ارائه رویکردی نوین برای طراحی کنترل‌کننده تحمل‌پذیر عیب عملگر بر اساس شناسایی عیب

علی خدادادی[۱]، دانشجوی کارشناسی ارشد؛ مریم شهریاری کاهکشی[۲]، استادیار؛ عباس چترایی[۳]، استادیار

۱- دانشکده مهندسی برق، واحد نجف آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف آباد، ایران. alikhodadadi65@yahoo.com
۲- گروه مهندسی برق، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه شهرکرد، شهرکرد، ایران- m.shahriari@eng.sku.ac.ir
۳- دانشکده مهندسی برق، واحد نجف آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف آباد، ایران. abbas.chatraei@gmail.com

چکیده: در این مقاله، یک رویکرد نوین برای طراحی کنترل‌کننده تحمل‌پذیر عیب عملگر بر اساس شناسایی عیب در سیستم‌های خطی ارائه‌شده است. شناسایی عیب برای آشکارسازی عیب، تعیین عملگر معیوب (جداسازی عیب) و تخمین دینامیک نامعین عیب پیشنهاد شده است. برای آشکارسازی عیب، یک رؤیتگر تشخیصی به‌منظور نمایش وضعیت سیستم در هر لحظه و تولید سیگنال باقیمانده طراحی شده است. پس از آشکارسازی عیب، واحد جداسازی عیب متشکل از بانکی از رؤیتگرها برای تعیین عملگر معیوب فعال شده است. پس از تعیین عملگر معیوب، تخمین دینامیک نامعین عیب با حل یک نامساوی ماتریسی خطی به‌دست آمده است. سپس، کنترل‌کننده‌ای با قابلیت تحمل عیب، بر اساس خروجی واحد شناسایی عیب، پیشنهاد شده است. روش پیشنهادی، کران‌داری سیگنال‌های سیستم حلقه‌بسته را تضمین نموده و هدف ردیابی را نیز برآورده می‌سازد. نتایج شبیه‌سازی و مقایسه برای تأیید کارایی و عملکرد روش پیشنهادی ارائه شدند.

واژه‌های کلیدی: شناسایی عیب، عیب عملگر، آشکارسازی و جداسازی عیب، کنترل‌کننده تحمل‌پذیر عیب.

A Novel Scheme for Actuator Fault Tolerant Controller Design based on the Fault Identification

A. Khodadadi[1], MSc Student; M. Shahriari-kahkeshi[2], Assistant Professor; A. Chatraei[3], Assistant professor

1- Department of Electrical Engineering, Najafabad Branch, Islamic Azad University, Najafabad, Iran,
Email: alikhodadadi65@yahoo.com
2- Faculty of Engineering, Shahrekord University, Shahrekord, Iran,
Email: m.shahriari@eng.sku.ac.ir
3- Department of Electrical Engineering, Najafabad Branch, Islamic Azad University, Najafabad, Iran,
Email: abbas.chatraei@gmail.com

Abstract: In this paper, a novel scheme for the design of the actuator fault-tolerant controller based on the fault identification in the linear systems has been presented. Fault identification has been proposed for the fault detection, determination of the faulty actuator (fault isolation) and estimation of the fault uncertain dynamics. For fault detection, a diagnostic observer has been designed for monitoring the condition of the system at every instance and generating the residual signal. After detecting the fault, the fault isolation module composed of a bank of observers has been activated to determine the faulty actuator. After determining the faulty actuator, estimation of the fault uncertain dynamics has been achieved by solving a linear matrix inequality. Then, a fault-tolerant controller has been proposed using the output of the fault identification module. The proposed scheme ensures the boundedness of the signals of the closed-loop system in the presence of the fault and satisfies the tracking objective. Simulation and comparison results were presented for verifying the effectiveness and performance of the proposed approach.

Keywords: Fault identification, Actuator fault, Fault detection and isolation, Fault tolerant controller.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۵/۱۱/۲۰
تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۶/۰۲/۲۲
تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۶/۰۵/۰۹
نام نویسنده مسئول: مریم شهریاری کاهکشی
نشانی نویسنده مسئول: ایران – شهرکرد - بلوار رهبر - دانشگاه شهرکرد - دانشکده فنی و مهندسی.

۱- مقدمه

پایداری و حفظ عملکرد مطلوب سیستم در حضور عیب و خرابی‌های قابل وقوع در سیستم به‌ویژه در سیستم‌های کاربردی حساس مانند هواپیما، فضاپیما و نیروگاه‌های هسته‌ای توجه بسیاری به خود جلب کرده است [۳-۱]. وقوع عیب و یا خرابی در عملگرها، حسگرها یا دیگر اجزاء سیستم، می‌تواند منجر به عملکرد نامطلوب و یا حتی ناپایداری سیستم شود [۴، ۵]. لذا، نمایش عملکرد سیستم در هر لحظه و آگاهی زودهنگام از وقوع عیب یا خرابی، امکان جلوگیری از خرابی و ازکارافتادگی سیستم و آسیب به کاربر انسانی را فراهم نموده و مانع از واردشدن خسارات جبران‌ناپذیر به سیستم می‌گردد. بنابراین، طراحی سیستم کنترل با قابلیت تحمل عیب و جبران اثرات عیب و خرابی در سیستم ضروری است.

یک روش متداول برای کنترل سیستم در حضور خرابی عملگر، روش مبتنی بر مدل چندگانه است [۹-۶]. در این روش، فرض می‌شود که مدل سیستم تحت کنترل، متعلق به یک دسته از مدل‌های از پیش تعریف‌شده است. برای هر مدل، یک کنترل‌کننده که اهداف کنترلی را برآورده کند، طراحی می‌شود. طی عملکرد سیستم، این مدل‌ها به‌موازات سیستم اصلی اجرا می‌شوند. حال اگر خرابی عملگر در سیستم رخ دهد، مکانیسم کلیدزنی، بر روی بهترین مدلی که رفتارش با سیستم معیوب مطابقت دارد، سوئیچ نموده و کنترل‌کننده متناظر با آن را انتخاب می‌کند. اشکال این روش این است که تنها می‌تواند مجموعه محدودی از عیب‌های پیش‌بینی‌شده را تحمل نماید. علاوه‌براین، لازمه استفاده از این روش برای جبران اثر خرابی، انجام حجمی از محاسبات برون خط جهت مدل‌سازی سیستم در حضور هر نوع خرابی ممکن در عملگرها و سپس طراحی کنترل‌کننده متناسب با هر مدل است.

از دیگر روش‌های کنترل سیستم در حضور عیب، روش‌های کنترل مقاوم می‌باشند. در این روش‌ها، خرابی‌های عملگر یا دیگر اجزاء سیستم به‌عنوان نامعینی در نظر گرفته شده و سیستم مورد نظر کنترل می‌شود [۱۳-۱۰]. روش طراحی کنترل‌کننده مقاوم برای جبران خرابی عملگر و اغتشاش خارجی با استفاده از فیدبک حالت در [۱۴] بیان شده است. در [۱۵]، جبران خرابی عملگر مبتنی بر روش کنترل LQ برای سیستم‌های نامینیمم فاز پیشنهاد شده است. در [۱۶] نیز شناسایی و جبران خرابی عملگر در سیستم‌های خطی با استفاده از روش مد لغزشی پیشنهاد شده است. اما ازآنجایی‌که در روش‌های کنترل مقاوم، پارامترهای کنترل‌کننده بر اساس بدترین حالت خرابی طراحی شده و ثابت هستند، نمی‌توان آن‌ها را مطابق با الگوی خرابی و یا مقادیر خرابی تطبیق داد. بنابراین، این روش‌ها که برای مقابله با عیب‌های از پیش‌فرض‌شده به‌کار می‌روند توانایی کنترل سیستم در حضور عیب‌های جدید را ندارند. به‌علاوه، هیچ اطلاعی از زمان، موقعیت و رفتار عیب ارائه نمی‌دهند، درنتیجه پیشرفت عیب در آن‌ها ممکن است منجر به ازکارافتادن کل سیستم و ایجاد خسارات جانی و مالی گردد.

از دیگر روش‌های جبران عیب عملگر، روش‌های کنترل تطبیقی مبتنی بر افزونگی عملگر می‌باشند. در این روش‌ها، بدون تعیین زمان وقوع عیب و موقعیت آن (عملگر معیوب)، از روش‌های کنترل تطبیقی برای جبران اثر عیب استفاده می‌شود [۲۰-۱۷]. برای مثال، کنترل تطبیقی مبتنی بر فیدبک خروجی برای جبران خرابی عملگر در سیستم‌های خطی تأخیردار در [۲۱] مطرح شده است. جبران خرابی عملگر به روش تطبیقی غیرمستقیم بدون نیاز صریح به آشکارسازی و تشخیص خرابی در [۲۲] ارائه شده است. در [۲۳]، روش مبتنی بر فیدبک حالت برای جبران خرابی، بدون تعیین زمان و موقعیت عیب ارائه شده است. برای جبران خرابی عملگر در سیستم‌هایی با عدم قطعیت، روش جدیدی برای کنترل فیدبک خروجی ارائه می‌شود که هدف آن جبران خرابی عملگر از نوع قفل‌شونده برای سیستم‌هایی با ورودی‌های متعدد است [۲۴]. جبران خرابی عملگر به‌منظور حفظ عملکرد سیستم با استفاده از روش‌های مبتنی بر افزونگی عملگر و ایجاد هماهنگی میان عملگرهای سالم باقیمانده در [۲۵] ارائه شده است. در [۲۶]، رویکرد کنترل تطبیقی مستقیم برای جبران اثر عیب عملگر و نامعینی‌ها توسعه داده شده است. اگرچه این روش‌ها قادر به جبران اثر عیب و حفظ عملکرد سیستم می‌باشند اما پیاده‌سازی این روش‌ها برای جبران عیب عملگر گران و پرهزینه بوده و نیازمند فضای وسیعی برای نگهداری سخت‌افزار اضافه می‌باشند. به‌علاوه، این روش‌ها هیچ اطلاعاتی در رابطه با زمان وقوع عیب، عملگر معیوب و ماهیت عیب ارائه نمی‌دهند. لذا، اطلاعاتی برای جلوگیری از پیشرفت خرابی و تعویض عملگر معیوب و ... فراهم نمی‌کنند.

این مقاله یک روش نوین برای طراحی کنترل‌کننده تحمل‌پذیر عیب عملگر بر اساس شناسایی عیب پیشنهاد می‌دهد. شناسایی عیب به‌منظور آشکارسازی عیب، تعیین عملگر معیوب و تخمین ماهیت آن ارائه می‌شود. آشکارسازی عیب توسط یک تخمین‌گر تطبیقی با قابلیت نمایش وضعیت سیستم در هر لحظه و تولید سیگنال باقیمانده انجام می‌شود. بعد از آشکارسازی عیب، واحد جداسازی عیب متشکل از بانکی از رؤیتگرهای تطبیقی، جهت تعیین عملگر معیوب از بین تمام عملگرهای سیستم فعال می‌شود. بعد از تعیین زمان وقوع عیب و عملگر معیوب، واحد تخمین عیب با هدف تعیین ماهیت و رفتار عیب فعال شده و با حل یک نامساوی ماتریسی خطی، اطلاعات مورد نیاز را برای طراحی کنترل‌کننده تحمل‌پذیر عیب مبتنی بر رویکرد کنترل‌کننده تطبیقی مدل مرجع فراهم می‌نماید. برخلاف بسیاری از پژوهش‌های انجام‌شده در زمینه تشخیص عیب و طراحی کنترل‌کننده تحمل‌پذیر عیب که مسئله آشکارسازی، جداسازی و تخمین عیب را گاهی به‌صورت مستقل از هم و مستقل از طراحی کنترل‌کننده مورد توجه قرار می‌دهند، در این مقاله عمل آشکارسازی، جداسازی، تخمین و جبران اثر عیب، در کنار هم انجام می‌شوند و اطلاعات به‌دست‌آمده از

واحد شناسایی عیب برای طراحی کنترل‌کننده تحمل‌پذیر عیب مورد استفاده قرار می‌گیرد. مزیت این روش، نسبت به روش‌های ارائه‌شده این است که نیازمند هیچ دانش اولیه‌ای از تعداد و ماهیت عیب‌های ممکن‌الوقوع در سیستم نیست و قادر است عملکرد سیستم را در حضور عیب‌های پیش‌بینی‌نشده حفظ نماید. هم‌چنین، اثر عیب را بر اساس خروجی واحد شناسایی عیب، بدون نیاز به محاسبات برون‌خط و یا سخت‌افزار افزونه، جبران می‌کند. به‌علاوه، شناسایی عیب امکان تعیین جزء معیوب سیستم را جهت تعمیر یا تعویض آن فراهم می‌کند. انجام این کار، مانع از پیشرفت خرابی در سیستم، وقوع خرابی‌های جبران‌ناپذیر و حتی ناپایداری سیستم می‌شود.

ساختار مقاله به این صورت تنظیم شده است: بخش ۲ به بیان مسئله مورد مطالعه اختصاص یافته است. در بخش ۳، به کنترل سیستم در غیاب عیب عملگر پرداخته می‌شود. در بخش ۴، رویکرد پیشنهادی برای طراحی کنترل‌کننده تحمل‌پذیر عیب عملگر ارائه می‌گردد. این بخش شامل سه زیربخش آشکارسازی عیب، جداسازی عیب و تخمین عیب عملگر جهت طراحی کنترل‌کننده است. هم‌چنین تحلیل پایداری سیستم حلقه‌بسته نیز در این بخش ارائه شده است. در بخش ۵، نتایج شبیه‌سازی و مقایسه به‌منظور نمایش عملکرد و کارایی روش پیشنهادی آورده شده است. نهایتاً، بخش ۶ به نتیجه‌گیری از مقاله اختصاص یافته است.

۲- بیان مسئله

دینامیک سیستم در حضور عیب عملگر را به‌صورت زیر در نظر بگیرید:

$$\begin{aligned}\dot{\boldsymbol{x}}(t)&=A\boldsymbol{x}(t)+B\left(\boldsymbol{u}(t)+\boldsymbol{\beta}\left(t-t_f\right)\boldsymbol{u}_f(t)\right)\\ \boldsymbol{y}(t)&=C\boldsymbol{x}(t)\end{aligned} \tag{۱}$$

که $\boldsymbol{x}(t)\in R^n$ بردار حالت، $\boldsymbol{y}(t)\in R^p$ بردار خروجی و $\boldsymbol{u}(t)\in R^m$ بردار ورودی سیستم است. $A\in R^{n\times n}$ و $B\in R^{n\times m}$ و $C\in R^{p\times n}$ ماتریس‌های سیستم هستند. هم‌چنین، $\boldsymbol{u}_f(t)\in R^m$ بیانگر عیب عملگر و $\boldsymbol{\beta}\left(t-t_f\right)\in R^{m\times m}$ ماتریسی است که زمان وقوع عیب در عملگر iام را نشان می‌دهد و به‌صورت زیر تعریف می‌شود [۲۷]:

$$\begin{aligned}&\boldsymbol{\beta}\left(t-t_f\right)=diag\left\{\boldsymbol{\beta}_1,\boldsymbol{\beta}_2,\ldots,\boldsymbol{\beta}_m\right\}\\ &\boldsymbol{\beta}_i=\begin{cases}0 & t<t_f\\ 1 & t\ge t_f\end{cases}\quad,\quad i=1,2,\ldots,m\end{aligned} \tag{۲}$$

که در آن t_f زمان وقوع عیب در عملگر iام را نشان می‌دهد. با توجه به تعریف $\boldsymbol{\beta}\left(t-t_f\right)$ در (۲)، واضح است که در $t<t_f$ عملگر iام سالم و در $t\ge t_f$ معیوب است. بدین‌ترتیب، دینامیک سیستم بعد از وقوع عیب را می‌توان به‌صورت زیر نمایش داد:

$$\begin{aligned}\dot{\boldsymbol{x}}(t)&=A\boldsymbol{x}(t)+B\boldsymbol{u}(t)+B\boldsymbol{u}_f(t)\quad t\ge t_f\\ \boldsymbol{y}(t)&=C\boldsymbol{x}(t)\end{aligned} \tag{۳}$$

هدف از این مقاله، طراحی یک کنترل‌کننده تحمل‌پذیر عیب عملگر مبتنی بر شناسایی عیب است. در این راستا، یک واحد شناسایی عیب برای آشکارسازی عیب، تعیین عملگر معیوب و تخمین دینامیک و ماهیت عیب طراحی می‌گردد. سپس، خروجی واحد شناسایی عیب برای طراحی کنترل‌کننده تحمل‌پذیر عیب به‌منظور جبران اثر عیب به‌کار می‌رود. روش پیشنهادی نه تنها قادر است اثر عیب عملگر را جبران نماید بلکه به‌دلیل شناسایی عیب، امکان تشخیص عملگر معیوب و جایگزین‌نمودن آن را هم فراهم می‌نماید. بدین‌ترتیب، از پیشرفت عیب و وقوع حوادث فاجعه‌آمیز و جبران‌ناپذیر جلوگیری می‌نماید. در طراحی کنترل‌کننده پیشنهادی فرض بر این است که با وقوع عیب عملگر در سیستم، سیستم همچنان کنترل‌پذیر باقی خواهد ماند.

پیش از ارائه روش پیشنهادی، فرضیات زیر مطرح می‌شوند:

فرض ۱. زوج (A,C) مشاهده‌پذیر است.

فرض ۲. تابع عیب و مشتق آن نسبت به زمان، کران‌دار هستند. به‌عبارت دیگر، ثابت‌های مثبت و کران‌دار f_1 و f_2 وجود دارند به‌نحوی‌که $\left\|\boldsymbol{u}_f(t)\right\|\le f_1$ و $\left\|\dot{\boldsymbol{u}}_f(t)\right\|\le f_2$.

فرض ۳. $rank(CB)=rank(B)$. این فرض بیان می‌کند که $p\ge rank(B)$، به‌عبارت دیگر تعداد خروجی‌های قابل اندازه‌گیری باید بزرگتر یا مساوی تعداد ورودی‌ها باشد.

لم۱. برای هر اسکالر $\mu>0$ و هر ماتریس مثبت معین T، نامساوی زیر برقرار است [۲۸]:

$$2\boldsymbol{z}^T\boldsymbol{v}\le\frac{1}{\mu}\boldsymbol{z}^TT\boldsymbol{z}+\mu\boldsymbol{v}^TT^{-1}\boldsymbol{v}\qquad \boldsymbol{z},\boldsymbol{v}\in R^n \tag{۴}$$

۳- کنترل سیستم نامی در غیاب عیب

هدف از این بخش، کنترل سیستم نامی قبل از وقوع عیب است. طراحی‌های مختلفی برای رسیدن به هدف کنترلی پیشنهاد می‌شود. از میان روش‌های متداول، ساختار کنترل‌کننده فیدبک خروجی ارائه می‌گردد. در طراحی فیدبک خروجی نسبت به طراحی فیدبک حالت، اطلاعات کمتری از سیستم مورد نیاز است (خروجی سیستم بجای بردار حالت)، اما ساختار کنترل‌کننده معمولاً در آن پیچیده‌تر است. به‌همین منظور برای تعیین پارامترهای کنترل‌کننده، یک مدل مرجع توصیف می‌شود. در این روش، رفتار مطلوب سیستم نرمال (سالم)، با یک مدل مرجع که یک سیستم خطی پیوسته در زمان است، توصیف می‌شود. سپس، قانون کنترل به‌گونه‌ای طراحی می‌شود که سیستم حلقه‌بسته تابع تبدیلی برابر تابع تبدیل مدل مرجع داشته باشد. سپس، کنترل‌کننده به‌گونه‌ای طراحی می‌شود که خروجی سیستم حلقه‌بسته، خروجی مدل مرجع را دنبال نماید.

مدل مرجع برای تعیین رفتار مطلوب سیستم نرمال، به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\begin{aligned}\dot{\boldsymbol{x}}_m(t)&=\boldsymbol{A}_m\boldsymbol{x}_m(t)+\boldsymbol{B}\boldsymbol{r}(t)\\ \boldsymbol{y}_m(t)&=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}_m(t)\end{aligned} \tag{۵}$$

که $x_m(t)\in R^n$ بردار حالت مدل مرجع، $y_m(t)\in R^p$ بردار خروجی مدل و $r(t)\in R^m$ ورودی مرجع است. $A_m\in R^{n\times n}$ و $B\in R^{n\times m}$ و $C\in R^{p\times n}$ ماتریس‌های سیستم هستند و A_m یک ماتریس هرویتز است.

تحت شرایط نرمال، با تعریف خطای ردیابی به‌صورت $e(t)=x(t)-x_m(t)$ و با استفاده از دینامیک سیستم قبل از وقوع عیب ($t<t_f$) و دینامیک مدل مرجع در (۵)، دینامیک خطای ردیابی به‌صورت زیر به‌دست می‌آید:

$$\dot{e}(t)=A_m e(t)+(A-A_m)x(t)+B\left[u(t)-r(t)\right] \qquad (۶)$$

ورودی کنترلی در غیاب عیب (برای سیستم نامی) به‌صورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$u(t)=-Ky(t)+r(t) \qquad (۷)$$

که در آن K یک ماتریس ثابت است و به‌نحوی انتخاب می‌شود که $BKC=A-A_m$. بنابراین، با این ورودی کنترلی دینامیک خطای ردیابی به‌صورت زیر به‌دست می‌آید:

$$\dot{e}(t)=A_m e(t) \qquad (۸)$$

با فرض هرویتزبودن ماتریس A_m، دینامیک خطای ردیابی پایدار است و اهداف کنترلی سیستم نامی در غیاب عیب برآورده می‌شود.

هدف اصلی در این مقاله، طراحی یک کنترل‌کننده با قابلیت تحمل عیب است به‌طوری‌که نه‌تنها در شرایط نرمال بلکه در حضور عیب در عملگرها نیز بتواند سیستم را پایدار نموده و عملکرد مطلوبی داشته باشد. به‌همین منظور در ادامه، به طراحی کنترل‌کننده تحمل‌پذیر عیب عملگر مبتنی بر شناسایی عیب پرداخته می‌شود.

۴- طراحی کنترل‌کننده تحمل‌پذیر عیب عملگر

برای طراحی کنترل‌کننده تحمل‌پذیر عیب ابتدا واحد شناسایی عیب با وظیفه آشکارسازی عیب، تعیین موقعیت وقوع عیب و تخمین آن به‌منظور انجام اقدام اصلاحی مناسب برای حذف یا حداقل‌کردن تأثیر عیب بر روی عملکرد کل سیستم، طراحی می‌گردد. سپس، خروجی آن برای طراحی کنترل‌کننده تحمل‌پذیر عیب به‌کار می‌رود.

۴-۱- آشکارسازی عیب

اولین قدم در آشکارسازی عیب، تولید سیگنال باقیمانده است. به این منظور، یک تخمین‌گر تشخیصی برای نمایش وضعیت سیستم در هر لحظه و تولید سیگنال باقیمانده به‌صورت زیر طراحی می‌شود:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}(t)&=A\hat{x}(t)+B\left(u(t)+\hat{u}_f(t)\right)+L\left(y(t)-\hat{y}(t)\right)\\ \hat{y}(t)&=C\hat{x}(t)\end{aligned} \qquad (۹)$$

که $\hat{x}(t)\in R^n$ و $\hat{y}(t)\in R^p$ به‌ترتیب بیانگر بردار حالت و خروجی تخمین‌گر می‌باشند. هم‌چنین، $\hat{u}_f(t)$ به تخمین عیب عملگر اشاره می‌کند. L ماتریس بهره رؤیتگر است و به‌نحوی انتخاب می‌شود که ماتریس $A-LC$ هرویتز باشد.

با تعریف خطای تخمین حالت و سیگنال باقیمانده به‌صورت $\tilde{x}(t)=\hat{x}(t)-x(t)$ و $\tilde{y}(t)=\hat{y}(t)-y(t)$، دینامیک خطای تخمین حالت به‌صورت زیر به‌دست می‌آید:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}}(t)&=(A-LC)\tilde{x}(t)+B\tilde{u}_f(t)\\ \tilde{y}(t)&=C\tilde{x}(t)\end{aligned} \qquad (۱۰)$$

که در آن $\tilde{u}_f(t)=\hat{u}_f(t)-u_f(t)$.

قبل از وقوع عیب ($t<t_f$)، $\beta(t-t_f)=0$ و درنتیجه $u_f(t)=0$ است و با فرض هرویتزبودن $A-LC$، دینامیک خطای تخمین در (۱۰) به‌صورت مجانبی پایدار خواهد بود. درحالی‌که در حضور عیب ($t\geq t_f$)، $\beta(t-t_f)\neq 0$ شده و $u_f(t)\neq 0$ می‌شود. بنابراین، دینامیک تخمین حالت در (۱۰) به‌صورت مجانبی پایدار نخواهد بود و درنتیجه، سیگنال باقیمانده نیز مقداری غیر صفر خواهد داشت. بنابراین، آشکارسازی عیب توسط ارزیابی سیگنال باقیمانده، به‌صورت زیر انجام می‌شود:

$$\begin{cases}\|\tilde{y}(t)\|=0 & u_f(t)=0\\ \|\tilde{y}(t)\|>0 & u_f(t)\neq 0\end{cases} \qquad (۱۱)$$

۴-۲- جداسازی عیب

دومین مرحله از شناسایی عیب، جداسازی و تفکیک عملگر معیوب است که به‌مراتب پیچیده‌تر از آشکارسازی عیب است. در این مقاله، عیب عملگر، از نوع عیب قفل در محل در نظر گرفته شده است. منظور از قفل‌شدن عملگر این است که از میان عملگرهای موجود در سیستم، خروجی یک یا چند عملگر در زمان‌های نامعین در مقادیر نامعینی قفل شده (ثابت مانده) و دیگر قادر به تولید و اعمال ورودی‌های کنترلی نرمال به سیستم نیستند. همیشه فرض می‌شود که تعداد عملگرهایی که در آن‌ها قفل‌شدگی رخ می‌دهد کمتر از تعداد کل عملگرهای سیستم باشند تا سیستم بعد از وقوع خرابی نیز کنترل‌پذیر باقی بماند. بدیهی است اگر اثر عملگرهای معیوب جبران نشود، عملکرد مطلوب سیستم ازدست‌رفته و حتی ممکن است منجر به ناپایداری سیستم شود. یکی از روش‌های جبران اثر قفل‌شدگی عملگرها این است که از عملگرهای سالم سیستم برای جبران اثر عملگرهای معیوب استفاده شود. بعد از آشکارسازی عیب، اولین مرحله برای تعیین عملگر معیوب جداسازی عیب است.

برای جداسازی عملگر معیوب از میان m عملگر سیستم، بانکی از رؤیتگرها شامل n رؤیتگر به‌منظور تولید n سیگنال باقیمانده طراحی می‌شود. این رویکرد با این نگرش که سیگنال باقیمانده تولیدشده از رؤیتگر متناظر با عملگر iام به تمام عملگرهای معیوب سیستم به‌جز عملگر iام حساس است به جداسازی عملگر معیوب کمک می‌کند [۲۹]. این روش را می‌توان به این‌صورت نیز بیان کرد که اگر عملگر i ام دچار عیب شده باشد سیگنال باقیمانده تولیدشده از رؤیتگر متناظر با عملگر iام با گذشت زمان به صفر میل خواهد کرد. این در حالی است که سیگنال‌های باقیمانده از رؤیتگرهای متناظر با عملگرهای غیر

معیوب (عملگرهای سالم) مقداری غیر صفر خواهند داشت. به‌این‌ترتیب، اگر هرکدام از عملگرهای سیستم دچار خرابی شوند در این صورت سیستم معیوب خواهد بود و ازآنجایی‌که در حالت کلی سیستم دارای m عملگر است، امکان رخداد m خرابی برای سیستم وجود دارد. در ادامه، $\boldsymbol{u}_j(t)$ و $\boldsymbol{u}_{f_i}(t)$ به‌ترتیب به خروجی عملگر iام در وضعیت سالم و معیوب اشاره می‌کنند. برای تعیین عملگر معیوب، دینامیک سیستم به‌صورت زیر فرض می‌شود:

$$\begin{aligned}\dot{\boldsymbol{x}}(t) &= A\boldsymbol{x}(t)+\sum_{j\neq l}B_j\boldsymbol{u}_j(t)+B_l\boldsymbol{u}_l{}^f(t)\\ &= A\boldsymbol{x}(t)+\sum_{j\neq l}B_j\boldsymbol{u}_j(t)+B_l\boldsymbol{u}_l{}^f(t)\\ \boldsymbol{y}(t) &= C\boldsymbol{x}(t)\end{aligned} \tag{۱۲}$$

برای تخمین تمام حالت‌های یک سیستم معیوب و تولید سیگنال باقیمانده برای هر عملگر، بانکی از رؤیتگرها به‌صورت زیر طراحی می‌شوند:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\boldsymbol{x}}}_i(t) &= A\hat{\boldsymbol{x}}_i(t)+\sum_{j\neq i}B_j\boldsymbol{u}_j(t)+B_i\hat{\boldsymbol{u}}_{f_i}(t)\\ &\quad+L\big(\boldsymbol{y}(t)-\hat{\boldsymbol{y}}_i(t)\big)\end{aligned} \tag{۱۳}$$

که در رابطه بالا $\hat{\boldsymbol{u}}_{f_i}(t)$ با الهام از روش تخمین سریع عیب در [۳۰]، به‌صورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$\dot{\hat{\boldsymbol{u}}}_{f_i}(t)=-\bar{\Gamma}\bar{F}\big(\dot{\tilde{\boldsymbol{y}}}_i(t)+\bar{\sigma}\tilde{\boldsymbol{y}}_i(t)\big)-\bar{\delta}\hat{\boldsymbol{u}}_i(t) \tag{۱۴}$$

که $\tilde{y}_i(t)=C\tilde{x}_i(t)$. تحلیل پایداری سیستم و کران‌داری سیگنال‌های سیستم حلقه‌بسته با انتخاب قانون تخمین عیب (۱۴) در پیوست آورده شده است.

به‌این‌ترتیب، تصمیم‌گیری برای تعیین عملگر معیوب (جداسازی عیب) به‌صورت زیر انجام می‌شود:

جداسازی عیب: با در نظرگرفتن سیستم (۳) و بانکی از رؤیتگرها به‌فرم (۱۲)، اگر lامین عملگر دچار عیب شود و $i=l$ باشد آنگاه خواهیم داشت:

$$\lim_{t\to\infty}\boldsymbol{x}_i(t)=\lim_{t\to\infty}\boldsymbol{x}_l(t)=0 \tag{۱۵}$$

اگر $i\neq l$ باشد آنگاه $\tilde{\boldsymbol{x}}_i(t)$ به‌صورت زیر به‌دست می‌آید:

$$\dot{\tilde{\boldsymbol{x}}}_i(t)=(A-LC)\tilde{\boldsymbol{x}}_i(t)+B_l\big(\boldsymbol{u}_l-\boldsymbol{u}_{f_l}\big)-B_i\big(\boldsymbol{u}_i-\hat{\boldsymbol{u}}_{f_i}\big) \tag{۱۶}$$

از معادله (۱۶) می‌توان به این نتیجه رسید که:

$$\lim_{t\to\infty}B_l\big(\boldsymbol{u}_l-\boldsymbol{u}_{f_l}\big)-B_i\big(\boldsymbol{u}_i-\hat{\boldsymbol{u}}_{f_i}\big)\neq 0 \tag{۱۷}$$

بنابراین سیگنال باقیمانده به‌دست‌آمده از عملگر iام، در این حالت مخالف صفر خواهد بود. این در حالی است که اگر $i=l$ باشد سیگنال باقیمانده مقداری برابر صفر خواهد داشت. از نتایج حاصل می‌توان این‌گونه نتیجه‌گیری کرد که اگر سیگنال باقیمانده تولیدشده از عملگر iام به صفر میل کند، عملگر iام معیوب بوده و اگر سیگنال باقیمانده مقداری غیر صفر داشته باشد، عیبی در عملگر رخ نداده و عملگر مورد نظر سالم است. به‌بیان دیگر، با تعریف تابع ارزیابی سیگنال باقیمانده به‌صورت رابطه زیر:

$$\boldsymbol{r}_i(t)=\|\tilde{\boldsymbol{y}}_i(t)\|^2 \qquad 1\le i\le m \tag{۱۸}$$

تصمیم‌گیری برای جداسازی عیب به‌صورت زیر انجام می‌شود:

$$\begin{cases}\boldsymbol{r}_i(t)=0 & i\text{th actuator is faulty}\\ \boldsymbol{r}_i(t)\neq 0 & i\text{th actuator is healthy}\end{cases}$$

به‌این‌ترتیب، عمل جداسازی عملگر معیوب با ارزیابی سیگنال‌های باقیمانده تولیدشده از بانک رؤیتگرها، محقق می‌گردد.

۴-۳-تخمین عیب، طراحی کنترل‌کننده و تحلیل پایداری

رفتار عیب در سیستم ذاتاً ماهیت غیر قطعی داشته و نمی‌توان آن را به‌صورت یک تابع دقیق ریاضی در معادلات مشخص نمود. از این‌رو تخمین عیب با اطلاعاتی که از ماهیت، شدت و نوع عیب در اختیار قرار می‌دهد نقش مهمی در طراحی کنترل‌کننده تحمل‌پذیر عیب خواهد داشت. بنابراین، بعد از جداسازی عیب، واحد تخمین عیب برای تعیین شدت دامنه و ماهیت عیب فعال می‌شود. سپس، کنترل‌کننده پیشنهادی طراحی می‌گردد و تحلیل پایداری سیستم در حضور عیب عملگر مورد بررسی قرار می‌گیرد.

جداسازی عیب، عملگرهای معیوب و سالم از هم تفکیک می‌کند. به‌این‌ترتیب، می‌توان دینامیک سیستم را بعد از جداسازی عیب، به‌صورت زیر نمایش داد:

$$\begin{aligned}\dot{\boldsymbol{x}}(t) &= A\boldsymbol{x}(t)+B_1\boldsymbol{u}_n(t)+B_2\boldsymbol{u}_f(t)\\ \boldsymbol{y}(t) &= C\boldsymbol{x}(t)\end{aligned} \tag{۱۹}$$

که $\boldsymbol{u}_n(t)\in R^{m_1}$ بردار عملگرهای سالم و $\boldsymbol{u}_f(t)\in R^{m_2}$ بردار عملگرهای معیوب یا عملگرهایی که دچار خرابی شده‌اند را نشان می‌دهند. هم‌چنین، ماتریس‌های $B_1\in R^{n\times m_1}$ و $B_2\in R^{n\times m_2}$ ماتریس‌های توزیع ورودی هستند و $m_1+m_2=m$.

برای تخمین دینامیک عیب، رؤیتگر تطبیقی به‌صورت زیر طراحی می‌شود [۳۰]:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\boldsymbol{x}}}(t) &= A\hat{\boldsymbol{x}}(t)+B_1\boldsymbol{u}_n(t)+B_2\hat{\boldsymbol{u}}_f(t)+L\big(\boldsymbol{y}(t)-\hat{\boldsymbol{y}}(t)\big)\\ \hat{\boldsymbol{y}}(t) &= C\hat{\boldsymbol{x}}(t)\end{aligned} \tag{۲۰}$$

که $\hat{\boldsymbol{x}}(t)\in R^n$ بردار حالت رؤیتگر و $\hat{\boldsymbol{y}}(t)\in R^p$ بردار خروجی رؤیتگر و $\hat{\boldsymbol{u}}_f(t)$ به تخمین دینامیک نامعین عیب اشاره می‌کند. در (۲۰)، L ماتریس بهره رؤیتگر است و به‌نحوی انتخاب می‌شود که ماتریس $A-LC$ پایدار باشد. با تعریف خطای تخمین عیب و خطای تخمین حالت به‌صورت $\tilde{\boldsymbol{u}}_f(t)=\hat{\boldsymbol{u}}_f(t)-\boldsymbol{u}_f(t)$ و $\tilde{\boldsymbol{x}}(t)=\hat{\boldsymbol{x}}(t)-\boldsymbol{x}(t)$ ، دینامیک خطای تخمین حالت به‌صورت زیر به‌دست می‌آید:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\boldsymbol{x}}}(t) &= (A\text{-}LC)\tilde{\boldsymbol{x}}(t)+B_2\tilde{\boldsymbol{u}}_f(t)\\ \tilde{\boldsymbol{y}}(t) &= C\tilde{\boldsymbol{x}}(t)\end{aligned} \tag{۲۱}$$

برای کنترل سیستم معیوب (۱۹)، مدل مرجع زیر تعریف می‌شود[۳۱]:

$$\begin{aligned}\dot{\boldsymbol{x}}_m(t)&=A_m\boldsymbol{x}_m(t)+B_1\boldsymbol{r}_1(t)+B_2\boldsymbol{r}_2(t)\\ \boldsymbol{y}_m(t)&=C\boldsymbol{x}_m(t)\end{aligned} \tag{۲۲}$$

که $\boldsymbol{x}_m(t)\in R^n$ بردار حالت مدل مرجع، $\boldsymbol{r}_1(t)\in R^{m_1}$ و $\boldsymbol{r}_2(t)\in R^{m_2}$ ورودی‌های مدل مرجع و $\boldsymbol{y}_m(t)\in R^p$ خروجی مدل مرجع است. با تعریف خطای ردیابی به‌صورت $\boldsymbol{e}(t)=\boldsymbol{x}(t)-\boldsymbol{x}_m(t)$، دینامیک خطا به‌صورت زیر به‌دست می‌آید:

$$\begin{aligned}\dot{\boldsymbol{e}}(t)&=A_m\left(\boldsymbol{x}(t)-\boldsymbol{x}_m(t)\right)+\left(A-A_m\right)\boldsymbol{x}(t)\\ &\quad+B_1\left(\boldsymbol{u}_n(t)-\boldsymbol{r}_1(t)\right)\\ &\quad+B_2\left(\boldsymbol{u}_f(t)-\boldsymbol{r}_2(t)\right)\end{aligned} \tag{۲۳}$$

با فرض $B_1K_2=B_2$ و $B_1K_1=A-A_m$ کنترل‌کننده تحمل‌پذیر عیب به‌صورت زیر طراحی می‌شود:

$$\boldsymbol{u}_n(t)=-K_1\hat{\boldsymbol{x}}(t)+\boldsymbol{r}_1(t)+K_2\boldsymbol{r}_2(t)-K_2\hat{\boldsymbol{u}}_f(t) \tag{۲۴}$$

که در آن K_1 و K_2 ماتریس‌های طراحی با ابعاد مناسب هستند. با جایگذاری قانون کنترل (۲۴) در (۲۳)، دینامیک خطای ردیابی به‌صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$\dot{\boldsymbol{e}}(t)=A_m\boldsymbol{e}(t)+\left(A-A_m\right)\tilde{\boldsymbol{x}}(t)+B_2\tilde{\boldsymbol{u}}_f(t) \tag{۲۵}$$

قضیه ۱. سیستم معیوب (۱۹)، دینامیک مدل مرجع (۲۲) و خطای ردیابی (۲۵) را در نظر بگیرید. اگر ماتریس‌های مثبت معین $P\in R^{n\times n}$ و $G\in R^{n\times n}$ و $H\in R^{n\times n}$ و ماتریس‌های $F_1\in R^{1\times m}$ و $F_2\in R^{1\times m}$ وجود داشته باشند به‌نحوی که نامعادله ماتریسی خطی (۲۶) و روابط (۲۷) و (۲۸) برقرار باشند:

$$\begin{bmatrix}\Phi_1 & P\left(A-A_m\right) & 0\\ * & \Phi_2 & 0\\ 0 & 0 & \Phi_3\end{bmatrix}<0 \tag{۲۶}$$

$$B_2^TP=F_1C \tag{۲۷}$$

$$B_2^TG=F_2C \tag{۲۸}$$

و الگوریتم تخمین عیب به‌فرم (۲۹) پیشنهاد شود، آنگاه کنترل‌کننده تحمل‌پذیر عیب در (۲۴) تضمین می‌کند که نهایتاً تمام سیگنال‌های سیستم حلقه بسته به‌صورت یکنواخت کران‌دار هستند و با انتخاب مناسب پارامترهای طراحی می‌توان کران خطا را کوچک نمود.

$$\dot{\hat{\boldsymbol{u}}}_f(t)=\Gamma\left[F_1\left(\boldsymbol{y}(t)-\boldsymbol{y}_m(t)\right)+F_2\tilde{\boldsymbol{y}}(t)\right] \tag{۲۹}$$

در روابط فوق، Γ بیانگر نرخ یادگیری، $\mu>0$ یک ثابت مثبت، علامت × نشان‌دهنده عناصر متقارن در نامعادله ماتریسی است و ترم‌های Φ_1، Φ_2 و Φ_3 به‌صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$\begin{aligned}\Phi_1&=PA_m+A_m^TP\\ \Phi_2&=G\left(A-LC\right)+\left(A-LC\right)^TG\\ \Phi_3&=\frac{1}{\mu}H\end{aligned} \tag{۳۰}$$

اثبات. تابع لیاپانوف زیر را در نظر بگیرید:

$$V(t)=\boldsymbol{e}^T(t)P\boldsymbol{e}(t)+\tilde{\boldsymbol{x}}^T(t)G\tilde{\boldsymbol{x}}(t)+\tilde{\boldsymbol{u}}_f^T(t)\Gamma^{-1}\tilde{\boldsymbol{u}}_f(t) \tag{۳۱}$$

با مشتق‌گیری از (۳۱) نسبت به زمان، داریم:

$$\begin{aligned}\dot{V}(t)&=\boldsymbol{e}^T(t)P\dot{\boldsymbol{e}}(t)+\dot{\boldsymbol{e}}^T(t)P\boldsymbol{e}(t)\\ &\quad+\tilde{\boldsymbol{x}}^T(t)G\dot{\tilde{\boldsymbol{x}}}(t)+\dot{\tilde{\boldsymbol{x}}}^T(t)G\tilde{\boldsymbol{x}}(t)\\ &\quad+2\tilde{\boldsymbol{u}}_f{}^T(t)\Gamma^{-1}\dot{\tilde{\boldsymbol{u}}}_f(t)\end{aligned} \tag{۳۲}$$

با جایگذاری روابط (۲۱) و (۲۵) در (۳۲)، داریم:

$$\begin{aligned}\dot{V}(t)&=\boldsymbol{e}^T(t)\left[PA_m+A_m^TP\right]\boldsymbol{e}(t)\\ &\quad+2\boldsymbol{e}^T(t)P\left(A-A_{\mathbf{m}}\right)\tilde{\boldsymbol{x}}(t)\\ &\quad+2\boldsymbol{e}^T(t)PB_2\tilde{\boldsymbol{u}}_f(t)+\tilde{\boldsymbol{x}}^T(t)G\left(A-LC\right)\tilde{\boldsymbol{x}}(t)\\ &\quad+\tilde{\boldsymbol{x}}^T(t)\left(A-LC\right)^TG\tilde{\boldsymbol{x}}(t)+2\tilde{\boldsymbol{x}}^T(t)GB_2\tilde{\boldsymbol{u}}_f(t)\\ &\quad+2\tilde{\boldsymbol{u}}_f{}^T(t)\Gamma^{-1}\dot{\tilde{\boldsymbol{u}}}_f(t)\end{aligned} \tag{۳۳}$$

با استفاده از لم۱، نامساوی زیر را داریم:

$$\begin{aligned}2\tilde{\boldsymbol{u}}_f^T(t)\Gamma^{-1}\dot{\boldsymbol{u}}_f(t)&\le\frac{1}{\mu}\tilde{\boldsymbol{u}}_f^T(t)H\tilde{\boldsymbol{u}}_f(t)\\ &\quad+\mu\dot{\boldsymbol{u}}_f{}^T(t)\Gamma^{-1}H^{-1}\Gamma^{-1}\dot{\boldsymbol{u}}_f(t)\\ &\le\frac{1}{\mu}\tilde{\boldsymbol{u}}_f^T(t)H\tilde{\boldsymbol{u}}_f(t)\\ &\quad+\mu f_2^2\lambda_{max}\left(\Gamma^{-1}H^{-1}\Gamma^{-1}\right)\end{aligned} \tag{۳۴}$$

جایگذاری ترم $\tilde{\boldsymbol{u}}_f(t)=\boldsymbol{u}_f(t)-\hat{\boldsymbol{u}}_f(t)$ و رابطه (۳۴)، در (۳۳)، نتیجه می‌دهد:

$$\begin{aligned}\dot{V}(t)&\le\boldsymbol{e}^T(t)\left[PA_m+A_m^TP\right]\boldsymbol{e}(t)\\ &\quad+2\boldsymbol{e}^T(t)P\left(A-A_m\right)\tilde{\boldsymbol{x}}(t)\\ &\quad+2\boldsymbol{e}^T(t)PB_2\tilde{\boldsymbol{u}}_f(t)\\ &\quad+\tilde{\boldsymbol{x}}^T(t)G\left(A-LC\right)\tilde{\boldsymbol{x}}(t)\\ &\quad+\tilde{\boldsymbol{x}}^T(t)\left(A-LC\right)^TG\tilde{\boldsymbol{x}}(t)\\ &\quad+2\tilde{\boldsymbol{x}}^T(t)GB_2\tilde{\boldsymbol{u}}_f(t)\\ &\quad-2\tilde{\boldsymbol{u}}_f{}^T(t)\Gamma^{-1}\dot{\hat{\boldsymbol{u}}}_f(t)\\ &\quad+\frac{1}{\mu}\tilde{\boldsymbol{u}}_f{}^T(t)H\tilde{\boldsymbol{u}}_f(t)\\ &\quad+\mu f_2^2\lambda_{max}\left(\Gamma^{-1}H^{-1}\Gamma^{-1}\right)\end{aligned} \tag{۳۵}$$

از طرفی، جایگذاری (۲۹) در (۳۵)، نتیجه می‌دهد:

$$\begin{aligned}\dot{V}(t)&\le\boldsymbol{e}^T(t)\left[PA_m+A_m^TP\right]\boldsymbol{e}(t)\\ &\quad+2\boldsymbol{e}^T(t)P\left(A-A_m\right)\tilde{\boldsymbol{x}}(t)\\ &\quad+\frac{1}{\mu}\tilde{\boldsymbol{u}}_f^T(t)H\tilde{\boldsymbol{u}}_f(t)\\ &\quad+\tilde{\boldsymbol{x}}^T(t)G(A-LC)\tilde{\boldsymbol{x}}(t)\\ &\quad+\tilde{\boldsymbol{x}}^T(t)(A-LC)^TG\tilde{\boldsymbol{x}}(t)\\ &\quad+\mu f_2^2\lambda_{max}\left(\Gamma^{-1}H^{-1}\Gamma^{-1}\right)\\ &\le\boldsymbol{\xi}^T(t)\Phi\boldsymbol{\xi}(t)+\varepsilon\end{aligned} \tag{۳۶}$$

پارامترهای ξ و Φ به‌صورت زیر بیان می‌شوند:

$$\varepsilon = \mu f_2^2 \lambda_{max}\left(\Gamma^{-1}H^{-1}\Gamma^{-1}\right)$$

$$\xi^T(t) = \begin{bmatrix} e^T & \tilde{x}^T & \tilde{u}_f^T \end{bmatrix}^T$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} \Phi_1 & P(A-A_m) & 0 \\ * & \Phi_2 & 0 \\ 0 & 0 & \Phi_3 \end{bmatrix}$$

بنابراین معادله (۳۶) را می‌توان به‌صورت $\dot{V}(t) \le -\delta\|\xi(t)\|^2 + \varepsilon$ بیان کرد که در آن $\delta = \lambda_{\min}(-\Phi)$. با توجه به نامساوی فوق، اگر $\delta\|\xi(t)\|^2 > \varepsilon$ باشد آنگاه $\dot{V}(t) < 0$ و طبق تئوری پایداری لیاپانوف، $\xi(t)$ به ناحیه‌ای با شعاع ثابت همگرا خواهد شد. بنابراین دینامیک خطای تخمین حالت و خطای ردیابی پایداری لیاپانوفی بوده و سیگنال‌های سیستم حلقه‌بسته نهایتاً به‌صورت یکنواخت کران‌دار باقی می‌مانند. به‌علاوه، با انتخاب مناسب پارامترهای طراحی می‌توان کران این سیگنال‌ها را کوچک نمود. ■

نکته ۱. با اضافه‌کردن تساوی‌های (۲۷) و (۲۸)، حل نامعادله ماتریسی (۲۶) مشکل می‌شود. برای حل آسان‌تر و هم‌زمان نامعادله ماتریسی (۲۶) و تساوی‌های (۲۷) و (۲۸)، می‌توان تساوی‌های (۲۷) و (۲۸) را به مسائل بهینه تبدیل کرد به‌طوری‌که نامساوی‌های ماتریسی خطی زیر برقرار باشند [۳۰]:

$$\begin{bmatrix} \eta I & B_2^T P - F_1 C \\ \left(B_2^T P - F_1 C\right)^T & \eta I \end{bmatrix} > 0 \qquad (۳۷)$$

$$\begin{bmatrix} \eta I & B_2^T G - F_2 C \\ \left(B_2^T G - F_2 C\right)^T & \eta I \end{bmatrix} > 0 \qquad (۳۸)$$

نکته ۲. نتایج قضیه ۱ برای عیب متغیر با زمان ارائه شد. در مورد عیب نامتغیر با زمان، می‌توان گفت، اگر ماتریس‌های مثبت معین $P \in R^{n\times n}$ و $G \in R^{n\times n}$ و ماتریس‌های $F_1 \in R^{1\times m}$ و $F_2 \in R^{1\times m}$ وجود داشته باشند به‌نحوی که نامعادله ماتریسی خطی (۳۹) و تساوی‌های (۴۰) و (۴۱) برقرار باشند:

$$\Psi = \begin{bmatrix} \Psi_1 & P(A-A_m) \\ * & \Psi_2 \end{bmatrix} < 0 \qquad (۳۹)$$

$$B_2^T P = F_1 C \qquad (۴۰)$$

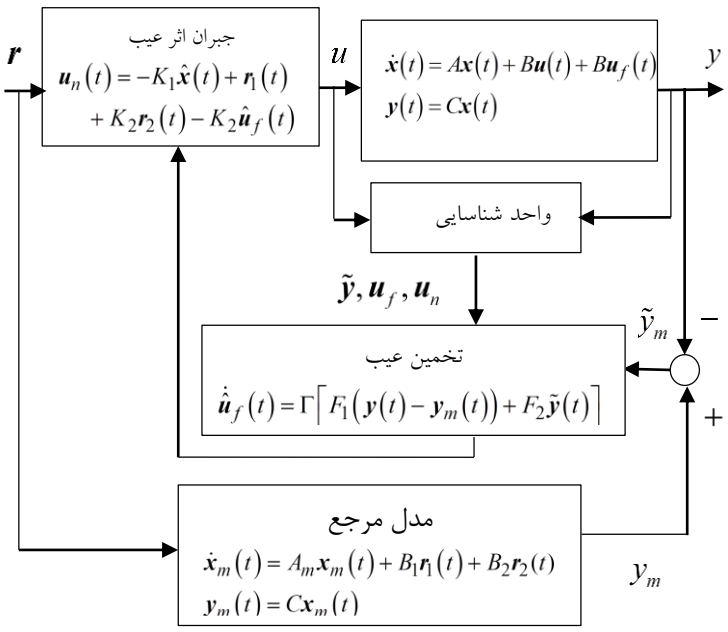
$$B_2^T G = F_2 C \qquad (۴۱)$$

آنگاه الگوریتم تخمین عیب برای طراحی کنترل‌کننده تحمل‌پذیر عیب به‌صورت رابطه (۲۹) به‌دست می‌آید. در روابط بالا علامت × نشان‌دهنده عناصر متقارن در نامساوی‌های ماتریسی خطی هستند و ترم‌های Ψ_1، Ψ_2 به‌صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$\Psi_1 = PA_m + A_m^T P$$

$$\Psi_2 = G(A-LC) + (A-LC)^T G$$

با اعمال الگوریتم به‌دست‌آمده برای عیب نامتغیر با زمان، کنترل‌کننده تحمل‌پذیر عیب در (۲۴) تضمین می‌کند که دینامیک خطای تخمین حالت، خطای ردیابی و خطای تخمین عیب به‌صورت مجانبی پایدار خواهند بود. بلوک دیاگرام روش پیشنهادی برای طراحی کنترل‌کننده تحمل‌پذیر عیب در شکل زیر آورده شده است.



شکل ۱: بلوک دیاگرام روش پیشنهادی

۵- نتایج شبیه‌سازی

به‌منظور بررسی کارایی کنترل‌کننده پیشنهادی، شبیه‌سازی‌هایی بر روی حرکت عرضی- سمتی کنترل پرواز هواپیمای $F-8$ انجام شده‌است. مدل دینامیکی سیستم مورد مطالعه به‌صورت زیر توصیف می‌شود [۳۱]:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \qquad (۴۲)$$

که در آن $x(t) = \begin{bmatrix} p & r & \beta & \phi \end{bmatrix}^T$ و $u(t) = \begin{bmatrix} \delta_1 & \delta_2 \end{bmatrix}^T$ است. در مدل سیستم، پارامتر p بیانگر نرخ غلت‌زدن یا غلتیدن حول محور طولی هواپیما (محوری که از نوک هواپیما به‌سمت دم هواپیما امتداد دارد)، r نشان‌دهنده نرخ یاو یا چرخش حول محور عمودی هواپیما (محوری است که از زمین به‌سوی آسمان امتداد دارد)، β بیانگر زاویه سرخوردن یا لغزش حول محور طولی هواپیما و ϕ بیانگر زاویه کجی یا زاویه‌ای است که یک بال در هنگام گردش حول محور طولی با افق می‌سازد. δ_1 و δ_2 ورودی‌های کنترلی هستند که برای ایجاد انحراف و پیچش در شهپرها یا آیلران‌ها به‌کار می‌روند. شهپرها یا آیلران‌ها سطوح متحرکی هستند که در لبه‌های بیرونی و انتهای بال‌ها قرار دارند. وظیفه آیلران‌ها ایجاد کجی در جهتی است که هواپیما قصد چرخیدن به آن جهت را دارد. با اعمال قوانین کنترل آیلران‌ها بر روی بال راست و بال چپ به‌طور هم‌زمان در خلاف جهت یکدیگر شروع به حرکت می‌کنند و باعث گردش هواپیما به‌جهت دلخواه می‌شوند.

ازآنجایی‌که با اعمال فرمان به رادار، هواپیما حول محور عمودی می‌چرخد (یاو) ولی با چرخش به همان سمت در هنگام دورزدن، دچار لغزش به خارج یا لغزش به داخل می‌شود. پس هواپیما طبق دیاگرام برداری تحت تأثیر دو نیروی گریز از مرکز و وزن قرار می‌گیرد. بنابراین، در دورزدن هواپیما علاوه بر رادر نیاز به استفاده از آیلران نیز است. به‌همین منظور برای بررسی تأثیر قفل‌شدن عملگر بر عملکرد سیستم، خروجی سیستم به‌نحوی انتخاب می‌شود که تأثیر کنترل‌کننده را بر روی هدایت هواپیما در هنگام چرخش نشان دهد. اعمال ورودی‌ها به شهپرها باعث ایجاد کجی در جهتی می‌شود که هواپیما قصد گردش به آن جهت را دارد. به‌همین دلیل هنگام چرخش حول محور عمودی (نرخ یاو) نیروی لازم به شهپرها جهت ایجاد کجی برای گردش به‌سمت مورد نظر و چرخش هواپیما به مسیر مطلوب اعمال می‌شود. حال اگر یکی از شهپرها در یک مقدار نامشخص قفل شود هواپیما قادر به چرخش حول محور عمودی نخواهد بود و نیروی گریز از مرکزی که به هواپیما وارد می‌شود، هواپیما را از مسیر مورد نظر منحرف می‌کند.

در توصیف (۴۰)، ماتریس‌های A,B,C عبارتند از:

$$A=\begin{bmatrix} -3.598 & 0.1968 & -35.18 & 0 \\ -0.0377 & -0.3576 & 5.884 & 0 \\ 0.0688 & -0.9957 & -0.2163 & 0.0733 \\ 0.9947 & 0.1027 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B=\begin{bmatrix} 14.65 & 8.7900 \\ 0.2179 & 0.1307 \\ -0.0054 & -0.0032 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C=\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

در این بخش، ابتدا کنترل سیستم در غیاب عیب صورت می‌گیرد. سپس، با وقوع عیب قفل در محل عملگر، ابتدا آشکارسازی عیب به‌منظور تعیین زمان وقوع عیب صورت می‌گیرد. بعد از آشکارسازی عیب، عمل جداسازی عملگر معیوب از بین تمام عملگرهای سیستم به‌وسیله بانکی از رؤیتگرها انجام می‌شود. سپس، تخمین عیب به‌منظور شناسایی نوع و ماهیت عیب رخ‌داده شده، صورت می‌گیرد. بعد از تعیین ماهیت عیب، با استفاده از مدل مرجع توصیف‌شده در (۲۲) و الگوریتم تخمین عیب عملگر (۲۹)، کنترل‌کننده تحمل‌پذیر عیب طراحی می‌گردد.

۵-۱-کنترل سیستم نامی در غیاب عیب

ابتدا به کنترل سیستم نامی در غیاب عیب پرداخته می‌شود. برای کنترل سیستم در غیاب عیب، مشخصات سیستم با مدل مرجع (۵) با ماتریس A_m و ورودی مرجع r به‌صورت زیر توصیف می‌شود[۳۱]:

$$A_m=\begin{bmatrix} -3.598 & 14.8468 & -35.18 & -21.96 \\ -0.0377 & -0.1397 & 5.884 & -0.3269 \\ 0.0688 & -1.0011 & -0.2163 & 0.0814 \\ 0.9947 & 0.1027 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \boldsymbol{r}=\begin{bmatrix} \sin(t) \\ \cos(t) \end{bmatrix} \quad (۴۳)$$

سپس، کنترل‌کننده فیدبک خروجی بر اساس روش ارائه‌شده در بخش ۳ به‌فرم (۲۴) طراحی شد. ازآنجایی‌که حالت‌های سیستم در دسترس نیستند، طراحی این کنترل‌کننده به اطلاعات کمتری از سیستم نیازمند است و می‌تواند اهداف کنترلی مورد نظر را برآورده سازد.

$$\boldsymbol{u}(t)=-K\boldsymbol{y}(t)+\boldsymbol{r}(t) \quad (۴۴)$$

در رابطه فوق بهره کنترلی K از تساوی $BKC=A-A_m$، به‌صورت زیر به دست می‌آید:

$$K=\begin{bmatrix} -0.5000 & 0.7500 \\ -0.8334 & 1.2500 \end{bmatrix} \quad (۴۵)$$

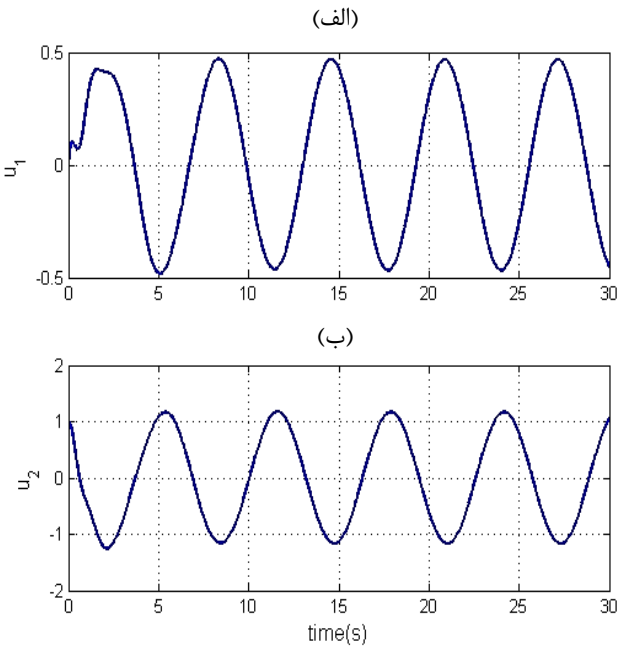
برای نشان دادن عملکرد این کنترل‌کننده، نتایج شبیه‌سازی در شکل‌های (۲) و (۳) آورده شده‌اند.

مدل مرجع مبتنی بر ماتریس‌های A_m و B_m برای بررسی تأثیر نقش آیلران‌ها در چرخش حول محور عرضی انتخاب شده است. یا به‌عبارت‌دیگر، برای بررسی تأثیر غلت‌زدن هواپیما در هنگام چرخش و تأثیری که چرخش حول محور طولی بر چرخش حول محور عرضی هواپیما دارد این مدل مرجع انتخاب شده است. ازآنجایی‌که سیستم (۴۲) شامل دو عملگر است برای طراحی کنترل‌کننده پیشنهادی مبتنی بر کنترل‌کننده وفقی مدل مرجع، نیازمند مدل مرجعی هستیم که مشخصات سیستم مورد نظر را داشته باشد. این مدل توصیف‌کننده حرکت عرضی- سمتی هواپیما است.

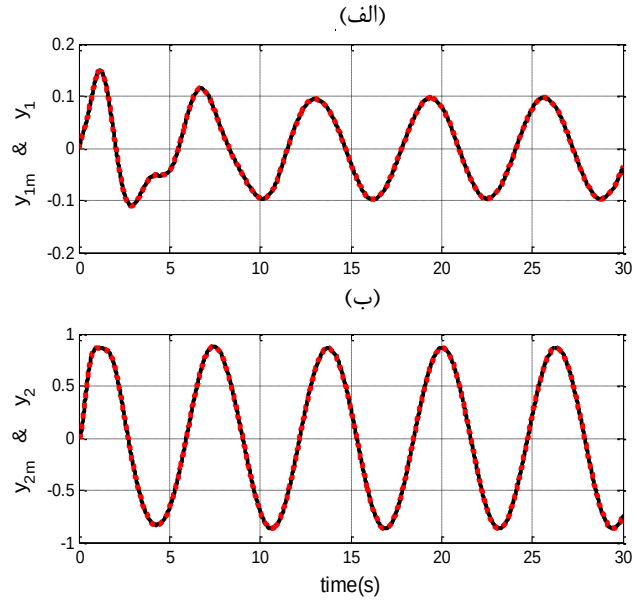
همان‌طور که در ابتدای این بخش توضیح داده شد، خروجی‌های سیستم نرخ یاو و زاویه گردش انتخاب شده‌اند که درواقع خروجی‌های حرکت عرضی- سمتی هواپیما هستند. البته پارامترهای دیگری نیز می‌توانند به‌عنوان خروجی انتخاب شوند اما در این مقاله نرخ یاو و زاویه گردش به‌عنوان خروجی در نظر گرفته شده است. همان‌طور که در شکل (۳) مشاهده می‌شود خروجی سیستم قادر است خروجی مدل مرجع را با اعمال سیگنال‌های کنترلی با دامنه‌های مناسب دنبال نماید. این خروجی‌ها حرکت عرضی-سمتی هواپیمای مورد نظر را نشان می‌دهند که ناشی از میزان تأثیر آیلران‌ها در چرخش حول محور عمودی هواپیما است.

۵-۲-سیستم در حضور عیب

در این بخش فرض می‌شود که خروجی عملگر اول در $t_f=5s$ در مقدار $u_f=0.2\sin(5t-10)$ قفل شده و قادر به اعمال سیگنال کنترلی به سیستم نباشد. شکل (۴) عیب قفل در محل را برای عملگر اول نشان می‌دهد.



شکل ۲: سیگنال‌های کنترلی؛ (الف): سیگنال u_1، (ب) سیگنال u_2



شکل ۳: (الف) سیگنال y_1 (نقطه‌چین قرمز) و خروجی مرجع r_1 (خط پر مشکی)؛ (ب) سیگنال y_2 (نقطه‌چین قرمز) و خروجی مرجع r_2 (خط پر مشکی)

همان‌طور که در شکل مشاهده می‌شود عملگر اول بعد از وقوع عیب در یک مقدار متغیر با زمان u_f قفل می‌شود و قادر به اعمال ورودی کنترلی به سیستم نیست.

این‌نوع عیب را می‌توان این‌گونه توصیف کرد که رادار چرخش حول محور عمودی را ایجاد می‌کند ولی آیلران عکس‌العمل مناسب جهت چرخش هواپیما حول محور عمودی نشان نمی‌دهد. به‌عبارت دیگر، با اعمال فرمان به رادار، هواپیما حول محور عمودی می‌چرخد (یاو)، ولی با چرخش به همان سمت در هنگام دورزدن، دچار لغزش به خارج یا لغزش به داخل می‌شود. در عمل دورانی نیروی گریز از مرکز پدید می‌آید که در مورد هواپیما نیز صادق است. پس هواپیما طبق دیاگرام برداری تحت تأثیر دو نیروی گریز از مرکز و وزن قرار می‌گیرد. بنابراین در دورزدن هواپیما علاوه بر رادار نیاز به استفاده از آیلران نیز است. به‌همین منظور برای بررسی تأثیر قفل‌شدن عملگر بر عملکرد سیستم، خروجی سیستم به‌نحوی انتخاب می‌شود که تأثیر کنترل‌کننده را بر روی هدایت هواپیما در هنگام چرخش نشان دهد. ورودی‌های کنترلی سیستم به آیلران‌ها یا شهپرها که در انتهای دو بال هواپیما قرار دارند اعمال می‌شود. اعمال ورودی‌ها به شهپرها باعث ایجاد کجی در جهتی می‌شود که هواپیما قصد گردش به آن جهت را دارد. به‌همین دلیل هنگام چرخش حول محور عمودی (نرخ یاو) نیروی لازم به شهپرها جهت ایجاد کجی برای گردش به‌سمت مورد نظر و چرخش هواپیما به مسیر مطلوب اعمال می‌شود. حال اگر یکی از شهپرها در یک مقدار نامشخص قفل شود هواپیما قادر به چرخش حول محور عمودی نخواهد بود و نیروی گریز از مرکزی که به هواپیما وارد می‌شود، هواپیما را از مسیر مورد نظر منحرف می‌کند.

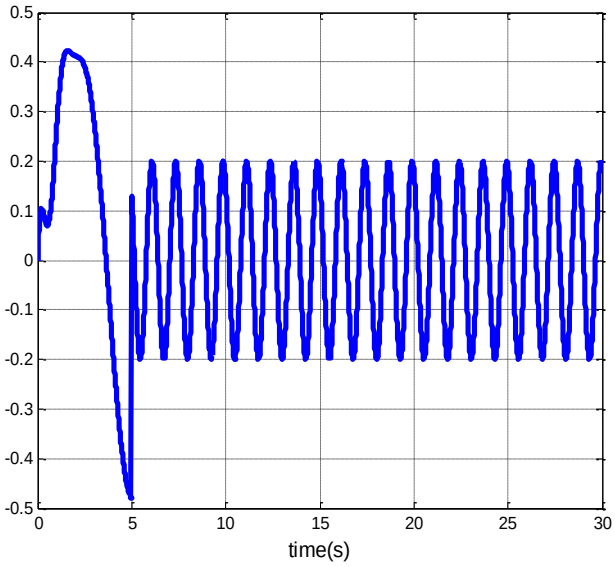
در این بخش قفل عملگر اتفاق افتاده در آیلران است. در این حالت چرخش حول محور عمودی هواپیما که انحراف از مسیر یا یاو نامیده می‌شود و توسط سکان متحرک عمودی دم هواپیما یا رادار کنترل می‌شود، انجام می‌شود ولی آیلران‌ها دچار خرابی شده و باعث ایجاد کجی در جهت گردش هواپیما نمی‌شوند و در زاویه گردش قفل می‌شوند. در این مقاله هدف نشان‌دادن زاویه آیلران نیست بلکه نشان‌دادن نقش آیلران در حرکت عرضی – سمتی هواپیما است. ولی می‌توان گفت اگر مقداری که برای قفل‌شدن عملگر فرض می‌شود در بازه زاویه بنک باشد، این مقدار بیانگر زاویه آیلران است.

۵-۳- شبیه‌سازی عملکرد کنترل‌کننده پیشنهادی در حضور عیب عملگر

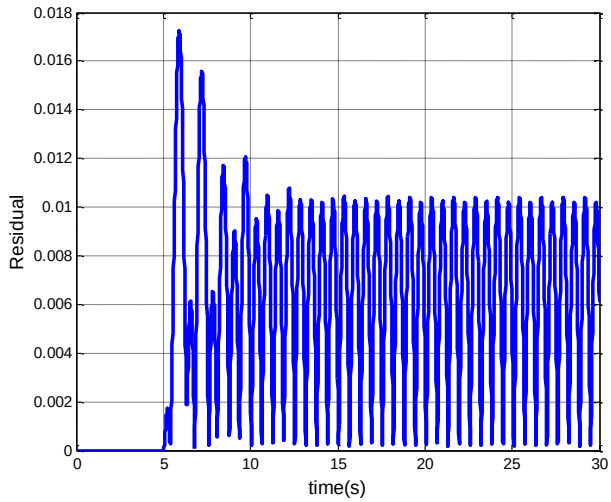
اولین گام برای طراحی کنترل‌کننده پیشنهادی، آشکارسازی عیب است. به این منظور، تخمین‌گر تشخیصی برای نمایش وضعیت سیستم در هرلحظه و تولید سیگنال باقیمانده طراحی می‌شود. بهره تخمین‌گر به‌نحوی انتخاب می‌شود که ماتریس $A-LC$ پایدار باشد و تمام مقادیر ویژه آن سمت چپ محور موهومی باشند. بنابراین ماتریس بهره رؤیتگر به‌صورت زیر انتخاب می‌شود:

$$L=\begin{bmatrix}0 & 0\\ 0 & 0\\ 0 & 0\\ 0.5 & 0.5\end{bmatrix} \qquad (۴۶)$$

شکل (۵)، نرم سیگنال باقیمانده را برای آشکارسازی عیب نشان می‌دهد. همان‌طور که از این شکل مشاهده می‌شود، قبل از وقوع عیب ($t<t_f$) نرم سیگنال باقیمانده صفر بوده و با وقوع عیب در لحظه t_f نرم سیگنال باقیمانده از سطح آستانه صفر تجاوز می‌نماید. با افزایش ناگهانی نرم سیگنال باقیمانده از صفر، طبق الگوریتم تصمیم‌گیری برای آشکارسازی ارائه‌شده در بخش(۴-۱)، عیب آشکار می‌گردد.



شکل ۴: قفل شدن عملگر اول



شکل ۵:آشکارسازی زمان وقوع عیب

پس از آشکارسازی عیب، واحد جداسازی عیب متشکل از بانکی از رؤیتگرها برای جداسازی عیب و تعیین عملگر معیوب فعال می‌شود. نتایج خروجی واحد جداسازی عیب در شکل (۶) آورده شده است. همان‌طور که از این شکل مشاهده می‌شود، سیگنال باقیمانده به‌دست‌آمده از رؤیتگر متناظر با عملگر معیوب به سمت صفر میل می‌کند ولی سیگنال باقیمانده به‌دست‌آمده از رؤیتگر متناظر با عملگر سالم مقداری غیر صفر دارد. بنابراین، با توجه به مقدار سیگنال باقیمانده به‌دست‌آمده از رؤیتگر، می‌توان عملگری را که دچار خرابی شده مشخص نمود. به‌این‌ترتیب عمل جداسازی عملگری که دچار خرابی شده است، صورت می‌گیرد.

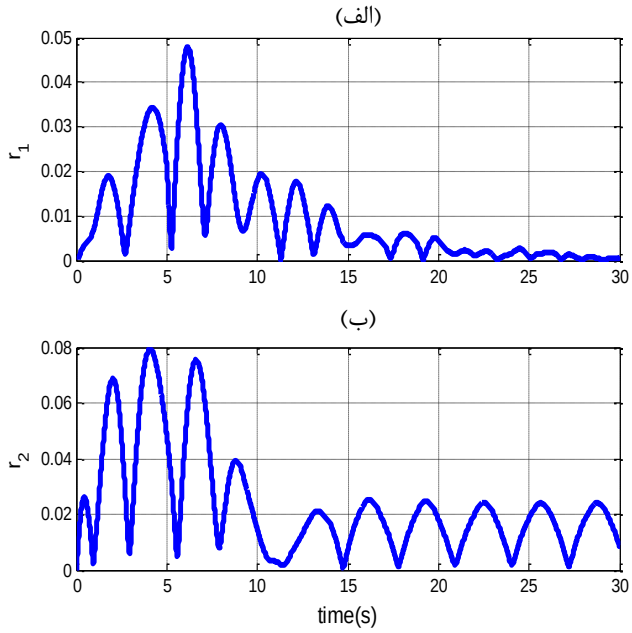
بعد از آشکارسازی عیب و تعیین عملگر معیوب، پارامترهای طراحی برای تخمین عیب مطابق با الگوریتم (۱۴) که اثبات متناظر با آن و نامساوی‌های ماتریسی آن در پیوست ۱ آورده شده‌اند، *به‌صورت* زیر انتخاب می‌شوند:

$$\bar{\eta}=0.8\ ,\ \bar{\Gamma}=2\ \ ,\ \ \bar{\sigma}=0.9\ \ ,\ \ \bar{\delta}=0.001\ \ ,\ \ \bar{\mu}=1 \qquad (۴۷)$$

با انتخاب مقادیر فوق، ماتریس‌های طراحی و مقادیر مثبت $\bar{H}$ و $\bar{G}$ به‌صورت زیر به‌دست می‌آیند:

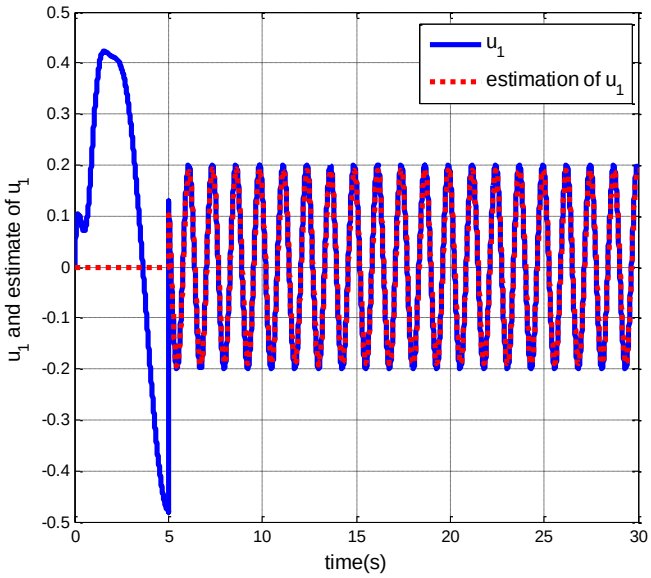
$$\bar{P}=\begin{bmatrix} 0.0469 & 0.0597 & 0.0242 & 0.1440 \\ 0.0597 & 7.6504 & -0.4113 & 0.3618 \\ 0.0242 & -0.4113 & 47.0348 & -2.1091 \\ 0.1440 & 0.3618 & -2.1091 & 0.8237 \end{bmatrix} \qquad (۴۸)$$

$$\bar{F}=\begin{bmatrix} 2.5442 & 2.1997 \end{bmatrix},\quad \bar{H}=69.3096\ ,\quad \bar{G}=5.0462$$



شکل ۶: (الف) باقیمانده حاصل از رؤیتگر متناظر با عملگر اول، (ب) باقیمانده حاصل از رؤیتگر متناظر با عملگر دوم

شکل (۷)، تخمین دینامیک نامعین عیب را به‌ازای پارامترهای انتخاب‌شده، نشان می‌دهد. همان‌طور که از شکل (۷)، مشاهده می‌شود، عملگر اول در مقدار $u_f(t)=0.2\sin(5t-10)$ قفل شده است و قادر به اعمال ورودی کنترلی نرمال به سیستم نیست. از این‌رو تخمین عیب عملگر با اطلاعاتی که از ماهیت و نوع عیب در اختیار قرار می‌دهد، نقش مهمی را در شناسایی مدهای خرابی سیستم و طراحی کنترل‌کننده تحمل‌پذیر عیب خواهد داشت.



شکل ۷: تخمین عیب عملگر

تا این مرحله، عملگر معیوب و سالم سیستم تعیین شدند. بنابراین، در مدل (۱۹)، $u_n = u_2$ و $u_f = u_1$، هم‌چنین، بردارهای B_1 و B_2 به‌صورت زیر تعیین می‌شوند:

$$B_1 = \begin{bmatrix} 8.79 \\ 0.1307 \\ -0.0032 \\ 0 \end{bmatrix} \quad , \quad B_2 = \begin{bmatrix} 14.65 \\ 0.2179 \\ -0.0054 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{۴۹}$$

در ادامه عملگر سالم سیستم، یعنی عملگر دوم باید به‌نحوی طراحی شود که پایداری و عملکرد مطلوب سیستم را در حضور خرابی عملگر تضمین نماید. طبق رابطه (۲۴)، u_n به‌صورت زیر طراحی می‌شود:

$$\boldsymbol{u}_n(t) = -K_2\hat{\boldsymbol{x}}(t) + \boldsymbol{r}_2(t) + K_1\boldsymbol{r}_1(t) - K_1\hat{\boldsymbol{u}}_f(t) \tag{۵۰}$$

مقادیر K_1 و K_2 از تساوی‌های زیر به‌دست می‌آیند:

$$B_2K_1 = B_1 \quad , \quad B_2K_2 = A - A_m \tag{۵۱}$$

برقراری تساوی‌های فوق، نتیجه می‌دهد:

$$K_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1.6667 & 0 & 2.4983 \end{bmatrix}, \quad K_1 = 1.667 \tag{۵۲}$$

با انتخاب پارامترهای $\eta = 0.07$ و $\Gamma = 0.5$ و با حل نامعادلات ماتریسی (۲۶)، (۳۷) و (۳۸) ماتریس‌های مثبت معین P و G و ماتریس‌های F_1 و F_2 به‌صورت زیر به‌دست می‌آیند:

$$P = \begin{bmatrix} 0.0008 & -0.0015 & 0.0003 & 0.0004 \\ -0.0015 & 0.3533 & 0.0403 & -0.0208 \\ 0.0003 & 0.0403 & 2.1687 & -0.1053 \\ 0.0004 & -0.0208 & -0.1053 & 0.0226 \end{bmatrix}$$

$$G = \begin{bmatrix} 0.0047 & -0.0129 & 0.0024 & 0.0134 \\ -0.0129 & 1.0892 & 0.0055 & -0.0265 \\ 0.0024 & 0.0055 & 6.6459 & -0.1590 \\ 0.0134 & -0.0265 & -0.1590 & 0.0707 \end{bmatrix} \tag{۵۳}$$

$$F_1 = \begin{bmatrix} 0.0543 & 0.0017 \end{bmatrix}$$

$$F_2 = \begin{bmatrix} 0.0485 & 0.1908 \end{bmatrix}$$

خروجی‌های سیستم قبل و بعد از جبران اثر عیب، همراه با خروجی مدل مرجع در شکل (۸) آورده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود خروجی سیستم، خروجی مدل مرجع را دنبال می‌نماید. بنابراین، کنترل‌کننده پیشنهادی قادر است عملکرد سیستم را در حضور عیب عملگر حفظ نموده و اثر عیب را به‌خوبی جبران نماید. مقایسه نتایج ارائه‌شده در شکل (۸) نشان می‌دهد که کنترل‌کننده پیشنهادی قادر است با رفتار پاسخ گذرای مناسب و با دقت قابل قبولی، عملکرد سیستم را بعد از وقوع عیب بازیابی نموده و اثر عیب را جبران نماید.

در ادامه، عملکرد کنترل‌کننده پیشنهادی با روش ارائه‌شده در [۲۳] مقایسه می‌شود. در [۲۳] یک کنترل‌کننده تحمل‌پذیر عیب به روش فعال برای جبران اثر عیب پیشنهاد شده است. روش ارائه‌شده در [۲۳]، از تخمین عیب برای جبران اثر عیب استفاده می‌نماید اما هیچ اطلاعاتی از موقعیت وقوع عیب در اختیار نمی‌گذارد و توانای جداسازی عیب را ندارد. برای اعمال روش ارائه‌شده در [۲۳] به سیستم (۴۲) در حضور قفل‌شدن عملگر اول، الگوریتم تخمین عیب عملگر و قانون کنترل به روش فیدبک حالت، به‌صورت زیر به‌دست می‌آیند:

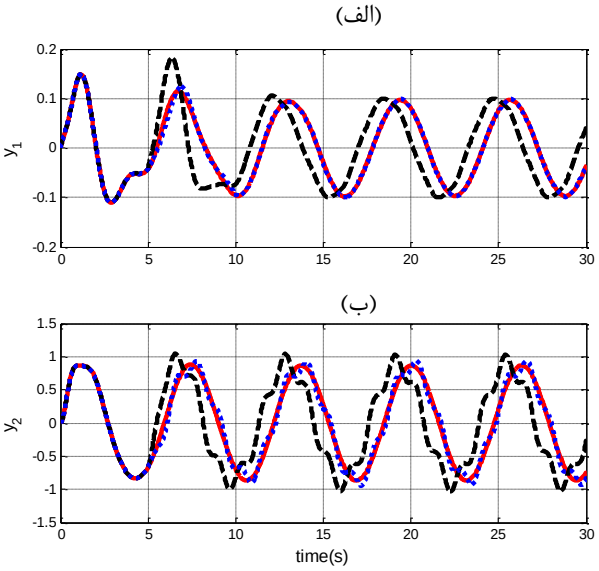
$$\begin{aligned} \dot{\hat{\boldsymbol{u}}}_f(t) &= -\Gamma F\tilde{\boldsymbol{y}}(t) - \sigma\hat{\boldsymbol{u}}_f(t) \\ \boldsymbol{u}_n(t) &= -B_1^T K_3\hat{\boldsymbol{x}}(t) - K_4\hat{\boldsymbol{u}}_f(t) \end{aligned} \tag{۵۴}$$

که در آن $K_3 = K_3^T > 0$ و K_4 از حل معادلات ماتریسی زیر به‌دست می‌آیند:

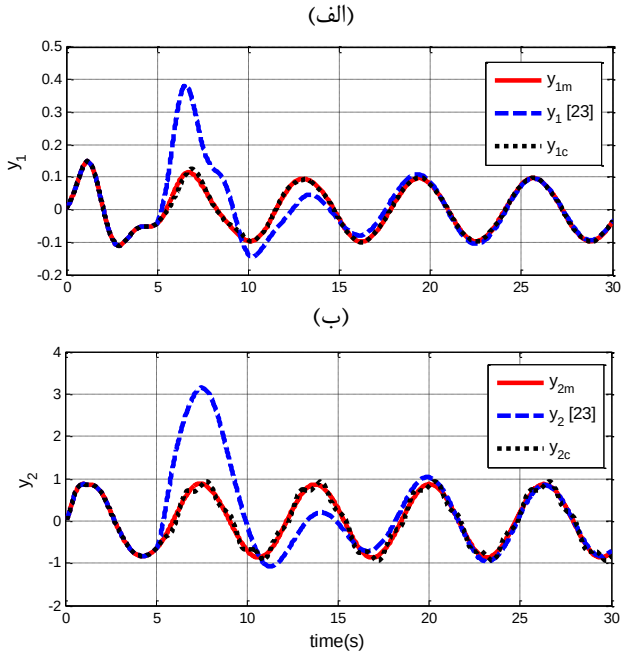
$$\begin{aligned} &A^T K_3 + K_3^T A - 2K_3B_1B_1^T K_3 = -Q \\ &B_1K_4 = B_2 \end{aligned} \tag{۵۵}$$

و $Q = Q^T > 0$. شکل (۹)، عملکرد روش پیشنهادی در این مقاله و روش ارائه‌شده در [۲۳] را در حضور عیب عملگر نشان می‌دهد.

همان‌طور که از شکل (۹) مشاهده می‌شود، کنترل‌کننده پیشنهادی در این مقاله، عملکرد حالت‌گذرای بهتری نسبت به روش ارائه‌شده در [۲۳] دارد. در روش [۲۳]، بعد از وقوع عیب، خروجی دچار بالازدگی قابل‌توجهی شده و مدتی طول می‌کشد تا به مسیر مرجع همگرا شود. درحالی‌که، این بالازدگی در پاسخ کنترل‌کننده پیشنهادی مشاهده نمی‌شود. هم‌چنین، زمان همگرایی پاسخ خروجی به مسیر مرجع با روش پیشنهادی بسیار کمتر از روش ارائه‌شده در [۲۳] است. بنابراین، روش پیشنهادی علاوه بر توانایی در جداسازی عیب و تعیین عملگر معیوب، رفتار حالت‌گذرای مطلوب‌تری را نسبت به روش ارائه‌شده در [۲۳] از خود نشان می‌دهد.



شکل ۸: (الف) خروجی اول سیستم، (ب) خروجی دوم سیستم؛ خروجی مدل مرجع (خط پر قرمز)، خروجی بدون جبران اثر عیب (خط‌چین مشکی)، خروجی کنترل‌کننده پیشنهادی (نقطه‌چین آبی)



شکل ۹: (الف) خروجی اول سیستم، (ب) خروجی دوم سیستم؛ خروجی مدل مرجع (y_m ، خط پر قرمز)، خروجی کنترل‌کننده مرجع [۲۳] (y خط‌چین آبی)، خروجی کنترل‌کننده پیشنهادی (y_c ، نقطه‌چین مشکی)

۶-نتیجه‌گیری

در این مقاله، روش جدیدی برای طراحی کنترل‌کننده تحمل‌پذیر عیب عملگر برای سیستم‌های خطی پیشنهاد گردید. ساختار کنترل‌کننده پیشنهادی از دو جزء تشکیل شده است، جزء اول واحد شناسایی عیب با قابلیت آشکارسازی، جداسازی و تخمین عیب و جزء دوم کنترل‌کننده تحمل‌پذیر عیب عملگر است که بر اساس اطلاعات به‌دست‌آمده از واحد شناسایی عیب طراحی می‌گردد. در اغلب روش‌های طراحی کنترل‌کننده با قابلیت تحمل عیب فرض می‌شود که تخمین عیب در دسترس است و تنها به مسئله جبران اثر عیب پرداخته می‌شود. از طرفی، بسیاری از روش‌های شناسایی عیب نیز صرفاً به بحث آشکارسازی و جداسازی عیب می‌پردازند و از کنترل سیستم در حضور عیب صرف‌نظر می‌کنند. روش پیشنهادی در این مقاله، علاوه‌براین‌که، زمان وقوع، محل وقوع و ماهیت عیب را مشخص می‌کند قادر است اثر آن را نیز بدون هیچ عملگر افزونه‌ای جبران نماید. به‌علاوه، شناسایی عیب نه تنها مکانیسمی برای جبران اثر عیب فراهم می‌نماید بلکه قادر است جزء معیوب سیستم را نیز برای تعمیر یا تعویض آشکار کند. برخلاف بسیاری از روش‌های موجود، روش پیشنهادی به هیچ نوع دانش اولیه‌ای از تعداد عملگرهای معیوب سیستم و دینامیک سیستم در حضور آن‌ها نیازمند نیست. روش پیشنهادی ضمن تضمین کران‌داری سیگنال‌های سیستم حلقه‌بسته و جبران عیب، ردیابی مسیر مطلوب را نیز برآورده می‌نماید. عملکرد روش پیشنهادی برای بررسی تأثیر قفل‌شدن آیلران یا شهپر در حرکت- عرضی سمتی هواپیمای F-8 بررسی و شبیه‌سازی شد. در عملکرد نرمال هواپیما، هنگام چرخش هواپیما حول محور عمودی، نیروی لازم به شهپرها جهت ایجاد کجی برای گردش به هواپیما به سمت مورد نظر مطلوب اعمال می‌شود. برای بررسی تأثیر قفل‌شدن عملگر بر روی عملکرد سیستم، نرخ یاو و زاویه گردش به‌عنوان خروجی مدل در نظر گرفته شدند. با قفل‌شدن یکی از شهپرها در یک زمان نامشخص و در یک مقدار نامشخص، هواپیما دیگر قادر به چرخش حول محور عمودی نخواهد بود و نیروی گریز از مرکزی که به هواپیما وارد می‌شود، هواپیما را از مسیر مورد نظر منحرف می‌کند. نتایج شبیه‌سازی عملکرد مطلوب روش پیشنهادی را در تعیین زمان وقوع عیب در آیلران، تعیین عملگر معیوب و حفظ عملکرد سیستم در حضور عیب تأیید می‌نمایند. روش پیشنهادی در این مقاله برای طراحی کنترل‌کننده تحمل‌پذیر عیب در سیستم‌های خطی چند ورودی- چند خروجی است. توسعه روش پیشنهادی این مقاله، به سیستم‌های خطی در حضور اغتشاش و عیب عملگر و هم‌چنین توسعه روش پیشنهادی به سیستم‌های غیرخطی را می‌توان به‌عنوان کارهای آتی در نظر گرفت.

پیوست۱

در این بخش، تحلیل پایداری سیستم (۱۱) در حضور رؤیتگر جداساز عیب (۱۲) و قانون تطبیق (۱۳)، آورده شده است. به این منظور، تابع لیاپانف زیر را در نظر بگیرید:

$$V_i(t)=\tilde{x}_i^T(t)\bar{P}\tilde{x}_i^T(t)+\frac{1}{\bar{\sigma}}\tilde{u}_{f_i}^T(t)\bar{\Gamma}^{-1}\tilde{u}_{f_i}(t) \qquad (۱-۱)$$

با مشتق‌گیری از تابع لیاپانوف نسبت به زمان و با جایگذاری روابط (۳) و (۴) در آن داریم:

$$\begin{aligned}\dot{V}_i(t) &= \tilde{\boldsymbol{x}}^T(t)\left[\bar{P}(A-LC)+(A-LC)^T\bar{P}\right]\tilde{\boldsymbol{x}}(t)\\ &\quad+2\tilde{\boldsymbol{x}}^T(t)\bar{P}B_i\tilde{\boldsymbol{u}}_{f_i}(t)-\frac{2}{\bar{\sigma}}\tilde{\boldsymbol{u}}_{f_i}^T(t)\bar{\Gamma}^{-1}\dot{\boldsymbol{u}}_{f_i}(t)\\ &\quad+\frac{2}{\bar{\sigma}}\tilde{\boldsymbol{u}}_{f_i}^T(t)\bar{\Gamma}^{-1}\left(-\bar{\Gamma}\bar{F}\left(\dot{\tilde{y}}_i(t)+\bar{\sigma}\tilde{y}_i(t)\right)-\bar{\delta}\hat{\boldsymbol{u}}_{f_i}(t)\right)\\ &= \tilde{\boldsymbol{x}}^T(t)\left[\bar{P}(A-LC)+(A-LC)^T\bar{P}\right]\tilde{\boldsymbol{x}}(t)\\ &\quad+2\tilde{\boldsymbol{x}}^T(t)\bar{P}B_i\tilde{\boldsymbol{u}}_{f_i}(t)-\frac{2}{\bar{\sigma}}\tilde{\boldsymbol{u}}_{f_i}^T(t)\bar{F}C(A-LC)\tilde{\boldsymbol{x}}(t)\\ &\quad-\frac{2}{\bar{\sigma}}\tilde{\boldsymbol{u}}_{f_i}^T(t)\bar{F}CB_2\tilde{\boldsymbol{u}}_{f_i}(t)-2\tilde{\boldsymbol{u}}_{f_i}^T(t)\bar{F}C\tilde{\boldsymbol{x}}(t)\\ &\quad-\frac{2\bar{\delta}}{\bar{\sigma}}\tilde{\boldsymbol{u}}_{f_i}^T(t)\bar{\Gamma}^{-1}\tilde{\boldsymbol{u}}_{f_i}(t)-\frac{2\bar{\delta}}{\bar{\sigma}}\tilde{\boldsymbol{u}}_{f_i}^T(t)\bar{\Gamma}^{-1}\boldsymbol{u}_{f_i}(t)\\ &\quad-\frac{2}{\bar{\sigma}}\tilde{\boldsymbol{u}}_{f_i}^T(t)\bar{\Gamma}^{-1}\dot{\boldsymbol{u}}_{f_i}(t)\end{aligned} \tag{۲-۱}$$

بر اساس لم ۱، نامساوی‌های زیر را می‌توان نوشت:

$$\begin{aligned}-\frac{2\bar{\delta}}{\bar{\sigma}}\boldsymbol{u}_{f_i}^T(t)\bar{\Gamma}^{-1}\boldsymbol{u}_{f_i}(t) &\le \frac{\bar{\delta}}{\bar{\sigma}\bar{\mu}}\boldsymbol{u}_{f_i}^T(t)\bar{H}\tilde{\boldsymbol{u}}_{f_i}(t)\\ &\quad+\frac{\bar{\delta}\bar{\mu}}{\bar{\sigma}}(t)f_1^2\lambda_{max}\left(\bar{\Gamma}^{-1}\bar{H}^{-1}\bar{\Gamma}^{-1}\right)\\ -\frac{2}{\bar{\sigma}}\tilde{\boldsymbol{u}}_{f_i}^T(t)\bar{\Gamma}^{-1}\dot{\boldsymbol{u}}_{f_i}(t) &\le \frac{1}{\bar{\sigma}\bar{\mu}}\tilde{\boldsymbol{u}}_{f_i}^T(t)\bar{G}\tilde{\boldsymbol{u}}_{f_i}(t)\\ &\quad+\frac{\bar{\mu}}{\bar{\sigma}}(t)f_2^2\lambda_{max}\left(\bar{\Gamma}^{-1}\bar{G}^{-1}\bar{\Gamma}^{-1}\right)\end{aligned} \tag{۳-۱}$$

جایگذاری نامساوی‌های فوق در (۱-۲)، نتیجه می‌دهد:

$$\begin{aligned}\dot{V}_i(t) &\le \tilde{\boldsymbol{x}}^T(t)\left[\bar{P}(A-LC)+(A-LC)^T\bar{P}\right]\tilde{\boldsymbol{x}}(t)\\ &\quad-\frac{2}{\bar{\sigma}}\tilde{\boldsymbol{u}}_f^T(t)\bar{F}C(A-LC)\tilde{\boldsymbol{x}}(t)-2\tilde{\boldsymbol{u}}_{f_i}^T(t)\bar{F}C\tilde{\boldsymbol{x}}(t)\\ &\quad-\frac{2}{\bar{\sigma}}\tilde{\boldsymbol{u}}_f^T(t)\bar{F}CB_2\tilde{\boldsymbol{u}}_f(t)-\frac{2\bar{\delta}}{\bar{\sigma}}\tilde{\boldsymbol{u}}_f^T(t)\bar{\Gamma}^{-1}\tilde{\boldsymbol{u}}_f(t)\\ &\quad+\frac{\bar{\delta}}{\bar{\sigma}\bar{\mu}}\tilde{\boldsymbol{u}}_f^T(t)\bar{H}\tilde{\boldsymbol{u}}_f(t)+\frac{1}{\bar{\mu}\bar{\sigma}}\tilde{\boldsymbol{u}}_f^T(t)\bar{G}\tilde{\boldsymbol{u}}_f(t)\\ &\quad+\frac{\bar{\delta}\bar{\mu}}{\bar{\sigma}}(t)f_1^2\lambda_{max}\left(\bar{\Gamma}^{-1}\bar{H}^{-1}\bar{\Gamma}^{-1}\right)\\ &\quad+\frac{\bar{\mu}}{\bar{\sigma}}(t)f_2^2\lambda_{max}\left(\bar{\Gamma}^{-1}\bar{G}^{-1}\bar{\Gamma}^{-1}\right)\\ &\le \bar{\zeta}^T(t)\bar{\Psi}\bar{\zeta}(t)+\bar{\varepsilon}\end{aligned} \tag{۴-۱}$$

که در آن $\bar{\zeta}^T(t)=\left[\tilde{\boldsymbol{x}}^T \quad \tilde{\boldsymbol{u}}_f^T\right]^T$ و پارامترهای $\bar{\zeta}$ و $\bar{\Psi}$ به‌صورت زیر به‌دست می‌آیند:

$$\bar{\varepsilon}=\frac{\bar{\delta}\bar{\mu}}{\bar{\sigma}}f_1^2\lambda_{max}\left(\bar{\Gamma}^{-1}\bar{H}^{-1}\bar{\Gamma}^{-1}\right)+\frac{\bar{\mu}}{\bar{\sigma}}f_2^2\lambda_{max}\left(\Gamma^{-1}\bar{G}^{-1}\Gamma^{-1}\right)$$

$$\bar{\Psi}=\begin{bmatrix}\psi_{11} & -\frac{1}{\bar{\sigma}}(A-LC)^T\bar{P}B_2\\ * & \psi_{22}\end{bmatrix} \tag{۵-۱}$$

در ماتریس فوق، $\psi_{11}=\bar{P}(A-LC)+(A-LC)^T\bar{P}$ و $\psi_{22}=\frac{-2}{\bar{\sigma}}B_2^T\bar{P}B_2-\frac{2\bar{\delta}}{\bar{\sigma}}\bar{\Gamma}^{-1}+\frac{\bar{\delta}}{\bar{\mu}\bar{\sigma}}\bar{H}+\frac{1}{\bar{\mu}\bar{\sigma}}\bar{G}$ می‌باشند. بنابراین، معادله (۱-۴) را می‌توان به‌صورت $\dot{V}(t)\le-\bar{\delta}\|\bar{\zeta}(t)\|^2+\bar{\varepsilon}$ بیان کرد که در آن $\bar{\delta}=\lambda_{\min}(-\bar{\Psi})$. با توجه به نامساوی فوق، اگر $\bar{\delta}\|\bar{\zeta}(t)\|^2>\bar{\varepsilon}$ باشد آنگاه $\dot{V}_i(t)<0$ و طبق تئوری پایداری لیاپانوف، $\bar{\zeta}(t)$ به ناحیه‌ای با شعاع ثابت همگرا خواهد شد. بنابراین، دینامیک خطای تخمین حالت و خطای تخمین عیب پایداری لیاپانوفی بوده و سیگنال‌های سیستم حلقه‌بسته نهایتاً به‌صورت یکنواخت کران‌دار باقی می‌مانند. به‌علاوه، با انتخاب مناسب پارامترهای طراحی می‌توان کران این سیگنال‌ها را کوچک نمود.

مراجع

[1] Q. Hu and B. Xiao, "Adaptive fault tolerant control using integral sliding mode strategy with application to flexible space craft," Internation Journal of Systems Science, vol. 44, no. 12, pp. 2273-2286, 2013.

[2] Q. Shen, D. Wang, S. Zhu and E.K. Poh, "Integral-type sliding mode fault-tolerant control for attitude stabilization of spacecraft," IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 23, no. 3, pp. 1131-1138, 2015.

[۳] مرتضی خرمی کشکولی و مریم دهقانی، «تشخیص، شناسایی و جداسازی عیب توربین گاز پالایشگاه دوم پارس جنوبی با استفاده از روش‌های ترکیبی داده کاوی، k-means ، تحلیل مؤلفه‌های اصلی و ماشین بردار پشتیبان»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، دوره ۴۷، شماره ۲، صفحه ۵۱۵-۵۰۱، تابستان ۹۶.

[4] M. Blanke, M. Kinnaert, J. Lunze and M. Staroswiecki, *Diagnosis and Fault-Tolerant Control*: Springer Berlin Heidelberg, 2006.

[5] M. S. Mahmoud and Y. Xia, Analysis and synthesis of fault tolerant control systems, wiley, 2014.

[6] J.D. Boskovic and R.K. Mehra, "Intelligent adaptive control of a tailless advanced fighter aircraft under wing damage," Journal of Guidance, Control and Dynamics, vol. 23, no. 5, pp. 876-884, 2000.

[7] J.D. Boskovic and R.K. Mehra, "Multiple-model adaptive flight vomtrol scheme for accommodation of actuator failures," Journal of Guidance, Control and Dynamics, vol. 25, no. 4, pp. 712-724, 2002.

[8] G.G. Yen and H. Liang-Wei, "Online multiple-model-based fault diagnosis and accommodation," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 50, no. 2, pp. 296-312, 2003.

[9] M. Gholami, V. Cocquempot, H. Schiøler and T. Bak, "Active fault tolerant control of piecewise affine systems with reference tracking and input constraints," International Journal of Adaptive

Control and Signal Processing, vol. 28, no. 11, pp. 1240-1265, 2014.

[10] H.H.N. Wu and H.Y. Zhang, "Reliable H∞ fuzzy control for continuouse-time nonlinear systems with actuator failures," IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 14, no. 5, pp. 609618, 2006.

[11] S. L. Dai and J. Zhao, "Reliable H_∞ controller design for a class of uncertain linear systems with actuator failures," International Journal of Control, Automation, and Systems, vol. 6, no. 6, pp. 954-959, 2008.

[۱۲] مریم کازرونی، علیرضا خیاطیان و سید علی‌اکبر صفوی، «کنترل غیرمتمرکز H_∞ تحمل‌پذیر عیب بر اساس مشاهده‌گر برای سیستم‌های غیرخطی به هم متصل شامل تأخیر زمانی»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، دوره ۴۷، شماره ۲، صفحه ۶۶۳-۶۵۳، تابستان ۹۶.

[13] Y. Zhang and J. Jiang, "Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems," Annual Reviews in Control, vol. 32, no. 2, pp. 229-252, 2008.

[14] X. Jin and G.H. Yang, "Robust adaptive fault-tolerant compensation control with actuator failures and bounded disturbances," Acta Automatica Sinica., vol. 35, no. 3, pp. 305-309, 2009.

[15] L.Y. Wen, G. Tao and H. Yang, "LQ control based actuator failure compensation," Optimal Control Applications and Methods, vol. 37, no. 2, pp. 227-247, 2016.

[16] W. Chen and M. Saif, "Adaptive actuator fault detection, isolation and accomodation in uncertain systems," International Journal of Control, vol. 80, no. 1, pp. 45-63, 2007.

[17] H. Fan, B. Liu, Y. Shen and W. Wang, "Adaptive failure compensation control for uncertain systems with stochastic actuator failures," IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 59, no. 3, pp. 808-815, 2014.

[18] X. Yao, G, Tao, Y, Ma and R. Qi, "Adaptive actuator failure compensation design for spacecraft attitude control," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 52, no. 3, pp. 1021-1034, 2016.

[19] W. Wang and C. Wen "Adaptive actuator failure compensation control of uncertain nonlinear systems with guaranteed transient performance," Automatica , vol. 46, no. 12, pp. 2082-2091, 2010.

[20] X.-J. Li and G.-H. Yang, " Robust adaptive fault-tolerant control for uncertain linear systems with actuator failures," IET Control Theory and Applications, vol. 6, no. 10, pp. 1544–1551, 2012.

[21] M. Kamali, J. Askari and F. Sheikholeslam, "An output-feedback adaptive actuator failure compensation for systems with unknown state delays," Nonlinear Dynamics, vol. 67, no. 4, pp. 2397-2410, 2011.

[22] G. Tao, Q. Ruiyun and T. Chang, "A parameter estimation based adaptive actuator failure compensation control scheme," Journal of Systems Engineering and Electronics, vol. 22, no. 1, pp. 1-11, 2011.

[23] Z.Q. Wu, Y. Yang and C.H. Xu "Adaptive fault diagnosis and active tolerant control for wind energy conversion system," International Journal of Control, Automation, and Systems, vol. 13, Issue 1, pp. 120–125, 2015.

[24] W. Wang and C. Wen, "adaptive failure compensation for uncertaine systems with multiple inputs," Journal of Systems Engineering and Electronics, vol. 22, no. 1, pp.70-76, 2011.

[25] G. Tao, "Direct Adaptive Actuator Failure Compensation Control :A tutorial," Journal of Control and Decision, vol. 1, no. 1, pp. 75-101, 2014.

[26] L-B. Wu, G-H. Yang and D. Ye, "Robust adaptive fault-tolerant control for linear systems with actuator failures and mismatched parameter uncertainties," IET Control Theory and Applications, vol. 8, no. 6, pp. 441–449. 2014.

[27] M. Shahriari-kahkeshi, F. Sheikholeslam and J. Askari, "Adaptive fault detection and estimation scheme for a class of uncertain nonlinear systems," Nonlinear Dynamics, vol. 79, no. 4, pp. 2623-2637, 2015.

[28] B. Jiang, M. Staroswiecki and V. Cocquempot, "Fault accommodation for nonlinear dynamic systems," IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 51, no. 9, pp. 1578-1583, 2006.

[29] P.M. Frank, "Fault diagnosis in dynamic systems using analytical and knowledge-based redundancy-a survey and som new results," Automatica, vol. 26, no. 3, pp. 459-474, 1990.

[30] K. Zhang, B. Jiang and V. Cocquempot, "Adaptive Observer-based Fast Fault Estimation," International Journal of Control, Automation, and Systems, vol. 6, no. 3, pp. 320-326, 2008.

[31] W. Chen and J. Jiang, "Fault-tolerant control against stuck actuator faults," IEE Proc. Control Theory and Applications., vol. 125, no. 2, pp. 138-146, 2005.