ریزشبه دو ناحیه‌ای سناریو (۴) [۱۶-۱۸]



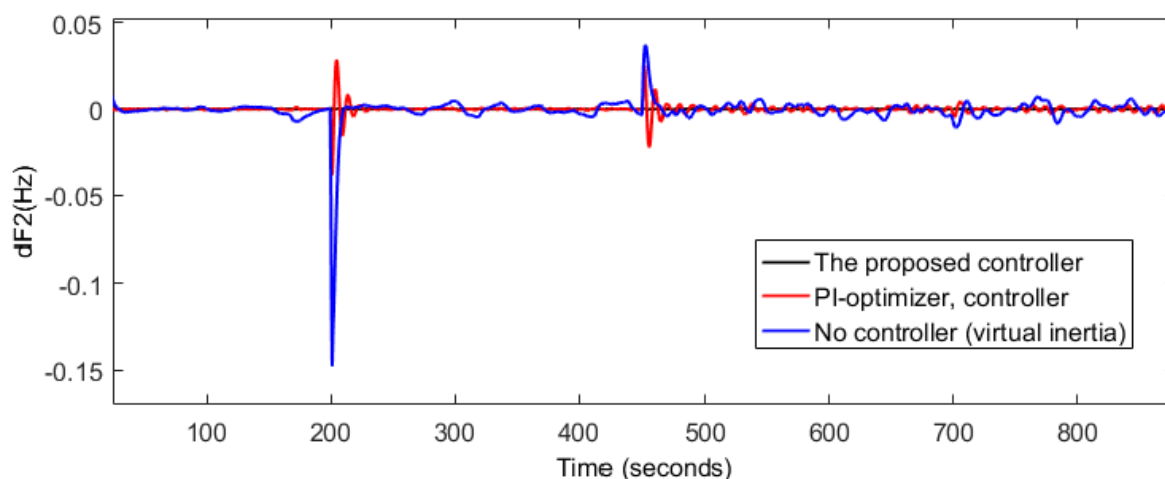
شکل ۱۶-الف. پاسخ فرکانسی ریزشکه ناحیه یک در برابر اغتشاشات، سناریو (۴)



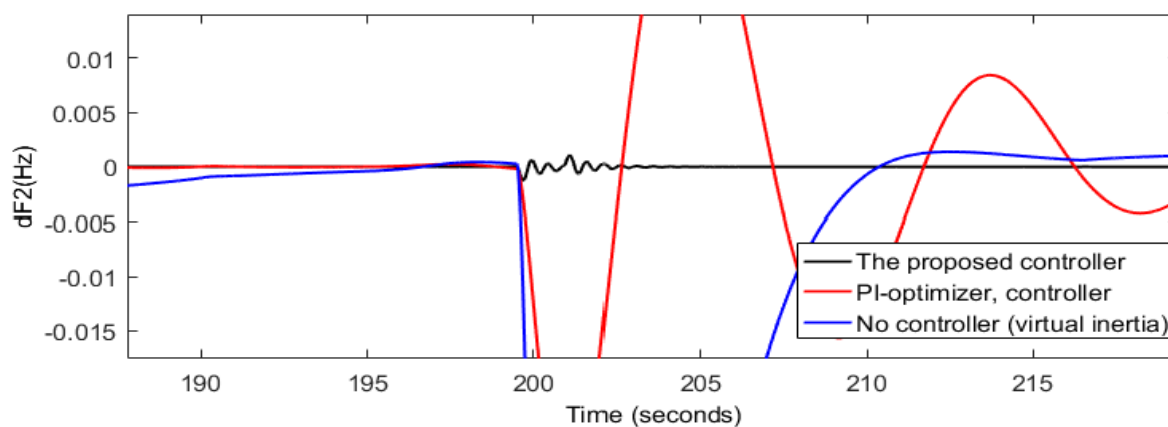
شکل ۱۶-ب. پاسخ فرکانسی ریزشکه ناحیه یک در برابر اغتشاشات، سناریو (۴)



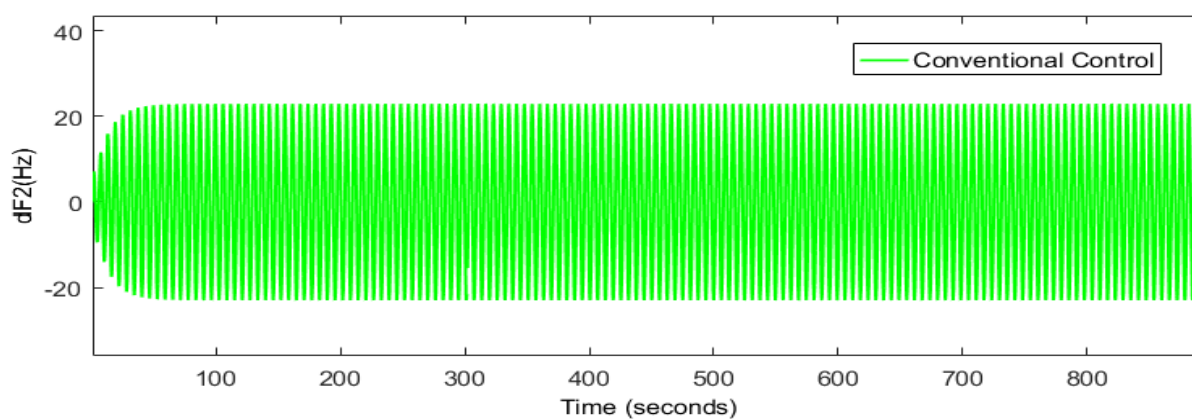
شکل ۱۶-ج. پاسخ فرکانسی ریزشکه ناحیه یک در برابر اغتشاشات با استفاده از روش مرسوم، سناریو (۴)



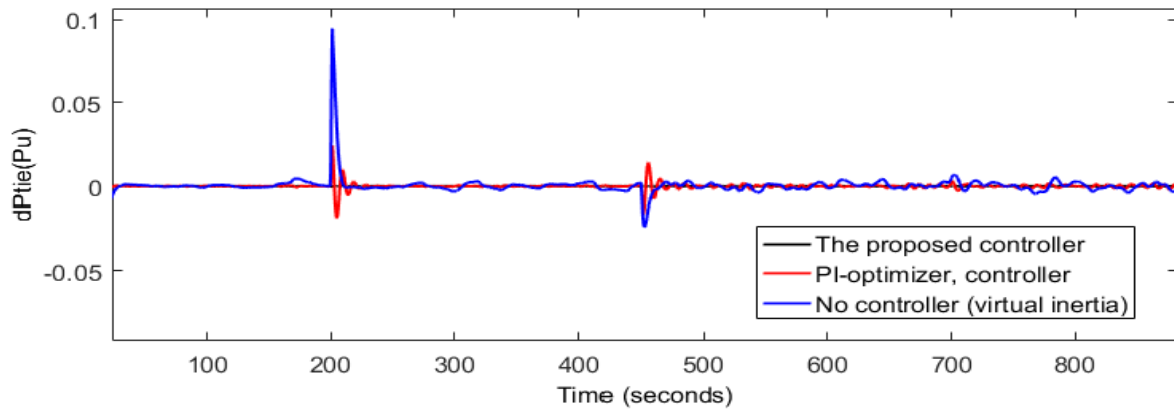
شکل ۱۷-الف. پاسخ فرکانسی ریز شبکه ناحیه دو در برابر اغتشاشات، سناریو (۴)



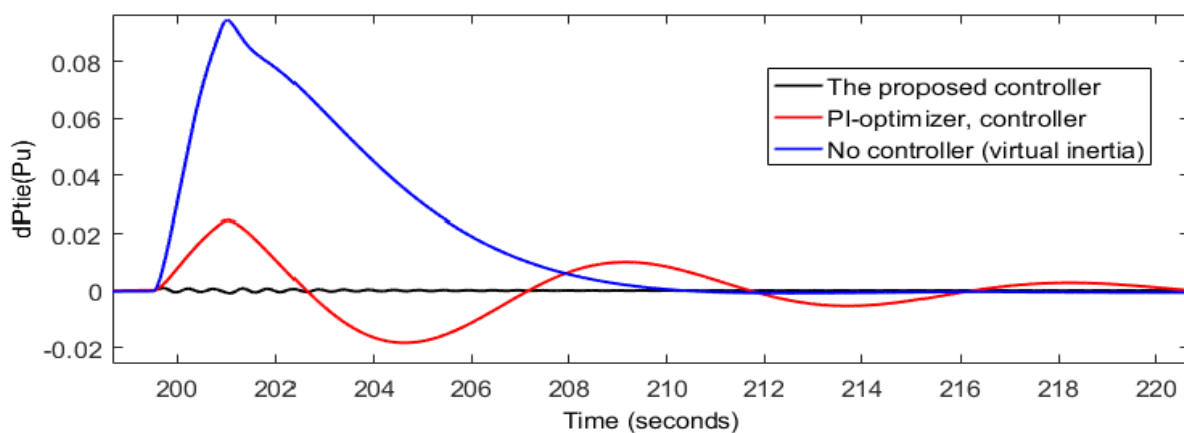
شکل ۱۷-ب. پاسخ فرکانسی ریز شبکه ناحیه دو در برابر اغتشاشات، سناریو (۴) در بازه زمانی ۱۸۹ تا ۲۱۶



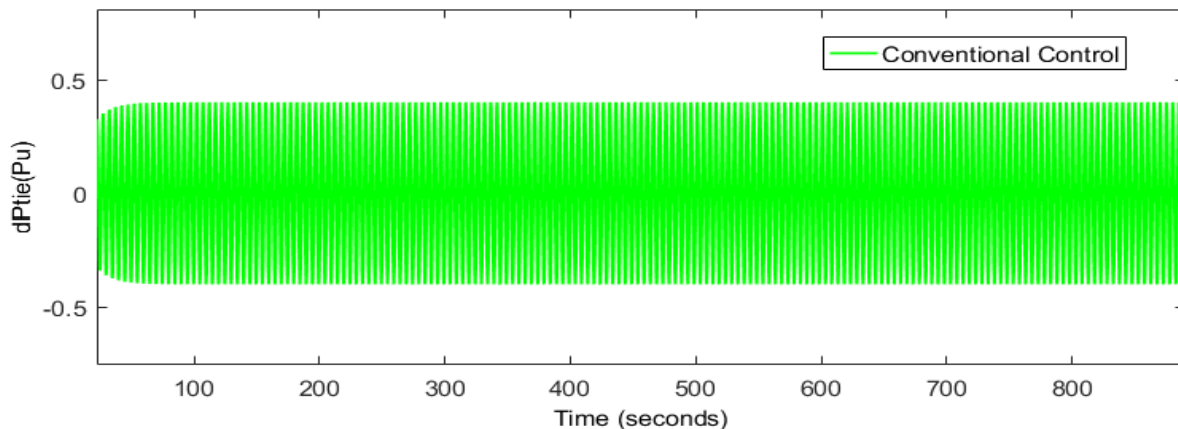
شکل ۱۷-ج. پاسخ فرکانسی ریز شبکه ناحیه دو در برابر اغتشاشات با استفاده از روش مرسوم، سناریو (۴)



شکل (۱۸-الف): انحرافات توان خط ارتباطی بین دو ریزشکه در برابر اغتشاشات، سناریو (۴) در بازه زمانی ۱۹۹ تا ۲۲۰



شکل ۱۸-ب. انحرافات توان خط ارتباطی بین دو ریزشکه در برابر اغتشاشات، سناریو (۴)



شکل ۱۸-ج. انحرافات توان خط ارتباطی بین دو ریزشکه با استفاده از روش مرسوم، سناریو (۴)

۵- نتیجه گیری

در این مقاله، مفهوم کنترل اینرسی مجازی در ریزشکه جزیره‌ای چند ناحیه‌ای مطرح شده است و به منظور بهبود اینرسی (بهبود پایداری فرکانسی) ریزشکه در حضور منابع تولید پراکنده کاربرد دارد. با توجه به اینکه کنترل اینرسی مجازی در برابر اغتشاشات و عدم قطعیت پارامترهای ریزشکه عملکرد مطلوبی ندارد، بنابراین در ساختار آن، باید یک روش کنترلی مقاوم به کار برده شود.

مطابق این مقاله، یک روش کنترلی مقاوم در ساختار کنترل اینرسی مجازی به کار برده شده است که از فیدبک خروجی سیستم استفاده می‌کند. روش پیشنهادی بر مبنای نامساوی ماتریس خطی بیان شده است و بر پایه معیار لیاپانوف اثبات شده است. با توجه به نتایج شبیه‌سازی مقاله و مقایسه روش پیشنهادی با سایر روش‌های مطرح شده در این زمینه (کنترل فرکانس)، این روش شامل چندین مزایا است از جمله تضعیف اغتشاش وارد بر ریزشبه جزیره‌ای دو ناحیه‌ای، مقاوم در برابر عدم قطعیت پارامترهای ریزشبه و افزایش درجات آزادی برای کنترل سیستم در این روش اشاره کرد.

پیوست:

الف: اطلاعات کنترل‌کننده طراحی شده برای ریزشبه ناحیه یک:

$$\hat{A}_1 = \begin{bmatrix} -9128.3 & -71.397 & -1115.3 & -1347 & -0.0032037 & 3925.7 & 9747.7 \\ -4779.3 & -2714.8 & 97404 & 11941 & 0.292 & -39006 & -93333 \\ -2136.9 & 1680.9 & -64907 & -79538 & -0.19444 & 25922 & 62094 \\ 5399.1 & 213.47 & -3130.8 & -3874.1 & -0.0095205 & 13235 & 30987 \\ -29532 & -15963 & 57148 & 70544 & 17130 & -22884 & -5.4757 \\ -465.15 & -251.41 & 8993.7 & 11026 & 0.026963 & -36021 & -86187 \\ 113.05 & 11.702 & -320.87 & -394.08 & -0.00096391 & 1300.4 & 3094.4 \end{bmatrix}, \hat{B}_1 = \begin{bmatrix} -23295 \\ -10841 \\ 18623 \\ -17541 \\ -14765 \\ -1310.8 \\ -29599 \end{bmatrix}$$

$$\hat{C}_1 = [6.7752 \quad 3.6616 \quad -131.09 \quad -160.72 \quad -0.000393 \quad 525.01 \quad 1256.2]$$

ب: اطلاعات کنترل‌کننده طراحی شده برای ریزشبه ناحیه دو:

$$\hat{A}_2 = \begin{bmatrix} -12656 & 19192 & 19435 & 19477 & 0.0092063 & 13.896 & 3043.5 \\ 2299.7 & -52579 & -53239 & -53361 & -0.0252 & -38.847 & -8386.1 \\ -28642 & 16013 & 16214 & 16251 & 0.76752 & 1185.3 & 25456 \\ 26402 & -13626 & -13798 & -13829 & -0.65312 & -1008.6 & -21659 \\ -24133 & -74948 & -75891 & -76062 & -35924 & -55529 & -11915 \\ 8.7052 & 22919 & 23207 & 23259 & 0.010985 & 16.313 & 3643.6 \\ -202.86 & 7726 & 7823.1 & 7840.8 & 0.0037032 & 5.7186 & 1225.5 \end{bmatrix}, \hat{B}_2 = \begin{bmatrix} -24166 \\ -37874 \\ 15744 \\ -15364 \\ 2721.4 \\ 15386 \\ 19036 \end{bmatrix}$$

$$\hat{C}_2 = [5.3085 \quad 16486 \quad 16694 \quad 16731 \quad 0.0079022 \quad 12.215 \quad 2621]$$

مراجع:

- [1] F. Amiri, & A. Hatami, "A model predictive control method for load-frequency control in islanded microgrids," Computational Intelligence in Electrical Engineering, vol. 8, no. 1, pp. 9-24, 2017.
- [2] M. H. Moradi, & F. Amiri, "Improving the stability of the power system based on static synchronous series compensation equipped with robust model predictive control," Journal of Iranian Association of Electrical and, 2020.
- [3] F. Amiri, & A. Hatami, "Nonlinear Load frequency control of isolated microgrid using fractional order PID based on hybrid craziness-based particle swarm optimization and pattern search," Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers, vol. 17, no. 2, pp. 135-148, 2020.

- [4] F. Amiri, & M. H. Moradi, "Designing a fractional order PID controller for a two-area micro-grid under uncertainty of parameters," *Iranian journal of energy*, vol. 20, no. 4, pp. 49-78, 2018.
- [5] F. Amiri, & A. Hatami, "Load Frequency Control Via Adaptive Fuzzy PID Controller In An Isolated Microgrid," In 32nd international power system conference, 2017.
- [6] F. Amiri, & M. H. Moradi, "Coordinated control of LFC and SMES in the power system using a new robust controller," *Iranian Journal of Electrical and Electronic Engineering*, vol. 17, no. 4, pp. 1912-1912, 2021.
- [7] F. Amiri, & M. H. Moradi, "A New Control Strategy for Controlling Isolated Microgrid," *JEM*, vol. 10, no. 4, pp. 60-73, 2023.
- [8] M. Shahbazi and F. Amiri, "Designing a Neuro-Fuzzy controller with CRPSO and RLSE algorithms to control voltage and frequency in an isolated microgrid," *2019 International Power System Conference (PSC)*, Tehran, Iran, 2019, pp. 588-594, doi: 10.1109/PSC49016.2019.9081492.
- [9] M. H. Moradi, & F. Amiri, "Virtual inertia control in islanded microgrid by using robust model predictive control (RMPC) with considering the time delay," *Soft Computing*, vol. 25, no. 8, 6653-6663, 2021.
- [10] M. H. Moradi, & F. Amiri, "Load frequency control in a two area microgrid by Optimized model predictive controller," *Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers*, vol. 19, no. 1, 2021.
- [11] F. Amiri, & A. Hatami, "Load frequency control for two-area hybrid microgrids using model predictive control optimized by grey wolf-pattern search algorithm," *Soft Computing*, 1-17, 2023.
- [12] Li, T., Tang, Q., Zhu, K., Du, X., Li, B., Liu, F., & Zhen, T, "Coordinated Control Strategy of Emulated Inertia and Damping for Grid-Forming Energy Storage Considering Capacity Characteristics," In *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 2166, no. 1, p. 012013, 2022.
- [13] T. Wang, M. Jin, Y. Li, J. Wang, Z. Wang and S. Huang, "Adaptive Damping Control Scheme for Wind Grid-Connected Power Systems With Virtual Inertia Control," in *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 37, no. 5, pp. 3902-3912, Sept. 2022, doi: 10.1109/TPWRS.2021.3140086.
- [14] K. H. Tan, F. J. Lin, T. Y. Tseng, M. Y. Li, & Y. D. Lee, "Virtual Synchronous Generator Using an Intelligent Controller for Virtual Inertia Estimation," *Electronics*, vol. 11, no. 1, pp. 86, 2022.
- [15] Y. Hu, W. Wei, Y. Peng and J. Lei, "Fuzzy virtual inertia control for virtual synchronous generator," *2016 35th Chinese Control Conference (CCC)*, Chengdu, China, 2016, pp. 8523-8527, doi: 10.1109/ChiCC.2016.7554718.
- [16] C. Wang, J. Meng, Y. Wang and H. Wang, "Adaptive virtual inertia control for DC microgrid with variable droop coefficient," *2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Sydney, NSW, Australia, 2017, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICEMS.2017.8056219.
- [17] T. Kerdphol, F. S. Rahman, Y. Mitani, K. Hongesombut & S. Küfeoğlu, "Virtual inertia control-based model predictive control for microgrid frequency stabilization considering high renewable energy integration," *Sustainability*, vol. 9, no. 5, pp. 773, 2017.
- [18] T. Kerdphol, F. S. Rahman, Y. Mitani, M. Watanabe and S. K. Küfeoğlu, "Robust Virtual Inertia Control of an Islanded Microgrid Considering High Penetration of Renewable Energy," in *IEEE Access*, vol. 6, pp. 625-636, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2017.2773486.

- [19] K. Shi, H. Ye, W. Song and G. Zhou, "Virtual Inertia Control Strategy in Microgrid Based on Virtual Synchronous Generator Technology," in *IEEE Access*, vol. 6, pp. 27949-27957, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2839737.
- [20] T. Kerdphol, M. Watanabe, Y. Mitani, & V. Phunpeng, "Applying virtual inertia control topology to SMES system for frequency stability improvement of low-inertia microgrids driven by high renewables," *Energies*, vol. 12, no. 20, pp. 3902, 2019.
- [21] L. Yang, Z. Hu, S. Xie, S. Kong, & W. Lin, "Adjustable virtual inertia control of super capacitors in PV-based AC microgrid cluster," *Electric Power Systems Research*, vol. 173, pp. 71-85, 2019.
- [22] J. Li, B. Wen and H. Wang, "Adaptive Virtual Inertia Control Strategy of VSG for Micro-Grid Based on Improved Bang-Bang Control Strategy," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 39509-39514, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2904943.
- [23] H. Ali *et al.*, "A New Frequency Control Strategy in an Islanded Microgrid Using Virtual Inertia Control-Based Coefficient Diagram Method," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 16979-16990, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2894840.
- [24] T. Kerdphol, M. Watanabe, K. Hongesombut and Y. Mitani, "Self-Adaptive Virtual Inertia Control-Based Fuzzy Logic to Improve Frequency Stability of Microgrid With High Renewable Penetration," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 76071-76083, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2920886.
- [25] A. Karimipouya, S. Karimi, & H. Abdi, "Microgrid frequency control using the virtual inertia and ANFIS-based Controller. International of Industrial Electronics," *control and Optimization*, vol. 2, no. 2, pp. 145-154, 2019.
- [26] K. -H. Tan, F. -J. Lin, C. -M. Shih and C. -N. Kuo, "Intelligent Control of Microgrid With Virtual Inertia Using Recurrent Probabilistic Wavelet Fuzzy Neural Network," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 7, pp. 7451-7464, July 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2954740.
- [27] T. Kerdphol, F. S. Rahman, M. Watanabe and Y. Mitani, "Robust Virtual Inertia Control of a Low Inertia Microgrid Considering Frequency Measurement Effects," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 57550-57560, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2913042.
- [28] R. Mandal, & K. Chatterjee, "Virtual inertia emulation and RoCoF control of a microgrid with high renewable power penetration," *Electric Power Systems Research*, vol. 194, pp. 107093, 2021.
- [29] T. Kerdphol, F. S. Rahman, & Y. Mitani, "Virtual inertia control application to enhance frequency stability of interconnected power systems with high renewable energy penetration," *Energies*, vol. 11, no. 4, pp. 981, 2018.
- [30] F. Amiri, & M. H. Moradi, "Designing a new robust control method for AC servo motor," *Journal of Nonlinear Systems in Electrical Engineering*, vol. 7, no. 1, pp. 55-80, 2020.
- [31] F. Amiri, & M. H. Moradi, "Angular speed control in a hybrid stepper motor using linear matrix inequality," *Computational Intelligence in Electrical Engineering*, vol. 12, no. 3, pp. 33-50, 2021.
- [32] C. Scherer, P. Gahinet and M. Chilali, "Multiobjective output-feedback control via LMI optimization," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 42, no. 7, pp. 896-911, July 1997, doi: 10.1109/9.599969.
- [33] H. Li, X. Jing and H. R. Karimi, "Output-Feedback-Based H_∞ Control for Vehicle Suspension Systems With Control Delay," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 1, pp. 436-446, Jan. 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2242418.

- [34] S. Boyd, L. El Ghaoui, E. Feron, & V. Balakrishnan, "Linear matrix inequalities in system and control theory," Society for industrial and applied mathematics, 1994.
- [35] H. D. Choi, C. K. Ahn, M. T. Lim, & M. K. Song, "Dynamic output-feedback H_∞ control for active half-vehicle suspension systems with time-varying input delay," *International Journal of Control Automation and Systems*, vol. 14, no. 1, pp. 59-68, 2016.
- [36] X. Shao, F. Naghdy, H. Du, & H. Li, "Output feedback H_∞ control for active suspension of in-wheel motor driven electric vehicle with control faults and input delay. *ISA transactions*, vol. 92, pp. 94-108, 2019.