

The Fault Diagnosis and Control of the Boost Converter Switching System in Energy Conversion Systems

Sayyed Hossein Ejtahed^{1*}, Naser Pariz², Ali Karimpour³

¹Department of Control Engineering, Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Kashan, Kashan, Iran

ejtahed@kashanu.ac.ir

²Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Ferdowsi University of Mashhad, Mashhad, Iran
n-pariz@um.ac.ir

³Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Ferdowsi University of Mashhad, Mashhad, Iran
karimpor@um.ac.ir

Keywords:

boost converter
fault diagnosis and control
switching system
average dwell time
multi-objective optimization

Abstract: In this article, through using the theory of hybrid dynamical systems, the boost converter was modeled as a switching system. Then, by taking into account parameter uncertainty, input disturbance, and variable state delay in the presence of a switching with a constraint of average dwell time, the design problem of fault diagnosis along with output feedback-based control- has been formulated as a multi-objective optimization problem. One l_2 -gain performance index guarantees the robustness of the fault to disturbance; the other l_2 -gain performance criterion guarantees the sensitivity of the residual to fault. By adopting a switchable Lyapunov function, sufficient conditions have been obtained for fault detection along with control in terms of linear matrix inequalities. In this research, an approximate method was used; that is, an averaged state-space model of the boost converter. The simulation results showed the effectiveness of the present approach.

Original Research Article

Paper History:

Received: 10/08/2022

Accepted: 18/12/2022

How to cite this article: Ejtahed, H., Pariz, N., Karimpour, A., "The Fault Diagnosis and Control of the Boost Converter Switching System in Energy Conversion Systems", Energy Engineering and Management, Vol. 13, No. 2, PP. 50-65, 2023. <https://doi.org/10.22052/JEEM.2023.113711>

© 2023 University of Kashan Press. All rights reserved

This is an open access article under the CC BY license. (<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>)



Introduction

Electronic power converters play an essential role in generating electrical energy from renewable sources such as photovoltaic cells, wind turbines, and fuel cells. These converters are also very effective in reducing consumption and saving electrical energy. New electric energy consumers are often equipped with one or more electronic power converter units. Boost converters are

among the converters that are widely used to increase the voltage level in photovoltaic power generation systems and electrical systems. These converters are also used to correct the power factor of AC consumers and to create Regenerative Braking in electric drives. The fault diagnosis of these converters has been the focus of recent research. In this research, the averaged state-space model of a boost converter is usually

used, which is an approximate method. Through using the theory of hybrid dynamical systems, the boost converter was modeled as a switching system. Then, by taking into account parameter uncertainty, input disturbance, and variable state delay in the presence of a switching with a constraint of average dwell time, the design problem of fault diagnosis along with output feedback-based control- has been formulated as a multi-objective optimization problem. One l_2 -gain performance index guarantees the robustness of the fault to disturbance; the other l_2 -gain performance criterion guarantees the sensitivity of the residual to the fault. By adopting a switching Lyapunov function, sufficient conditions have been obtained for fault diagnosis and control in terms of linear matrix inequalities. The simulation results show the effectiveness of the presented approach.

Materials and Methods

First, the mathematical model of a boost converter system was described as a switching hybrid system. Then, the problem of designing a fault diagnosis and control unit for switched linear systems with time-varying state delay and parameter uncertainty were formulated. Sufficient conditions were also provided to guarantee the stability of the augmented system and to achieve the fault diagnosis along with the control that was based on the definition of performance indicators in one Theorem. The minimum average dwell time allowed for subsystems to be active to meet the mentioned performance indicators was also calculated. In order to carry out fault diagnosis successfully and generate an alarm of its occurrence, the last step after the design of the residual generator was the evaluation of the residual signal. This step included two tasks: generating the evaluation

function and determining a threshold.

Results

Through consideration of the results of the Theorem and referring to the defined combined optimization problem, the proposed design of fault diagnosis and control in form of a design problem led to a two-stage optimization algorithm that solved linear matrix inequalities. Then, it became possible to obtain the gain matrices of the fault diagnosis and control unit. The simulation results showed that --despite the presence of disturbance input, time-varying state delay, parameter uncertainty, and closed control loop-- an effective detection of the boost converter fault was early possible by the controller/diagnoser when the fault occurred.

Discussion and Conclusion

In this paper, based on the theory of hybrid system, the boost converter model was presented as a linear switching system. Then, a general framework was designed for the fault diagnosis and the control of linear continuous-time switching systems affected by variable state delay, parameter uncertainty, and input disturbance. By using switching Lyapunov functions and multi-objective gain optimization problem solving, sufficient conditions were developed for the existence of a fault diagnosis and control filter based on the average dead-time technique. The proposed plan was designed for the switching model of the boost converter, which showed the effectiveness of the simulation results of the proposed design. The advantage of combining fault diagnosis and control was the fact that the occurrence of a fault could not be hidden by the act of control and effective diagnosis of the fault was possible when the fault occurred.

تشخیص عیب همراه با کنترل سیستم سوئیچ شونده مبدل بوست در سامانه‌های تبدیل انرژی

سید حسین اجتهاد^{۱*}، ناصر پریز^۲، علی کریم پور^۳

^۱ استادیار گروه مهندسی کنترل، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه کاشان، کاشان، ایران

ejtahed@kashanu.ac.ir

^۲ استاد گروه مهندسی برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه فردوسی، مشهد، ایران

n-pariz@um.ac.ir

^۳ استاد گروه مهندسی برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه فردوسی، مشهد، ایران

karimpor@um.ac.ir

واژه‌های کلیدی:

مبدل بوست
تشخیص عیب همراه با کنترل
سیستم سوئیچ شونده
زمان سکون میانگین
بهینه‌سازی چندمنظوره

چکیده: در این مقاله، ابتدا با استفاده از تئوری سیستم‌های هایبرید، مدل سوئیچ شونده مبدل بوست ارائه شده، سپس با در نظر گرفتن اثر نامعینی پارامترها، اغتشاش ورودی و تأخیر حالت متغیر در حضور کلیدزنی با قید زمان سکون میانگین، مسئله طراحی واحد تشخیص عیب همراه با کنترل بر پایه فیدبک خروجی به صورت یک مسئله بهینه‌سازی چندمنظوره بهره‌های I_2 فرمول‌بندی شده است. یک شاخص عملکرد، مقاوم بودن مانده نسبت به اغتشاش را تضمین می‌کند و شاخص عملکرد دیگر، ضامن حساسیت مانده نسبت به عیب است. با اتخاذ تابع لیاپانوف سوئیچ شونده شرایط کافی برای تشخیص عیب همراه با کنترل بر حسب نابرابری‌های ماتریسی خطی به دست آمده‌اند. مبدل‌های نوع بوست در سیستم‌های تولید برق فتولتائیک و درایوهای الکتریکی کاربرد زیادی دارند و تشخیص عیب آن‌ها مورد توجه پژوهش‌های اخیر بوده است. در این تحقیقات معمولاً از مدل متوسط مبدل بوست استفاده شده که یک روش تقریبی است و مدل هایبرید سوئیچ شونده برای این سیستم‌ها کمتر مورد توجه قرار گرفته است. نتایج شبیه‌سازی‌ها نشان‌دهنده اثربخشی رویکرد ارائه شده است.

مقاله علمی پژوهشی

تاریخ دریافت: ۱۴۰۱/۰۵/۱۹

تاریخ پذیرش: ۱۴۰۱/۰۹/۲۷

۱. مقدمه

استفاده از تجهیزات الکترونیکی و سایر لوازم خانگی سازگار با جریان مستقیم در خانه‌ها و ادارات و همچنین تولید پراکنده انرژی، با سرعت بسیار بالایی در حال افزایش است. این دو مقوله به احتمال زیاد در آینده‌ای نزدیک باعث به‌کارگیری شبکه‌های DC در مقیاس منطقه‌ای، اتصال مستقیم نیروگاه‌های ریزتولید DC و مصرف‌کنندگان، به‌منظور کاهش تعداد مراحل تبدیل مورد نیاز برای رساندن برق به دستگاه‌های DC خواهد شد. مبدل‌های DC/DC در این سیستم‌ها نقشی اساسی خواهند داشت و اجازه ایجاد چندین سطح ولتاژ را به ما خواهند داد. مبدل‌های الکترونیک قدرت نقش اساسی در تولید انرژی الکتریکی از منابع تجدیدپذیر نظیر سلول‌های فتوولتائیک، توربین‌های بادی و پیل‌های سوختی دارند. این مبدل‌ها همچنین در کاهش مصرف و صرفه‌جویی انرژی الکتریکی بسیار مؤثرند. مصرف‌کننده‌های جدید انرژی الکتریکی نیز اغلب مجهز به یک یا چند واحد مبدل الکترونیک قدرت هستند. این مبدل‌ها همچنین برای اصلاح ضریب توان مصرف‌کننده‌های AC و ایجاد ترمز ژنراتوری در درایوهای الکتریکی استفاده می‌شوند. قابلیت اطمینان این مبدل‌ها چالش بزرگی خواهد بود، زیرا باید از تداوم سرویس به بارهای متصل به آن‌ها اطمینان داشت [۱].

برای سیستم‌های انرژی، به‌علت نیاز روزافزون به ایمنی زیاد، قابلیت اطمینان و کارآمد بودن نظارت، تشخیص عیب^۱ (FD) اهمیت فزاینده‌ای به خود اختصاص داده است. برای استفاده بهینه از انرژی فتوولتائیک خورشیدی (PV)، مبدل‌های DC/DC به‌طور گسترده در هر دو سیستم متصل به شبکه و سیستم‌های مستقل استفاده می‌شوند. در سیستم‌های فتوولتائیک، مبدل‌های DC/DC به‌عنوان یکی از بحرانی‌ترین و چالش‌برانگیزترین زیرسیستم‌ها از نظر میزان خرابی شناخته شده‌اند.

با در نظر گرفتن لزوم افزایش قابلیت اطمینان مبدل‌های بوست DC/DC درم^۲، در مرجع [۲] یک روش ساده و درعین‌حال مؤثر تشخیص عیب مدار باز پیشنهاد می‌کند که برای سایر توپولوژی‌های مبدل DC/DC نیز کاربردی است. در مرجع [۳] با استفاده از مؤلفه هارمونیک مبتنی بر فرکانس کلیدزنی، طرحی برای تشخیص عیب و مکان‌یابی^۳ آن پیشنهاد شده است. در مرجع [۴] با استفاده از یک واحد مدیریت عیب کلیدزنی که بین بلوک کنترل و سوئیچ‌ها قرار داده شده است، یک کنترلر یکپارچه بهینه مقاوم در برابر عیب

طراحی شده که در عملکرد پس از عیب^۴ نیز مناسب است. در مرجع [۵] یک روش مقاوم در برابر نویز و اغتشاش برای تشخیص عیب مدار باز مبدل بوست درهم پیشنهاد شده است. در مرجع [۶] یک روش تشخیص عیب مقاوم مبتنی بر رؤیتگر لیونبرگر^۵ برای مبدل بوست DC/DC برای کاربرد در پیل سوختی (FC) پیشنهاد و یک آستانه تطبیقی برای مقابله با اثرات نامعینی پارامتر مدار مبدل معرفی شده است. در مرجع [۷] مدل‌سازی، طراحی و تحلیل یک مبدل DC/DC نیمه‌پل دوطرفه^۶ مناسب برای رابط الکترونیکی قدرت بین سیستم ذخیره‌سازی انرژی اصلی و محرک کشش الکتریکی در خودروهای الکتریکی هیبریدی ارائه شده و تکنیک‌های میانگین‌گیری و خطی‌سازی برای به دست آوردن مدل‌های فضای حالت متوسط^۷ و مدل سیگنال کوچک مبدل در هر دو حالت بوست و باک اعمال شده‌اند. برای تشخیص عیب یکپارچه^۸ مبدل‌های DC/DC غیر ایزوله^۹ در مرجع [۸] یک رویکرد جدید دو مرحله‌ای پیشنهاد شده که با موفقیت برای عملکرد عیب‌تابی^{۱۰} مبدل دو مرحله‌ای باک/باک-بوست با کنترل سنکرون و سوئیچ اضافی اعمال گردیده است و در مرجع [۹] با استفاده از مشتق جریان سلف بر اساس مدولاسیون مبدل DC/DC خاص روشی پیشنهاد شده که می‌تواند عیب را تشخیص دهد و سوئیچ معیوب و نوع عیب سوئیچ را در کمتر از یک چرخه سوئیچینگ شناسایی کند. در مرجع [۱۰] تجزیه و تحلیل، طراحی و اعتبارسنجی یک روش تشخیص و شناسایی عیب مبتنی بر مدل برای مبدل‌های قدرت با استفاده از رویکرد کلی تخمینگر حالت مبتنی بر مدل ارائه شده که می‌تواند برای شناسایی عیوب دلخواه در قطعات و حسگرها استفاده شود.

به‌منظور پرداختن به مشکل عیب ترانزیستور قدرت در مبدل بوست درهم نیز در مرجع [۱۱] یک روش تشخیص بلادرنگ و عیب‌تاب پیشنهاد شده است. یک روش کنترل عیب‌تاب برای مبدل ورودی-موازی-خروجی-سری (IPOS) تحت خرابی سوئیچ مدار باز در مرجع [۱۲] پیشنهاد شده که بر دو بخش تشخیص عیب و اقدام اصلاحی تمرکز دارد. تشخیص عیب بر اساس غوطه‌وری^{۱۱} و رؤیتگر ثابت انجام می‌شود که نسبت به نامعینی پارامتر و

4. Postfault Operations
5. Luenberger Observer
6. Bidirectional Half-bridge DC/DC Converter
7. Averaged State Space Model
8. Unified Switch Fault Diagnosis (UFD)
9. Nonisolated
10. Fault-tolerant
11. Immersion

1. Fault Diagnosis
2. Interleaved Boost Converter (IBC)
3. Localization

سپس با حل مسئله بهینه‌سازی چندمنظوره تشخیص عیب همراه با کنترل برای یک مبدل بوست طراحی و شبیه‌سازی می‌شود. تأخیر و نامعینی پارامتری، به‌عنوان پدیده‌های شایع در شبکه‌های تولید، انتقال و مصرف انرژی، می‌توانند حساسیت سیستم نسبت به تشخیص عیب و قابلیت حذف اغتشاش را تضعیف کنند. بنابراین، در نظر گرفتن اثر تأخیر حالت و نامعینی پارامتری برای طراحی واحد تشخیص عیب همراه با کنترل، در حضور ورودی‌های ناخواسته، بسیار مهم است. از طرفی، در نظر گرفتن چهارچوبی واحد برای طراحی فیلترهای تشخیص عیب و کنترل‌کننده‌های فیدبک، ممکن و از آن مهم‌تر، مطلوب است. این طراحی همزمان، دو واحد تشخیص عیب و کنترل‌کننده را در بخشی یکپارچه تجمع می‌کند. در نتیجه انتظار می‌رود راهبرد طراحی تشخیص عیب همراه با کنترل^۶، در مقایسه با رویکردی که دو واحد به‌طور جداگانه طراحی می‌شوند، به پیچیدگی بسیار کمتری منجر شود. دیگر مزیت همراه‌سازی تشخیص عیب با کنترل این است که وقوع عیب نمی‌تواند با عمل کنترل پنهان شود. در دهه‌های گذشته، روش‌های تشخیص عیب مبتنی بر مدل به‌طور گسترده‌ای پذیرفته شده و توسعه یافته‌اند. پایه این روش‌ها عبارت است از تولید یک سیگنال مانده^۷ بر مبنای سیگنال خروجی اندازه‌گیری‌شده سیستم. برای تعیین رخداد عیب، سیگنال مانده همواره با مانده بدون عیب مقایسه می‌شود تا موقعیت‌های معیوب کشف شوند.

ادامه این مقاله بدین شرح تدوین شده است: بخش دوم بیان مسئله و تعاریف و مقدمات مورد نیاز برای تشخیص عیب و کنترل سیستم‌های سوئیچ‌شونده با کلیدزنی زمان سکون میانگین را به‌همراه مدل مبدل بوست ارائه می‌کند. در بخش سوم، نتایج اصلی برای طراحی واحد تشخیص عیب همراه با کنترل با شاخص عملکرد چندمنظوره بهره^۸ I_2 برای سیستم‌های سوئیچ‌شونده خطی نامعین با تأخیر حالت و ورودی اغتشاش، تحت رویکردهای طراحی سیگنال کلیدزنی با محدودیت زمان سکون میانگین توسط یک قضیه بیان شده و تابع ارزیابی مانده و آستانه نیز معرفی شده‌اند. در بخش چهارم با استفاده از مدل مبدل بوست ارائه‌شده در بخش دوم، واحد تشخیص عیب به‌همراه کنترل طراحی و شبیه‌سازی می‌شود. بخش آخر، شامل نتیجه‌گیری مقاله است.

در این مقاله، سعی شده از نمادهای استاندارد استفاده شود. برای ماتریس A ، نماد A^T بیانگر ترانزپوز آن است. به ترتیب

اغتشاش‌های خارجی مقاوم است. همچنین، پس از تشخیص خرابی سوئیچ، می‌توان بلافاصله اقدام اصلاحی را آغاز کرد. برای کاهش پیچیدگی اقدامات اصلاحی، پیکربندی مجدد پس از عیب^۱ برای عیب مدار باز در سوئیچ‌های مختلف انجام می‌شود. در مرجع [۱۳] نیز رویکرد کنترل عیب‌تاب برای مبدل‌های DC/DC در هم پیشنهاد شده است. برای حفاظت از یک منبع تغذیه بوست یک روش کنترل عیب‌تاب بر اساس کنترل دو حلقه‌ای در مرجع [۱۴] توسعه داده شده است که شامل یک حلقه کنترل ولتاژ بیرونی و یک حلقه کنترل جریان داخلی و یک واحد تصحیح غیرخطی است.

در مرجع [۱۵] استفاده از تکنیک تبدیل فوری کوتاه‌مدت (STFT) برای تعیین و ردیابی عیوب رخ داده به‌صورت تغییرات پارامترهای ظرفیت خازنی و مقاومت سری معادل^۲ در مبدل بوست DC/DC معرفی شده است. در مرجع [۱۶] یک تکنیک تشخیص آنالیز عیوب سوئیچ و دیود در مبدل با کارایی بالا بر اساس قطبیت ولتاژ سلف مبدل DC/DC پیشنهاد شده است.

مدل‌سازی دقیق ریزشبکه‌های معیوب، اساس تشخیص، جایابی و جداسازی عیب است. در مرجع [۱۷] مدل‌سازی مناسب برای تشخیص عیب مبدل‌های AC/DC و DC/DC پیشنهاد شده است و در آن مانند سایر مراجع ذکر شده از مدل فضای حالت متوسط استفاده شده است [۷] که یک روش تقریبی است، اما به مسئله تشخیص عیب مبدل‌های بوست با استفاده از تئوری قدرتمند سیستم‌های دینامیکی هابیرید کمتر پرداخته شده است. از سوی دیگر، بسیاری از سیستم‌های عملی مانند سیستم‌های الکترونیک قدرت [۱۸]، مبدل‌های باک و بوست [۱۹]، به‌صورت سیستم‌های سوئیچ‌شونده مدل‌سازی شده‌اند. سیستم‌های سوئیچ‌شونده، به‌عنوان دسته مهمی از سیستم‌های هابیرید شناخته می‌شوند. این سیستم‌ها ترکیبی از تعداد مشخصی زیرسیستم و یک قانون کلیدزنی^۳ هستند. قانون کلیدزنی، زیرسیستمی که باید در یک لحظه خاص فعال شود را مشخص می‌کند.

در این مقاله، ابتدا با بهره‌گیری از تئوری سیستم‌های هابیرید مدل مبدل بوست به‌صورت یک سیستم سوئیچ‌شونده خطی بیان و سپس مسئله تشخیص عیب به‌همراه کنترل یک سیستم سوئیچ‌شونده خطی در چهارچوبی کلی با در نظر گرفتن تأخیر حالت متغیر با زمان^۴، نامعینی پارامترها با ثرم محدود، ورودی‌های ناخواسته (اغتشاش) و محدودیت زمان سکون میانگین^۵ بررسی می‌شود.

1. Postfault Reconfiguration
2. Equivalent Series Resistance (ESR)
3. Switching Law
4. Varying State Delay (TVD)
5. Average Dwell Time (ADT)

قرار دارد $(s(t) = 1)$ ، برای مبدل بوست شکل (۱) می‌توان نوشت:

$$s(t) = 1:$$

$$KCL A: C \frac{dv_C}{dt} + \frac{v_C(t)}{R} - i_L(t) = 0 \quad (1)$$

$$KVL: L \frac{di_L}{dt} + v_C(t) = e_s(t)$$

و در حالتی که کلید در وضعیت دو قرار دارد $(s(t) = 2)$ ، می‌توان نوشت:

$$s(t) = 2:$$

$$KCL A: C \frac{dv_C}{dt} + \frac{v_C(t)}{R} = 0 \quad (2)$$

$$KVL: L \frac{di_L}{dt} = e_s(t)$$

با انتخاب $[x_1(t) \ x_2(t)]^T = [v_C(t) \ i_L(t)]^T$ و $u(t) = e_s(t)$ ، به ترتیب به عنوان بردار حالت و سیگنال ورودی و با در نظر گرفتن $s(t)$ به عنوان سیگنال کلیدزنی، معادلات فضای حالت این سیستم سوئیچ‌شونده به صورت زیر داده می‌شود:

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{(2-s(t))}{C} \\ \frac{(s(t)-2)}{L} & 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} u(t) \quad (3)$$

برای تشخیص عیب به همراه کنترل مبدل بوست به مبانی زیر از تئوری سیستم‌های سوئیچ‌شونده نیاز است.

۲.۲. مدل کلی سیستم سوئیچ‌شونده

سیستم سوئیچ‌شوندهٔ خطی زیر را با تأخیر حالت و نامعینی پارامترها در نظر بگیرید.

$$\left\{ \begin{aligned} \dot{x}(t) &= \sum_{s=1}^l \mu_s(t) ((A_s + \Delta A_s(t))x(t) + (A_{\lambda_s} + \Delta A_{\lambda_s}(t))x(t - \lambda(t)) + (B_{1_s} + \Delta B_{1_s}(t))d(t) + B_3 u(t) + (B_{2_s} + \Delta B_{2_s}(t))f(t)) \\ y(t) &= \sum_{s=1}^l \mu_s(t) ((C_s + \Delta C_s(t))x(t) + (D_{1_s} + \Delta D_{1_s}(t))d(t) + (D_{2_s} + \Delta D_{2_s}(t))f(t)) \\ x(\vartheta) &= \phi(\vartheta), \quad \vartheta \in [-\lambda_2, 0] \end{aligned} \right. \quad (4)$$

که $x(t) \in \mathbb{R}^n$ بردار حالت سیستم و $u(t) \in \mathbb{R}^m$ بردار ورودی

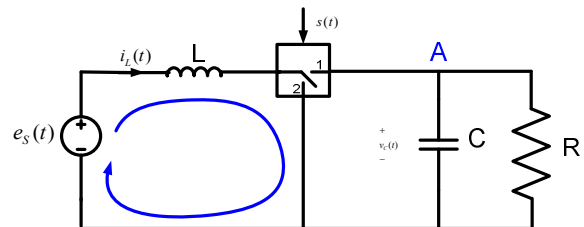
$A > 0$ و $A < 0$ ، بیانگر مثبت و منفی معین بودن ماتریس A است. بخش هرمیتی ماتریس مربعی A با $He(A) := A + A^T$ نشان داده می‌شود.

۲. بیان مسئله و مقدمات

در این بخش، ابتدا مدل فضای حالت مبدل بوست به‌عنوان یک سیستم هاپرید سوئیچ‌شونده ارائه می‌شود و سپس فرمول‌بندی کلی سیستم‌های سوئیچ‌شونده و مسئلهٔ تشخیص عیب همراه با کنترل آن‌ها به همراه فرضیات لازم، تعاریف و مفاهیم مورد نیاز این مبحث بیان می‌شود.

۲.۱. مدل مبدل بوست

در این بخش، مدل ریاضی سیستم مبدل بوست^۱ که در شکل (۱) نشان داده شده است به صورت یک سیستم سوئیچ‌شونده بیان می‌شود. مبدل بوست برای تبدیل ولتاژ منبع به ولتاژ بالاتر به کار می‌رود. معمولاً در تحلیل این مبدل‌ها از مدل متوسط استفاده می‌شود که یک مدل تقریبی است اما در تئوری سیستم‌های هاپرید این دسته از مبدل‌های قدرت به صورت سیستم‌های سوئیچ‌شونده مدل شده‌اند و در سال‌های اخیر، مسائل کنترل و تشخیص عیب برای این مبدل‌ها مورد مطالعه قرار گرفته است [۱۹ و ۲۰].



شکل (۱): مبدل بوست [۱۹]

اساس کار این مبدل‌ها کلیدزنی است. در مبدل بوست برای از بین بردن ریپل موجود در ولتاژ خروجی از یک خازن استفاده می‌شود و همچنین با استفاده از یک دیود، جریان خروجی را یکسو می‌کنند تا بارهای راکتیو بتوانند بدون مشکل تغذیه شوند. سلف موجود در قسمت ورودی مدار، هنگام بسته بودن کلید $(s(t)=2)$ انرژی مورد نیاز خود را از ولتاژ ورودی دریافت و هنگام باز شدن کلید $(s(t)=1)$ ، این انرژی را آزاد می‌سازد. در نتیجه در حالت پایدار، ولتاژ خروجی مقدراری ثابت و بزرگ‌تر از ورودی خواهد بود. جزئیات بیشتر این سیستم در مرجع [۱۸] آمده است. با توجه به قوانین کیرشهف^۲، در حالتی که کلید در وضعیت یک

1. Boost Converter switched system
2. Kirchhoff's Law

$$\begin{bmatrix} \Delta A_s(t) & \Delta A_{\lambda_s}(t) & \Delta B_{1s}(t) & \Delta B_{2s}(t) \\ \Delta C_s(t) & \Delta C_{\lambda_s}(t) & \Delta D_{1s}(t) & \Delta D_{2s}(t) \end{bmatrix} \quad (۷)$$

$$= \begin{bmatrix} M_{1s} \\ M_{2s} \end{bmatrix} \mathfrak{F}(t) \begin{bmatrix} N_{3s} & N_{4s} & N_{1s} & N_{2s} \end{bmatrix}$$

که M_{js} ($j=1,2$) و N_{ks} ($k=1,2,3,4$) ماتریس‌های حقیقی ثابت معلوم‌اند و $\mathfrak{F}(t) \in \mathbb{R}^{k \times k}$ یک ماتریس متغیر با زمان حقیقی اندازه‌پذیر لبگ^۱ نامعلوم است، که شرط زیر را به‌ازای هر $t \geq 0$ برآورده می‌سازد.

$$\mathfrak{F}^T(t) \mathfrak{F}(t) \leq I \quad (۸)$$

فرض ۳: فرض می‌شود که اغتشاش $d(t)$ به $L_2[0, \infty)$ تعلق دارد و $\|d(t)\|_2 \leq \delta_d$ که δ_d ثابتی شناخته شده است.

تعریف ۱ ([۲۴]): زمان سکون میانگین

برای یک سیگنال کلیدزنی $\mu_s(t)$ و هر $\forall T \geq t \geq 0$ ، فرض کنید $N(t, T)$ تعداد مرتبه‌هایی باشد که سیستم در بازه $[t, T]$ سوئیچ می‌کند. اگر اعداد مثبت $N_0 \geq 0$ و $\tau_a > 0$ وجود داشته باشند، به‌نحوی که به‌ازای هر $T \geq t \geq 0$ حاصل شود:

$$N(t, T) \leq N_0 + \frac{T-t}{\tau_a} \quad (۹)$$

آنگاه می‌گوییم که $\mu_s(t)$ یک زمان سکون میانگین دارد که با τ_a نشان داده می‌شود و ثابت N_0 نیز کران چترینگ^۲ نامیده می‌شود. مفهوم زمان سکون میانگین برای کاهش محافظه‌کاری زمان سکون مینیمم، مطرح شد. این قید، توقف کمتر روی بعضی زیرسیستم‌ها را روا می‌دارد، به شرطی که با توقف بیشتر روی زیرسیستم‌های بعدی جبران شود.

۲.۳. واحد تشخیص عیب همراه با کنترل

برای تولید همزمان سیگنال‌های کنترل و مانده، واحد تشخیص عیب همراه با کنترل در نظر گرفته شده است. این واحد تشخیص عیب و کنترل‌کننده فیدبک خروجی را در قالب یک سیستم خطی سوئیچ‌شونده به‌صورت رابطه (۱۰) تجمیع می‌کند:

$$\begin{cases} \dot{x}_c(t) = \sum_{s=1}^l \mu'_s(t) (A_{cs'} x_c(t) + B_{cs'} y(t)) \\ r(t) = \sum_{s=1}^l \mu'_s(t) (C_{cs'} x_c(t) + D_{cs'} y(t)) \\ u(t) = \sum_{s=1}^l \mu'_s(t) (K_{cs'} x_c(t) + L_{cs'} y(t)) \end{cases} \quad (۱۰)$$

کنترل است. $y(t) \in \mathbb{R}^q$ بردار خروجی اندازه‌گیری‌شده، $d(t) \in \mathbb{R}^r$ ورودی نامعلوم شامل نویز و اغتشاش محدود و $f(t) \in \mathbb{R}^s$ سیگنال عیب است. تابع $\phi(\mathcal{G})$ تابع برداری پیوسته مقدار اولیه بر بازه $[-\lambda_2, 0]$ است. تابع گسسته $\mu_s(t): [0, \infty) \rightarrow \{0, 1\}$ بیانگر قانون کلیدزنی وابسته به زمان است که مشخص می‌کند وقتی $\mu_s(t) = 1$ است، سامین زیرسیستم فعال است. همچنین $\sum_{s=1}^l \mu_s(t) = 1, t \in [0, \infty)$ که $l > 1$ تعداد زیرسیستم‌هاست [۲۱]. ماتریس‌های $A_s, A_{\lambda_s}, B_s, B_{2s}, B_{1s}, C_s, D_{1s}, D_{2s}$ ماتریس‌های حقیقی معلوم سیستم با ابعاد مناسب‌اند و $\Delta A_s(t), \Delta A_{\lambda_s}(t), \Delta B_{1s}(t), \Delta B_{2s}(t), \Delta C_s(t), \Delta D_{1s}(t)$ و $\Delta D_{2s}(t)$ ماتریس‌های نامعینی پارامترهای مدل هستند. بیانگر تأخیر متغیر با زمان در متغیرهای حالت است و تابعی پیوسته است که حد پایین و بالای تابع و مشتقش عبارت‌اند از: $0 < \lambda_1 < \lambda(t) < \lambda_2$ و $\sigma < \dot{d}(t) < \sigma$ که در آن λ_1 و λ_2 و σ اسکالرهایی مثبت معلوم‌اند.

نکته: در مبدل بوست، تغییرات پارامترهای ظرفیت خازنی و مقاومت سری معادل را می‌توان به‌عنوان ماتریس‌های نامعینی پارامترهای رابطه (۴) مدل کرد، تغییرات بار مبدل را به‌عنوان اغتشاش $d(t)$ در نظر گرفت و عیوب مبدل بوست که عبارت‌اند از عیب مدار باز و عیب کلیدزنی (شامل عیب دیود یا ترانزیستور قدرت) را توسط سیگنال ورودی $f(t)$ مدل‌سازی نمود.

فرض ۱ ([۲۲]): فرض می‌شود ماتریس‌های ورودی $B_s \in \mathbb{R}^{n \times m}$ دارای رتبه کامل‌اند و برای آن‌ها ماتریس‌های ناتکین T_s وجود دارد، به‌نحوی که:

$$T_s B_s = \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix} \quad (۵)$$

در حالت کلی، برای یک B_s معین، T_s متناظر منحصربه‌فرد نیست. یکی از T_s ‌ها عبارت است از:

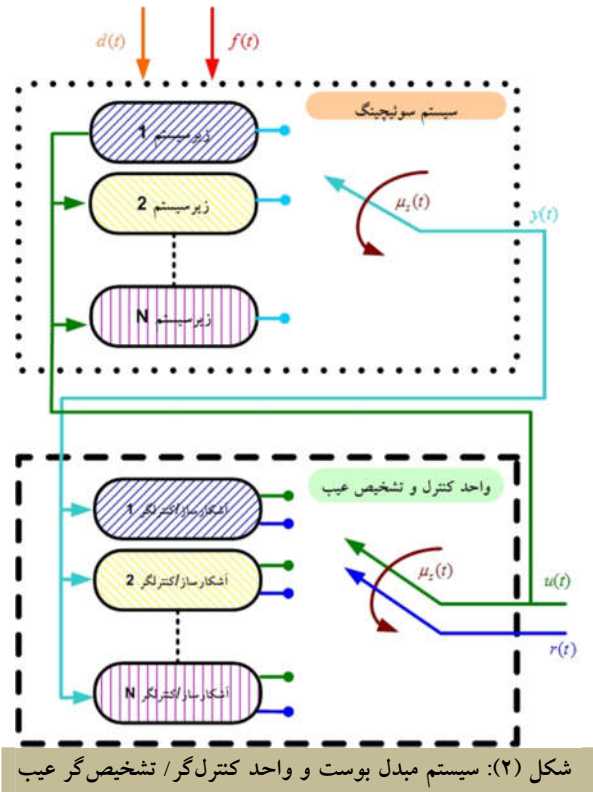
$$T_s = \begin{bmatrix} (B_s^T B_s)^{-1} B_s^T \\ B_s^\perp \end{bmatrix} \quad (۶)$$

در رابطه (۶) ماتریس B_s^\perp ، یک پایه متعامد برای فضای پوچی ماتریس A نامیده می‌شود که در $B_s^\perp B_s = 0$ صدق می‌کند.

فرض ۲ ([۲۳]): فرض می‌شود ماتریس‌های نامعینی‌های پارامتری شرایط نرم محدود زیر را برآورده می‌سازند.

1. Lebesgue-Measurable
2. Chatter Bound

مقصود ما در این پژوهش، تعیین یک قید بر سیگنال کلیدزنی و طراحی یک سیگنال کنترل و یک سیگنال مانده است (شکل ۲) را ببینید)، به‌نحوی که پایداری نمایی سیستم سوئیچ‌شوندهٔ حلقه‌بسته رابطهٔ (۱۱) با زمان سکون میانگین تضمین شود. برای شرایط اولیهٔ صفر اثر اغتشاش بر سیگنال مانده کمینه گردد، درحالی‌که اثر عیب بر سیگنال مانده بیشینه شود. درضمن در سیستم اصلی نامعینی پارامترها هم لحاظ می‌شود.



شکل ۲: سیستم مبدل بوست و واحد کنترل‌گر/تشخیص‌گر عیب

علاوه بر این، با استفاده از فیدبک خروجی، شرایط کافی برای عملکرد کنترل‌کننده به‌منظور حذف اثر اغتشاش در سیستم سوئیچ‌شوندهٔ خطی با کلیدزنی، زمان سکون میانگین برحسب یک مجموعه از نابرابری‌های ماتریسی خطی فرمول‌بندی می‌شود. شرایط کافی برای شاخص عملکرد تقویت حساسیت نسبت به عیب نیز برحسب نابرابری‌های ماتریسی استخراج و توسعه داده می‌شود. بر اساس طرح پیشنهادی، مسئلهٔ تشخیص عیب همراه با کنترل با تکنیک بهینه‌سازی محدب حل می‌شود و کنترل‌گر/تشخیص‌گر دینامیکی مرتبط با قانون کلیدزنی طراحی شده به‌گونه‌ای به دست می‌آیند که سیستم شاخص‌های یادشده را ارضا می‌کند.

تعریف ۲ ([۲۵]): شاخص عملکرد حذف اغتشاش

حذف اغتشاش با بهرهٔ l_2 زیر مشخص می‌شود:

$$\sup \frac{\|r_d(t)\|_2}{\|d(t)\|_2} < \gamma_1 \quad (12)$$

که $x_c(t) \in \mathbb{R}^n$ بیانگر بردار حالت واحد تشخیص عیب همراه با کنترل و $r(t) \in \mathbb{R}^q$ سیگنال مانده است. ماتریس‌های با ابعاد مناسب L_{cs} ، K_{cs} ، D_{cs} ، C_{cs} ، B_{cs} ، A_{cs} تشخیص عیب همراه با کنترل هستند که بایستی در فرایند طراحی تعیین شوند. $\mu'_s(t) = \mu_s(t - \tau(t))$ سیگنال کلیدزنی واحد کنترل‌گر/تشخیص‌گر عیب است که $\tau(t)$ تأخیر زمانی میان کلیدزنی واحد کنترل و سیستم اصلی است و $\sum_{s=1}^l \mu'_s(t) = 1$ در حالی که کلیدزنی واحد کنترل‌گر/تشخیص‌گر عیب با کلیدزنی سیستم اصلی همزمان باشد، $\mu'_s(t) = \mu_s(t)$ است.

۴.۲. توصیف سیستم حلقه‌بسته

با ترکیب ساختارهای سیستم اصلی رابطهٔ (۴) و واحد تشخیص عیب و کنترل رابطهٔ (۱۰) و تعریف بردار حالت تعمیم‌یافته به‌صورت $\xi^T(t) = [x^T(t) \ x_c^T(t)]$ معادلات فضای حالت حلقه‌بستهٔ سیستم سوئیچ‌شوندهٔ زیر به دست می‌آید:

$$\begin{cases} \dot{\xi}(t) = \sum_{s=1}^l \mu_s(t) (\tilde{A}_s(t) \xi(t) + \tilde{A}_{\lambda_s}(t) \xi(t - \lambda(t)) + \tilde{B}_{d_s}(t) d(t) + \tilde{B}_{f_s}(t) f(t)) \\ r(t) = \sum_{s=1}^l \mu_s(t) (\tilde{C}_s(t) \xi(t) + \tilde{D}_{d_s}(t) d(t) + \tilde{D}_{f_s}(t) f(t)) \end{cases} \quad (11)$$

که

$$\tilde{A}_s(t) = \begin{bmatrix} (A_s + \Delta A_s(t)) + B_s L_{cs} (C_s + \Delta C_s(t)) & B_s K_{cs} \\ B_{cs} (C_s + \Delta C_s(t)) & A_{cs} \end{bmatrix}$$

$$\tilde{A}_{\lambda_s}(t) = \begin{bmatrix} A_{\lambda_s} + \Delta A_{\lambda_s}(t) & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\tilde{B}_{d_s}(t) = \begin{bmatrix} B_{1s} + \Delta B_{1s}(t) + B_s L_{cs} (D_{1s} + \Delta D_{1s}(t)) \\ B_{cs} (D_{1s} + \Delta D_{1s}(t)) \end{bmatrix}$$

$$\tilde{B}_{f_s}(t) = \begin{bmatrix} B_{2s}(t) + B_s L_{cs} (D_{2s} + \Delta D_{2s}(t)) \\ B_{cs} (D_{2s} + \Delta D_{2s}(t)) \end{bmatrix}$$

$$\tilde{C}_s(t) = \begin{bmatrix} D_{cs} (C_s + \Delta C_s(t)) & C_{cs} \end{bmatrix}$$

$$\tilde{D}_{d_s}(t) = D_{cs} (D_{1s} + \Delta D_{1s}(t))$$

$$\tilde{D}_{f_s}(t) = D_{cs} (D_{2s} + \Delta D_{2s}(t))$$

۴.۲. طراحی واحد تشخیص عیب همراه با کنترل

ماتریس‌های مثبت معین $P_s^\theta, R_{1s}^\theta, Q_{3s}^\theta, Q_{2s}^\theta, Q_{1s}^\theta, P_s^\theta$ و اسکالرهای داده شده $\eta^\theta \geq 1$ و $\beta_\theta > 0$ و ماتریس‌های حقیقی با ابعاد مناسب $L_{ks}^1, K_{ks}^2, K_{ks}^1, D_{cs}, C_{cs}, B_{ks}^2, B_{ks}^1, A_{ks}^2, A_{ks}^1, L_{ks}^2, G_s, H_s = H_s^T, G_s, L_{ks}^2$ ، و اسکالرهای ثابت Y_{ks}^2 ($\kappa=1,2,3$) و $H_s = H_s^T, G_s, L_{ks}^2$ ، $\delta_{\theta s} > 0$ و $\gamma_{\theta 0} > 0$ وجود داشته باشند، به نحوی که

$$P_s^\theta \leq \eta^\theta P_{1s}^\theta, R_{1s}^\theta \leq \eta^\theta R_{11s}^\theta, R_{2s}^\theta \leq \eta^\theta R_{2s}^\theta, Q_{1s}^\theta \leq \eta^\theta Q_{1s}^\theta, Q_{2s}^\theta \leq \eta^\theta Q_{2s}^\theta, Q_{3s}^\theta \leq \eta^\theta Q_{3s}^\theta \quad (15)$$

$$s, v \in S \quad \theta \in \{1, 2\}$$

$$\Omega_{\theta s} = \begin{bmatrix} \Phi_{\theta s} & \Lambda_{\theta s} \\ * & -\delta_{\theta s} I \end{bmatrix} \prec 0 \quad (16)$$

$$\Sigma_{\theta s} = \begin{bmatrix} H_s & G_s \\ * & e^{-\beta_\theta \lambda} R_s^\theta \end{bmatrix} \succ 0 \quad (17)$$

که در آن:

$$\Phi_{\theta s} = \begin{bmatrix} \Phi_{\theta s11} & \Phi_{\theta s12} & \Phi_{\theta s13} & \Phi_{\theta s14} & \Phi_{\theta s15} \\ * & \Phi_{\theta s22} & 0 & 0 & \Phi_{\theta s25} \\ * & 0 & \Phi_{\theta s33} & \Phi_{\theta s34} & \Phi_{\theta s35} \\ * & 0 & * & (1-2\theta)I & 0 \\ * & * & * & 0 & R_s^\theta - 2P_s^\theta \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\Lambda_{\theta s} = \begin{bmatrix} P_{1s}^\theta M_{1s} + (T_s^T \begin{bmatrix} L_{ks}^\theta \\ 0 \end{bmatrix} - Y_{1s}^{*T} D_{cs}) M_{2s} & P_{1s}^\theta M_{1s} & 0 \\ (B_{ks}^\theta - Y_{2s}^{*T} D_{cs}) M_{2s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ Y_{3s}^{*T} D_{cs} M_{2s} & 0 & 0 \\ D_{cs} M_{2s} & 0 & 0 \\ \lambda P_{1s}^\theta M_{1s} & \lambda P_{1s}^\theta M_{1s} & \lambda T_s^T \begin{bmatrix} L_{ks}^\theta \\ 0 \end{bmatrix} M_{2s} \\ 0 & 0 & \lambda B_{ks}^\theta M_{2s} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\Phi_{\theta s11} = \text{He} \left[\begin{bmatrix} P_{1s}^\theta A_s + (T_s^T \begin{bmatrix} L_{ks}^\theta \\ 0 \end{bmatrix} - Y_{1s}^{*T} D_{cs}) C_s + \delta_{\theta s} N_{3s}^T N_{3s} & T_s^T \begin{bmatrix} K_{ks}^\theta \\ 0 \end{bmatrix} - Y_{1s}^{*T} C_{cs} \\ (B_{ks}^\theta - Y_{2s}^{*T} D_{cs}) C_s & A_{ks}^\theta - Y_{2s}^{*T} C_{cs} \end{bmatrix} \right. \\ \left. + \beta_\theta P_s^\theta + Q_{1s}^\theta + Q_{2s}^\theta + Q_{3s}^\theta + \lambda^2 H_{s1} + \lambda (G_{s1} + G_{s1}^T) \right]$$

$$\Phi_{\theta s12} = \begin{bmatrix} P_{1s}^\theta A_{ks} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \lambda^2 H_{s2} - \lambda (G_{s1} - G_{s2}^T)$$

$$\Phi_{\theta s13} = \begin{bmatrix} P_{1s}^\theta B_{\theta s} + (T_s^T \begin{bmatrix} L_{ks}^\theta \\ 0 \end{bmatrix} - Y_{1s}^{*T} D_{cs}) D_{\theta s} - C_{cs}^T D_{cs}^T Y_{3s}^\theta + 2\delta_{\theta s} N_{3s}^T N_{\theta s} \\ (B_{ks}^\theta - Y_{2s}^{*T} D_{cs}) D_{\theta s} - C_{cs}^T Y_{3s}^\theta \end{bmatrix}$$

$$\Phi_{\theta s14} = \begin{bmatrix} Y_{1s}^{*T} + C_{cs}^T D_{cs}^T \\ Y_{2s}^{*T} + C_{cs}^T \end{bmatrix}$$

$$\Phi_{\theta s15} = \lambda \begin{bmatrix} A_{ks}^T P_{1s}^\theta + C_{cs}^T \begin{bmatrix} L_{ks}^\theta \\ 0 \end{bmatrix} T_s & C_{cs}^T D_{cs}^T \\ \begin{bmatrix} K_{ks}^\theta \\ 0 \end{bmatrix} T_s & A_{ks}^\theta \end{bmatrix}$$

که

γ_1 یک سطح از پیش تعیین شده برای حذف اغتشاش است. هرچه γ_1 کوچک‌تر باشد، سیگنال مانده کمتر تحت تأثیر اغتشاش قرار می‌گیرد. این شاخص همچنین تضمین می‌کند که عیوب محدود کشف نشده هم فاجعه‌آمیز نخواهند بود.

تعریف ۳ ([۲۵]): شاخص عملکرد تشخیص عیب

تقویت حساسیت مانده نسبت به عیب، با بهره l_2 زیر مشخص می‌شود:

$$\sup \frac{\|r_f(t)\|_2}{\|f(t)\|_2} > \gamma_2 \quad (13)$$

γ_2 یک سطح از پیش تعیین شده برای حساسیت نسبت به عیب است. هرچه γ_2 بزرگ‌تر، سیگنال مانده نسبت به عیب حساس‌تر است.

کل مسئله تشخیص عیب همراه با کنترل در این مقاله، به مسئله بهینه‌سازی چندمنظوره^۱ زیر تبدیل می‌شود [۲۶].

$$\max_{\substack{\alpha \\ (12), (13)}} \alpha \gamma_2^2 - \gamma_1^2 \quad (14)$$

که اسکالر $\alpha \geq 0$ برای مصالحه میان تشخیص عیب و حذف اغتشاش به کار می‌روند.

۳. نتایج اصلی

همان‌طور که در بخش قبل بیان شد، مسئله طراحی واحد تشخیص عیب همراه با کنترل برای سیستم‌های خطی سوئیچ‌شونده با تأخیر حالت متغیر با زمان و نامعینی پارامتری، می‌تواند به صورت یک مسئله بهینه‌سازی چندمنظوره فرمول‌بندی شود. در این بخش، شرایط کافی برای تضمین پایداری سیستم تعمیم‌یافته و همچنین دستیابی به اهداف تشخیص عیب همراه با کنترل آن ارائه می‌شود. این شرایط به صورت نابرابری‌های ماتریسی داده شده است. در قضیه زیر، بر مبنای تعریف شاخص‌های عملکردی که در روابط (۱۲) و (۱۳) ارائه شد، شرایط کافی برای پایداری نمایی سیستم تعمیم‌یافته رابطه (۱۱) در حضور نامعینی پارامتری و ورودی اغتشاش به صورت نابرابری‌های ماتریسی به دست می‌آید. سپس کمترین زمان میانگین مجاز برای فعال بودن زیرسیستم‌ها به منظور برآورده شدن شاخص‌های عملکرد یادشده نیز محاسبه می‌شود. در پایان، بهره‌های رابطه (۱۰) نیز تعیین می‌شوند.

قضیه: سیستم حلقه‌بسته سوئیچ‌شونده رابطه (۱۱) پایدار نمایی است و شاخص‌های عملکرد بهره‌های l_2 حذف اغتشاش رابطه (۱۲) و تشخیص عیب رابطه (۱۳) برآورده می‌شوند، اگر برای

$$\begin{aligned}
 V^\theta(\xi_t, s) & \square \xi^T(t) P_s^\theta \xi(t) \\
 & + \int_{t-\lambda_1}^t e^{\beta_\theta(\omega-t)} \xi^T(\omega) Q_{1s}^\theta \xi(\omega) d\omega \\
 & + \int_{t-\lambda_2}^t e^{\beta_\theta(\omega-t)} \xi^T(\omega) Q_{2s}^\theta \xi(\omega) d\omega \\
 & + \int_{t-\lambda(t)}^t e^{\beta_\theta(\omega-t)} \xi^T(\omega) Q_{3s}^\theta \xi(\omega) d\omega \\
 & + \lambda_1 \int_{-\lambda_1}^0 \int_{t+v}^t e^{\beta_\theta(\omega-t)} \xi^T(\omega) R_{1s}^\theta \dot{\xi}(\omega) d\omega dv \\
 & + \lambda \int_{-\lambda_2}^{-\lambda_1} \int_{t+v}^t e^{\beta_\theta(\omega-t)} \xi^T(\omega) R_{2s}^\theta \dot{\xi}(\omega) d\omega dv
 \end{aligned} \tag{۲۶}$$

با محاسبهٔ مشتق $V^\theta(\xi_t, s)$ در راستای پاسخ سیستم رابطهٔ (۱۱) و با استفاده از قاعدهٔ مشتق‌گیری زیر انتگرال، نتیجه می‌شود:

$$\begin{aligned}
 \dot{V}^\theta(\xi_t, s) + \beta_\theta V^\theta(\xi_t, s) & = 2\xi^T(t) P_s^\theta \xi(t) \\
 & + \xi^T(t) (\beta_\theta P_s^\theta + Q_{1s}^\theta + Q_{2s}^\theta + Q_{3s}^\theta) \xi(t) \\
 & - e^{-\beta_\theta \lambda_1} \xi^T(t - \lambda_1) Q_{1s}^\theta \xi(t - \lambda_1) \\
 & - e^{-\beta_\theta \lambda_2} \xi^T(t - \lambda_2) Q_{2s}^\theta \xi(t - \lambda_2) \\
 & - (1 - \dot{\lambda}(t)) e^{-\beta_\theta \lambda(t)} \xi^T(t - \lambda(t)) Q_{3s}^\theta \xi(t - \lambda(t)) \\
 & + \lambda^2 \dot{\xi}^T(t) R_{1s}^\theta \dot{\xi}(t) + \lambda^2 \dot{\xi}^T(t) R_{2s}^\theta \dot{\xi}(t) \\
 & - \lambda_1 \int_{t-\lambda_1}^t e^{\beta_\theta(\omega-t)} \xi^T(\omega) R_{1s}^\theta \dot{\xi}(\omega) d\omega \\
 & - \lambda \int_{t-\lambda_2}^{t-\lambda_1} e^{\beta_\theta(\omega-t)} \xi^T(\omega) R_{2s}^\theta \dot{\xi}(\omega) d\omega
 \end{aligned} \tag{۲۷}$$

با فرض اینکه ماتریس لیاپانوف P_s^θ را بتوان به‌صورت یک ماتریس قطری بلوکی مانند رابطهٔ (۲۳) در نظر گرفت و با توجه به T_s تعریف‌شده در رابطهٔ (۶) می‌توان نوشت:

$$\begin{aligned}
 P_{1s}^\theta B_s & = T_s^T \begin{bmatrix} \hat{P}_{1s}^\theta \\ 0 \end{bmatrix} \\
 P_{1s}^\theta B_s L_{cs} & \square T_s^T \begin{bmatrix} L_{ks}^\theta \\ 0 \end{bmatrix} \\
 P_{1s}^\theta B_s K_{cs} & \square T_s^T \begin{bmatrix} K_{ks}^\theta \\ 0 \end{bmatrix} \\
 A_{ks}^\theta & \square P_{2s}^\theta A_{cs}^\theta, \quad B_{ks}^\theta \square P_{2s}^\theta B_{cs}^\theta
 \end{aligned} \tag{۲۸}$$

ب) تعریف $\Gamma_\theta(t)$ و به دست آوردن شرایط کافی برای

$$\dot{V}^\theta(\xi_t, s) + \alpha_M V^\theta(\xi_t, s) + \Gamma_\infty(t) < 0$$

با تعریف تابعی $\Gamma_\theta(t)$ به‌صورت زیر که الهام‌گرفته از

تعاریف روابط (۱۲) و (۱۳) و تعریف نرُم I_2 است.

$$\begin{aligned}
 \Gamma_\theta(t) & \square (3 - 2\theta)r^T(t)r(t) + (\theta - 1)f^T(t)f(t) \\
 & + \gamma_{\theta 0}^2((\theta - 2)d^T(t)d(t))
 \end{aligned} \tag{۲۹}$$

$$\begin{aligned}
 \Phi_{\theta s 22} & = -(1 - \sigma)e^{-\beta_\theta \lambda} Q_{3s}^\theta + \lambda^2 H_{s3} - \lambda(G_{s2} + G_{s2}^T) \\
 & + \delta_{\theta s} \begin{bmatrix} N_{4s}^T N_{4s} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\
 \Phi_{\theta s 25} & = \lambda \begin{bmatrix} A_{\lambda s}^T P_{1s}^\theta & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\
 \Phi_{\theta s 33} & = (2\theta - 3)\gamma_{\theta 0}^2 I - He(Y_{3s}^{OT} D_{cs} D_{js}) + 2\delta_{\theta s} N_{\theta s}^T N_{\theta s} \\
 \Phi_{\theta s 34} & = D_{\theta s}^T D_{cs}^T + Y_{3s}^{OT} \\
 \Phi_{\theta s 35} & = \lambda \left[B_{\theta s}^T P_{1s}^\theta + D_{\theta s}^T \begin{bmatrix} L_{ks}^{OT} & 0 \end{bmatrix} T_s \quad D_{\theta s}^T B_{ks}^{OT} \right]
 \end{aligned} \tag{۲۰}$$

در روابط فوق، Y_{ks}^1 ($k=1,2,3$) ماتریس‌های صفر با ابعاد مناسب‌اند؛ در نتیجه:

$$G_s \square \begin{bmatrix} G_{s1}^T & G_{s2}^T \end{bmatrix}^T \tag{۲۱}$$

$$H_s \square \begin{bmatrix} H_{s1} & H_{s2} \\ * & H_{s3} \end{bmatrix} \tag{۲۲}$$

$$P_s^\theta = \begin{bmatrix} P_{1s}^\theta & 0 \\ 0 & P_{2s}^\theta \end{bmatrix} \tag{۲۳}$$

$$P_{1s}^\theta = T_s^T \begin{bmatrix} \hat{P}_{1s}^\theta & 0 \\ 0 & \hat{P}_{2s}^\theta \end{bmatrix} T_s$$

ماتریس‌های N_{ks} و M_{js} ، T_s در (۶) و (۷) تعریف شده‌اند و در ضمن به‌ازای $\theta=1$ و $\theta=2$ به‌ترتیب شاخص عملکرد حذف اغتشاش که در رابطهٔ (۱۲) تعریف شده است و شاخص عملکرد تشخیص عیب که در رابطهٔ (۱۳) تعریف شده است، برای هر سیگنال کلیدزنی مقید به زمان سکون میانگین داده شده در زیر برآورده می‌شود:

$$\tau_a > \max(\tau_a^{\theta*}) = \max\left(\frac{\ln \eta^\theta}{\beta_\theta}\right) \quad \theta=1,2 \tag{۲۴}$$

و ماتریس‌های بهرهٔ واحد تشخیص عیب و کنترل به‌صورت زیر محاسبه می‌شوند:

$$\begin{aligned}
 A_{cs} & = (P_{2s}^1)^{-1} A_{ks}^1, \quad B_{cs} = (P_{2s}^1)^{-1} B_{ks}^1 \\
 K_{cs} & = (\hat{P}_{1s}^1)^{-1} K_{ks}^1, \quad L_{cs} = (\hat{P}_{1s}^1)^{-1} L_{ks}^1
 \end{aligned} \tag{۲۵}$$

اثبات: روند اثبات در چند مرحله پیش می‌رود:

الف) تعریف تابعی نامزد لیاپانوف و محاسبهٔ مشتق آن

ابتدا تابعی نامزد لیاپانوف به‌صورت زیر تعریف می‌شود که در

آن ماتریس‌های معین مثبت P_s^θ ، Q_{1s}^θ ، Q_{2s}^θ ، Q_{3s}^θ ، R_{1s}^θ و R_{2s}^θ بایستی تعیین شوند و $\lambda = \lambda_2 - \lambda_1$.

و با روشی شبیه آنچه در اثبات قضیه در مرجع [۲۲] آمده، می توان نشان داد $\dot{V}^\theta(\xi, s) + \beta_\theta V^\theta(\xi, s) + \Gamma_\theta(t) < 0$ برقرار است اگر نابرابری های (۱۶) و (۱۷) برقرار باشند.

از برقراری نابرابری فوق، مانند آنچه در مرجع [۱۹] آمده است، می توان با فرض برقراری رابطه (۱۵) پایداری نمایی سیستم تعمیم یافته رابطه (۱۱) را با $\omega(t) = 0$ ، $f(t) = 0$ و بدون نامعینی های پارامتری نشان داد و نیز به ازای $\theta = 1$ و $\theta = 2$ می توان به ترتیب عملکردهای حذف اغتشاش و تشخیص عیب معرفی شده در روابط (۱۲) و (۱۳) را اثبات نمود. این بدان معنی است که سیستم سوئیچ شونده رابطه (۱۱)، معیار عملکرد چندمنظوره را با بهره های I_2 زیر برآورده می کند.

$$\gamma_\theta = \gamma_{\theta 0} \exp((1.5 - \theta)\beta_\theta \tau_a^\theta N_0) \quad (30)$$

ج) محاسبه بهره های واحد تشخیص عیب و کنترل مقاوم از رابطه (۲۸) مشخص است که می توان بهره های واحد تشخیص عیب و کنترل را محاسبه کرد و به رابطه (۲۵) رسید. برای رعایت اختصار از آوردن اثبات کامل قضیه اجتناب شده است [۲۷].

۱.۳ نتیجه

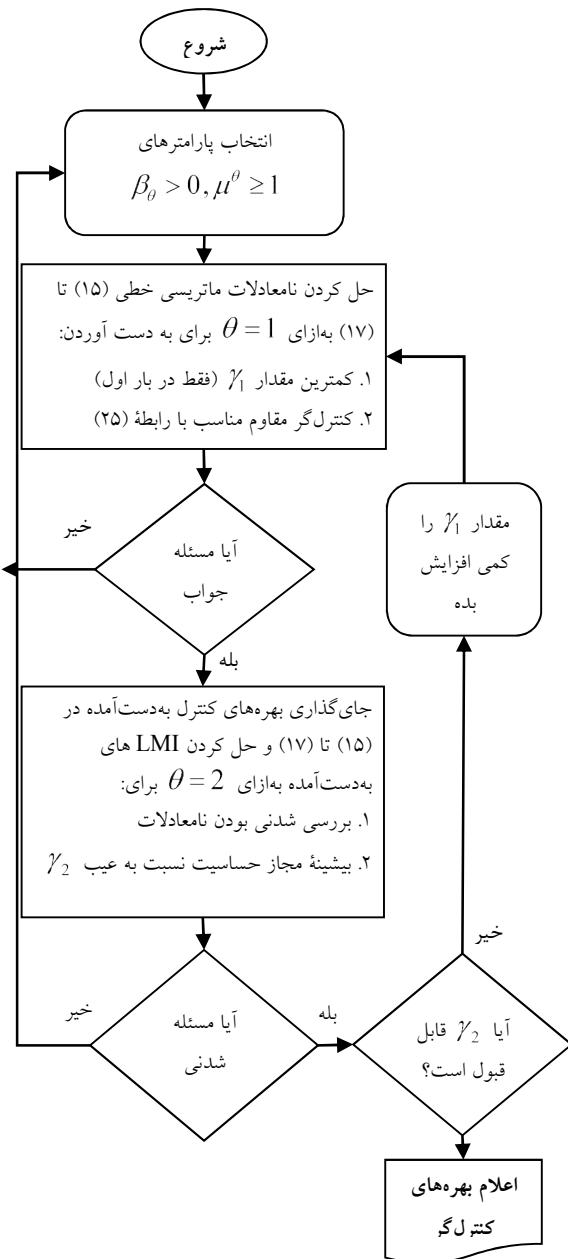
با در نظر گرفتن نتایج قضیه و با ارجاع به مسئله بهینه سازی تعریف شده در رابطه (۱۴)، طرح پیشنهادی تشخیص عیب همراه با کنترل را می توان به صورت زیر خلاصه کرد:

تحت قانون کلیدزنی $s(t)$ با زمان سکون میانگین تعریف شده در رابطه (۲۴)، اگر شرایط (۱۵) تا (۱۷) برقرار باشند، آنگاه سیستم تعمیم یافته رابطه (۱۱) پایدار نمایی است و همچنین شاخص های عملکرد چندمنظوره بهره I_2 تعریف شده در روابط (۱۲) و (۱۳) را برآورده می سازد. علاوه بر این، ماتریس های بهره واحد تشخیص عیب همراه با کنترل را می توان از (۲۵) به دست آورد.

از آنجاکه روابط (۱۵) تا (۱۷) به ازای $\theta = 1$ به صورت نابرابری های ماتریسی خطی هستند، اما به ازای $\theta = 2$ به صورت نابرابری ماتریسی دوخطی درمی آیند، مسئله طراحی به الگوریتم بهینه سازی دومرحله ای شکل (۳) منجر می شود [۲۸] و به ازای $\theta = 2$ نیز با جای گذاری

$$A_{ks}^2 = P_{2s}^2 A_{cs}^2, \quad B_{ks}^2 = P_{2s}^2 B_{cs}^2 \quad (31)$$

در روابط (۱۵) تا (۱۷) نابرابری های ماتریسی، خطی می شوند.



شکل (۳): نمودار الگوریتم حل دو مرحله ای.

۲.۳ ارزیابی سیگنال مانده

برای تشخیص موفقیت آمیز عیب و تولید هشدار رخداد آن، آخرین مرحله پس از طراحی مولد مانده، ارزیابی سیگنال مانده است. این مرحله شامل دو کار است: تولید تابع ارزیابی و تعیین یک آستانه^۲.

با به کارگیری روشی مشابه با دیگر پژوهش ها در زمینه تشخیص عیب [۲۹ و ۳۰]، که نیاز به تخمین سیگنال عیب ندارند، از تابع ارزیابی مانده زیر استفاده می شود:

نکته: هدف از طراحی واحد کنترل مقاوم و تشخیص عیب برای مبدل بوست، مقاوم نمودن خروجی سیستم نسبت به نامعینی پارامترهای مدار و تغییرات بار (اغتشاش) و تشخیص عیب مدار باز (که به صورت سیگنال ورودی $f(t)$ مدل شده است [۳۲]) می‌باشد.

برای نامعینی‌های پارامتری، $\mathfrak{I}(t) = \sin(\pi t)$ و ماتریس‌های ثابت مانند زیر در نظر گرفته شده‌اند.

$$\begin{aligned} M_1 &= \begin{bmatrix} -0.2 \\ 0.1 \end{bmatrix}, M_2 = [0.1] \\ N_1 &= [0.3], N_2 = [-0.1] \\ N_3 &= [-0.2 \quad 0.1], N_4 = [0.1 \quad -0.1] \end{aligned} \quad (37)$$

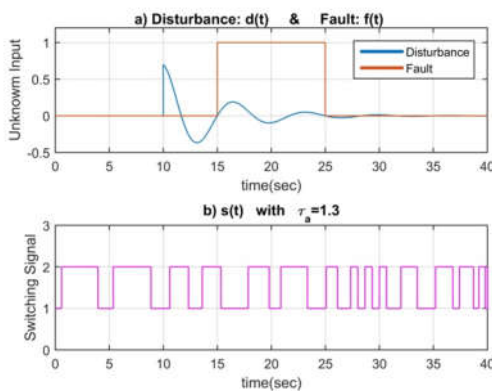
و فرض شده که تأخیر حالت متغیر با زمان به صورت $\lambda(t) = 0.4 - 0.2 \sin(t)$ باشد. بنابراین حد پایین و بالای تأخیر و مشتق آن، به ترتیب عبارت‌اند از: $\lambda_1 = 0.2$, $\lambda_2 = 0.6$ و $\sigma = 0.2$.

با پارامترهای داده‌شده $\beta_1 = 0.2$, $\beta_2 = 0.1$, $\eta_1^1 = 1.12$ و $\eta_1^2 = 1.13$ ، کمینه مجاز زمان سکون میانگین را می‌توان از رابطه (۲۴) به صورت زیر محاسبه کرد:

$$\tau_a^* = \max(0.5666, 1.2222) = 1.2222$$

و با انتخاب زمان سکون میانگین $\tau_a = 1.3$ سیگنال کلیدزنی شکل (۴.الف) را انتخاب کرد.

همان‌طور که در شکل (۴.ب) نشان داده شده است، برای شبیه‌سازی فرض می‌شود که ورودی اغتشاش از لحظه $t = 10 \text{ s}$ به صورت $d(t) = 0.7 \exp(-0.2t) \cos(0.3\pi t)$ وجود دارد، که در آن $\delta_d = 0.7$ عیب به صورت یک سیگنال پله در لحظه $t = 15 \text{ s}$ ظاهر می‌شود و برای مدت ۵ ثانیه باقی می‌ماند.



شکل (۴): الف) سیگنال‌های اغتشاش و عیب؛ ب) سیگنال کلیدزنی

$$J_{RMS}(L) = \left(\frac{1}{L} \int_0^L r^T(\tau) r(\tau) d\tau \right)^{\frac{1}{2}} \quad (32)$$

که L طول بازه زمانی ارزیابی است. همان‌طور که در مرجع [۳۱] نشان داده شده، آستانه را می‌توان به صورت بیشترین مقدار تابع فوق به‌ازای مقادیر مختلف اغتشاش در حالتی که عیب وجود ندارد انتخاب کرد. از آنجاکه سیگنال اغتشاش نامعلوم است، محاسبه J_{th} در حالت بدون عیب دشوار است، لذا می‌توان با توجه به فرض ۳ از کران اغتشاش برای تخمین آستانه استفاده نمود.

$$J_{th} = \frac{\gamma_1}{\sqrt{L}} \delta_d \quad (33)$$

که γ_1 بهره I_2 میان مانده و ورودی اغتشاش در حالت بدون عیب است که در رابطه (۳۰) به دست آمد. مشخص است که $J_{RMS}(L)$ و J_{th} به ترتیب بیانگر میانگین انرژی سیگنال مانده و ماکزیمم تأثیر اغتشاش بر آن هستند. بنابراین برای تعیین زمان رخداد عیب، می‌توان از منطقی زیر استفاده کرد:

$$J_{RMS}(L) : \begin{cases} > J_{th} & \text{faulty} \Rightarrow \text{Alarm} \\ < J_{th} & \text{fault-free} \end{cases} \quad (34)$$

۴. شبیه‌سازی

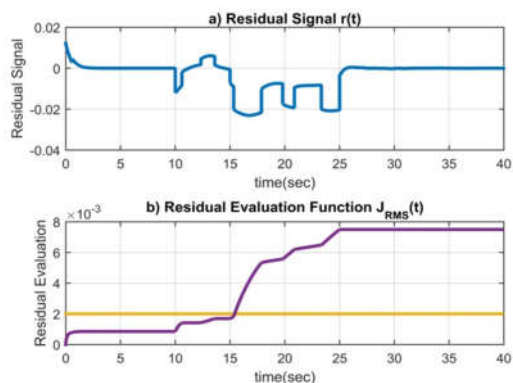
در این بخش، سیستم سوئیچ‌شونده مبدل بوست که مدل فضای حالت آن در ۱.۲ بیان شد، برای شبیه‌سازی تکنیک پیشنهادی طراحی تشخیص عیب همراه با کنترل در نظر گرفته می‌شود تا اثربخشی و کاربردی بودن نتایج نظری را نشان دهد. با توجه به رابطه (۳) برای مقادیر $C = 1F$ و $L = 0.5H$, $R = 0.5\Omega$ ، ماتریس‌های فضای حالت مبدل به صورت زیر به دست می‌آیند.

$$A_1 = \begin{bmatrix} -2 & 1 \\ -2 & 0 \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 2 \end{bmatrix} \quad (35)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -2 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 2 \end{bmatrix}$$

با فرض ماتریس‌های تأخیر حالت، ماتریس‌های ورودی‌های عیب و اغتشاش و خروجی به صورت زیر برای هر دو زیرسیستم برآورد می‌شود:

$$\begin{aligned} A_{\lambda 1} &= \begin{bmatrix} 0.2 & 0.1 \\ 0 & -0.5 \end{bmatrix}, B_{\lambda 1} = \begin{bmatrix} 0.1 \\ 0.2 \end{bmatrix}, B_{\lambda 2} = \begin{bmatrix} 0.3 \\ 0.5 \end{bmatrix}, \\ C_1 &= [0.1 \quad 0.1], D_{\lambda 1} = [0.1], D_{\lambda 2} = [0.1] \\ A_{\lambda 2} &= \begin{bmatrix} 0.1 & 0 \\ 0.1 & -0.5 \end{bmatrix}, B_{\lambda 2} = \begin{bmatrix} 0.2 \\ 0.1 \end{bmatrix}, B_{\lambda 3} = \begin{bmatrix} 0.4 \\ 0.3 \end{bmatrix}, \\ C_2 &= [0.3 \quad 0.4], D_{\lambda 2} = [0.1], D_{\lambda 3} = [0.1] \end{aligned} \quad (36)$$



شکل (۶): الف) سیگنال مانده تولید شده؛ ب) تابع ارزیابی مانده

با استفاده از رابطه (۳۳) و با اتخاذ بازه زمانی ارزیابی ۱۰۰، آستانه مانده را می‌توان به صورت $J_{th} = 0.002$ ، به دست آورد. از شکل (۶.ب) دیده می‌شود که عیب در زمان $t = 15.5$ s تشخیص داده شده است.

نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که علی‌رغم وجود ورودی اغتشاش، تأخیر حالت متغیر با زمان، نامعینی پارامتری و حلقه کنترل بسته، می‌توان به‌طور مؤثر تشخیص زود هنگام عیب مبدل بوست را توسط کنترل‌گر/تشخیص‌گر در هنگام وقوع عیب به دست آورد.

۵. نتیجه‌گیری

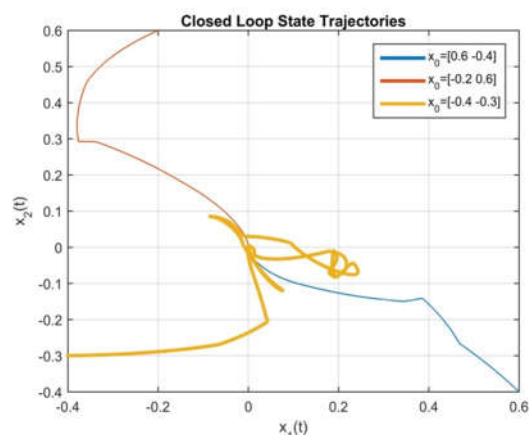
در این مقاله با تکیه بر تئوری سیستم‌های هابرید، مدل مبدل بوست به‌عنوان یک سیستم سوئیچ‌شونده خطی ارائه شد. سپس در یک قضیه چارچوبی کلی برای تشخیص عیب همراه با کنترل سیستم‌های سوئیچ‌شونده زمان پیوسته خطی که تحت تأثیر تأخیر حالت متغیر، نامعینی پارامترها و اغتشاش ورودی هستند، طراحی شد. با استفاده از توابع لیاپانوف سوئیچ‌شونده و حل مسئله بهینه‌سازی چندمنظوره بهره‌های l_2 ، شرایط کافی برای وجود فیلتر تشخیص عیب و کنترل بر اساس تکنیک زمان سکون میانگین توسعه داده شد. تکنیک پیشنهادی برای مدل سوئیچ‌شونده مبدل بوست طراحی شد و نتایج شبیه‌سازی نشان داد تشخیص مؤثر عیب در هنگام وقوع عیب توسط کنترل‌گر/تشخیص‌گر امکان‌پذیر است که حاکی از اثربخشی طرح پیشنهادی است.

با حل نابرابری‌های ماتریسی خطی روابط (۱۵) تا (۱۷) به‌ازای $\theta = 1$ ، در نرم‌افزار MATLAB/MOSEK، بهره‌های کنترل‌گر/تشخیص‌گر به‌صورت زیر و کمینه حد حذف اغتشاش، $\gamma_1 = 0.2905$ ، به دست می‌آیند:

$$\begin{aligned} A_{c1} &= \begin{bmatrix} -0.8786 & 0.0011 \\ 0.0011 & -0.8786 \end{bmatrix} & B_{c1} &= \begin{bmatrix} -0.0012 \\ -0.0012 \end{bmatrix} \\ C_{c1} &= [9.0973 \quad 9.0973] & D_{c1} &= [-0.1611] \\ K_{c1} &= [-0.4743 \quad -0.4743] & L_{c1} &= [-3.0453] \\ A_{c2} &= \begin{bmatrix} -0.5933 & 0.2899 \\ 0.2899 & -0.5933 \end{bmatrix} & B_{c2} &= \begin{bmatrix} -0.0008 \\ -0.0008 \end{bmatrix} \\ C_{c2} &= [-0.0067 \quad -0.0067] & D_{c2} &= [-0.0640] \\ K_{c2} &= [-0.0060 \quad -0.0060] & L_{c2} &= [-1.3529] \end{aligned} \quad (38)$$

سپس با جای‌گذاری بهره‌های کنترل به‌دست‌آمده در روابط (۱۵) تا (۱۷) و حل نابرابری‌های ماتریسی خطی به‌دست‌آمده به‌ازای $\theta = 2$ ، حد حساسیت نسبت به عیب، $\gamma_2 = 0.0001$ ، به دست می‌آید.

با انتخاب حالت‌های اولیه متفاوت نمودار صفحه‌فاز مسیرهای حالت‌های سیستم حلقه‌بسته در شکل (۵) رسم شده است.



شکل (۵): نمودار صفحه‌فاز حالت‌های سیستم حلقه‌بسته

می‌توان دید که سیستم حلقه‌بسته، با شرایط اولیه داده شده و با اغتشاش نامعلوم، پایدار نمایی است. سیگنال مانده تولید شده و سیر تکاملی تابع ارزیابی مانده در شکل (۶) نشان داده شده‌اند.

مراجع

- [1] Sira Ramirez, H.J., and Silva-Ortigoza, R., *Control design techniques in power electronics devices*. London: Springer, 2006.
- [2] Bento, F., and Marques Cardoso, A. J., "Open-circuit fault diagnosis and fault tolerant

operation of interleaved dc-dc boost converters for homes and offices", IEEE Trans. on Ind. Applicat., Vol. 55, No. 5, pp. 4855-4864, Sep. 2019, <https://doi.org/10.1109/TIA.2019.291682>.

- [3] Ahmad, M. W., Gorla, N. B. Y., Malik, H., and Panda, S. K., "A fault diagnosis and postfault reconfiguration scheme for interleaved boost converter in pv-based system", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 36, No. 4, pp. 3769–3780, Apr. 2021, <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3018540>.
- [4] Siouane, S., Jovanovic, S., and Poure, P., "Open-switch fault-tolerant operation of a two-stage buck/buck-boost converter with redundant synchronous switch for pv systems", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 66, No. 5, pp. 3938–3947, May 2019, <https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2847653>.
- [5] Li, C., Yu, Y., Tang, T., Liu, Q., and Peng, X., "A robust open-circuit fault diagnosis method for three-phase interleaved boost converter", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 37, No. 9, pp. 11187–11198, Sep. 2022, <https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3169167>.
- [6] Zhuo, S., Gaillard, A., Xu, L., Liu, C., Paire, D., and Gao, F., "An observer-based switch open-circuit fault diagnosis of dc-dc converter for fuel cell application", *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, Vol. 56, No. 3, pp. 3159–3167, May 2020, <https://doi.org/10.1109/TIA.2020.2978752>
- [7] Al-Sheikh, H., Bennouna, O., Hoblos, G., and Moubayed, N., "Modeling, design and fault analysis of bidirectional DC-DC converter for hybrid electric vehicles", in 2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Istanbul, Turkey, Jun. 2014, pp. 1689–1695. <https://doi.org/10.1109/ISIE.2014.6864869>.
- [8] Jamshidpour, E., Poure, P., and Saadate, S., "Common switch fault diagnosis for two-stage dc-dc converters used in energy harvesting applications", *Electronics*, Vol. 8, No. 3, p. 293, Mar. 2019, <https://doi.org/10.3390/electronics8030293>.
- [9] Pazouki, E., Sozer, Y., and De Abreu-Garcia, J. A., "Fault diagnosis and fault-tolerant control operation of nonisolated dc-dc converters", *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, Vol. 54, No. 1, pp. 310–320, Jan. 2018, <https://doi.org/10.1109/TIA.2017.2751547>
- [10] Poon, J., Jain, P., Konstantakopoulos, I. C., Spanos, C., Panda, S. K., and Sanders, S. R., "Model-based fault detection and identification for switching power converters", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 32, No. 2, pp. 1419–1430, Feb. 2017, <https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2541342>.
- [11] Liu, Z., Xu, Z., and Zhang, X., "A novel real-time fast fault-tolerance diagnosis and fault adjustment strategy for m-phase interleaved boost converter", *IEEE Access*, Vol. 9, pp. 11776–11786, 2021, <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3050705>.
- [12] Xu, L., Ma, R., Xie, R., Xu, J., Huangfu, Y., and Gao, F., "Open-circuit switch fault diagnosis and fault-tolerant control for output-series interleaved boost dc-dc converter", *IEEE Trans. Transp. Electrific.*, Vol. 7, No. 4, pp. 2054–2066, Dec. 2021, <https://doi.org/10.1109/TTE.2021.3083811>.
- [13] Pazouki, E., De Abreu-Garcia, J. A., and Sozer, Y., "A novel fault-tolerant control method for interleaved dc-dc converters under switch fault condition", *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, Vol. 56, No. 1, pp. 519–526, Jan. 2020, <https://doi.org/10.1109/TIA.2019.2953030>.
- [14] Pan, Y., et al., "A dual-loop control to ensure fast and stable fault-tolerant operation of series resonant dab converters", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 35, No. 10, pp. 10994–11012, Oct. 2020, <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.2975348>.
- [15] Laadjal, K., Sahraoui, K., and Cardoso, A. J. M., "On-Line fault diagnosis of dc-link electrolytic capacitors in boost converters using the stft technique", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 36, No. 6, pp. 6303–6312, Jun. 2021, <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3040499>.
- [16] Chen, L., Zhao, X., and Tang, S. X., "Online fault diagnosis method for high-performance converters using inductor voltage polar signatures", *IEEE Access*, Vol. 8, pp. 179778–179788, 2020, <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3024549>.
- [17] Kong, L., and Nian, H., "Transient modeling method for faulty dc microgrid considering

- control effect of dc/ac and dc/dc converters*", IEEE Access, Vol. 8, pp. 150759–150772, 2020, <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3017015>.
- [18] Zhang, L., Cui, N., Liu, M., and Zhao, Y., "Asynchronous filtering of discrete-time switched linear systems with average dwell time", IEEE Trans. Circuits Syst. I, Vol. 58, No. 5, pp. 1109–1118, May 2011, <https://doi.org/10.1109/TCSI.2010.2092151>.
- [19] Eddoukali, Y., Benzaouia, A., and Ouladsine, M., "Integrated fault detection and control design for continuous-time switched systems under asynchronous switching", ISA Transactions, Vol. 84, pp. 12–19, Jan. 2019, <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2018.10.009>.
- [20] Shokouhi-Nejad, H., Rikhtehgar Ghiasi, A., and Badamchizadeh, M. A., "Robust simultaneous fault detection and control for a class of nonlinear stochastic switched delay systems under asynchronous switching", Journal of the Franklin Institute, Vol. 354, No. 12, pp. 4801–4825, Aug. 2017, <https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2017.05.037>.
- [21] Wang, D., Wang, W., and Shi, P., "Robust fault detection for switched linear systems with state delays", IEEE Trans. Syst., Man, Cybern. B, Vol. 39, No. 3, pp. 800–805, Jun. 2009, <https://doi.org/10.1109/TSMCB.2008.2007498>.
- [22] Shokouhi-Nejad, H., Ghiasi, A. R., Badamchizadeh, M. A., and Pezeshki, S., " H_∞/H_2 Simultaneous fault detection and control for continuous-time linear switched delay systems under asynchronous switching", Transactions of the Institute of Measurement and Control, Vol. 41, No. 1, pp. 263–275, Jan. 2019, <https://doi.org/10.1177/0142331218754622>.
- [23] Na, Y., Li, L., Ding, S. X., and Abdo, A., "A fault detection scheme for uncertain switched systems under asynchronous switching", IFAC-PapersOnLine, Vol. 51, No. 24, pp. 117–122, 2018, <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2018.09.544>.
- [24] Zhao, X., Zhang, L., Shi, P., and Liu, M., "Stability and stabilization of switched linear systems with mode-dependent average dwell time", IEEE Trans. Automat. Contr., Vol. 57, No. 7, pp. 1809–1815, Jul. 2012, <https://doi.org/10.1109/TAC.2011.2178629>.
- [25] Davoodi, M. R., Golabi, A., Talebi, H. A., and Momeni, H. R., "simultaneous fault detection and control design for switched linear systems: a linear matrix inequality approach", Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 134, No. 6, p. 061010, Nov. 2012, <https://doi.org/10.1115/1.4006372>.
- [26] Li, Z., Mazars, E., Zhang, Z., and Jaimoukha, I. M., "State-space solution to the H_2/H_∞ fault-detection problem", Int. J. Robust Nonlinear Control, Vol. 22, No. 3, pp. 282–299, Feb. 2012, <https://doi.org/10.1002/rnc.1690>.
- [27] Ejtahed, S. H., Pariz, N., and Karimpour, A., "Integrated fault detection and robust control for linear uncertain switched systems with mode-dependent time-varying state delay", Control and Optimization in Applied Mathematics, p., 2022, <https://doi.org/10.30473/coam.2022.62848.1192>.
- [28] Li, J., and Yang, G.-H., "Simultaneous fault detection and control for switched systems under asynchronous switching", Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering, Vol. 227, No. 1, pp. 70–84, Jan. 2013, <https://doi.org/10.1177/0959651812443922>.
- [29] Iftikhar, K., Khan, A. Q., and Abid, M., "Optimal fault detection filter design for switched linear systems", Nonlinear Analysis: Hybrid Systems, Vol. 15, pp. 132–144, Feb. 2015, <https://doi.org/10.1016/j.nahs.2014.09.002>.
- [30] Davoodi, M. R., Golabi, A., Talebi, H. A., and Momeni, H. R., "Simultaneous fault detection and control design for switched linear systems based on dynamic observer", Optim. Control Appl. Meth., Vol. 34, No. 1, pp. 35–52, Jan. 2013, <https://doi.org/10.1002/oca.1026>.
- [31] Du, D., Jiang, B., Shi, P., and Karimi, H. R., "Fault detection for continuous-time switched systems under asynchronous switching", Int. J. Robust Nonlinear Control, Vol. 24, No. 11, pp. 1694–1706, Jul. 2014, <https://doi.org/10.1002/rnc.2961>.

- [32] Tanwani, A., Dominguez-Garcia, A. D., and Liberzon, D., "*An inversion-based approach to fault detection and isolation in switching electrical networks*", IEEE Trans. Contr. Syst. Technol., Vol. 19, No. 5, pp. 1059–1074, Sep. 2011,
<https://doi.org/10.1109/TCST.2010.2067214>.