

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده مهندسی برق و رباتیک

رشته برق گرایش کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد

تشخیص خطای مقاوم حسگر برای سیستم های غیر خطی با استفاده از رویتگر مدلغزشی

نگارنده: امید سیفی

استاد راهنما

دکتر محمد حدادظریف

دی ۹۵

ب

شماره: ۱۴۳۷، ۰۳.ب

تاریخ: ۱۳۹۵/۱۰/۰۷

ویرایش: -----

بسمه تعالی



مدیریت تحصیلات تکمیلی

فرم شماره ۷: صورتجلسه دفاع از پایان نامه تحصیلی دوره کارشناسی ارشد

با تأییدات خداوند متعال و با استعانت از حضرت ولی عصر (عج) ارزیابی جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد خانم / آقای

امید سیفی به شماره دانشجویی ۹۳۰۹۸۹۴ رشته مهندسی برق گرایش کنترل که در تاریخ

۹۵/۱۰/۰۷ تحت عنوان:

تشخیص خطای مقاوم حسگر برای سیستم های غیر خطی با استفاده از رویکرد مد لغزشی

با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید به شرح ذیل اعلام می گردد:

<input type="checkbox"/> مردود	<input type="checkbox"/> دفاع مجدد	<input type="checkbox"/> قبول (با درجه: <u>ب خراب امتیاز (۱۸/۷۵)</u>)
		نوع تحقیق: نظری <input checked="" type="checkbox"/> عملی <input type="checkbox"/>

۲- بسیار خوب (۱۸-۱۸/۹۹)

۱- عالی (۱۹-۲۰)

۴- قابل قبول (۱۴-۱۵/۹۹)

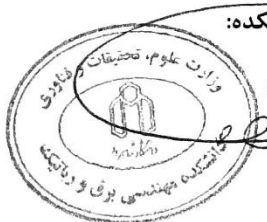
۳- خوب (۱۶-۱۷/۹۹)

۵- نمره کمتر از ۱۴ غیر قابل قبول

امضاء	مرتبه علمی	نام و نام خانوادگی	عضو هیأت داوران
	دانشیار	دکتر غلامرضا همدان پورف	۱- استاد راهنمای اول
—	—	—	۲- استاد راهنمای دوم
—	—	—	۳- استاد مشاور
	دانشیار	دکتر امیرحسین غفاری	۴- نماینده شورای تحصیلات تکمیلی
	دانشیار	دکتر امیرحسین غفاری	۵- استاد ممتحن اول
	دانشیار	دکتر امیرحسین غفاری	۶- استاد ممتحن دوم

نام و نام خانوادگی رئیس دانشکده:

تاریخ و امضاء و مهر دانشکده:



تقدیم به:

پدرم

که شانه های خسته اش تکیه گاه زندگیم بوده است

مادرم

دریای میگردان فداکاری و عشق او، که وجودم برایش همه رنج بود و

وجودش برایم همه مهر

خواهران و برادر عزیزم

همراهان، همیشگی و پشتوانه های زندگی ام

تشکر و قدردانی

سپاس **خدای** را به خاطر بصیرتی که به من عطا کرد تا بر جهل خویش آگاه باشم و سپاس خدای را به خاطر اراده‌ای که در وجودم نهاد که تا لحظه‌ی مرگ از پای نایستم. از پدر، مادر، برادر و **خواهران** عزیزم که همواره در تلاش بوده‌اند بستری مناسب برای زندگی‌ام فراهم سازند سپاسگزارم. تقدیر و سپاس فراوان من نثار همه‌ی **آموزگاران و اساتیدی** که در طی سال‌های تحصیل از محضرشان علم و معرفت را فرا گرفتم، بویژه استاد راهنمای این پایان‌نامه **دکتر محمد حداد ظریف** که تلمذ در محضر آن‌ها برایم افتخاری فراموش‌ناشدنی خواهد بود. از داوران محترم این پایان‌نامه **دکتر محمد علی صدرنیا و دکتر علی سلیمانی** که زحمت بازخوانی و داوری این پایان‌نامه را بر عهده گرفتند، متشکرم. همچنین بر خود لازم می‌دانم از مهندس گودرزی، مشیری علی‌آباد، دانش‌آموز، حبیبی، کرم‌خانین، توانا، ابراهیمی، ابراهیمیان، خاکشور، نجفی، بهداروند و تمامی دوستانی که خاطرات سال‌های تحصیل من با آنان عجین شده تشکر و قدردانی نموده و برای آنان آرزوی موفقیت می‌نمایم.

امید سیفی

زمستان ۱۳۹۵

تعهد نامه

اینجانب امید سیفی دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته برق دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده

پایان نامه تشخیص خطای مقاوم حسگر برای سیستم های غیر خطی با استفاده از مشاهده گر مدلغزشی

تحت راهنمایی دکتر محمد حدادظریف متعهد می شوم:

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است.
- در استفاده از نتایج پژوهشهای محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است.
- مطالب مندرج در پایان نامه تاکنون توسط خود یا فرد دیگری برای دریافت هیچ نوع مدرک یا امتیازی در هیچ جا ارائه نشده است.
- کلیه حقوق معنوی این اثر متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد و مقالات مستخرج با نام « دانشگاه صنعتی شاهرود » و یا « Shahrood University of Technology » به چاپ خواهد رسید.
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به دست آمدن نتایج اصلی پایان نامه تأثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج از پایان نامه رعایت می گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه ، در مواردی که از موجود زنده (یا بافتهای آنها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است اصل رازداری ، ضوابط و اصول اخلاقی انسانی رعایت شده است .

تاریخ ۹۵، ۱۰، ۱۵
امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

- کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج، کتاب، برنامه های رایانه ای، نرم افزار ها و تجهیزات ساخته شده است) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد. این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود.
- استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی باشد.

چکیده

عملکرد سیستم‌های خودگردان که اغلب اپراتور انسانی در حلقه آن‌ها حذف شده است بسیار وابسته به افزایش تعداد حس‌گرها جهت استخراج اطلاعات از سیستم هستند. بنابراین این امر سیستم را در برابر عیب حس‌گر در معرض آسیب قرار می‌دهد.

در این پایان‌نامه تشخیص عیب حس‌گر برای یک کلاس از سیستم‌های غیرخطی بررسی شده است. عیب در نظر گرفته شده در اینجا به فرم جمعی مدل شده است. با طراحی یک فیلتر مناسب، عیب حس‌گر می‌تواند به‌عنوان عیب ساختگی محرک مدل شود. سپس با استفاده از ساختار سیستم تغییر یافته و مشخصه‌های فیلتر طراحی شده یک مشاهده‌گر مد لغزشی جهت بازسازی عیب حس‌گر در سیستم دارای عدم قطعیت ارائه شده است. در ادامه این کار یک مشاهده‌گر مد لغزشی تطبیقی جهت تشخیص عیب حس‌گر در سیستم‌های غیرخطی همراه با عدم قطعیت پارامتری طراحی شده است و پایداری مشاهده‌گر پیشنهادی با استفاده از تئوری پایداری لیاپانوف بررسی شده است. از نتایج حاصل شده پیدا است که مشاهده‌گر مد لغزشی عیب‌های نرم و ناگهانی را به‌خوبی بازسازی می‌کند حال آنکه مشاهده‌گر تطبیقی نسبت به عیب‌های ناگهانی و دارای فرکانس بالا ضعیف عمل می‌کند اما در بازسازی عیب‌های نرم عملکرد بهتری نسبت به مشاهده‌گر مد لغزشی دارد. از ترکیب دو مشاهده‌گر مد لغزشی و تطبیقی به فرم مشاهده‌گر مد لغزشی تطبیقی می‌توان به مشاهده‌گری دست یافت که هر دو عیب ناگهانی و نرم را به‌خوبی بازسازی می‌کند.

کلمات کلیدی: سیستم غیرخطی، بازسازی عیب، مشاهده‌گر مد لغزشی، مشاهده‌گر مد لغزشی

تطبیقی.

فصل ۱ کلیات

۲	مقدمه	۱-۱
۳	تعریف عیب [۱]	۲-۱
۳	تمیز دادن عیب بر اساس مشخصه سیگنالی	۱-۲-۱
۵	بر اساس مشخصه تابعی	۲-۲-۱
۶	بر اساس مشخصه‌های مطلوب	۳-۲-۱
۷	بر اساس مشخصه زمانی عیب	۴-۲-۱
۷	مروری بر تحقیقات پیشین	۳-۱
۱۲	مروری بر ساختار پایان‌نامه	۴-۱

فصل ۲ شناسایی و تشخیص عیب

۱۴	مقدمه	۲-۱
۱۴	نظارت و مدیریت عیب در فرایندها	۲-۲
۱۵	وظایف اصلی نظارت [۲۶]	۱-۲-۲
۱۶	مانیتورینگ	۲-۲-۲
۱۶	محافظت خودکار	۳-۲-۲
۱۸	انواع عیب بر اساس مشخصه‌ی زمانی	۳-۲
۱۹	روش‌های شناسایی عیب بر مبنای مدل [۲۷]	۴-۲
۲۰	شناسایی عیب با تخمین پارامتر	۱-۴-۲
۲۳	شناسایی عیب با استفاده از تخمین حالت	۲-۴-۲
۲۷	شناسایی عیب با معادلات برابری	۳-۴-۲
۲۸	شناسایی عیب به‌وسیله مدل سیگنال	۴-۴-۲

فصل ۳ بازسازی عیب با استفاده از مشاهده کرد لغزشی

۳۲ مقدمه	۱-۳
۳۴ آنالیز و توصیف سیستم [۵۶]	۲-۳
۴۰ نتایج اصلی	۳-۳
۴۲ قالب اسمی [۵۶]	۱-۳-۳
۴۸ نتایج شبیه‌سازی بر روی سیستم جرم- فنر- دمپر	۴-۳
۵۵ سیستم با عدم قطعیت	۵-۳
۶۰ نتایج شبیه‌سازی برای بازسازی عیب در سیستم شامل عدم قطعیت	۶-۳

فصل ۴ مشاهده کرد لغزشی تطبیقی جهت بازسازی عیب حکر

۶۸ مقدمه	۱-۴
۶۸ مشاهده کرد تطبیقی با تطبیق جمله ناپیوسته:	۲-۴
۷۲ نتایج شبیه‌سازی مشاهده کرد تطبیقی با تطبیق جمله ناپیوسته:	۳-۴
۷۸ مشاهده کرد مد لغزشی تطبیقی جهت بازسازی عیب حسگر:	۴-۴
۷۸ مشاهده کرد مد لغزشی تطبیقی جهت بازسازی عیب محرک [۴۹]	۱-۴-۴
۸۳ پیاده‌سازی و شبیه‌سازی	۵-۴

فصل ۵ استفاده از مشاهده کرد لغزشی تطبیقی به منظور بازسازی خطای حکر در حضور عدم قطعیت

۹۰ مقدمه	۱-۵
۹۲ فرموله کردن مسئله [۵۵]	۲-۵
۹۶ طراحی مشاهده کرد مد لغزشی تطبیقی [۵۵]	۳-۵
۱۰۳ بازسازی عیب [۵۵]	۴-۵
۱۰۶ نتایج شبیه‌سازی	۵-۵

فصل ۶ تجزیه و پیشنهادات

۱۱۰.....	نتیجه گیری	۱-۶
۱۱۱.....	پیشنهادات	۲-۶
۱۰۵.....	منابع	

فهرست جداول

جدول ۱-۲ مثال‌های از محافظت خودکار [۲۶] ۱۷

فهرست اشکال

- شکل ۱-۲ فرآیند تحت تأثیر عیب. الف: حلقه باز ب: حلقه بسته [۲۶] ۱۶
- شکل ۲-۲ تغییرات زمانی پارامترهای $\Delta U, \Delta Y, \Theta \Delta$ نسبت به عیب رخدادی f ۱۷
- شکل ۳-۲ مانیتورینگ و محافظت خودکار [۲۶] ۱۷
- شکل ۴-۲ عیب ناگهانی، نرم و موقت ۱۹
- شکل ۵-۲ شماتیک پروسه خطی متأثر از عیب (آ) پارامتر تحت تأثیر عیب (ب) حالت تحت تأثیر عیب [۲۷] ۲۰
- شکل ۶-۲ ساختار سیستم برای تخمین پارامتری: (آ) معادله عیب (ب) عیب خروجی [۲۷] . ۲۰
- شکل ۷-۲ فرآیند و مشاهده‌گر حالت [۲۷] ۲۴
- شکل ۸-۲ پروسه چند متغیره همراه با اغتشاش‌های v, n و سیگنال عیب fl و fm [۲۷] ... ۲۵
- شکل ۹-۲ روش برابری برای فرایندهای دینامیکی: الف) عیب خروجی (ب) معادله چند جمله‌ای عیب [۲۷] ۲۸
- شکل ۱-۳ تغییرات سیگنال مانده به ازای عیب $\sin(t)$ ۴۹
- شکل ۲-۳ حالت های سیستم به ازای عیب $\sin(t)$ ۵۰
- شکل ۳-۳ حالت های مشاهده گر به ازای عیب $\sin(t)$ ۵۰
- شکل ۴-۳ دینامیک های خطا به ازای عیب $\sin(t)$ ۵۰
- شکل ۵-۳ بازسازی عیب $\sin(t)$ ۵۱
- شکل ۶-۳ خطای بازسازی به ازای عیب $\sin(t)$ ۵۱
- شکل ۷-۳ تغییرات مقدار مانده به ازای عیب پله ۵۱
- شکل ۸-۳ فضای حالت سیستم به ازای عیب پله ۵۲
- شکل ۹-۳ فضای حالت مشاهده گر به ازای عیب پله ۵۲
- شکل ۱۰-۳ تغییرات معادله دینامیکی خطا به ازای عیب پله ۵۲
- شکل ۱۱-۳ بازسازی عیب ۵۳
- شکل ۱۲-۳ خطای بازسازی به ازای عیب پله ۵۳
- شکل ۱۳-۳ تغییرات مانده به ازای عیب مثلثی ۵۳
- شکل ۱۴-۳ فضای حالت سیستم به ازای عیب مثلثی ۵۴
- شکل ۱۵-۳ فضای حالت مشاهده گر به ازای عیب مثلثی ۵۴

- شکل ۳-۱۶ فضای حالت دینامیک خطا به ازای عیب مثلثی ۵۴
- شکل ۳-۱۷ بازسازی عیب ۵۵
- شکل ۳-۱۸ خطای بازسازی به ازای عیب مثلثی ۵۵
- شکل ۳-۱۹ تغییرات مانده به ازای عیب $\sin(t)$ ۶۰
- شکل ۳-۲۰ فضای حالت سیستم به ازای عیب $\sin(t)$ ۶۱
- شکل ۳-۲۱ فضای حالت مشاهده گر به ازای عیب $\sin(t)$ ۶۱
- شکل ۳-۲۲ فضای حالت دینامیک های خطا به ازای عیب $\sin(t)$ ۶۱
- شکل ۳-۲۳ بازسازی عیب $\sin(t)$ ۶۱
- شکل ۳-۲۴ خطای بازسازی $\sin(t)$ ۶۲
- شکل ۳-۲۵ مقادیر مانده به ازای عیب پله ۶۲
- شکل ۳-۲۶ فضای حالت سیستم به ازای عیب پله ۶۲
- شکل ۳-۲۷ فضای حالت مشاهده گر به ازای عیب پله ۶۳
- شکل ۳-۲۸ فضای حالت دینامیک خطا به ازای عیب پله ۶۳
- شکل ۳-۲۹ بازسازی عیب ۶۳
- شکل ۳-۳۰ خطای بازسازی به ازای عیب پله ۶۴
- شکل ۳-۳۱ مقادیر مانده به ازای عیب مثلثی ۶۴
- شکل ۳-۳۲ فضای حالت سیستم به ازای عیب مثلثی ۶۴
- شکل ۳-۳۳ فضای حالت مشاهده گره به ازای عیب مثلثی ۶۵
- شکل ۳-۳۴ بازسازی عیب مثلثی ۶۵
- شکل ۳-۳۵ خطای بازسازی به ازای عیب مثلثی ۶۵
- شکل ۴-۱ تغییرات مانده ناشی از عیب $\sin(t)$ ۷۲
- شکل ۴-۲ فضای حالت سیستم ناشی از عیب $\sin(t)$ ۷۳
- شکل ۴-۳ فضای حالت مشاهده گر ناشی از عیب $\sin(t)$ ۷۳
- شکل ۴-۴ فضای حالت دینامیک های خطا ناشی از عیب $\sin(t)$ ۷۳
- شکل ۴-۵ بازسازی عیب ۷۴
- شکل ۴-۶ خطای تخمین ۷۴
- شکل ۴-۷ فضای حالت سیستم به ازای عیب پله ۷۴
- شکل ۴-۸ فضای حالت مشاهده گر به ازای عیب پله ۷۵

- شکل ۹-۴ فضای حالت دینامیک های خطا به ازای عیب پله ۷۵
- شکل ۱۰-۴ بازسازی عیب ۷۵
- شکل ۱۱-۴ عیب بازسازی ۷۶
- شکل ۱۲-۴ مقادیر مانده به ازای عیب مثلثی ۷۶
- شکل ۱۳-۴ فضای حالت سیستم به ازای عیب مثلثی ۷۶
- شکل ۱۴-۴ فضای حالت مشاهده گر به ازای عیب مثلثی ۷۷
- شکل ۱۵-۴ فضای حالت دینامیک های خطا به ازای عیب مثلثی ۷۷
- شکل ۱۶-۴ بازسازی عیب ۷۷
- شکل ۱۷-۴ خطای بازسازی ۷۸
- شکل ۱۸-۴ فضای حالت دینامیک های خطا به ازای عیب $\sin(t)$ ۸۴
- شکل ۱۹-۴ بازسازی عیب ۸۴
- شکل ۲۰-۴ خطای بازسازی به ازای عیب $\sin(t)$ ۸۴
- شکل ۲۱-۴ فضای حالت دینامیک خطا به ازای عیب پله ۸۵
- شکل ۲۲-۴ بازسازی عیب ۸۵
- شکل ۲۳-۴ خطای بازسازی به ازای عیب پله ۸۵
- شکل ۲۴-۴ فضای حالت دینامیک های خطا به ازای عیب مثلثی ۸۶
- شکل ۲۵-۴ بازسازی عیب ۸۶
- شکل ۲۶-۴ خطای بازسازی به ازای عیب مثلثی ۸۶
- شکل ۱-۵ بازسازی عیب مثلثی ۱۰۷
- شکل ۲-۵ بازسازی عیب $\sin(t)$ ۱۰۷
- شکل ۳-۵ بازسازی عیب پله ۱۰۷
- شکل ۴-۵ بازسازی عدم قطعیت پارامتری ۱۰۸

فصل اول

کلیات

۱-۱ مقدمه

شناسایی و تشخیص عیب یک مسئله اصلی در فرآیندهای مهندسی است. و این موضوع جزء اصلی در مدیریت رخدادهای غیرعادی AEM^۱ است. AEM با شناسایی به موقع و تصحیح وضعیت غیرعادی ناشی از رخداد عیب در ارتباط است. شناسایی و تشخیص زودهنگام عیب در فرآیندهای مادامی که سیستم هنوز در ناحیه‌ی کنترل پذیر کار می‌کند می‌تواند از پیشرفت وضعیت غیرعادی و همچنین کاهش بهره‌وری جلوگیری کند. از آنجاکه صنایعی همچون صنایع پتروشیمی هر ساله مبلغی گزاف ضرر می‌بینند، جهت کاهش این زیان‌ها به حل مسئله AEM نگاه ویژه‌ای دارند. بنابراین این مسئله توانسته نظر بسیاری از محققان را به خود جلب کند. شیوه‌های فراوانی از ادبیات تشخیص عیب توسط محققان نظیر روش‌های تحلیلی، هوش مصنوعی و روش‌های آماری ارائه شده است. این روش‌ها از دیدگاه مدل سیستم ممکن است به گونه‌ای باشند که به مدل دقیق سیستم وابسته باشند یا اینکه به صورت نصبی وابسته به مدل سیستم باشند و در بعضی روش‌ها نیز فقط به مدل کیفی سیستم نیاز است و در سمت دیگر روش‌هایی جهت تشخیص و شناسایی عیب وجود دارند که مبنای عملکرد آن‌ها اطلاعات گذشته از رفتار سیستم است، به این صورت که اطلاعات عملکردی گذشته سیستم را طبقه‌بندی می‌کنند و با داده‌های امروزی مقایسه می‌کنند.

هدف ما نیز در این پایان‌نامه این است که به تشخیص عیب در سیستم‌های دینامیکی بر مبنای مدل سیستم بپردازیم و عیب رخدادی را بازسازی کنیم، اما قبل از شروع این کار لازم است که برخی از اصطلاحات و عبارت رایج این حوزه از علم را بیان کنیم، خصوصاً اینکه دشواری‌هایی ممکن است در فهم اصطلاحاتی همچون تشخیص عیب، شناسایی عیب، جداسازی عیب و ... وجود داشته باشد.

^۱ Abnormal Event Managment

۲-۱ تعریف عیب [۱]

۱-۲-۱ تمیز دادن عیب بر اساس مشخصه سیگنالی

عیب^۱: اگر پارامتر، مشخصه یا جزئی از سیستم از وضعیت استاندارد و مطلوب خود خارج شود.

توجه:

- عیب حالتی در سیستم است.
- انحراف ناخواسته، تفاوت بین مقدار عیب از آستانه‌ی مربوط به ناحیه‌ی تحمل معمول است.
- عیب شرایط غیرمعمولی است که موجب کاهش توانایی واحد اجرایی در انجام کار واحدی می‌شود.

• انواع مختلفی عیب وجود دارد که عبارت است از عیب طراحی، عیب تولید، عیب سر هم کردن، عیب سخت‌افزار، عیب نرم‌افزار، عیب عملگرها، عیب عملکرد نادرست، عیب عملکرد معمول (برخی از این عوامل خطا^۲ نامیده می‌شوند مخصوصاً هنگامی که توسط انسان رخ دهند).

- عیب سیستم مستقل از فعال بودن سیستم است.
- عیب ممکن است روی عملکرد صحیح سیستم تأثیری نداشته باشد.
- عیب ممکن است موجب نقص یا خطا شود.
- معمولاً عیب‌ها دشوار آشکار می‌شوند مخصوصاً اگر کوچک یا مخفی باشند.
- عیب ممکن است سریع یا آهسته رشد کند.

شکست^۳: اگر یک سیستم در حال کار دچار وقفه‌ای شود که به دنبال آن فعالیت سیستمی که

دارای عملکردی رضایت‌بخش بوده قطع شود. رخ دادن این وضع معمولاً با خاموشی یا صدای ناگهانی

بلندی همراه است.

توجه:

Fault^۱
Error^۲

Failure^۳

- نقص پایان توانایی واحد عملکرد برای اجرای فعالیت‌های موردنیاز است.
 - نقص یک اتفاق است.
 - نقص از یک یا چند عیب ایجاد می‌شود.
 - مشخصات نقص به صورت زیر است:
 - تعداد نقص: تک، گروهی
 - قابلیت پیش‌بینی:
 - نقص تصادفی (غیرقابل پیش‌بینی طوری که از بقیه‌ی نقص‌ها مستقل باشد)
 - نقص قطعی (قابل پیش‌بینی برای شرایط معین)
 - نقص سیستمی یا نقص معمول (وابسته به شرایط شناخته‌شده)
 - معمولاً نقص بعد از شروع عملکرد به وجود می‌آید یا با افزایش فشار بر سیستم به وجود می‌آید.
- بدعمل کردن^۱: ممکن است که سیستم در راستای انجام وظیفه مطلوب خود به صورت پیوسته بی‌نظمی‌هایی از خود بروز دهد، رخداد این وضع دارای صدای معمولاً آهسته‌تر اما پیوسته است.
- توجه:
- نقص فنی تداخل موقتی در عملکرد سیستم است.
 - نقص فنی یک اتفاق و حادثه است.
 - نقص فنی از یک یا چند عیب ایجاد می‌شود.
 - معمولاً بعد از شروع بکار سیستم یا با افزایش فشار بر سیستم ایجاد می‌شود.
- خطا^۲: ممکن است بین میزان قرائت شده از اندازه‌گیری یک پارامتر خروجی با مقدار صحیح آن از محیط شبیه‌سازی یا محاسبات روی کاغذ اختلاف وجود داشته باشد که آن را خطا یا (Error) می‌نامند.

^۱ Malfunction

^۲ Error

اغتشاش^۱ : ممکن است در فرکانس‌های پایین ورودی ناخواسته‌ای که از جنس دینامیک‌های سیستم باشد و نیز خروجی مشخصی هم نداشته باشد و ما هم آن را مدل نکرده‌ایم وارد سیستم شود. اختلال^۲: اختلال هم یک نوع ورودی کنشی است که می‌تواند به صورت موقتی سیستم را از وضعیت کار فعلی خودش خارج کند .

مانده^۳: اشاره به عیب دارد و بر میزان انحراف مقادیر عملی اندازه‌گیری شده و محاسبات معادلات مدلی سیستم مبتنی است.

۲-۲-۱ بر اساس مشخصه تابعی

تشخیص عیب^۴: به این موضوع می‌پردازد که در سیستم عیب رخ داده است یا خیر. در واقع به وجود عیب در سیستم اشاره می‌کند.

جداسازی عیب^۵: به دنبال تشخیص عیب در سیستم، حال باید پارامتر یا مکانی را که در آن عیب رخ داده است را مشخص کنیم.

تعیین عیب^۶: تعیین عیب به این معناست که دامنه‌ی عیب رخدادی و همچنین مدت زمانی که سیستم را تحت تأثیر قرار داده را مشخص کنیم.

شناسایی عیب^۷: به دنبال تشخیص، جداسازی و تعیین عیب می‌آید و بیانگر نوع، مکان، میزان و زمان عیب است.

بازسازی عیب^۸: در آخرین مرحله به این بحث می‌رسیم که نمودار عیب را با تمام ویژگی‌های رخدادی مدل کنیم.

Disturbance^۱

Perturbation^۲

Residual^۳

Fault Detection^۴

Fault Isolation^۵

Fault Determination^۶

Fault Diagnosis^۷

Fault Reconstructions^۸

۳-۲-۱ بر اساس مشخصه‌های مطلوب

اطمینان‌پذیری^۱: اینکه سیستم بتواند تحت شرایطی مشخص، در یک دامنه و بازه زمانی معلوم وظایف تعیین‌شده را به‌طور مطلوب انجام دهد.

ایمنی^۲: این که سیستم به‌گونه‌ای عمل کند که خطری محیط، تجهیزات و انسان را تهدید نکند.

دسترس‌پذیری^۳: سیستم و تجهیزات مربوطه باید در طول بازه زمانی عملکرد خود وظایف تعیین‌شده را به‌طور مطلوب انجام داده و احساس مفید بودن و رضایت‌مندی از عملکرد را از جانب اپراتور، کسب کنند.

توجه:

- در دسترس بودن یک اصل مهم برای کاربران سیستم است.
- در دسترس بودن بدان جهت دارای اهمیت است که نقص و عیب اتفاق افتاده و نیازمند تعمیر است.
- یک معیار برای در دسترس بودن $A = \frac{MTTF}{MTTF+MTTR}$ است که $MTTR$ ^۴ حداقل زمان تعمیر است .
- برای رسیدن به دسترسی بالا $MTTF$ در مقایسه با $MTTR$ ^۵ باید بزرگ باشد. که با شروط زیر محقق می‌شود:
 - زمان عملکرد $MTTF$ بزرگ باشد.
 - اجزای قابل اعتماد باشند.
 - زمان تعمیر کوچک $MTTR$
 - شناسایی سریع و قابل اعتماد عیب

Reliability^۱
Safety^۲
Availability^۳

Mean Time To Failure^۴
Mean Time To Repair^۵

- حذف سریع و قابل اعتماد عیب
 - شناسایی عیب و تشخیص عیب در دسترس بودن را با شناسایی سریع عیب بهبود می دهد.
- اعتماد پذیری^۱: در واقع نوعی از دسترس پذیری است که ملاکها و نیازهای مورد نیاز عملکردی مطلوب، در طول دوره زمانی کارکرد سیستم را تأمین می کند.
- توجه:

- قابل اعتماد بودن گاهی اوقات کیفیت معنی می شود.
- می تواند تحت تأثیر نقص و عیب فنی قرار بگیرد.
- اندازه ی اعتماد میانگین زمانی عیب است. $MTTF = 1/\lambda$ که λ نرخ عیب در هر واحد است.

۴-۲-۱ بر اساس مشخصه زمانی عیب

- عیب ناگهانی^۲: عیبی است که در مدل سازی همچون تابع پله خود را نشان می دهد، که بیانگر خرابی در سیستم بوده و معمولاً یکی از دلایل ایجاد آن تنظیم نامناسب است.
- عیب نرم^۳: این عیب هم در مدل سازی ها خود را به فرم یک تابع شیب نمایان می کند و نشان دهنده رانش در سیگنال مطلوب است.
- عیب موقتی^۴: این عیب نیز رفتاری همانند تابع پالس دارد و به صورت متناوب در سیستم بروز می کند .

۳-۱ مروری بر تحقیقات پیشین

مشاهده گر مد لغزشی به طور روزافزون جهت تخمین حالت های غیر قابل اندازه گیری سیستم و یا تخمین پارامترهای نامعلوم در زمینه های مختلف مورد مطالعه قرار گرفته شده است. علت این امر هم

Dependability^۱
Abrupt Fault^۲

Incipient Fault^۳
Intermittent Fault^۴

توانایی‌های این مشاهده‌گر همانند، طراحی ساده، همگرایی در زمان محدود و مقاوم بودن در مقابل عدم قطعیت است.

همچنین پیاده‌سازی سخت‌افزاری ساده، مقاوم بودن نسبت به عدم قطعیت پارامتری، اغتشاش و نویز اندازه‌گیری شده و نهایتاً پاسخ دینامیکی سریع، باعث شده بر روی این مشاهده‌گر در زمینه‌های مختلف مهندسی تحقیقات گسترده‌ای صورت بگیرد. این مشاهده‌گر نسبت به فیلتر کالمن که برای پیاده‌سازی نیاز به اطلاعات دقیق از مدل خطی سیستم دارد نیازمند اطلاعات کمتر از مدل سیستم برای طراحی و پیاده‌سازی است [۲].

مسئله تخمین و جبران ورودی ناشناخته در سیستم‌های غیرخطی فعال دارای مقادیر نویز دار در [۳] مورد مطالعه و بررسی قرار گرفته است. و راه‌حل پیشنهادی بر مبنای یک مشاهده‌گر درجه بالای مد لغزشی و تکنیک بهینه‌سازی ارائه شده است. سپس دقت طرح پیشنهادی مورد ارزیابی قرار می‌گیرد و شروط پایداری مکانیزم جبران‌کننده وضع خواهد شد.

مسئله جداسازی عیب در حسگر و کنترل تحمل‌پذیر عیب برای سیستم‌های غیرخطی با در نظر گرفتن محدودیت‌های ورودی در [۴] مورد بررسی قرار گرفته است، ایده اصلی در اینجا طراحی مانده‌های شناسایی عیب و منطق جداسازی عیب با به‌کارگیری مدل مبتنی بر افزونگی حسگر با استفاده از یک مشاهده‌گر حالت است.

جداسازی عیب حسگر و محرک در سیستم‌های غیرخطی در [۵] مورد بررسی قرار گرفته، ایده اصلی در اینجا بکارگیری افزونگی تحلیلی^۱ با استفاده از طراحی مشاهده‌گر حالت است، برای این منظور مشاهده‌گرهای حالت برای زیرمجموعه‌ای از عیب‌ها طراحی شده و این طراحی فقط بر اساس اطلاعات ورودی خروجی زیرمجموعه‌هایی است که عیب در آن‌ها رخ داده است.

حسگرها یکی از اجزاء حیاتی در توربین‌های گاز هستند و عیب در عملکرد حسگر می‌تواند منجر به مشکل اساسی جهت ماندن در کارایی و ایمنی لازم خواهد شد، هدف اصلی در [۶] توسعه مشاهده‌گر

^۱ Analytical redundancy

مد لغزشی تطبیقی جهت تشخیص عیب حسگر در یک توربین گاز است، این مشاهده‌گر در مقابل عدم قطعیت پارامتری در توربین گاز مقاوم است.

در [۷] تجزیه و تحلیل طراحی یکپارچه شناسایی عیب مبتنی بر مشاهده‌گر برای یک سیستم غیرخطی مورد بحث قرار گرفته است، برای دستیابی به بینش عمیق‌تری در رابطه با چارچوب تشخیص عیب مبتنی بر مشاهده‌گر، تعاریف و شروط مجاز مورد بررسی قرار گرفته، و یک طرح جهت طراحی یکپارچه سیستم تشخیص عیب مبتنی بر مشاهده‌گر برای سیستم‌های غیرخطی آفین^۱ مورد بررسی قرار گرفته است.

یک عیب به‌ویژه عیب‌های اولیه باید هرچه سریع‌تر شناسایی شوند تا جلوگیری شود از وارد شدن صدمه جدی به سیستم. یک مشاهده‌گر مد لغزشی رابطه فازی^۲ در [۸] ارائه شده که رشد آرام عیب را با اطلاعات کم در سیستم‌های غیرخطی تخمین می‌زند. برای کم کردن عیب‌های مدل‌سازی طرح شناسایی یادگیری آنلاین عیب برای بروز رسانی مدل و شناسایی عیب استفاده شده است.

طرح بازسازی عیب که اغتشاش از آن جدا شده^۳ با استفاده از یک مشاهده‌گر مد لغزشی آبخاری^۴ در [۹] مورد بررسی قرار گرفته است. سیگنال‌های برآیند ناشی از این مشاهده‌گر به‌عنوان خروجی یک سیستم ساختگی که با اغتشاش و عیب به‌عنوان ورودی رفتار می‌کند در نظر گرفته شده، که خروجی این مشاهده‌گر، مشاهده‌گر بعدی را تغذیه می‌کند، این فرآیند ادامه پیدا می‌کند تا زمانی که شروط بازسازی عیب اغتشاش جدا شده برآورده شود.

در [۱۰] یک طرح برای بهبود شناسایی و بازسازی عیب و کنترل تحمل‌پذیر عیب برای سیستم‌های موتور معرفی شده، برای این منظور یک کنترلر مد لغزشی با یک سطح لغزش انتگرالی^۵ اتخاذ شده است. این کنترلر می‌تواند خروجی را مجاب به تعقیب موقعیت سیگنال مطلوب در یک زمان محدود با پاسخ دینامیکی و کارایی بهتر کند.

Affin^۱

Fuzzy Relational^۲

Disturbance decoupled^۳

Cascaded sliding mode^۴

Integral sliding surface^۵

در [۱۱] یک مشاهده‌گر مرتبه بالا با مد لغزشی چندگانه جهت تخمین عیب برای سیستم‌های غیرخطی MIMO^۱ طراحی شده است. این مشاهده‌گر در واقع ترکیبی از یک مشاهده‌گر مرتبه بالا و یک مشاهده‌گر مد لغزشی است.

ادواردز همکارانش در کارهای ارائه‌شده [۱۲ و ۱۳ و ۱۴] از روشی برای طراحی مشاهده‌گر مد لغزشی استفاده کردند که با سایر روش‌های مد لغزشی مانند روش چن و سیف^۲ در [۱۵]، و همچنین با روش کار اسریده‌ها و همکارانش^۳ در [۱۶] و باکار یانگ و سیف^۴ در [۱۷] متفاوت است، به طوری که حرکت لغزشی در تمامی زمان‌ها حتی در حضور عیب در سیستم نیز پایدار است. همچنین در مشاهده‌گر ادواردز و همکارانش در [۱۴] از سیگنال معادل عیب تزریقی خروجی که پایه و اساس آن حرکت لغزشی است استفاده شده، و با استفاده مناسب از این سیگنال می‌توان عیب را توسط آن بازسازی نمود. در طرح ارائه‌شده توسط ادواردز و اسپرچن شرط لازم و کافی برای سیستم‌های عیب‌های که می‌توان این مشاهده‌گر را روی آن پیاده کرد ارائه شده، پس می‌توان در ابتدا سیستم‌های که این روش بر روی آن‌ها قابل پیاده‌سازی است شناسایی کرد.

یک روش تشخیص عیب بر مبنای مشاهده‌گر را در [۱۸] واتانابه و هیملبلا^۵ ارائه کردند که به عدم قطعیت‌های خاص در سیستم، حساسیت کمی داشت، ویانگ و سیف روش خود را با استفاده از یک مشاهده‌گر مد لغزشی تطبیقی، برای تنظیم آستانه گسترش دادند که تنظیم این آستانه بر روی حساسیت تشخیص عیب تأثیر زیادی می‌گذاشت. آن‌ها در روش خود به این موضوع اشاره کردند که استفاده از آستانه متغیر با زمان^۶ می‌تواند منجر به عملکرد مطلوب در تشخیص عیب شود، همچنین آن‌ها مشاهده‌گر خود را برای یک دسته‌ی خاصی از سیستم‌های غیرخطی که دارای پارامترهای متغیرند طراحی کردند به طوری که برای طراحی این مشاهده‌گر از خطی سازی استفاده شده است و در نتیجه

Multi Input Multi Output^۱

Chen & Saif^۲

Sreedhar et al^۳

Yang & Saif^۴

Watanabe & Himmelblau^۵

Time-varying threshold^۶

ممکن بود نسبت به عدم قطعیت‌ها مقاوم نبوده و این می‌توانست باعث بروز هشدارهای اشتباه شود. روش طراحی آن‌ها مشابه با روش طراحی ولوات و زاک در [۱۹] است ولی در مقایسه با آن دارای یک مزیت است، و آن‌هم این است که پارامتر نامعلوم را همانند سیگنال عیب می‌توان تخمین زد [۱۷]. چن و سیف در [۱۵] استفاده از دینامیک‌های مرتبه‌ی دوم سطح لغزش را پیشنهاد کردند، این روش تشخیص عیب باعث می‌شود که فرکانس‌های مرتبه بالا را که ناشی از دینامیک‌های مدل نشده است را فیلتر کند در کار چن و سیف یک موضوع مهم دیگر وجود دارد و آن‌هم انتخاب بهره مشاهده‌گر است که به اندازه اغتشاش بستگی دارد، یک بهره بزرگ ممکن است عیب را از بین ببرد و یک بهره‌ی کوچک نمی‌تواند حرکت لغزشی عیب تخمین خروجی را تضمین کند. روشی که آن‌ها انتخاب کردند مشابه کار یانگ و سیف در [۱۷] است به این ترتیب که از آستانه (بهره‌ی سوئیچینگ) استفاده کردند.

یک طرح مبتنی بر مدل جهت شناسایی و جداسازی عیب در یک راکتور در کار [۲۰] ارائه شده است در این کار نیز از یک مشاهده‌گر مد لغزشی برای شناسایی مقاوم عیب در حضور عدم قطعیت پارامتری استفاده شده است. که این روش با عیب‌دار کردن حسگرها، محرک‌ها و پارامترهای عملکردی سیستم اعتبار سنجی شده است. و نشان داده شده که تشخیص و جداسازی عیب بر اساس مشاهده‌گر مد لغزشی در مقابل عدم قطعیت‌های پارامتری مقاوم است. این کار همچنین از یک روش برای برآورد عدم قطعیت پارامتری استفاده می‌کند.

در مقایسه با سیستم‌های خطی، سیستم‌های غیرخطی پیچیده‌تر هستند، که مطالعه آن‌ها را نیز سخت‌تر کرده است. با توجه تنوع موجود در سیستم‌های غیرخطی، غیرممکن است که سیستم‌های غیرخطی را به صورت سیستماتیک همانند سیستم‌های خطی مورد مطالعه قرار دهیم، اما این ممکن و مفید خواهد بود که ما کلاس خاصی از این سیستم‌های غیرخطی را مورد مطالعه قرار دهیم.

در دهه‌های اخیر، برخی از روش‌های کنترل الهام گرفته شده، همانند تکنیک مد لغزشی [۱۴]، رویکرد هندسه دیفرانسیل مدرن [۲۱]، و کنترل تطبیقی [۲۲] و [۲۳]، به خوبی درون مشاهده‌گر بر مبنای تشخیص و جداسازی عیب گنجانده شده‌اند. به طور خاص، در تحقیقات نشان داده شده که روش

هندسه مدرن در بعضی از کلاس‌های سیستم غیرخطی کاملاً مؤثر عمل می‌کند [۲۴] و [۲۵]. و هنگامی که پارامتری نامعلوم است تکنیک‌های کنترل تطبیقی می‌توانند به خوبی برای تخمین آن به کار برده شوند.

۱-۴ مروری بر ساختار پایان‌نامه

در فصل دوم تعاریف مربوط به شناسایی و تشخیص عیب بیان می‌شود. در فصل سوم تشخیص و بازسازی عیب حسگر سیستم‌های غیرخطی با استفاده از مشاهده‌گر مد لغزشی در سیستم‌های غیرخطی همراه با عدم قطعیت و بدون عدم قطعیت ارائه شده است. در فصل چهارم ابتدا یک مشاهده‌گر تطبیقی جهت تشخیص و بازسازی عیب حسگر سیستم‌های غیرخطی ارائه می‌شود، سپس این رویکرد را به مشاهده‌گر مد لغزشی تطبیقی تعمیم می‌دهیم. در فصل پنجم تشخیص عیب حسگر سیستم‌های غیرخطی همراه با عدم قطعیت با استفاده از مشاهده‌گر مد لغزشی تطبیقی صورت گرفته است. در نهایت در فصل ششم به نتیجه‌گیری و ارائه پیشنهادات می‌پردازیم.

فصل دوم

شناسایی و تشخیص عیب

۱-۲ مقدمه

از سال ۱۹۶۰ تأثیر اتوماسیون بر روی عملکرد و طراحی پروژه‌ها به‌طور چشمگیری افزایش پیدا کرده است. این پیشرفت توسعه‌ی حوزه‌ی اتوماسیون با افزایش تقاضا بر روی عملکرد فرآیند و یا کیفیت محصول، مستقل سازی عملکرد پروسه از حضور اپراتور انسانی، جداسازی اپراتورها از وظایف یکنواخت و افزایش دستمزد به وجود آمد. اتوماسیون از سال ۱۹۷۵ به‌طور جدی پیشرفت کرد زمانی که میکرو کامپیوترهای قابل اعتماد و نسبتاً ارزان در دسترس بود و توانست خیلی از مشکلات اتوماسیون را در یک دستگاه حل کند. موارد ذکر شده به‌طور موازی با پیشرفت حوزه‌ی حسگرها، محرک‌ها و سیستم‌های ارتباطی گذرگاهی و واسطه‌های انسانی-ماشینی به وجود آمد. همچنین پیشرفت مفاهیم نظری در خودکار سازی و فرآیندها نقش بزرگی در این راستا ایفا کرد [۲۶]. به‌طور کلی فرآیند اتوماسیون از دو قسمت مبتنی بر مدل و قسمت ارتباط با کاربر تشکیل شده است. که قسمت فرآیند شامل سه سطح است و ناظرها در سطح میانی ایفای وظیفه می‌کنند، سطح پایینی شامل کنترل پسخور و پیشخور است و سطوح بالایی نیز شامل اعمال کلی‌تر مانند هماهنگ‌سازی، بهینه‌سازی و مدیریت است.

در این فصل سعی داریم که به اهمیت نظارت و شیوه‌های نظارت بر سیستم در راستای شناسایی عیب و همچنین تأثیرات وجود عیب در سیستم و تصمیم‌گیری در رابطه با نحوه برخورد با عیب بپردازیم، اما لازمه این موضوع و اتخاذ تصمیم مناسب نظیر انتخاب وسایل حفاظتی به نحوه بروز عیب در سیستم وابسته است که این موضوع نیز به‌طور مختصر بحث شده است. از نظر آمیختن عیب با سیگنال نیز که ممکن است عیب به‌صورت جمعی و یا اینکه به‌صورت ضرب شونده با یک سیگنال ظاهر شود نیز در این بخش بحث شده است. همان‌طور که قبلاً نیز اشاره شد مبنای تشخیص و بازسازی عیب در این پایان‌نامه بر مبنای مدل سیستم است که در این فصل به شیوه‌های شناسایی عیب بر مبنای مدل سیستم نظیر تخمین حالت، معادلات برابری و ... پرداخته شده است.

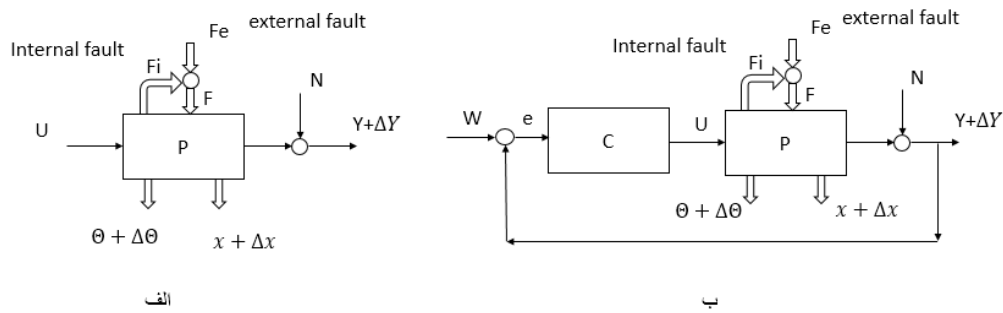
۲-۲ نظارت و مدیریت عیب در فرایندها

هدف نظارت فرایندهای فنی نمایش حالات جدید، پیش‌بینی غیر مطلوبیت یا حالات

ناخواسته، و انجام کارهای مناسب برای جلوگیری از ضربه یا اتفاق خاصی است. اختلاف رفتار فرایندهای نرمال ناشی از عیبه‌ها و نقص‌ها است که به دلایل مختلفی رخ می‌دهد. اگر اقدام مناسبی صورت نگیرد این عوامل باعث بروز عیب‌های کوتاه یا درازمدت در سیستم می‌شود. یک دلیل برای نظارت جلوگیری از نقص و عیب در سیستم است. در بخش‌های بعدی وظایف پایه‌ای نظارت به‌طور کوتاه بررسی شده است.

۱-۲-۲ وظایف اصلی نظارت [۲۶]

فرایند P که در یک سیستم حلقه باز عمل می‌کند را در نظر می‌گیریم شکل (۱-۲-الف)؛ $U(t)$ و $Y(t)$ سیگنال‌های ورودی و خروجی قابل‌اندازه‌گیری می‌باشند، یک عیب می‌تواند بر اثر عوامل داخلی یا خارجی به وجود آید به‌عنوان مثال برای عوامل خارجی عبارت است از تأثیرات محیطی مانند رطوبت، گردوغبار، مواد شیمیایی، تشعشعات و دماهای بالا و آلودگی را می‌توان نام برد. برای عوامل داخلی می‌توان عدم روغن کاری، اصطکاک بالا، دمای بیش‌ازحد و اتصال کوتاه را نام برد. عیب $F(t)$ ابتدا تحت تأثیر پارامترهای داخلی فرایند Θ به وسیله $\Theta \Delta$ نشان داده می‌شود تغییرات پارامتری همانند مقاومت، خازن، یا سختی را می‌توان نام برد؛ و یا تغییر متغیرهای حالت داخلی $x(t)$ که توسط $\Delta x(t)$ نشان داده می‌شود همانند تغییرات جرم، جریان و دما که معمولاً قابل‌اندازه‌گیری نیستند را می‌توان مثال زد. بر اساس رفتار فرایند دینامیکی، اثر عیب خروجی تغییر قابل‌اندازه‌گیری $Y(t)$ با $\Delta Y(t)$ نشان داده می‌شود، همچنین نویز و اغتشاشات فرایند و تغییرات متغیر $U(t)$ روی تغییر $Y(t)$ اثر می‌گذارد. عیب مانده $f(t)$ عموماً ناشی از آفست یک پارامتر $\Delta Y(t)$ در عملکرد فرایند حلقه باز است؛ به‌مانند شکل (۲-۲). اما در حالت حلقه بسته رفتار متفاوت خواهد بود، بسته به پیشینه زمانی تغییرات پارامتر $\Theta \Delta(t)$ یا تغییرات متغیر حالت $\Delta x(t)$ خروجی فقط مقداری کمتر یا بیشتر را نشان می‌دهد و انحرافات کوچک $\Delta Y(t)$ اگر از یک کنترلر انتگرالی نظیر (PI) استفاده شود ناپدید خواهد شد.



شکل ۱-۲ فرآیند تحت تأثیر عیب. الف: حلقه باز ب: حلقه بسته [۲۶]

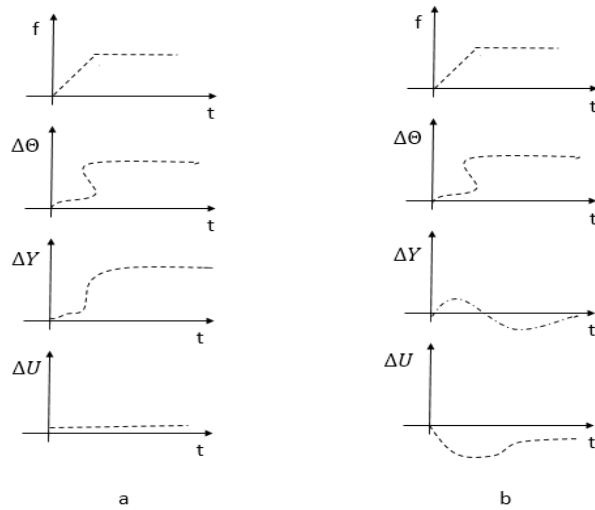
اگر ما فقط بر روی متغیر خروجی $Y(t)$ نظارت داشته باشیم، عیب ممکن است به دلیل انحرافات کوچک ایجاد شده توسط نویز آشکار نگردد. دلیل آن هم این است که سیستم حلقه بسته نه تنها اغتشاش $N(t)$ را جبران می کند بلکه تغییرات پارامتری $\Theta\Delta(t)$ و همچنین تغییرات حالت $\Delta x(t)$ با در نظر گرفتن متغیر کنترلی $Y(t)$ را نیز جبران می کند. و این معنی را می دهد که سیگنال های عیب $F(t)$ ممکن است در سیستم حلقه بسته جبران شوند.

۲-۲-۲ مانیتورینگ

در مانیتورینگ متغیرهای اندازه گیری شده با در نظر گرفتن تلورانسی چک می شوند، و سپس آلامر برای اپراتور تولید می گردد. بعد از اینکه هشدار داده شود اپراتور باید اقدام مناسب را انجام دهد. بنابراین اگر تجاوز از آستانه به معنای حالت خطرناک فرآیند قلمداد شود، اقدام متقابل باید به طور خودکار انجام شود، این دومین وظیفه نظارت است شکل (۲-۳).

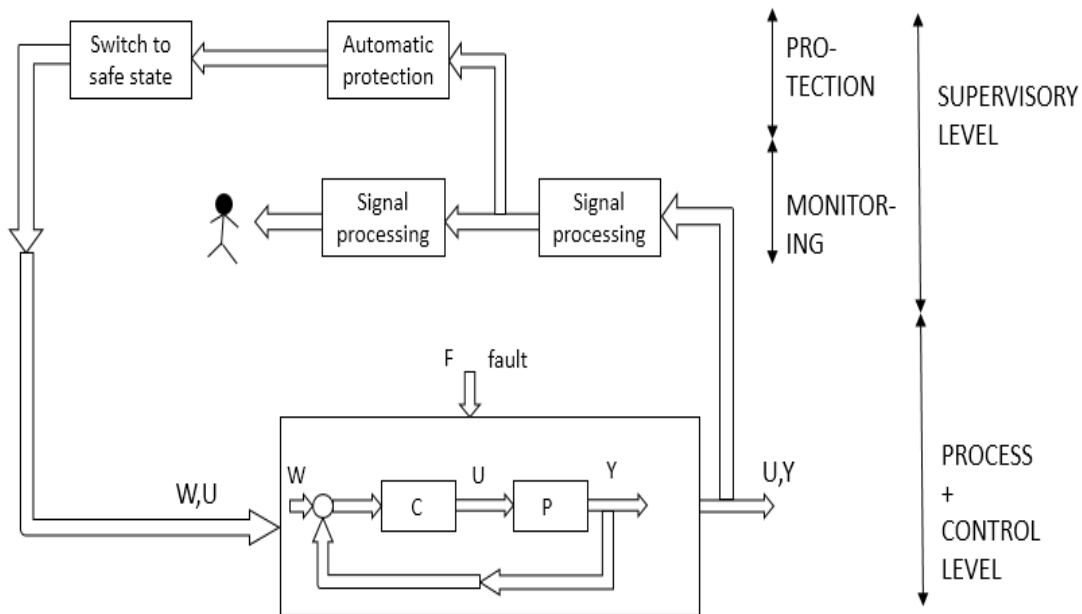
۳-۲-۲ محافظت خودکار

در وضعیت قرارگیری فرآیند در حالت خطرناک، عملکرد خودکار یک اقدام مناسب را انجام می دهد. به طور مثال سیستم را به حالت خاموش می برد. جدول (۱-۲) تعدادی مثال را در این راستا نشان می دهد.



شکل ۲-۲ تغییرات زمانی پارامترهای $\Delta\theta$, ΔY , ΔU نسبت به عیب رخدادی f

(a): سیستم حلقه باز (b): سیستم حلقه بسته [۲۶]



شکل ۳-۲ مانیتورینگ و محافظت خودکار [۲۶]

جدول ۱-۲ مثال‌های از محافظت خودکار [۲۶]

وسيله حفاظت	عمل متقابل	عیب	فرآیند
فیوز های برق	قطع جریان برق	اتصال کوتاه	کابل برق
محافظ دور	بستن ولو سرعت	اضافه دور	توربین بخار
سوئیچ دما	قطع منبع سوخت	جوش آمدن	بویلر
فنر ساسات	کار با حداکثر توان	شکست اتصالات	موتور احتراق
محافظ دما	قطع جریان برق	داغ کردن بیش از حد	موتور الکتریکی
فنر ساسات	کار با حداقل توان	شکست اتصالات	موتور اتوموبیل

۲-۳ انواع عیب بر اساس مشخصه‌ی زمانی

- ۱- عیب ناگهانی^۱
- ۲- عیب نرم^۲
- ۳- عیب موقتی^۳

۱- عیب ناگهانی در اثر معیوب شدن سخت‌افزار به وقوع می‌پیوندد این نوع عیب بسیار شدید بوده و بر عملکرد سیستم و پایداری آن تأثیر مستقیم دارد به این دلیل نیاز فوری به اصلاح دارد، این نوع عیب با تابع پله مدل می‌شود.

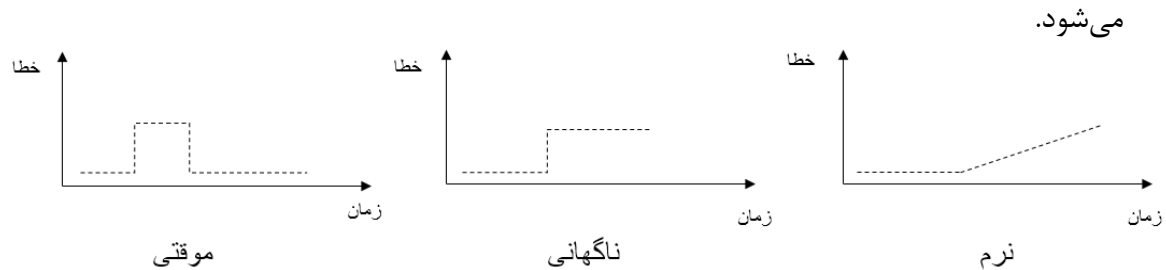
۲- عیب نرم بیانگر تغییرات پارامتری کندی بوده که در اثر کهنه شدن سیستم رخ می‌دهد. این نوع عیب صدمه‌ی ناگهانی ایجاد نمی‌کند ولی شناسایی آن مشکل است، این نوع عیب با تابع شیب مدل

^۱ Abrupt Fault
^۲ Incipient Fault

^۳ Intermittent Fault

می‌شود.

۳- عیب موقتی به صورت متناوب ظاهر می‌شوند و سپس ناپدید می‌گردند. برای مثال می‌تواند به دلیل یک اتصال جزئی رخ دهد. این نوع عیب به صورت ترکیبی از توابع ضربه با دامنه‌های متفاوت مدل



شکل ۲-۴ عیب ناگهانی، نرم و موقت

۲-۴ روش‌های شناسایی عیب بر مبنای مدل [۲۷]

در این بخش خلاصه‌ای از روش‌های شناسایی عیب بر مبنای مدل‌های فرآیند و مدل‌های سیگنالی ارائه می‌شود. از وظایف شناسایی عیب در سیستم‌های دینامیکی مشتمل بر حس‌گرها و محرک‌ها با اندازه‌گیری متغیرهای ورودی و خروجی در دسترس $U(t)$ و $Y(t)$ امکان‌پذیر است. شکل (۲-۵) را ببینید.

فرآیند عملکرد در یک سیستم حلقه باز در نظر گرفته شده است. یک تفاوت مشخص بین پروسه‌های خطی و غیرخطی همچنین استاتیکی و دینامیکی قابل تشخیص است. از این رو یک توصیف مختصر از مدل‌های دینامیک خطی برای توصیف روش‌های پایه‌ای ارائه می‌شود.

فرایندهایی با پارامترهای پرت که می‌توانند حول نقطه کار خطی شوند معمولاً می‌توانند توسط معادله دیفرانسیل زیر توصیف شوند:

$$y(t) + a_1 y^1(t) + \dots + a_n y^n(t) = b_0 u(t) + b_1 u^1(t) + \dots + b_m u^m(t) \quad (1-2)$$

$$y(t) = Y(t) - Y_{00}, \quad u(t) = U(t) - U_{00} \quad (2-2)$$

که Y_{00} و U_{00} مقادیر معلوم فضای حالت هستند و $y^{(n)}(t) = \frac{d^n y(t)}{dt^n}$.

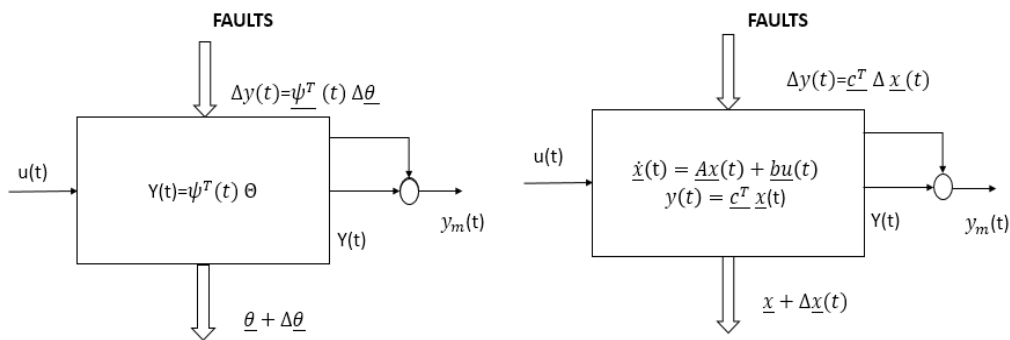
عیبهای جمعی همانطور که در شکل (2-6-1) نشان داده شده می‌توانند به صورت زیر مدل

شوند

$$\begin{aligned} & y(t) + a_1 y^1(t) + \dots + a_n y^n(t) \\ & = b_0 u(t) + b_1 u^1(t) + \dots + b_m u^m(t) + f_y + b_0 f_u \end{aligned} \quad (3-2)$$

توصیف شرح داده شده از روش‌های شناسایی عیب عمدتاً برای مدل‌های زمان پیوسته است. و معادلات

مشابهی برای مدل‌های زمان گسسته وجود دارد.



شکل 2-5 شماتیک پروسه خطی متأثر از عیب آ) پارامتر تحت تأثیر عیب ب) حالت تحت تأثیر عیب [27]

2-4-1 شناسایی عیب با تخمین پارامتر

در موارد عملی پارامترهای فرایند به‌طور کامل معلوم نیستند. این پارامترها را می‌توان با استفاده

از روش‌های تخمین پارامتری در صورتی که مدل سیستم با استفاده از اندازه‌گیری سیگنال‌های ورودی و

خروجی به دست آید.

آ) روش‌های خطای معادلاتی

مدل فرایند به فرم زیر نوشته می‌شود

$$y(t) = \psi^T(t)\theta \quad (4-2)$$

که بردارهای آن به فرم زیر است

$$\theta^T = [a_1 \dots a_n b_1 \dots b_m] \quad (5-2)$$

$$\psi^T = [-y^1(t) \dots -y^n(t); u(t) \dots u^m(t)] \quad (6-2)$$

یا اینکه به فرم زیر باشد:

$$\theta^T = [a_1 \dots a_n b_1 \dots b_m c_0] \quad (7-2)$$

$$\psi^T = [-y^1(t) \dots -y^n(t); u(t) \dots u^m(t) 1] \quad (8-2)$$

برای تخمین پارامتر، معادله خطای $e(t)$ به فرم زیر داده می‌شود:

$$e(t) = y(t) - \psi^T(t)\theta \quad (9-2)$$

حال مسئله تخمین پارامتر را برای یک فرایند گسسته با زمان نمونه برداری T_0 و $k = \frac{t}{T_0}$

$0, 1, 2, \dots$ حال مسئله مینیمم سازی جمع مربع خطاها به فرم زیر است:

$$V = \sum_{k=1}^N e^2(k) = e^T e \quad (10-2)$$

$$\frac{dV}{d\theta(t)} = 0 \quad (11-2)$$

معادله بالا منجر به تخمین حداقل مربعات می‌شود

$$\hat{\theta}(N) = [\psi^T \psi]^{-1} \psi^T y \quad (12-2)$$

یا به فرم بازگشتی به صورت زیر است

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + \gamma(k)[y(k+1) - \psi^T(k+1)\hat{\theta}(k)] \quad (13-2)$$

$$\gamma(k) = \frac{1}{\psi^T(k+1)P(k)\psi(k+1) + 1} P(k)\psi(k+1)$$

$$P(K+1) = [I - \gamma(K)\psi^T(K+1)]P(K)$$

برای بهبود مشخصه‌های عددی، الگوریتم‌های فیلتر ریشه-هندسی پیشنهاد می‌شود و برای تعیین مشتقات سیگنال در بردار $\psi^T(k)$ فیلترهای حالت متغیر پیشنهاد می‌گردد. یک تحقق مناسب از فیلتر متغیر حالت کلید به دست آوردن تخمین پارامتری صحیح است.

ب) روش‌های خطای خروجی

به جای معادله خطای (۹-۲) معادله خطا به فرم زیر داده می‌شود

$$\acute{e}(t) = y(t) - y_M(\hat{\theta}, t) \quad (14-2)$$

که مدل خروجی زیر می‌تواند استفاده شود

$$y_M(\hat{\theta}, t) = \frac{\hat{B}(s)}{\hat{A}(s)} u(s) \quad (15-2)$$

هیچ‌گونه محاسبه تخمین پارامتری بردار θ ممکن نیست. بنابراین تابع از دست‌رفته معادله (۲-۱۰) با استفاده از روش‌های بهینه‌سازی عددی کمینه می‌شود. که حجم محاسباتی آن بسیار زیاد و برای فرآیندهای برخط دور از دسترس است. باین حال برآورد نسبتاً دقیق از پارامترها قابل دسترس است.

اگر یک عیب درون پروسه یک یا چند متغیر را تغییر دهد ($\Delta\theta_j$) سیگنال‌های خروجی با تغییرات کوچک تغییر خواهند کرد.

$$\Delta y(t) = \psi^T(t)\Delta\theta(t) + \Delta\psi^T(t)\theta(t) + \Delta\psi^T(t)\Delta\theta(t) \quad (16-2)$$

و برآورد پارامترها میزان تغییر $\Delta\theta(t)$ را نشان می‌دهند شکل (۵-۲) معمولاً پارامترهای فرآیند (θ)

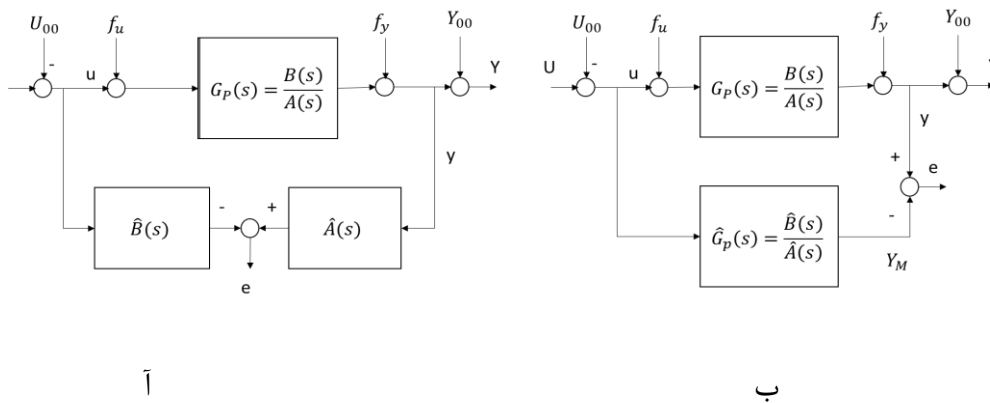
وابسته به ضرایب فرآیند فیزیکی p هستند (همانند: فاکتور میرایی، مقاومت و سفتی)

$$\theta = f(P) \quad (17-2)$$

با استفاده از معادلات غیرخطی. اگر معکوس رابطه موجود باشد، پس

$$p = f^{-1}\theta \quad (18-2)$$

که تغییرات ضرایب پروسه می‌تواند محاسبه شود. این تغییرات در ضرایب پروسه در اکثر موارد به‌طور مستقیم وابسته به عیب است. عبارت Δp_i پروسه تشخیص عیب را تصریح می‌بخشد، اما به‌تنهایی برای شناسایی عیب کافی نیست. تخمین پارامتری همچنین می‌تواند برای مدل‌های فرایندی غیرخطی ایستا هم استفاده شود.



شکل ۶-۲ ساختار سیستم برای تخمین پارامتری: (آ) معادله عیب (ب) عیب خروجی [۲۷]

۲-۴-۲ شناسایی عیب با استفاده از تخمین حالت

سیستم‌های خطی می‌توانند با استفاده از فرم فضای حالت زیر توصیف شوند:

$$\dot{x} = Ax(t) + Bu(t) \quad (19-2)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (20-2)$$

فرض می‌شود که $u(t)$ سیگنال ورودی و $y(t)$ سیگنال خروجی باشد. و برای سیستم‌های چند

متغیره مناسب است. با فرض اینکه تمامی پارامترهای فرایند A, B, C معلوم هستند. یک مشاهده‌گر حالت جهت بازسازی متغیرهای حالت غیرقابل اندازه‌گیری بر مبنای اندازه‌گیری ورودی و خروجی به فرم زیر درمی‌آید:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x}(t) + Bu(t) + He(t) \quad (21-2)$$

$$e(t) = y(t) - C\hat{x}(t) \quad (22-2)$$

که با مقایسه با تصویر (۲-۴)، $e(t)$ خطای خروجی است. برای تخمین حالات خطا از معادله

(۲۱-۲) و (۱۹-۲) داریم:

$$\tilde{x}(t) = x(t) - \hat{x}(t)$$

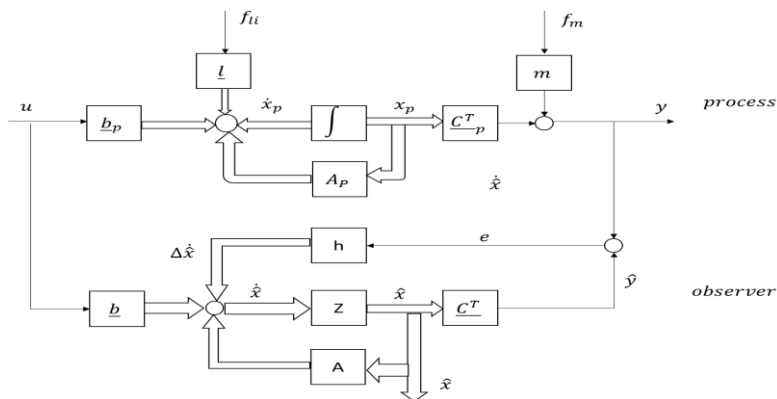
$$\dot{\tilde{x}} = [A - HC]\tilde{x}(t) \quad (23-2)$$

و حالت‌های خطا به صورت مجانبی به صفر همگرا می‌شود:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{x}(t) = 0 \quad (24-2)$$

هنگامی مشاهده‌گر پایدار است که بتوان با طراحی مناسب فیدبک مشاهده‌گر H را طراحی

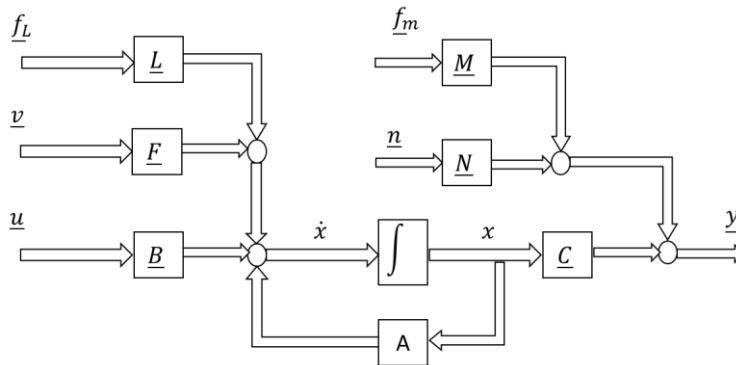
کرد. حال فرایند به صورت شکل (۲-۸) تحت تأثیر اغتشاش و عیب قرار می‌گیرد.



شکل ۲-۷ فرآیند و مشاهده‌گر حالت [۲۷]

$$\dot{x} = Ax(t) + Bu(t) + Fv(t) + Lf_L(t) \quad (25-2)$$

$$y(t) = Cx(t) + Nn(t) + Mf_M(t) \quad (26-2)$$



شکل ۸-۲ پروسه چند متغیره همراه با اغتشاش‌های v ، n و سیگنال عیب f_L و f_M [۲۷]

اینجا باید دقت شود که v و n به ترتیب بیانگر اغتشاش‌های غیرقابل اندازه‌گیری در ورودی و خروجی هستند، مادامی که f_L که نشانگر عیب ورودی است روی L در $x(t)$ تأثیر می‌گذارد و f_M که بیانگر عیب خروجی است روی M و در تغییر خروجی $\Delta y(t)$ نقش دارد. (عیب جمع شونده با حس‌گر).

جهت تخمین حالات خطا، معادله زیر در صورتی که اغتشاش $v=0$ و $n=0$ باشد، برقرار است:

$$\dot{\tilde{x}} = [A - HC]\tilde{x}(t) + Lf_L(t) - H M f_M(t) \quad (27-2)$$

و خطا به شرح زیر است:

$$e(t) = C\tilde{x}(t) + M f_M(t) \quad (28-2)$$

$f_L(t)$ و $f_M(t)$ عیبهای جمعی هستند، چراکه بر روی $x(t)$ و $e(t)$ به صورت جمعی تأثیر می‌گذارند. و اگر سیگنال‌ها تصادفی باشند فیلترهای کالمن-بیوسی^۱ به جای مشاهده‌گر می‌توانند بکار

^۱ Kalman-Bucy Filters

گرفته شوند.

اگر عیب به گونه‌ای ظاهر شود که تأثیر آن به صورت $\Delta A, \Delta B, \Delta C$ نمایان شود در این صورت پارامترهای فرایند به فرم زیر درخواست خواهند آمد:

$$\dot{x} = [A + \Delta A]x(t) + [B + \Delta B]u(t) \quad (29-2)$$

$$y(t) = [C + \Delta C]x(t) \quad (30-2)$$

و خطای تخمین حالت:

$$\dot{\tilde{x}} = [A - HC]\tilde{x}(t) + [\Delta A - H\Delta C]x(t) + \Delta Bu(t) \quad (31-2)$$

$$e(t) = C\tilde{x}(t) + \Delta Cx(t) \quad (32-2)$$

عیبهای $\Delta A, \Delta B, \Delta C$ عیبهای ضربی هستند، چراکه بر روی $x(t)$ و $e(t)$ به صورت عمل ضرب با متغیرهای $x(t)$ و $u(t)$ اثر می‌گذارند. تأثیر تغییرات پارامتری بر روی مانده همانند عیب جمعی در اینجا به صورت مستقیم نیست.

شیوه‌های شناسایی عیب و ارتباط آن با خروجی را در زیر می‌توانیم ببینیم:

(۱) مشاهده‌گرهای خاص برای فرایندهای چند خروجی

- مشاهده‌گر تحریک شونده با یک خروجی: یک مشاهده‌گر توسط خروجی یک حس‌گر تحریک می‌شود. سایر خروجی‌ها بازسازی می‌شوند و با خروجی‌های اندازه‌گیری شده مقایسه می‌شوند.
- فیلتر کالمن، که توسط تمامی خروجی‌ها تحریک می‌شود: اگر عیبی نمایان شود، مانده $e(t)$ میانگین نویز سفید را به وسیله کوواریانس معلوم تغییر می‌دهد.
- بانک مشاهده‌گر، تحریک شونده با تمامی خروجی‌ها: چندین مشاهده‌گر حالت جهت یک

سیگنال عیب محدود طراحی می‌شوند.

- بانک مشاهده‌گر، تحریک شونده با یک خروجی: چندین مشاهده‌گر جهت خروجی‌های یک حس‌گر بکار برده می‌شوند.
- بانک مشاهده‌گر، تحریک شونده با تمامی خروجی‌ها غیر از یک خروجی: هر مشاهده‌گر با تمامی خروجی‌ها تحریک می‌شود به‌جز خروجی یک حس‌گر.

(۲) فیلترهای شناسایی عیب برای فرآیندهای چند خروجی

- فیدبک H از مشاهده‌گر حالت به‌گونه‌ای انتخاب می‌شود که سیگنال عیب $f_l(t)$ در یک مسیر محدود تغییر کند و $f_M(t)$ در یک جز محدود تغییر کند.

۳-۴-۲ شناسایی عیب با معادلات برابری^۱

فرایند خطی را با تابع تبدیل زیر در نظر بگیرید

$$G_P(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{B(s)}{A(s)} \quad (۳۳-۲)$$

اگر پارامترها همانند ساختار معلوم باشند، مدل سیستم را به‌صورت زیر فرض می‌کنیم:

$$G_M(s) = \frac{y_M(s)}{u_M(s)} = \frac{B_M(s)}{A_M(s)} \quad (۳۴-۲)$$

و خروجی فرآیند به‌صورت زیر خواهد بود

$$y(s) = G_P(s)u(s) + G_P(s)f_u(s) + f_y(s) \quad (۳۵-۲)$$

و خطای خروجی (error) اگر $G_M(s) = G_P(s)$ به‌صورت زیر است

^۱ Parity Equations

$$\begin{aligned}
 \dot{e}(s) &= y(s) - y_M(s) = y(s) - G_M(s)u(s) & (36-2) \\
 &= [G_P(s) - G_M(s)]u(s) + G_P(s)f_u(s) + f_y(s) \\
 &= G_P(s)f_u(s) + f_y(s)
 \end{aligned}$$

عیب‌هایی که ورودی و خروجی سیستم را تحت تأثیر قرار می‌دهند در نتیجه مانده‌ها را با شرایط گذر متفاوت تغییر خواهند داد. شکل (۹-۲) را ببینید.

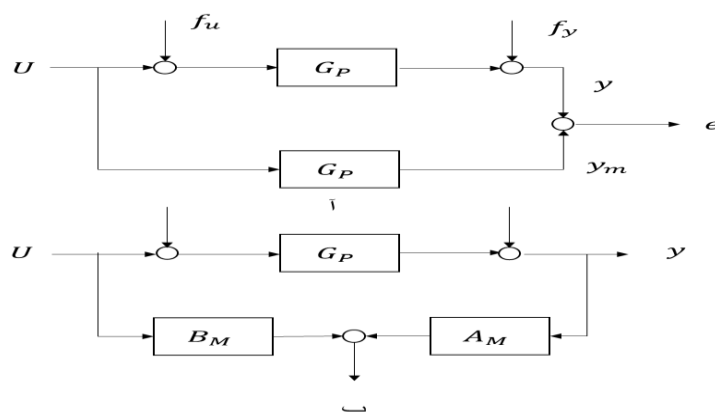
چند جمله‌ای $G_M(s)$ همچنین می‌تواند به فرم یک چند جمله‌ای از خطا تبدیل شود:

$$e(s) = A_M(s)y(s) - B_M(s)u(s) \quad (37-2)$$

$$e(s) = B_P(s)f_u(s) + A_P(s)f_y(s) \quad (38-2)$$

سیگنال‌های خطا و شرایطی دقیق بین فرایند و مدل نتایج (۳۷-۲) و (۳۸-۲) معادلات برابری

نامیده می‌شوند.



شکل ۹-۲ روش برابری برای فرایندهای دینامیکی: الف) عیب خروجی ب) معادله چند جمله‌ای عیب [۲۷]

۴-۴-۲ شناسایی عیب به وسیله مدل سیگنال

بسیاری از سیگنال‌های اندازه‌گیری شده $y(t)$ نوساناتی را نشان می‌دهند که دارای طبیعت هارمونی یا تصادفی یا هر دو مورد هستند. اگر تغییرات این سیگنال‌ها مربوط به عیب در فرآیند، محرک‌ها یا حس‌گرها باشد تجزیه و تحلیل یک سیگنال بیشتر به عنوان مرجع اطلاعات مطرح خواهد شد. که کارایی

آن به‌ویژه در حس‌گرهای ماشین برای شناسایی سرعت، شتاب و موقعیت. برای مثال در شناسایی عیب بالانس در ماشین‌آلات توربو برای شناسایی عیب ضربه در ماشین‌آلات دیزلی و یا لرزش^۱ در ماشین‌آلات سنگ‌شکن.

^۱ Chattering

فصل سوم

بازسازی عیب با استفاده از مشاهده کرد لغزشی

عیب ها بر اساس موقعیت مکانی آن‌ها نظیر عیب حسگر و عیب محرک درون سیستم طبقه‌بندی می‌شوند. در چند دهه اخیر مطالعه بر روی تشخیص و جداسازی عیب (FDI) ^۱ پیشرفت‌های قابل توجهی کرده است [۲۸،۳۱]. در مقایسه با محرک‌ها، حسگرها عناصر پسیو (غیرفعال) هستند به این مفهوم که آن‌ها فقط اطلاعات عملکردی سیستم را فراهم می‌آورند، و به صورت مستقیم بر روی عملکرد سیستم تأثیرگذار نیستند، بنابراین در مقایسه با تشخیص عیب محرک‌ها کمتر مورد مطالعه قرار گرفته‌اند. با توسعه فناوری مدرن سیستم‌های اتوماسیون بیشتر و بیشتر در پروسه‌های صنعتی وزندگی روزمره مورد استفاده قرار می‌گیرد. عملکرد سیستم‌های خودگردان که اغلب اپراتور انسانی در حلقه آن‌ها حذف شده است بسیار وابسته به افزایش تعداد حسگرها جهت استخراج اطلاعات از سیستم است. بنابراین این امر سیستم را در برابر عیب حسگر در معرض آسیب قرار می‌دهد. امکان وقوع عیب در حسگرها از آنجا بیشتر مورد اهمیت است که حسگرها در یک سیستم کنترل اتوماتیک بکار برده می‌شوند که وقوع یک نقص یا عیب ممکن است ویران گر باشد [۳۲]. روش‌های زیادی جهت FDI توسعه داده شده است، در میان این روش‌ها رویکردهای مبتنی بر مشاهده گر به طور وسیع مورد مطالعه قرار گرفته‌اند. تعدادی از رویکردهای کنترلی نظیر تکنیک مد لغزشی [۱۴]، هندسه دیفرانسیل مدرن [۳۳] و کنترل تطبیقی [۳۰] به خوبی درون ساختار FDI مبتنی بر مشاهده گر قرار گرفته‌اند. هم‌چنین سیستم با عدم قطعیت پارامتری [۳۰] یا ورودی نامعلوم [۳۴] هم مورد ملاحظه قرار گرفته شده است. معمولاً رویکرد تطبیقی فقط نیرومند در غلبه کردن بر روی عدم قطعیت پارامتریک خطی است درحالی که رویکرد هندسی مدرن نیازمند این است که سیستم شرایط هندسی را با محدودیت‌های قوی روی ساختار عدم قطعیت برآورده کند. به این حال تکنیک مد لغزشی در مقابل هر آنچه عدم تطابق [۳۵،۳۶] نامیده می‌شود مقاوم و کاملاً غیر حساس است. بعلاوه که نشان داده شده تکنیک مد لغزشی می‌تواند در مقابل عدم قطعیت ساختاری نیز مقابله کند [۳۷]، ویژگی‌های تکنیک مد لغزشی آن را قادر می‌سازد که عیبها را

^۱ Fault Detection Isolation

در موقعیت‌های معین با دقت بازسازی کند [۱۴،۳۸]. بنابراین کاربردهای ایده مد لغزشی در سیستم‌های دینامیکی باعث پیشنهاد این روش در حوزه FDI نیز شده است. در بیشتر کارهای ذکر شده در بالا، تمرکز بر روی تشخیص عیب محرک بوده است. اما در این کار هدف تشخیص عیب حسگر است.

عیب‌های حسگر عبارت‌اند از قرائت ناصحیح به‌موجب نقص در اجزاء حسگر یا مبدل‌ها است، که نتیجه‌ی مثلاً قطعی اتصالات، که منجر به از دست رفتن کارایی می‌شود، بایاس اشتباه در خروجی‌های حسگر که منجر به کالیبراسیون اشتباه و یا حتی تغییرات غیرمنتظره در مشخصه‌های دینامیکی مبدل‌ها می‌شود. از آنجا که سیگنال‌های خروجی از حسگرها حاوی اطلاعات مهمی از سیستم کنترل فیدبکی اتوماتیک است بنابراین وضعیت سلامت حسگرها در عملکرد مناسب در سرتاسر سیستم مهم است. که این باعث ایجاد انگیزه در مطالعه تشخیص عیب حسگر می‌شود. افزونگی حسگر [۳۹] یک روش حل واضح است، که چندین حسگر جهت اندازه‌گیری یک کمیت نصب شوند. که مشکل اصلی این روش وجود تجهیزات اضافی و مهم‌تر از آن هزینه و اشغال فضا جهت جای‌دهی تجهیزات است. در [۴۰] یک روش جداسازی عیب حسگر با استفاده از یک تخمین تطبیقی ارائه شده است. استراتژی FDI در مورد عیب حسگر سیستم‌های خطی زمان گسسته با استفاده از رویکرد بردار ساختاریافته در [۴۱] مورد بحث قرار گرفته است. با استفاده از تکنیک‌های مد لغزشی، سیستم‌های زمان پیوسته هم در [۱۴،۴۲،۴۳] مورد ملاحظه قرار گرفته شده است که نیاز است سیستم حتماً خطی باشد. باین حال اغلب سیستم‌های حقیقی با استفاده از معادلات غیرخطی مدل می‌شوند. به‌خوبی روشن است که یک رویکرد برای سروکار داشتن با سیستم‌های غیرخطی، خطی سازی آن‌ها حول چند نقطه کار با استفاده از تکنیک‌های تقریب [۴۴ و ۴۵] است. اما سیستم خطی به‌دست آمده با این روش فقط حول نقطه کار موثق است و متحمل تشخیص عیب اشتباه یا تعداد بالای هشدارهای اشتباه هستند که ناشی از عیب تقریب است. بعلاوه زمانی که ناحیه بزرگی از فضای حالت مدنظر باشد، روش خطی سازی معتبر نخواهد بود. بنابراین لازم است که سیستم‌های غیرخطی را مورد مطالعه قرار دهیم.

در اینجا FDI حسگر برای یک کلاس از سیستم‌های غیرخطی دارای عدم قطعیت مورد بررسی قرار می‌گیرد. عیب در نظر گرفته شده در اینجا به فرم جمعی مدل شده است. در ابتدا از یک دیفیومورفیزم جهت جستجوی ساختار سیستم استفاده می‌شود و از تقریبی استفاده نخواهیم کرد. با طراحی یک فیلتر مناسب، عیب حسگر می‌تواند به‌عنوان عیب محرک ساختگی مدل شود. سپس با استفاده از ساختار سیستم تغییر یافته و مشخصه‌های فیلتر طراحی شده یک مشاهده‌گر مد لغزشی جهت بازسازی عیب حسگر در سیستم بدون عدم قطعیت ارائه خواهد شد، یک روش تخمین عیب حسگر هم زمانی که سیستم تحت عدم قطعیت است ارائه می‌شود، که در آن میزان عیب وابسته به باند عدم قطعیت است. طرح‌های تخمین/بازسازی ارائه شده می‌توانند به‌صورت آنلاین بکار برده شوند. لازم نیست که سیستم خطی یا خطی پذیر باشد، و محدودیت مینیمم فاز بودن [۱۴،۳۸] نیز حذف می‌شود. بنابراین این کار برای محدوده وسیعی از سیستم‌ها کارایی خواهد داشت.

نمادها:

برای ماتریس مربعی متقارن A ، $(\lambda_{max}(A))$ $(\lambda_{min}(A))$ به‌عنوان کمینه و بیشینه مقادیر ویژه تعریف می‌شود، و $A > 0$ نمایانگر ماتریس مثبت معین متقارن است. برای ماتریس $A > 0$ ، $A^{1/2}$ نیز نمایانگر ماتریس مثبت معین است به‌طوری که $A^{1/2}A^{1/2} = A$. I_n بیان‌کننده n امین مرتبه از ماتریس است. R^+ بیانگر مجموعه اعداد حقیقی نا منفی است. برای یک بردار $f(x, u): R^n * R^m \rightarrow R^n$ و یک نگاشت $h(x): R^n \rightarrow R^p$ است، نماد $L_f h$ نمایانگر مشتق لی $h(\cdot)$ در طول بردار میدان f است که به‌وسیله $L_f h(x) := (\partial h / \partial x) f(x, u)$ عموماً نشان‌دهنده $L_f h$ نشان‌دهنده Γ امین مرتبه از مشتق لی است. و درنهایت، $\|\cdot\|$ نشان‌دهنده نرم اقلیدسی است.

۲-۳ آنالیز و توصیف سیستم [۵۶]

یک سیستم غیرخطی با توصیف زیر را در نظر بگیرید

$$\dot{x}(t) = F(x(t), u(t)) + \Delta F(x(t)) \quad (1-3)$$

$$y(t) = h(x(t)) + Df_s(t), \quad x_0 = x(0) \quad (2-3)$$

که $x \in \Omega \subset R^n$ در همسایگی x_0 است، $u = (u_1, u_2, \dots, u_m) \in u \subset R^m$ و $y = (y_1, y_2, \dots, y_p) \in R^p$ به ترتیب متغیرهای حالت ورودی و خروجی هستند و u مجموعه کنترل مجاز است. $F(x, u)$ بردار میدان صاف شناخته شده‌ای در $\Omega \times u$ است و تابع شناخته شده $h: \Omega \rightarrow R^p$ صاف است؛ $D \in R^{p \times q}$ ($q \leq p$) ماتریس توزیع عیب حسگر است که دارای رنک کامل ستونی است؛ بردار تابع ناشناخته $\Delta F(x(t))$ تمامی عدم قطعیت‌ها و اغتشاشات تأثیرگذار بر روی سیستم را مدل می‌کند و $f_s(t) \in R^q$ بیان کننده عیب حسگر است.

$$\|f_s(t)\| \leq \rho(t) \quad (3-3)$$

که $\rho(t)$ تابع پیوسته شناخته شده است. فرض می‌شود که f_s نامعلوم و هنگامی که عیبی رخ نداده باشد $f_s(t) = 0$. بنابراین تابع $f_s(\cdot)$ در $t \in R^+$ تعریف می‌شود.

در این کار، این حقیقت که u یک مجموعه کنترلی مجاز است به این معنی است که برای هر $u(t) \in u$ ، سیستم حلقه بسته متناظر (1-3) یک حل یکتا دارد که در Ω صدق می‌کند.

تعریف 1-3 [56]

سیستم (1-3)-(2-3) را در نظر بگیرید. معادلات جبری و دیفرانسیلی

$$\dot{x}(t) = F(x(t), u(t)) \quad (4-3)$$

$$y(t) = h(x(t)) \quad x_0 = x(0) \quad (5-3)$$

سیستم نامی همراه (1-3)-(2-3) نامیده می‌شوند.

برای سهولت، سیستم نامی (۴-۳)-(۵-۳) همچنین به صورت یک جفت $(F(x, u), h(x))$

نمایش داده می شود.

تعریف ۲-۳ [۵۶]

سیستم (۴-۳)-(۵-۳) در $(x_0, y_0) \in \Omega \times u$ مشاهده پذیر خوانده می شود اگر وجود داشته باشد

یک N در همسایگی $(x_0, y_0) \in \Omega \times u$ و یک مجموعه نامنفی از اعداد صحیح $\{r_1, r_2, \dots, r_p\}$ با

$$\sum_{i=1}^p r_i = n \text{ به طوریکه}$$

(۱) برای تمام $(x, u) \in N$

$$\frac{\partial}{\partial u_j} L^k_{F(x,u)} h_i(x) = 0 \quad (۶-۳)$$

برای اندیس $i = 1, 2, \dots, p$, $k = 0, 1, \dots, r_i - 1$ and $j = 1, 2, \dots, m$

(۲) ماتریس $M(x, u) := \{\partial L^{r_i}_{F(x,u)} h_i(x) / \partial u_j\}$, $p \times m$ دارای رنک p در (x_0, u_0) .

سپس، $\{r_1, r_2, \dots, r_p\}$ اندیس مشاهده پذیری سیستم (۴-۳)-(۵-۳) در (x_0, u_0) است. بعلاوه

سیستم (۴-۳)-(۵-۳) به صورت یکنواخت در $\Omega \times u$ مشاهده پذیر خوانده می شود اگر برای

$(x_0, u_0) \in \Omega \times u$ سیستم مشاهده پذیر و اندیس های مشاهده پذیری هم ثابت بمانند.

در این کار مسئله بازسازی (یا تخمین) عیب حسگر $f_s(t)$ را برای سیستم (۲-۳)-(۱-۳) مدنظر

قرار می دهد. یک مشاهده گر مد لغزشی بکار برده می شود سپس بر اساس مشاهده یک سیگنال \hat{f} که

فقط وابسته به اطلاعات در دسترس است به دست خواهد آمد به طوری که:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|\hat{f}_s(t) - f_s(t)\| = 0 \text{ به این معنی که } \hat{f}_s(t) \text{ بازسازی دقیق عیب حسگر } f_s(t) \text{ به این معنی که}$$

اگر عدم قطعیتی وجود نداشته باشد.

- $\| \hat{f}_s(t) - f_s(t) \| \leq \zeta(t)$ اگر سیستم دارای عدم قطعیت باشد، که $\zeta(t)$ خطای تقریب است و معمولاً وابسته به باند عدم قطعیت است.

فرض ۱-۳ [۵۶]

جفت $F(x, u), h(x)$ دارای اندیس مشاهده‌پذیری یکنواخت به صورت $\{r_1, r_2, \dots, r_p\}$ است با $\sum_{i=1}^p r_i = n$ در حوزه $\Omega \times u$.

تبدیل غیرخطی $T: x \rightarrow z$ را به صورت زیر می‌سازیم:

$$z_{i1} = h_i(x) \quad (۷-۳)$$

$$z_{i2} = L_{F(x,u)} h_i(x) \quad (۸-۳)$$

⋮

$$z_{i r_i} = L^{r_i-1}_{F(x,u)} h_i(x) \quad (۹-۳)$$

که $z_i = (z_{i1}, z_{i2}, \dots, z_{i r_i})$ برای $i = 1, 2, \dots, p$ و $z = (z_1, z_2, \dots, z_p)$

با توجه به فرض ۱، از تعریف ۲ استنباط می‌شود که $M(x, u)$ دارای رنک p در $\Omega \times u$ است، تمامی z_i مستقل از سیگنال کنترلی u هستند، که با محدودیت $\sum_{i=1}^p r_i = n$ ترکیب می‌شود، به این معنی که ماتریس ژاکوبین $T(x)$ نا منفرد (غیر ویژه) است.

بنابراین، $(۷-۳)-(۹-۳)$ در حوزه Ω دیفیومورفیسم است و $z = (z_1, z_2, \dots, z_p)$ یک سیستم

همگامی را شکل می‌دهد که با استفاده از معادلات $(۷-۳)-(۹-۳)$ می‌توان آن را محاسبه کرد.

از آنجایی که $L^j_{F(x,u)} h_i(x)$ از u به ازای تمامی $i = 1, 2, \dots, p$ و $j = 1, 2, \dots, r_i - 1$ مستقل

است، به ازای $i = 1, 2, \dots, p$ با محاسبه مستقیم خواهیم داشت

$$\dot{z}_{i1} = \left(\frac{\partial h_i}{\partial x} \right) F(x, u) = z_{i1} = L_{F(x,u)} h_i(x) = z_{i2}$$

$$\dot{z}_{i2} = \left(\frac{\partial (L_{F(x,u)} h_i(x))}{\partial x} \right) F(x, u) = L^2_{F(x,u)} h_i(x) = z_{i3}$$

⋮

$$\dot{z}_{ir_{i-1}} = L^{r_{i-1}}_{F(x,u)} h_i(x) = z_{iri}$$

$$\dot{z}_{iri} = L^{r_i}_{F(x,u)} h_i(x)$$

بنابراین، با مدل همگام z که به $(9-3)-(7-3)$ تعریف شده، سیستم $(1-3)-(2-3)$ فرم زیر را به

خود می‌گیرد:

$$\dot{z} = Az + B\Phi(z, u) + \Psi(z) \quad (10-3)$$

$$y = Cz + Df_s(t) \quad (11-3)$$

که $C = \text{diag}\{C_1, \dots, C_p\}$, $B = \text{diag}\{B_1, \dots, B_p\}$, $A = \text{diag}\{A_1, \dots, A_p\}$

ماتریس‌های $A_i \in R^{r_i \times r_i}$, $B_i \in R^{r_i \times 1}$, $C_i \in R^{1 \times r_i}$ برای $i = 1, 2, \dots, p$ به صورت زیر تعریف

می‌شوند:

$$A_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}, B_i = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C_i = [1 \quad 0 \quad \dots \quad 0] \quad (12-3)$$

$$\Phi(z, u) := \begin{bmatrix} \phi_1(z, u) \\ \phi_2(z, u) \\ \vdots \\ \phi_p(z, u) \end{bmatrix} := \begin{bmatrix} L^{r_1}_{F(x,u)} h_1(x) \\ L^{r_2}_{F(x,u)} h_2(x) \\ \vdots \\ L^{r_p}_{F(x,u)} h_p(x) \end{bmatrix}_{x=T^{-1}(z)} \quad \text{و } (13-3)$$

$$\Psi(z) := \begin{bmatrix} \psi_1(z) \\ \psi_2(z) \\ \vdots \\ \psi_p(z) \end{bmatrix} := \left[\frac{\partial T(x)}{\partial x} \Delta F(x) \right]_{x=T^{-1}(z)} \quad (14-3)$$

که $i = 1, 2, \dots, p$ با $\psi_i: T(\Omega) \times u \rightarrow R^{r_i}$ و $\phi_i: T(\Omega) \times u \rightarrow R$

باید دقت کرد که سیستم (۱۰-۳)-(۱۱-۳) هنوز هم یک سیستم غیرخطی است اما دارای ساختاری است که مناسب برای تحلیل‌های بعدی است. در این کار لازم نیست که سیستم (۱-۳)-(۳-۳) قابلیت خطی سازی داشته باشد.

همچنین لازم نیست که تابع غیرخطی $\Phi(z, u)$ به صورت تابعی از u و y بیان شود (در مقایسه با کار [۴۷]). همچنین، از هیچ‌گونه تقریبی استفاده نشده است و این تبدیل در تمام طول حوزه Ω موثق خواهد بود و این نقطه تقابل [۴۴ و ۴۵] که فقط در همسایگی x_0 موثق است.

با انتخاب ثابت‌های $\alpha_{i1}, \alpha_{i2}, \dots, \alpha_{ir_i}$ به گونه‌ای که ریشه‌های معادله چند جمله زیر

$$\lambda^{r_i} + \alpha_{i(r_i-1)}\lambda^{r_i-1} + \dots + \alpha_{i1}\lambda + \alpha_{i0} = 0 \quad (15-3)$$

به ازای $i = 1, 2, \dots, p$ در نیم صفحه چپ قرار گیرد. سپس از (۱۲-۳) استنباط می‌شود که

$(A - B\Lambda)$ پایدار است، که

$$\Lambda = \text{diag}\{\Lambda_1, \Lambda_2, \dots, \Lambda_p\} \quad (16-3)$$

با $\Lambda_i \in R^{1 \times r_i}$ که به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\Lambda_i = [\alpha_{i0} \ \alpha_{i1} \ \dots \ \alpha_{i(r_i-1)}] \quad (17-3)$$

که برقرار می‌سازد (۱۵-۳) را برای $i = 1, 2, \dots, p$.

فرض ۲-۳ [۵۶]

تابع غیرخطی $\Phi(\cdot)$ در (۱۳-۳) می‌تواند به صورت زیر بیان شود:

$$\Phi(z, u) = -\Lambda z + \Gamma(z, u) \quad (18-3)$$

که برای هر $z, \hat{z} \in T(\Omega)$ و $u \in U$

$$\|\Gamma(z, u) - \Gamma(\hat{z}, u)\| \leq \ell(u) \|z - \hat{z}\| \quad (19-3)$$

که $\ell(\cdot)$ یک تابع پیوسته تعریف شده روی U است.

فرض ۲-۳ بر روی ترم غیرخطی $\Phi(\cdot)$ یک محدودیت است. باین حال اگر ماتریس ژاکوبین $F(x, u)$ در (۱-۳)، با مقادیر $(u_0 \in U)$ ، (x_0, u_0) پایدار باشد، فرض ۲-۳ تقریباً در همسایگی (x_0, u_0) برآورده خواهد شد.

۳-۳ نتایج اصلی

در این بخش، نتایج اصلی ارائه خواهد شد. مورد اصلی را وقتی که $\Delta F(x, u) = 0$ در ابتدا مورد بررسی قرار می‌گیرد، سپس سیستم دارای عدم قطعیت (۱-۳)-(۲-۳) هنگامی که $\Delta F(x, u) \neq 0$ مورد بررسی قرار می‌گیرد. فرض می‌کنیم که فرض ۱-۳ صحیح باشد. سپس از آنالیز و تحلیل بخش ۳-۲ استنباط می‌شود که در تعریف جدید z با استفاده از معادلات (۷-۳)-(۹-۳)، سیستم (۲-۳)-(۱-۳) می‌تواند توسط معادلات (۱۱-۳)-(۱۰-۳) توصیف شود. برای سیستم (۱۱-۳)-(۱۰-۳) فیلتر خطی زیر را معرفی می‌کنیم:

$$\dot{z}_a = A_a z_a + B_a y \quad (20-3)$$

که $z_a \in R^P$ متغیر حالت فیلتر است، $A_a \in R^{P \times P}$ و $B_a \in R^{P \times P}$ ماتریس‌های ثابتی

هستند که طراحی پارامترهای آن بعداً تعریف خواهد شد و γ خروجی سیستم (۳-۱۱)-(۳-۱۰) است. ماتریس A_a باید هرویتز باشد، اما برای سادگی در آنالیزهای آتی، فرض می‌شود که A_a منفی معین متقارن است. از آنجاکه A_a یک پارامتر طراحی است این فرض خیلی قوی نیست. سپس تحت فرض ۳-۲، سیستم تکمیلی زیر به دست می‌آید:

$$\dot{z} = (A - B\Lambda)z + B\Gamma(z, u) + \Psi(z) \quad (۳-۲۱)$$

$$\dot{z}_a = B_a C z + A_a z_a + B_a D f_s(t) \quad (۳-۲۲)$$

$$y_a = C_a z_a \quad (۳-۲۳)$$

که $C_a \in R^{P \times P}$ متعامد است (که یک انتخاب ساده $C_a = I_P$)، $\Gamma(\cdot)$ توسط

(۳-۱۸) تعیین می‌شود و سرانجام $\Psi(\cdot)$ در (۳-۱۴) تعریف می‌شود و شامل عدم قطعیت نیز است.

واضح است که عیب حسگر در سیستم (۳-۲)-(۳-۱) به عیب کاذب(ساختگی) در سیستم (۳-۳)

(۳-۲۳)-(۳-۲۱) تبدیل می‌شود. حال سیستم دینامیکی زیر را در نظر بگیرید:

$$\dot{\hat{z}} = (A - B\Lambda)\hat{z} + B\Gamma(\hat{z}, u) \quad (۳-۲۴)$$

$$\dot{\hat{z}}_a = B_a C \hat{z} + A_a \hat{z}_a + v(t, y_a, \hat{y}_a) \quad (۳-۲۵)$$

$$\hat{y}_a = C_a \hat{z}_a \quad (۳-۲۶)$$

که

$$v := k(t) C_a^T \frac{y_a - \hat{y}_a}{\|y_a - \hat{y}_a\|} \quad (۳-۲۷)$$

و گین اسکالر $k(t)$ بعداً طراحی خواهد شد.

$e_a(t) := z_a(t) - \hat{z}_a(t)$ از (۲۱)-(۲۳) و همچنین (۳-۲۶)-(۳-۲۴)

دینامیک های خطا به صورت زیر می تواند توصیف شود:

$$\dot{e} = (A - B\Lambda)e + B(\Gamma(z, u) - \Gamma(\hat{z}, u)) + \Psi(z) \quad (28-3)$$

$$\dot{e}_a = B_a C e + A_a e_a + B_a D f_s(t) - v(t, y_a, \hat{y}_a) \quad (29-3)$$

که $\Gamma(\cdot)$ با استفاده از معادله (3-18) تعیین می شود، $\Psi(\cdot)$ ترم عدم قطعیت است که با استفاده از (3-14) تعیین می شود و $v(\cdot)$ با معادله (3-27) توصیف می شود.

۱-۳-۳ قالب اسمی [56]

در این بخش، این مورد که $\Delta F \equiv 0$ مورد بررسی قرار می گیرد، در واقع سیستم تحت نظر دارای هیچ عدم قطعیتی نیست. در این حالت، سیستم متناظر الحاقی یکسان است با (3-21)-(3-23) به استثنای اینکه $\Psi(\cdot) \equiv 0$ در (3-21)، بنابراین خطای دینامیکی متناظر سیستم (3-28)-(3-29) به صورت زیر توصیف می شود:

$$\dot{e}_a = B_a C e + A_a e_a + B_a D f_s(t) - v(t, y_a, \hat{y}_a) \quad (30-3)$$

$$\dot{e} = (A - B\Lambda)e + B(\Gamma(z, u) - \Gamma(\hat{z}, u)) \quad (31-3)$$

هم اکنون هدف ما این است که شرایطی را توسعه بدهیم که تحت آن (3-26)-(3-24) یک مشاهده گر مد لغزشی برای سیستم (3-21)-(3-23) با $\Psi(\cdot) \equiv 0$ در (3-21) باشد، و بتواند برای بازسازی سیگنال عیب $f_s(t)$ به کار برده شود. با آنالیز موارد بالا، نتایج زیر ارائه می شود:

تصور کنید که فرض 3-2 برقرار است. سپس، سیستم (3-30) پایدار خواهد بود اگر وجود داشته باشد یک ماتریس $p > 0$ به گونه ای که:

$$(A - B\Lambda)^T P + P(A - B\Lambda) + \frac{1}{\varepsilon_1} P B B^T P + \varepsilon_1 ((\ell(u)))^2 I_n < 0 \quad (32-3)$$

برای تمامی $u \in U$ که ε_1 یک ثابت مثبت است، Λ توسط معادله (۳-۱۶) بیان می‌شود و $\ell(u)$ رابطه (۳-۱۹) را برآورده می‌کند.

اثبات

برای سیستم (۳-۳۰)، تابع لیاپانوفی به صورت $V = e^T(t)Pe(t)$ پیشنهاد می‌دهیم که $P > 0$ حلی برای ماتریس نامساوی (۳-۳۲) است. مشتق زمانی \dot{V} نسبت به تراژکتوری های سیستم (۳-۳۰) به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{aligned} \dot{V}|_{(30)} &\leq e^T(t)((A - B\Lambda)^T P + P(A - B\Lambda))e(t) \\ &\quad + 2e(t)^T PB(\Gamma(z, u) - \Gamma(\hat{z}, u)) \end{aligned} \quad (33-3)$$

با دانستن این موضوع که $2X^T Y \leq \varepsilon_1 X^T X + \left(\frac{1}{\varepsilon_1}\right) Y^T Y$ خواهیم داشت که

$$\begin{aligned} \dot{V}|_{(30)} &\leq e^T(t)((A - B\Lambda)^T P + P(A - B\Lambda))e(t) \\ &\quad + \frac{1}{\varepsilon_1} (B^T P e(t))^T B^T P e(t) + \varepsilon_1 (\Gamma(z, u) - \Gamma(\hat{z}, u))^T \Gamma(z, u) - \Gamma(\hat{z}, u) \\ &\leq e^T(t)((A - B\Lambda)^T P + P(A - B\Lambda))e(t) + \frac{1}{\varepsilon_1} e^T(t) P B B^T P e(t) + \varepsilon_1 (\ell(u))^2 \|z - \hat{z}\|^2 \\ &= e^T \left((A - B\Lambda)^T P + P(A - B\Lambda) + \frac{1}{\varepsilon_1} P B B^T P + \varepsilon_1 (\ell(u))^2 I_n \right) e \end{aligned}$$

از معادله (۳-۱۹) برای ساختن نامساوی دوم استفاده می‌شود. از این‌رو، از (۳-۳۲) نتایج را استنباط می‌کنیم.

باید دقت شود که:

از قضیه ۳-۱ برمی‌آید که $e(t)$ محدود است، بنابراین

$$\sup_{0 \leq t < \infty} \{ \|e(t)\| \} \leq b \quad (34-3)$$

b یک مقدار عددی مثبت محدود است.

از آنجایی که اسکالر ε_1 در (32-3) آزادی در طراحی بیشتری را می‌دهد، بدون از دست دادن کلیت می‌توان فرض کرد که علاوه بر فقط مثبت معین بودن $P > I_n$ نیز است.

طراحی مد لغزشی عموماً در دو مرحله ایجاد می‌شود: گام اول ایجاد یک سطح لغزش است به طوری که سیستم تحت نظر کارایی مطلوب را هنگامی که مجبور به حرکت روی سطح لغزش است را داشته باشد. گام دوم توسعه مد لغزش به یک کنترلر/گین مشاهده‌گر به طوری که سیستم بتواند بر روی سطح لغزش رانده شود و پس از آن به صورت یک حرکت لغزشی باقی بماند.

سطح لغزش زیر را در نظر بگیرید

$$s = \{ \text{col}(e, ea) \mid ea = 0 \} \quad (35-3)$$

قضیه 3-1 بیان می‌دارد که دینامیک‌های مد لغزشی دینامیک خطای (30-3)-(31-3) اظهار شده با سطح لغزش (35-3) پایدار است. بر اساس تئوری مد لغزشی، به منظور تضمین پایداری مشاهده‌گر فقط لازم است که اثبات کنیم که دینامیک خطا می‌تواند در یک زمان محدود با انتخاب یک گین مناسب $k(t)$ در (27-3) می‌تواند به سطح لغزش رانده شود.

قضیه 3-2 [56]

اگر نامساوی (34-3) برقرار باشد، سپس سیستم خطای (31-3)-(30-3) به سطح لغزش (3-3) (35) رانده می‌شوند اگر $k(\cdot)$ در (27-3) به گونه‌ای انتخاب شود که معادله زیر را برآورده سازد:

$$k(t) \geq \|BaC\|b + \|BaD\|\rho(t) + \eta \quad (36-3)$$

که η ثابت مثبت است.

اثبات

از معادله (۳-۳۱)، به دست می‌آید که:

$$e_a^T \dot{e}_a = e_a^T B_a C e + e_a^T A_a e_a + e_a^T B_a D f_s(t) - e_a^T v(t, y_a, \hat{y}_a)$$

از آنجایی که $A_a < 0$ به دست می‌آید که $e_a^T A_a e_a \leq 0$ و از آنجایی که C_a متعامد است،

$$\|y_a - \hat{y}_a\| = \sqrt{(C_a e_a)^T C_a e_a} = \|e_a\| \quad (۳۷-۳)$$

سپس، از (۳-۳۴)، (۳-۲۷) و (۳-۳) داریم:

$$\begin{aligned} e_a^T \dot{e}_a &\leq e_a^T B_a C e + e_a^T B_a D f_s(t) - k(t) e_a^T C_a^T \frac{y_a - \hat{y}_a}{\|y_a - \hat{y}_a\|} \\ &\leq \|e_a\| \|B_a C\| b + \|e_a\| \|B_a D\| \rho(t) - k(t) (C_a e_a)^T \frac{C_a e_a}{\|e_a\|} \\ &= (\|B_a C\| b + \|B_a D\| \rho(t) - k(t)) \|e_a\| \end{aligned} \quad (۳۸-۳)$$

(۳۷-۳) برای به دست آمدن نامساوی دوم استفاده می‌شود. سپس از (۳۸-۳) و (۳۶-۳) به دست می‌آید که:

$$e_a^T \dot{e}_a \leq -\eta \|e_a\|$$

این معنی را می‌دهد که شرط قابل دسترسی برقرار شده [۳۶]، و حرکت لغزشی روی سطح s در

زمان محدود انجام می‌گیرد.

باید دقت شود که دینامیک‌های سیستم خطا $e(t)$ در (۳-۲۸) که کاهش مرتبه حرکت لغزشی

را همراه با سطح لغزش (۳-۳۵) نشان می‌دهد، باید پایدار باشد به طوری که ترم $B_a C$ در معادله (۳-۳)

(۲۹) نسبت به زمان صفر شود. که این خیلی مهم است و این را ممکن می‌سازد که بازسازی/تقریب عیب

حسگر امکان پذیر شود.

وسوسه برانگیز است که از معادله (۳۶-۳) $B_a = 0$ انتخاب کنیم. اما این ممکن نیست چرا که اگر $B_a = 0$ انتخاب شود از معادله (۲۲-۳) ترم نشان دهنده عیب حسگر ناپدید خواهد شد و بنابراین نمی توان بازسازی را انجام داد.

از تئوری مد لغزشی، قضایای ۱-۳ و ۲-۳ نشان داده شد که (۲۶-۳)-(۲۴-۳) مشاهده گر سیستم (۲۳-۳)-(۲۱-۳) است وقتی که در (۲۱-۳)، $\Psi(\cdot) = 0$ باشد.

اکنون هدف این است که یک سیگنال بازسازی را برای عیب حسگر $f_s(t)$ بر مبنای مشاهده گر مد لغزشی (۲۶-۳)-(۲۴-۳) طراحی کنیم.

از آنجاکه فرض شد ماتریس توزیع عیب D دارای رنک کامل ستونی باشد، ماتریس نا منفرد $N \in R^{P \times P}$ وجود خواهد داشت به گونه ای که:

$$ND = \begin{bmatrix} 0^{(p-q) \times q} \\ D_1 \end{bmatrix} \quad (۳۹-۳)$$

که $D_1 \in R^{q \times q}$ نا منفرد است. ماتریس N می تواند از تجزیه QR به دست آید. با استفاده از آنالیزهای موارد بالا به دست می آید که حرکت لغزشی در یک زمان محدود انجام می گیرد و در طول لغزش:

$$e_a = 0 \quad \text{and} \quad \dot{e}_a = 0$$

و از (۳۱-۳) داریم:

$$B_a C e + B_a D f_s(t) - v_{eq} = 0 \quad (۴۰-۳)$$

که v_{eq} خروجی معادل تزریق عیبست و همان نقشی را بازی می کند که کنترل هم ارز در کنترل مد لغزشی بازی می کند [۳۵ و ۳۶]. خروجی معادل تزریق سیگنال بیانگر متوسط رفتار تابع ناپیوسته v

تعریف شده با (۳-۲۷) است، که لازم است یک لغزش ایده آل بماند.

به منظور بازسازی عیب حسگر، پارامتر طراحی B_a فیلتر (۳-۲۰) به صورت $B_a = N$ انتخاب می شود که N از (۳-۳۹) به دست می آید.

در نتیجه:

$$B_a D = \begin{bmatrix} 0_{(p-q) \times q} \\ D_1 \end{bmatrix} \quad (۳-۴۱)$$

که D_1 نا منفرد است. از (۳-۴۰) و (۳-۴۱) داریم:

$$[0_{q \times (p-q)} \quad I_q] B_a C e + D_1 f_s(t) - [0_{q \times (p-q)} \quad I_q] v_{eq} = 0$$

از آنجایی که D_1 نا منفرد است، به دست می آید.

$$\begin{aligned} f_s(t) &= -[0_{q \times (p-q)} \quad D_1^{-1}] (B_a C e - v_{eq}) \\ &= -[0_{q \times (p-q)} \quad D_1^{-1}] B_a C e + [0_{q \times (p-q)} \quad D_1^{-1}] v_{eq} \end{aligned} \quad (۳-۴۲)$$

حال لازم است که خروجی معادل عیب تزریقی v_{eq} را جمع آوری کنیم. ساختار $v(\cdot)$ را در (۳-

۲۷) در نظر بگیرید، از [۱۴] داریم که با انتخاب پارامتر مثبت اسکالر σ ، v_{eq} می تواند با هر دقتی با استفاده از معادله زیر تقریب زده شود.

$$v_\sigma = k(t) C_a^T \frac{y_a - \hat{y}_a}{\|y_a - \hat{y}_a\| + \sigma} \quad (۳-۴۳)$$

که $K(\cdot)$ رابطه (۳-۳۶) را برقرار می سازد.

$$\hat{f}_s(t) := [0_{q \times (p-q)} \quad D_1^{-1}] v_\sigma \quad (۳-۴۴)$$

که v_σ با معادله (۳-۴۳) تعریف می شود و D_1 با (۳-۳۹) به دست می آید. سپس از (۳-

۴۲) و (۳-۴۴) داریم:

$$f_s(t) - \hat{f}_s(t) =$$

$$-[0_{q \times (p-q)} \ D_1^{-1}] B_a C e [0_{q \times (p-q)} \ D_1^{-1}] (v_{eq} - v_\sigma)$$

که $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$ بنابراین $\hat{f}_s(t)$ تعریف شده با (۴۴-۳) یک بازسازی برای عیب حسگر

$f_s(t)$ است از این رو $\|v_{eq} - v_\sigma\|$ می تواند با انتخاب σ به طور دلخواه کوچک باشد.

از (۴۳-۳) و (۴۴-۳) واضح است که سیگنال بازسازی شده \hat{f}_s از (۴۴-۳) تنها وابسته \mathcal{Y}_a و $\hat{\mathcal{Y}}_a$

است که به صورت آنلاین می تواند به دست آید.

هدف اصلی این کار این است که عیب حسگر f_s را تخمین / بازسازی کنیم. از ساختار سیستم

(۲۱-۳)-(۲۳-۳) به دست می آید که درجه نسبی از f_s به خروجی \mathcal{Y}_a یک است. بنابراین، غیر ضروری

است که یک مشاهده گر مد لغزشی مرتبه بالا بسازیم. با این حال یک ساختار کلاس بالا [۴۸] می تواند

به عنوان یک جزء معقول به جای سیگنال تزریقی بردار واحد استفاده کرد.

۳-۴ نتایج شبیه سازی بر روی سیستم جرم- فنر- دمپر

سیستم جرم فنر دمپر زیر را با یک نیرو وارده خارجی زیر در نظر بگیرد:

$$M\ddot{x} + c\dot{x} + \mu x + \mu a^2 x^3 = u$$

که x نشان دهنده جابجایی از یک موقعیت مرجع است، M جرم وسیله ایست که بر روی سطح

افقی می لغزد، μ ثابت فنر است، a ضریبی است که میزان سختی فنر را بیان می کند و u سیگنال

کنترلی است که توسط یک نیروی خارجی اعمال می گردد.

سیستم را به فرم همراه زیر درمی آوریم:

$$\dot{x}_1 = x_2$$

$$\dot{x}_2 = -x_2 - x_1 - x_1^3 + u$$

سیستم تبدیل یافته به صورت زیر بیان می شود:

$$\dot{z} = Az + B\varphi(z, u)$$

$$y = Cz + Df_s(t)$$

که

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad C = [1 \quad 0] \quad \varphi(z, u) = u - z_2 - z_1 - z_1^3$$

سپس فیلتری به منظور نسبت دادن عیب حسگر به عیب محرک به صورت زیر طراحی می کنیم:

$$\dot{z}_a = A_a Z_a + B_a y$$

$$\dot{z}_a = -Z_a + y$$

حال بعد از طراحی فیلتر سیستم را به صورت زیر توصیف می کنیم:

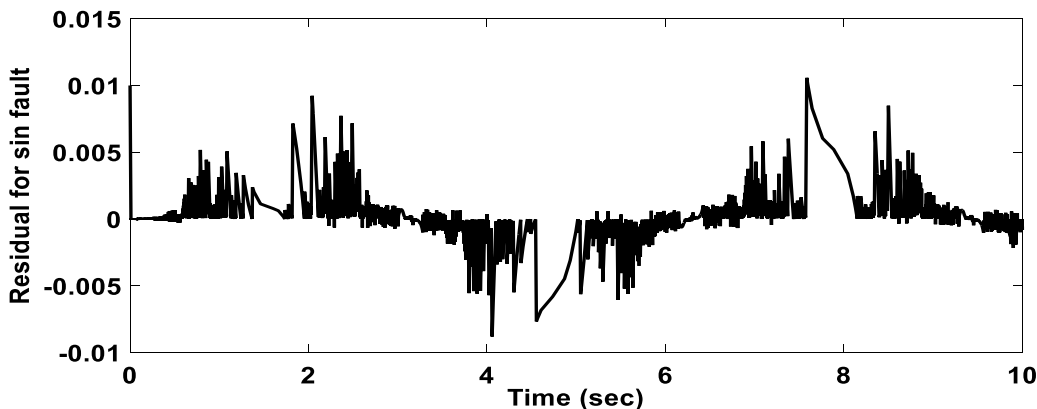
$$\dot{z} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} (-z_1^3 + u)$$

$$\dot{z}_a = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + (-1)Z_a + f_s(t)$$

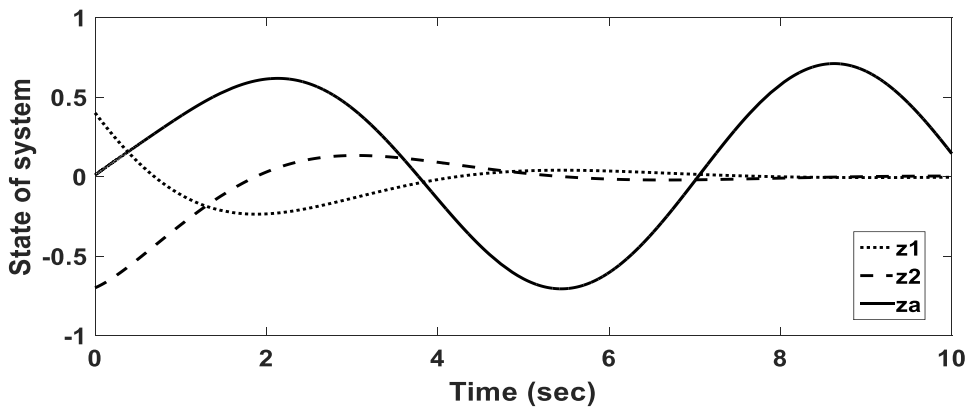
لازم به ذکر است که شرایط اولیه برای حالت های سیستم و رؤیت گر به قرار زیر است:

$$x(0) = [0.4 \quad -0.7 \quad 0] \quad \hat{x}(0) = [-0.1 \quad 0 \quad 0]$$

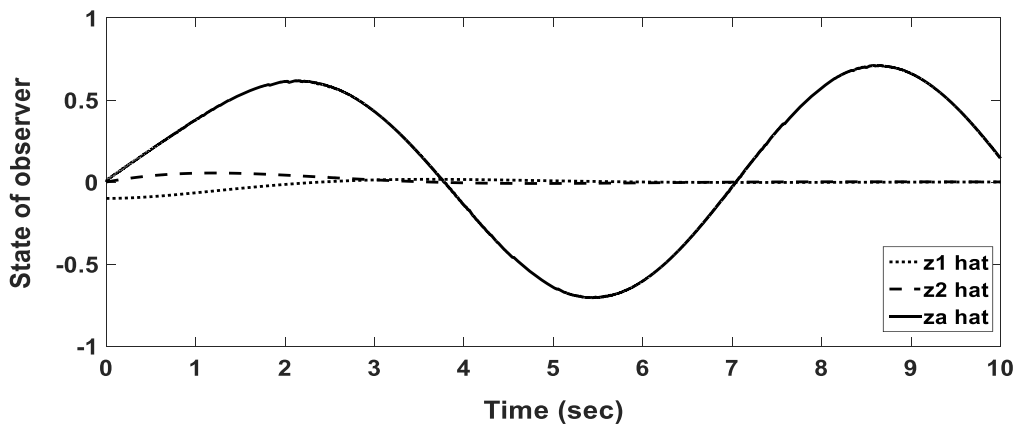
به ازای عیب های اعمالی گوناگون نتایج زیر حاصل شده است:



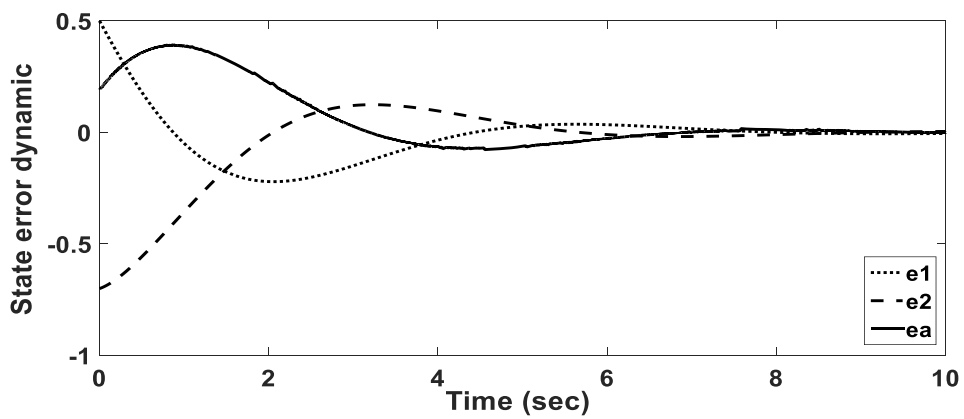
شکل ۱-۳ تغییرات سیگنال مانده به ازای عیب $\sin(t)$



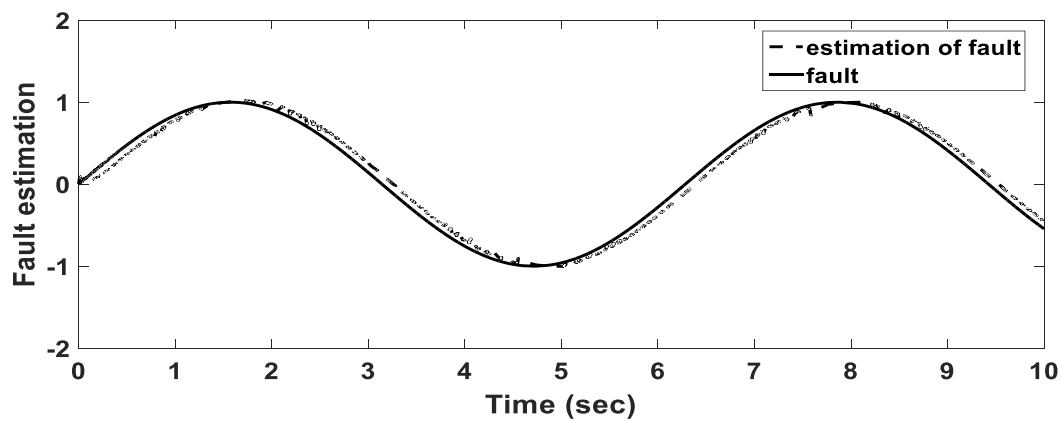
شکل ۲-۳ حالت های سیستم به ازای عیب $\sin(t)$



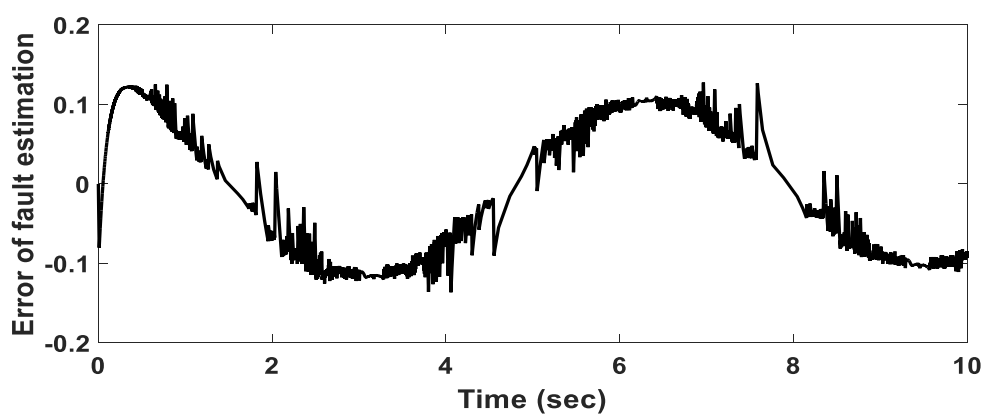
شکل ۳-۳ حالت های مشاهده گر به ازای عیب $\sin(t)$



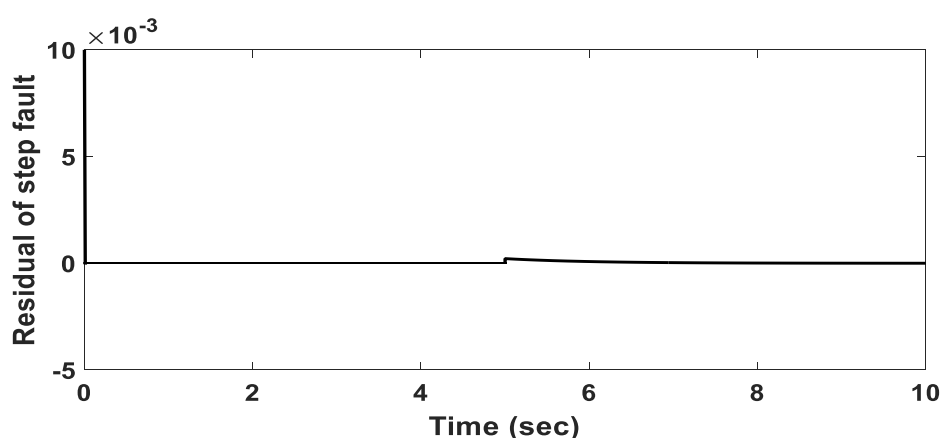
شکل ۴-۳ دینامیک های خطا به ازای عیب $\sin(t)$



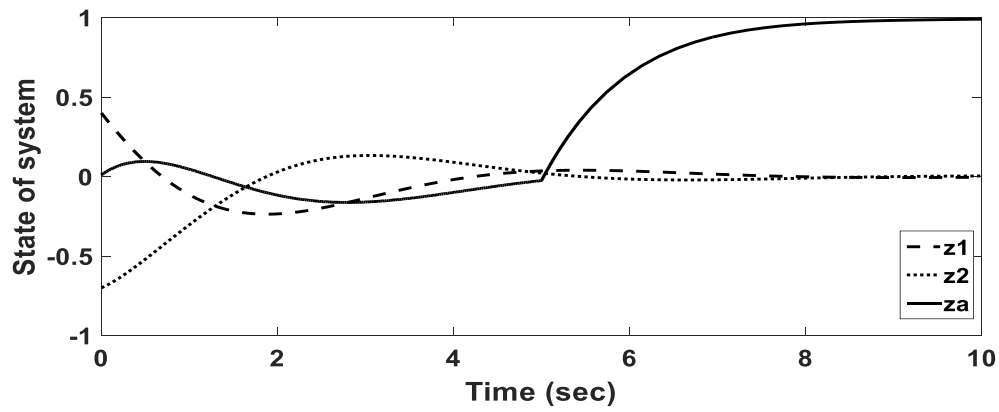
شکل ۳-۵ بازسازی عیب $\sin(t)$



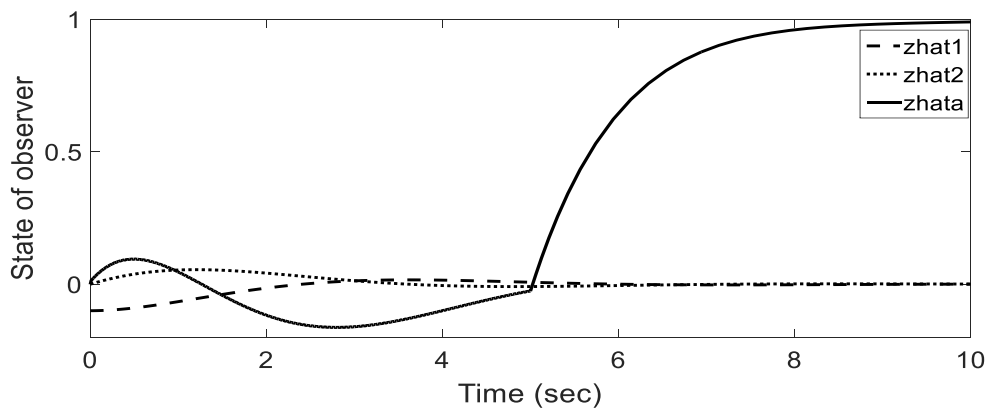
شکل ۳-۶ خطای بازسازی به ازای عیب $\sin(t)$



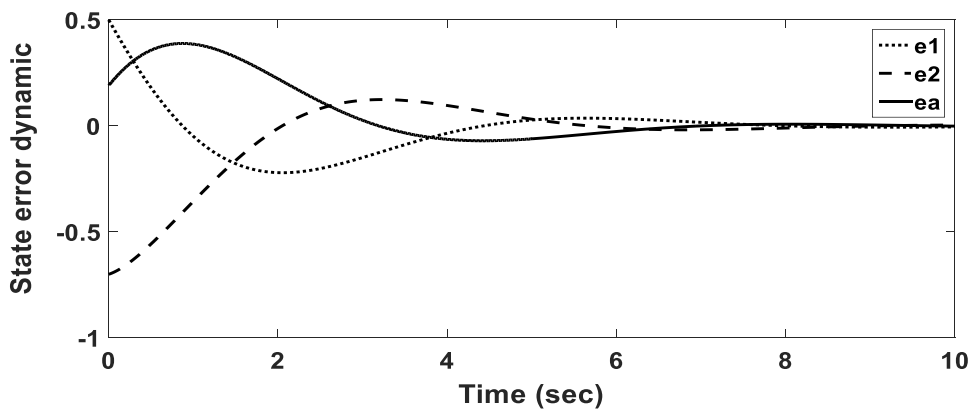
شکل ۳-۷ تغییرات مقدار مانده به ازای عیب پله



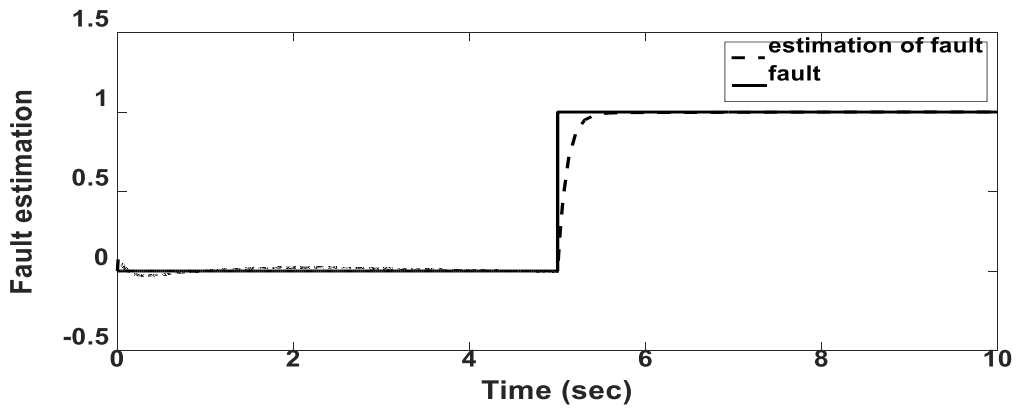
شکل ۳-۸ فضای حالت سیستم به ازای عیب پله



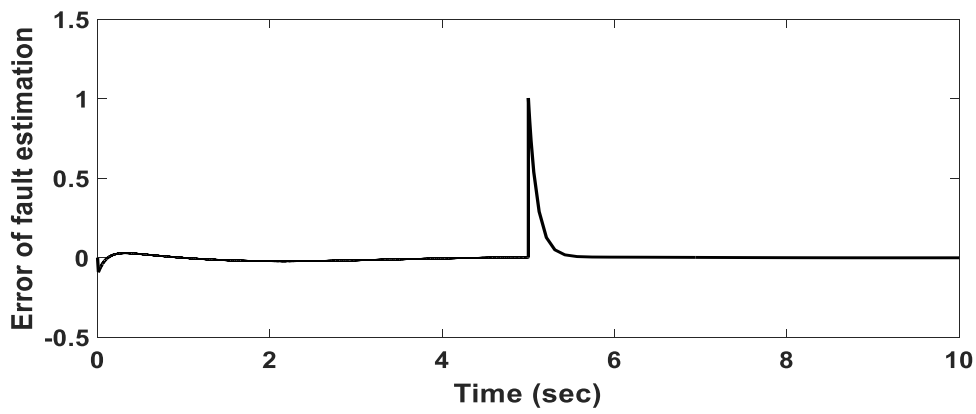
شکل ۳-۹ فضای حالت مشاهده گر به ازای عیب پله



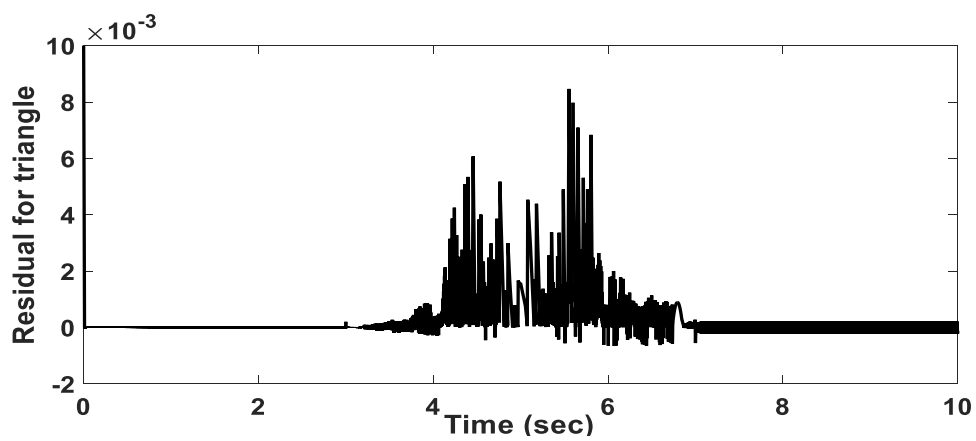
شکل ۳-۱۰ تغییرات معادله دینامیکی خطا به ازای عیب پله



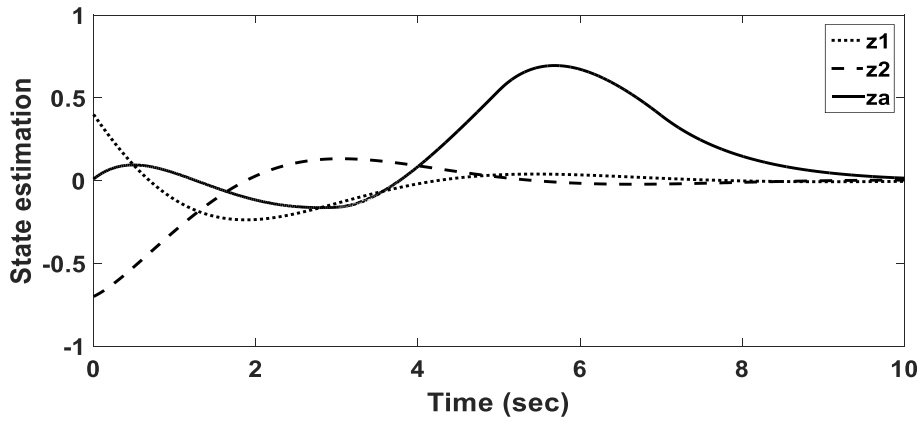
شکل ۱۱-۳ بازسازی عیب



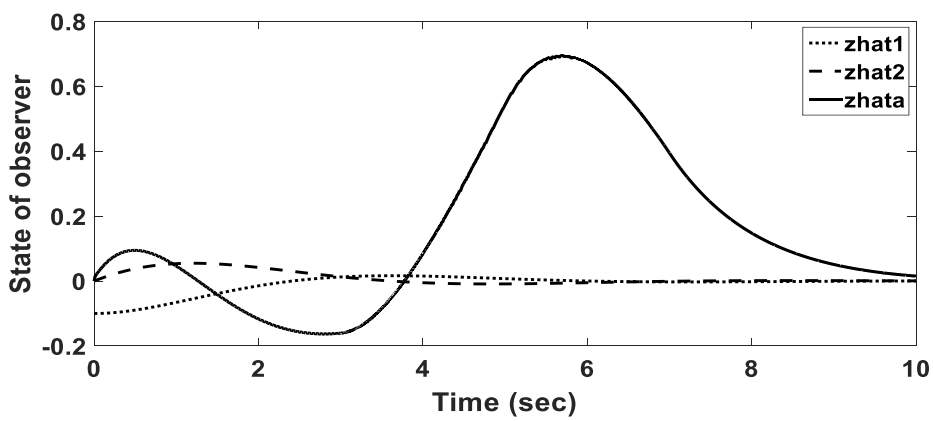
شکل ۱۲-۳ خطای بازسازی به ازای عیب پله



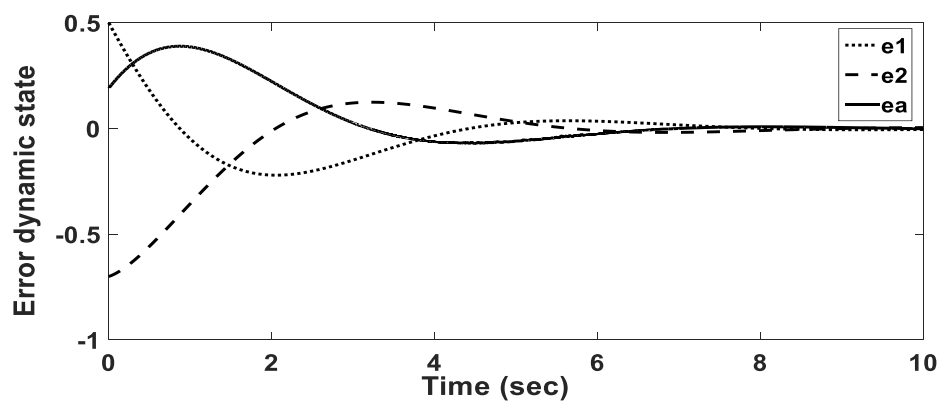
شکل ۱۳-۳ تغییرات مانده به ازای عیب مثلثی



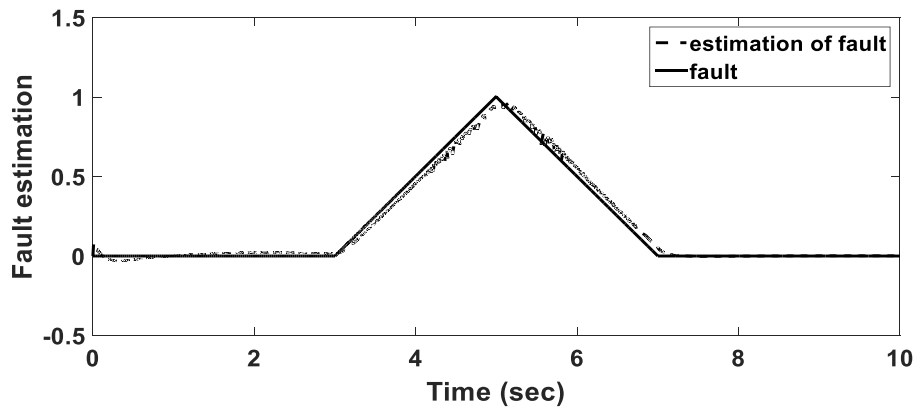
شکل ۳-۱۴ فضای حالت سیستم به ازای عیب مثلثی



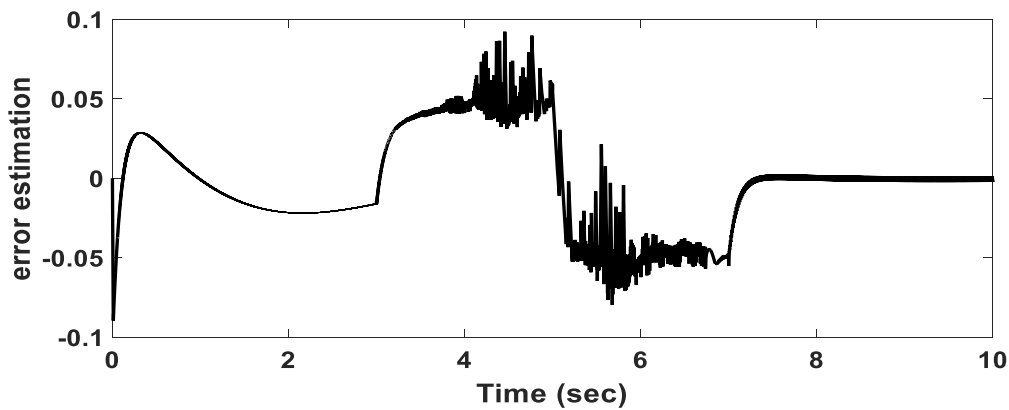
شکل ۳-۱۵ فضای حالت مشاهده گر به ازای عیب مثلثی



شکل ۳-۱۶ فضای حالت دینامیک خطا به ازای عیب مثلثی



شکل ۳-۱۷ بازسازی عیب



شکل ۳-۱۸ خطای بازسازی به ازای عیب مثلثی

از مشکلات این مشاهده گر می توان به مقام نبودن در برابر عدم قطعیت اشاره کرد، این مشکل را در ادامه با دخالت دادن بحث عدم قطعیت در محاسبات پیگیری می کنیم و سعی در حل این موضوع می کنیم.

۳-۵ سیستم با عدم قطعیت

اینجا، فرض می شود که $\Delta F(x(t)) \neq 0$ به این معنی است که سیستم تحت نظر متأثر از عدم قطعیت یا اغتشاش است. در این مورد، معادله دینامیک های خطای متناظر به صورت (۳-۲۸)-(۳-۲۹) داده شده است.

فرض ۳ [۵۶]

تابع عدم قطعیت $\Psi(z)$ تعریف شده با (۳-۱۴) برقرار می سازد

$$\sqrt{\Psi(z)^T P \Psi(z)} \leq \frac{1}{2} d \quad \forall z \in T(\Omega)$$

که ماتریس $P(s, p, d)$ معادله (۳-۳۲) را برقرار می سازد با $P > I_n$ و ثابت شناخته شده است.

فرض ۳-۳ یک شرط (محدودیت) روی اندازه عدم قطعیت $\Psi(\cdot)$ است. می توان آن را به صورت $\|P^{\frac{1}{2}} \Psi(z)\| \leq \frac{1}{2} d$ نوشت که مخصوص نرم وزن $\Psi(\cdot)$ است. همچنین فرض ۳-۳ می تواند به این گونه تفسیر شود که عدم قطعیت $\Psi(\cdot)$ محدود است (در نرم ویژه) و محدوده آن معلوم است. واضح است که فرض ۳-۳ برقرار است اگر $\Psi(\cdot)$ در حوزه $T(\Omega)$ محدود باشد.

تعریف [۵۶]

$$Q := (A - B\Lambda)^T P + P(A - B\Lambda) + \frac{1}{\varepsilon_1} P B B^T P + \varepsilon_1 (\ell(u))^2 I_n \quad (۴۵-۳)$$

که ε_1 ثابت مثبت ذکر شده با (۳-۳۲) است.

قضیه ۳ [۵۶]

فرض کنید که ماتریس (۳-۳۲) برای $P > 0$ حل پذیر باشد. سپس تحت فرض ۲-۳ و ۳-۳، برای هر اسکالر $\varepsilon_2 > 0$ وجود دارد یک زمان T_1 به طوری که برای $t \geq T_1$ ، $e(t)$ وارد مجموعه می شود

$$\mathcal{B} = \left\{ e \mid e^T p e \leq \left(\frac{d + \varepsilon_2}{\alpha} \right)^2 \right\} \quad (۴۶-۳)$$

و برای تمامی زمان‌های بعد آنجا می‌ماند، که ثابت مثبت $\alpha := -\lambda_{\max}(p^{-1}Q)$.

اثبات

در نظر بگیرید $V = e^T(t)pe(t)$ تابع لیاپانوف پیشنهادی برای سیستم (۳-۲۸) باشد. از آنجا که (۳-۳۲) حل پذیر است، ماتریس Q تعریف شده با (۳-۴۵) منفی معین متقارن است و بنابراین $\alpha := -\lambda_{\max}(p^{-1}Q)$ یک کمیت مثبت است. با استفاده از دلیل یکسان بمانند دلیل اثبات قضیه ۳-۱ از (۳-۴۵) و فرض ۳-۲ و ۳-۳ داریم که:

$$\begin{aligned} \dot{V}|(28-3) &\leq e^T(t)Qe(t) + 2e(t)^T P\Psi(z) \\ &= e^T(t)P^{\frac{1}{2}}P^{-\frac{1}{2}}QP^{-\frac{1}{2}}P^{\frac{1}{2}}e(t) + 2e(t)^T P^{\frac{1}{2}}P^{\frac{1}{2}}\Psi(z) \\ &\leq \lambda_{\max}\left(P^{-\frac{1}{2}}QP^{-\frac{1}{2}}\right)V + \sqrt{V}d \end{aligned} \quad (۳-۴۷)$$

$$V = e^T P^{\frac{1}{2}} P^{\frac{1}{2}} e = \left\| P^{\frac{1}{2}} e \right\|^2 \text{ از آنجا که}$$

همچنین، از آنجا که $\lambda_{\max}\left(P^{-\frac{1}{2}}QP^{-\frac{1}{2}}\right) = \lambda_{\max}(P^{-1}Q)$ از مشخصه‌های استاندارد مقادیر

ویژه، نامساوی (۳-۴۷) می‌تواند به صورت زیر نوشته شود:

$$\dot{V}|(28-3) \leq (d - \alpha\sqrt{V})\sqrt{V}$$

استنباط می‌شود که برای هر $\varepsilon_2 > 0$ ، اگر $d - \alpha\sqrt{V} < -\varepsilon_2$ ، $e(t) \notin \mathcal{B}$ و بنابراین:

$$\dot{V}|(28-3) \leq -\varepsilon_2\sqrt{V} \quad (۳-۴۸)$$

این فهمیده می‌شود که سیستم (۳-۲۸) به صورت یکنواخت نهایتاً محدود است با توجه به \mathcal{B} ،

$e(t)$ بعد از زمان محدود T_1 وارد تعریف \mathcal{B} در (۳-۴۶) می‌شود و بعد از آن داخل آن می‌ماند. از این رو

نتیجه به صورت زیر است.

باید توجه شود که (۳۱-۳) کاملاً شبیه (۲۹-۳) است. بنابراین، به همان دلیل بیان شده در بخش ۱-۳ سیستم (۲۹-۳)-(۲۸-۳) به درون سطح لغزش (۳۵-۳) در زمان محدود رانده می‌شود، و به صورت یک حرکت لغزشی روی آن می‌ماند به شرطی که تابع v به صورت (۲۷-۳) طراحی شود و $k(\cdot)$ (۳-۳۶) را برقرار سازد.

تفاوت اصلی در این مورد در این است که وقتی عدم قطعیت وجود داشته باشد، حرکت لغزشی در نهایت محدود است در عوض اینکه به صورت مجانبی پایدار باشد. با استفاده از ترکیب قضیه ۳-۳ برمی‌آید که (۲۶-۳)-(۲۴-۳) یک مشاهده‌گر تخمینی سیستم (۲۳-۳)-(۲۱-۳) است وقتی که عدم قطعیت لحاظ شود. همانند تحلیل بخش ۱-۳ معادله (۴۲-۳) صحیح خواهد بود وقتی که یک حرکت لغزشی اتفاق بیفتد. نتیجه می‌شود که:

$$\hat{f}_s(t) = [0_{q \times (p-q)} \quad D_1^{-1}] v_\sigma \quad (۴۹-۳)$$

یک تخمین از عیب حسگر f_s است که v_σ از (۴۳-۳) به دست می‌آید و D_1 به وسیله (۳۹-۳) تعریف می‌شود. از (۴۹-۳)-(۴۲-۳) داریم:

$$\|f_s - \hat{f}_s\| \leq \|D_1^{-1}\| (\|B_a\| \|C\| \|e(t)\| + \|v_{eq} - v_\sigma\|)$$

v_{eq} می‌تواند با هر دقتی با انتخاب مناسب σ به وسیله v_σ تقریب زده شود برای هر $\varepsilon > 0$ وجود دارد یک زمان T_2 به صورتی که برای $T > T_2$ داریم:

$$\|v_{eq} - v_\sigma\| < \frac{1}{\|D_1^{-1}\|} \varepsilon \quad (۵۰-۳)$$

با دانستن این حقیقت از (۱۲-۳) که $\|C\| = 1$ و $P > I_n$ خواهیم داشت:

$$V = e^T p e \geq \|e\|^2 \quad \text{و}$$

$$B \subset \{e \mid \|e\| < \frac{(d + \varepsilon_2)}{\alpha}\} \quad (51-3)$$

از این رو وقتی که با قضیه ۳-۳ ترکیب شود، خطای تخمین عیب حسگر:

$$\|f_s(t) - \hat{f}_s(t)\| \leq \|D_1^{-1}\| \|B_\alpha\| \frac{(d + \varepsilon_2)}{\alpha} + \varepsilon \quad (52-3)$$

برای تمامی $t > T := \max\{T_1, T_2\}$ که اسکالرهایی ε_2 و ε مقادیر مثبت دلخواه کوچکی هستند. روشن است از (52-3) عیب (*error*) تخمین وابستگی شدیدی به باند قطعیت d دارد.

تخمین عیب حسگر در [۱۴ و ۴۲ و ۴۳] مورد بررسی قرار گرفته است. عیبهای آهسته و نرم در [۱۴] بررسی شده و به صورت کلی تر عیب حسگر در [۴۲ و ۴۳] مورد بررسی قرار گرفته. با این حال در این موارد فقط سیستمهای خطی مورد بررسی قرار گرفته شده است. در [۳۸] بازسازی عیب محرک انجام گرفته شده اما شرط مینیمم فاز بودن سیستم ضروری است. اما در این کار شرط مینیمم فاز بودن حذف شده است که این باعث شده این کار در حوزه وسیعتری از سیستمها صدق کند.

عیبهای حسگر در نظر گرفته شده در این کار به صورت اغتشاش جمعی مدل شده اند. تشخیص عیب با شناسایی اینکه چیزی در سیستم مانیتور شده اشتباه است انجام می گیرد مادامی که عیب جداسازی شده نشان می دهد که کدام جزء عیب دار است. اگر سیستم تحت تأثیر هیچ عدم قطعیت یا اغتشاشی نباشد، یک سیگنال بازسازی دقیق در این کار ارائه می شود به این معنی که بعد از چند لحظه سیگنال بازسازی می تواند به صورت دقیق عیب رو دوباره بازسازی کند. این موضوع ایجاب می کند که حل مسئله جداسازی در این کار مسئله اصلی باشد. اگر سیستم در معرض عدم قطعیت باشد نتایج توسعه داده شده در این کار فقط تخمین عیب را ارائه می کنند. در این باره یک آستانه مناسب لازم است که جهت جداسازی عیب ایجاد شود. که دقت آن محدود به اندازه باند عدم قطعیت در مقایسه با اندازه سیگنال عیبهای است که باید شناسایی شوند.

۶-۳ نتایج شبیه‌سازی برای بازسازی عیب در سیستم شامل عدم قطعیت

سیستم تبدیل یافته زیر را در نظر بگیرید:

$$\dot{z}_1 = z_2$$

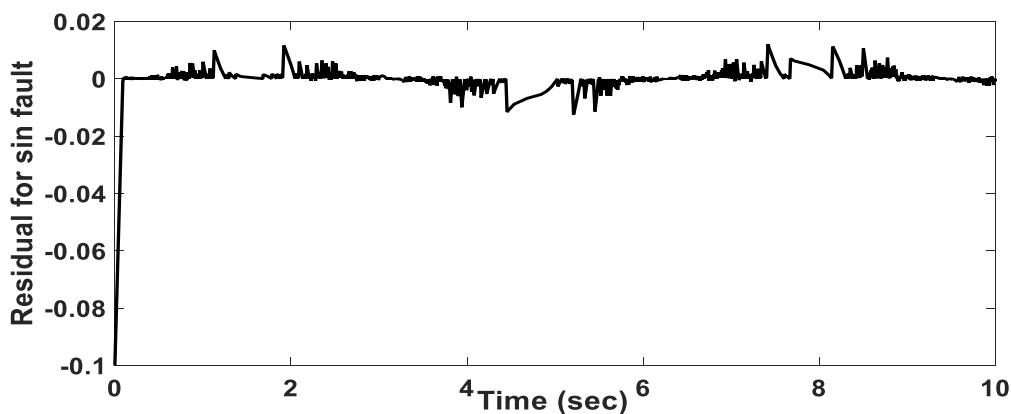
$$\dot{z}_2 = -z_1 - z_2 - z_1^3 + u$$

$$\dot{z}_a = z_1 - z_a + f_s$$

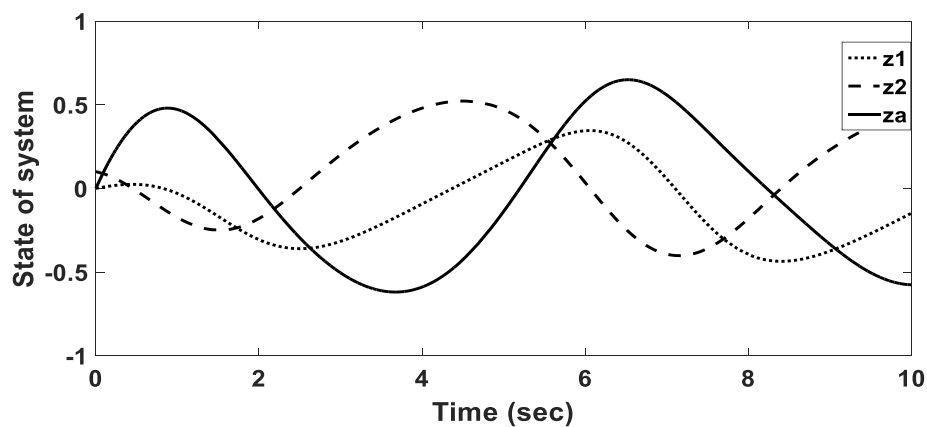
برای سیستم بالا عدم قطعیتی به فرم زیر را در نظر گرفته‌ایم:

$$\psi(z) = \begin{bmatrix} z_2^2 \\ 0.6\sin(t) \\ 0 \end{bmatrix}$$

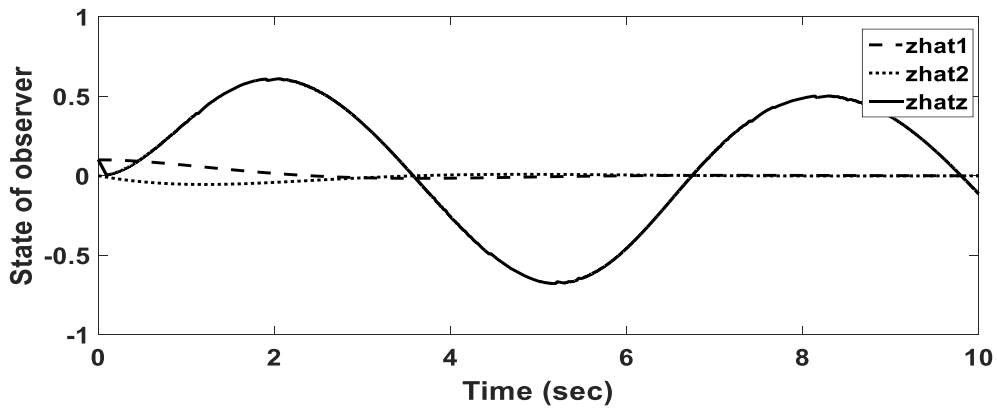
نتایج شبیه‌سازی با استفاده از این مشاهده گر به صورت زیر است:



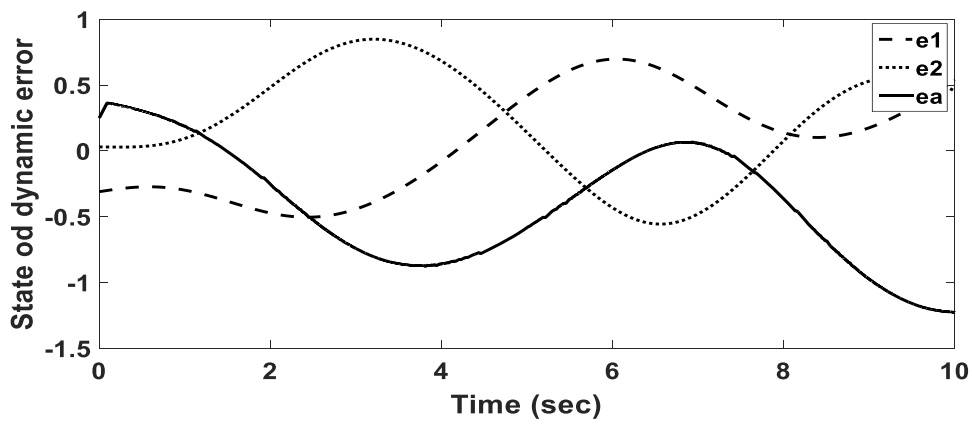
شکل ۱۹-۳ تغییرات مانده به ازای عیب $\sin(t)$



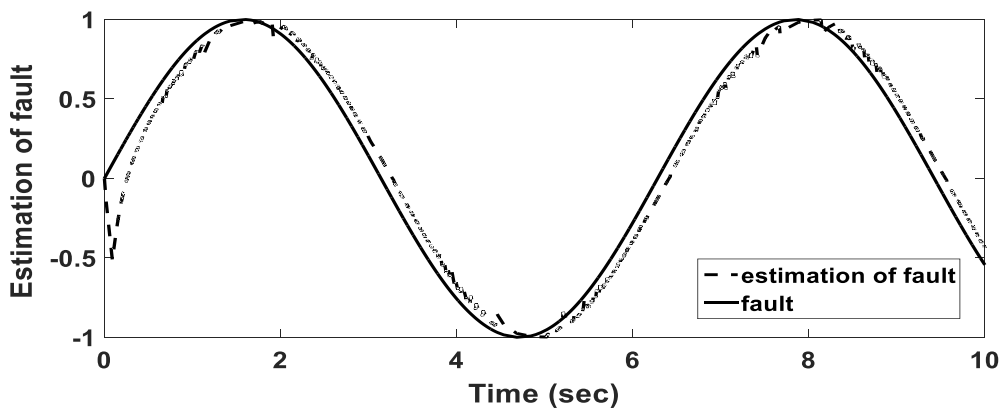
شکل ۳-۲۰ فضای حالت سیستم به ازای عیب $\sin(t)$



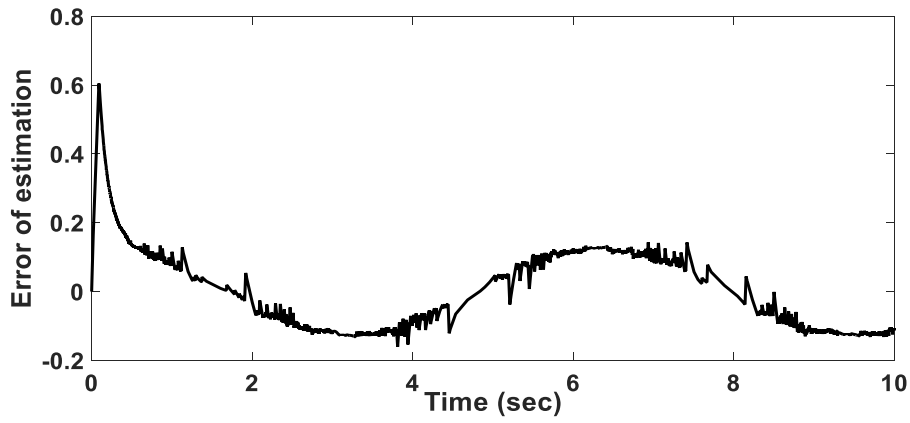
شکل ۳-۲۱ فضای حالت مشاهده گر به ازای عیب $\sin(t)$



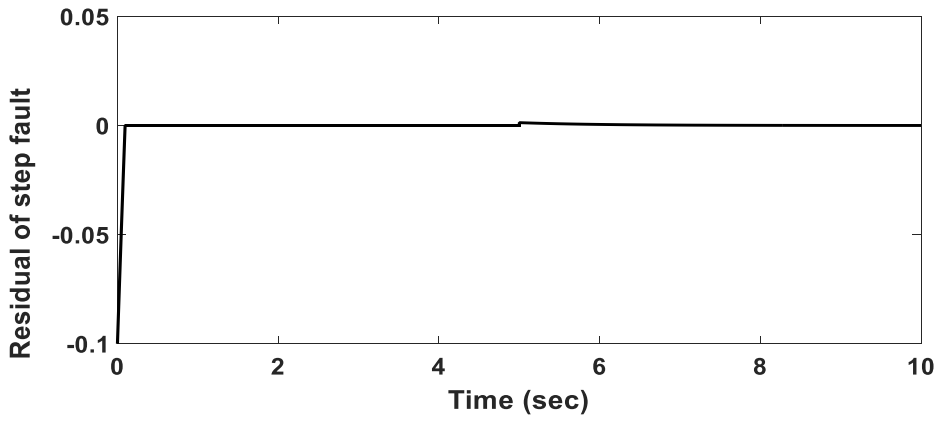
شکل ۳-۲۲ فضای حالت دینامیک های خطا به ازای عیب $\sin(t)$



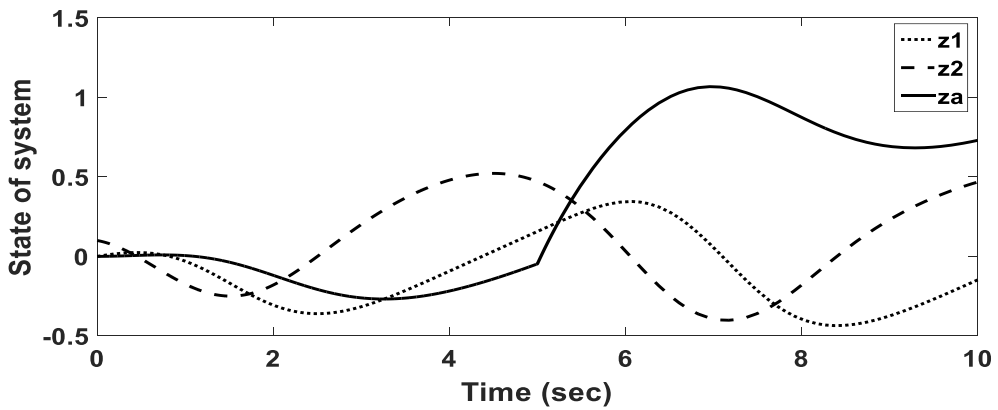
شکل ۳-۲۳ بازسازی عیب $\sin(t)$



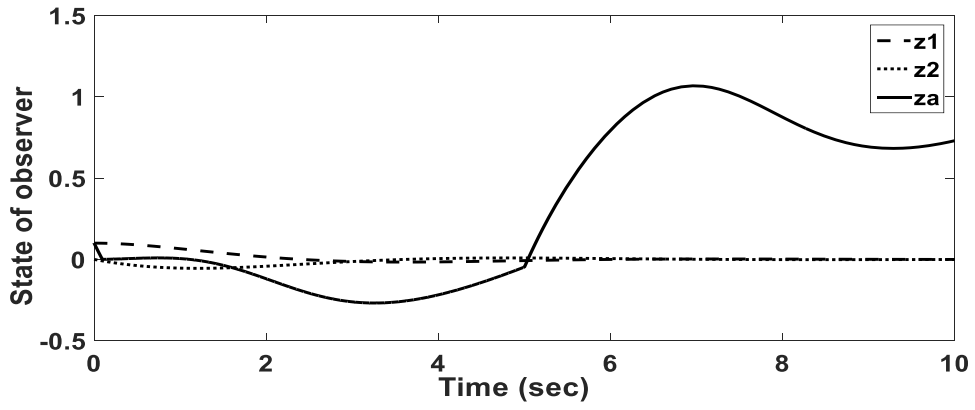
شکل ۳-۲۴ خطای بازسازی $\sin(t)$



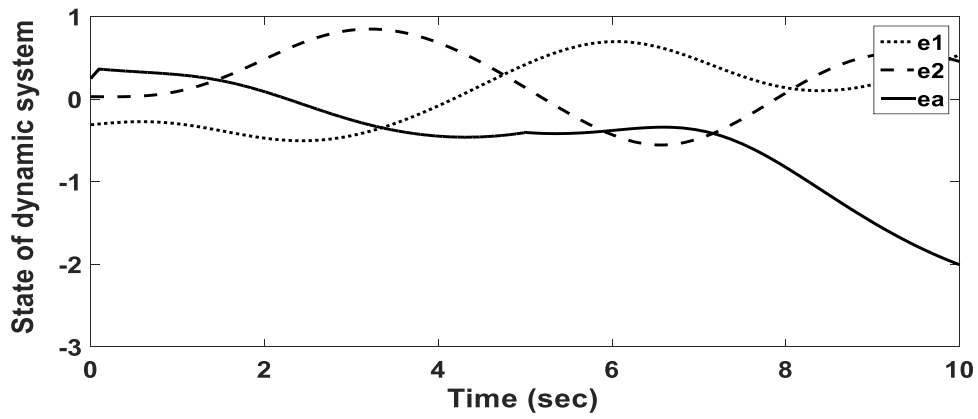
شکل ۳-۲۵ مقادیر مانده به ازای عیب پله



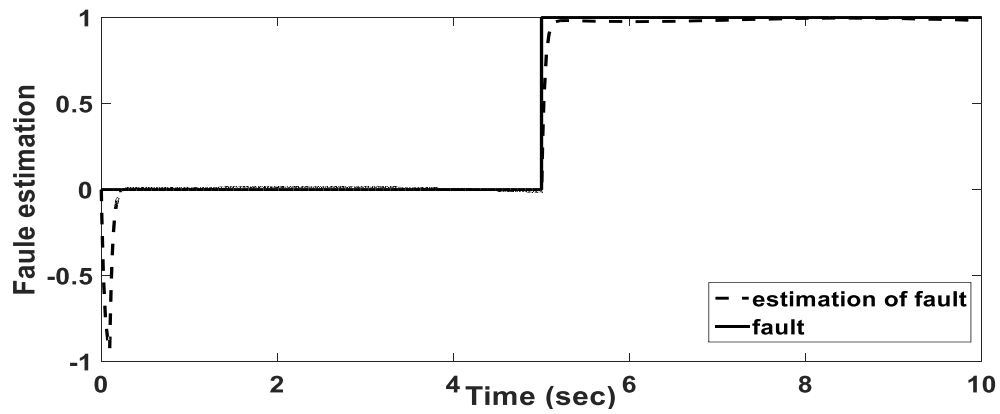
شکل ۳-۲۶ فضای حالت سیستم به ازای عیب پله



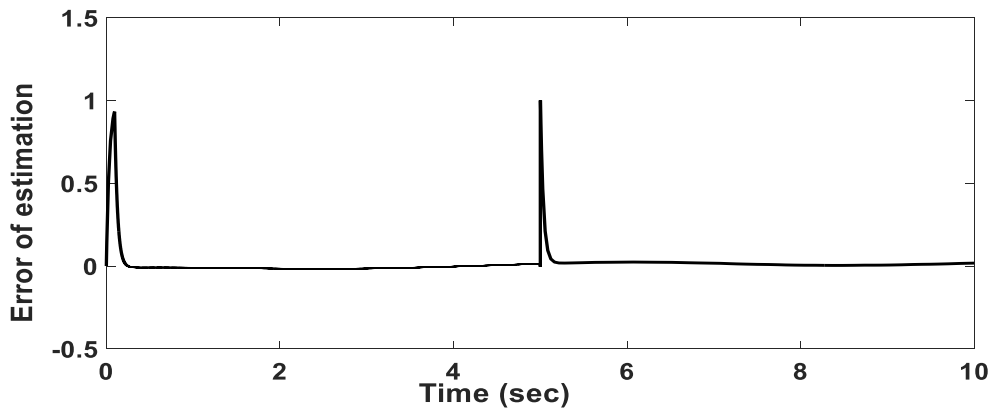
شکل ۲۷-۳ فضای حالت مشاهده گر به ازای عیب پله



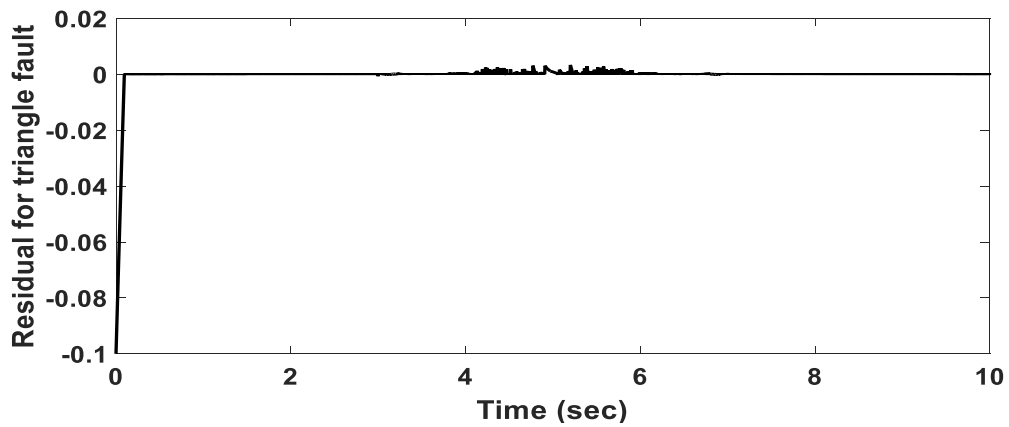
شکل ۲۸-۳ فضای حالت دینامیک خطا به ازای عیب پله



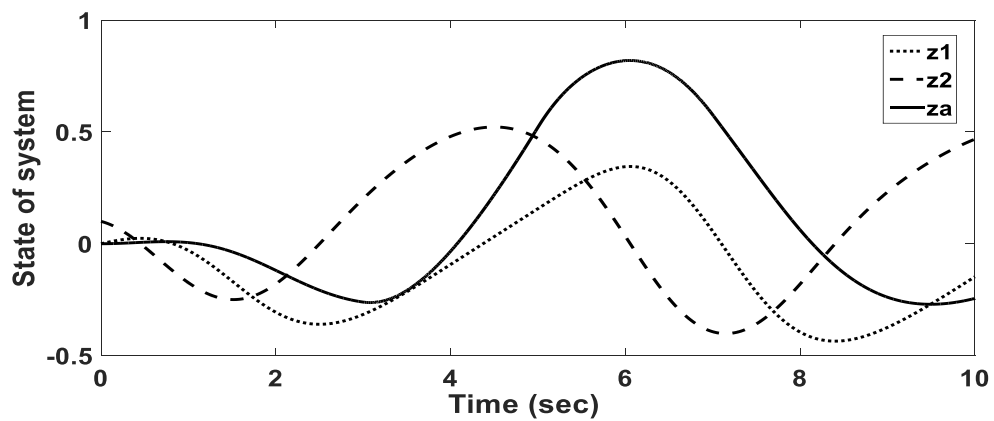
شکل ۲۹-۳ بازسازی عیب



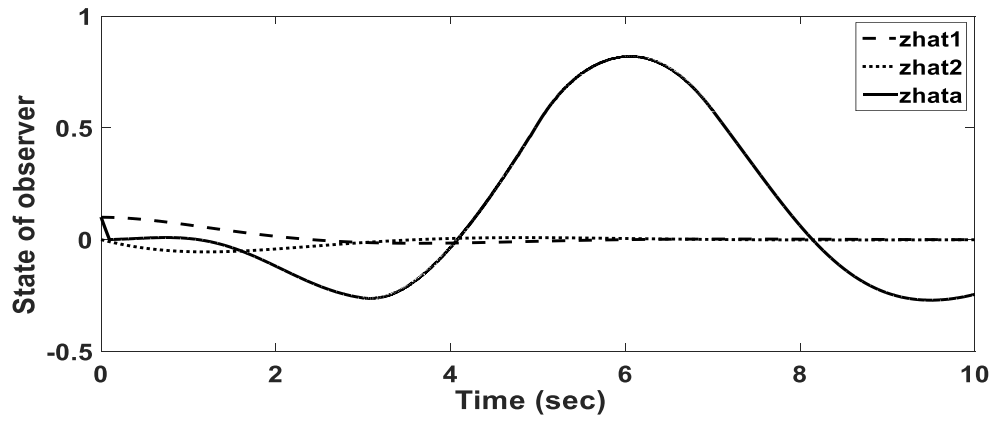
شکل ۳-۳۰ خطای بازسازی به ازای عیب پله



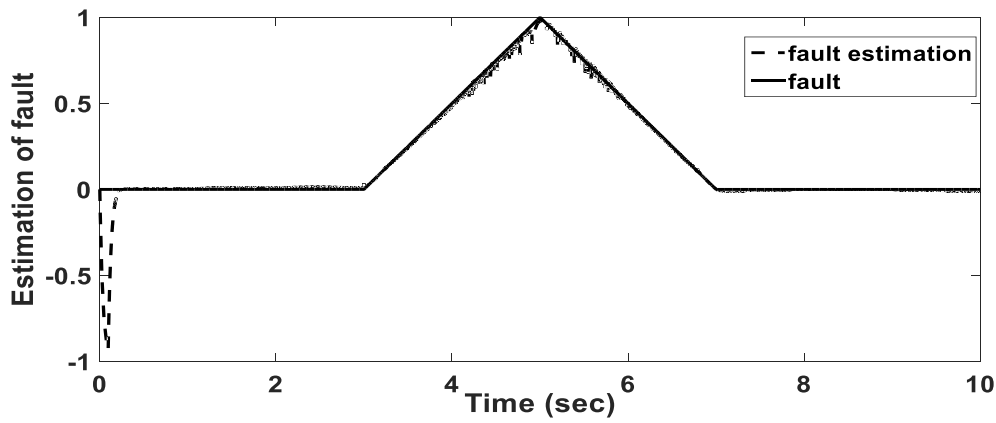
شکل ۳-۳۱ مقادیر مانده به ازای عیب مثلثی



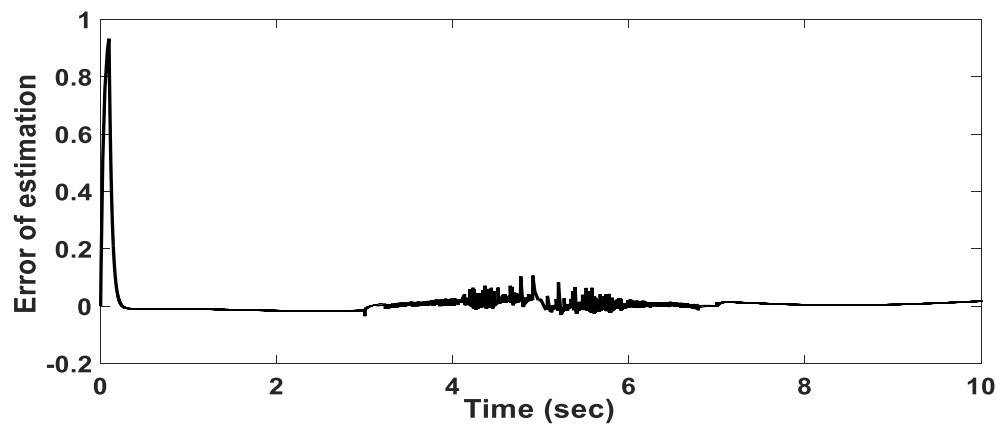
شکل ۳-۳۲ فضای حالت سیستم به ازای عیب مثلثی



شکل ۳-۳۳ فضای حالت مشاهده گریه ازای عیب مثلثی



شکل ۳-۳۴ بازسازی عیب مثلثی



شکل ۳-۳۵ خطای بازسازی به ازای عیب مثلثی

در این فصل بازسازی عیب با استفاده از مشاهده گر مد لغزشی در دو حالت ابتدا بدون عدم

قطعیت و سپس با عدم قطعیت مورد بررسی قرار گرفت و بازسازی عیب اعمالی به حسگر انجام گرفت همانطور که از نتایج پیدا است مشاهده گر مد لغزشی در بازسازی عیب های نرم همانند عیب سینوسی (شکل ۳-۲۳) و عیب ناگهانی همانند عیب پله (شکل ۳-۲۹) و یا عیب مخلوط این دو یعنی عیب مثلثی (۳-۳۴) به خوبی عمل می کند. در ادامه جهت قیاس با این مشاهده گر، مشاهده گر تطبیقی را پیشنهاد می دهیم.

فصل چهارم

مشاهده کرد لقرشی تطبیقی جهت بازسازی عیب

حکمر

۴-۱ مقدمه

یکی از مزیت‌های عمده تشخیص عیب با استفاده از روش‌های مبتنی بر مدل این است که بحث مقاوم بودن با در نظر گرفتن مدل عدم قطعیت می‌تواند به آسانی انجام گیرد. با این حال این امر ممکن است شامل ریسک تشخیص ندادن عیب با ثابت زمانی آهسته نیز باشد، چرا که افزایش خاصیت مقاوم بودن می‌تواند با کاهش حساسیت آشکارسازی عیب با ثابت زمانی آهسته همراه شود. که جهت غلبه بر این مشکل پیشنهاد شده که از مشاهده‌گر تطبیقی استفاده شود. یک مشاهده‌گر تطبیقی یک سیستم دینامیکی است که حالت‌ها و پارامترهای نامعلوم (با تغییرات آهسته) سیستم مشاهده شده را تخمین می‌زند. انتظار می‌رود که یک مولد مانده بر مبنای مشاهده‌گر تطبیقی نه تنها مشخصه‌های مهم تشخیص زود هنگام تغییرات ناگهانی را حفظ می‌کند بلکه می‌تواند عیبها با ثابت زمانی آهسته را نیز تخمین بزند. دلیل دیگر برای استفاده از مشاهده‌گر تطبیقی این است که با استفاده از شناسایی لحظه‌ای می‌توان، مدل سیستم را به‌طور پیوسته به روز کرد و در نتیجه مقاوم بودن مانده را با در نظر گرفتن عدم قطعیت ساختاری افزایش داد. مساله مهم دیگر در استفاده از مشاهده‌گر تطبیقی جهت تشخیص عیب در ابتدا برآورده کردن کارایی‌های لازم جهت بازسازی عیب همچون سرعت و دقت بازسازی است و دومین مورد غلبه کردن بر محدودیت‌های موجود و حل آن‌ها برای رسیدن به تخمین پارامتری مناسب است [۵۴].

در این فصل سعی بر این شده است که با طراحی یک مشاهده‌گر تطبیقی به مقایسه آن با مشاهده‌گر مد لغزشی بپردازیم، سپس با توجه به ویژگی‌های مثبت ذکر شده از مشاهده‌گر تطبیقی و مد لغزشی، یک مشاهده‌گر مد لغزشی با تطبیق جمله ناپیوسته طراحی شده است.

۴-۲ مشاهده‌گر تطبیقی با تطبیق جمله ناپیوسته:

این مشاهده‌گر در [۴۹ و ۵۰] برای سیستم‌های خطی پیشنهاد شده است. قانون تطبیق با استفاده از روش مستقیم لیپانوف به دست آمده و پایداری مشاهده‌گر تضمین شده است. در این روش جمله

نایبوسته U که خود وابسته به حداکثر دامنه عیب است توسط قانون تطبیق به دست می‌آید.

در این فصل ما در واقع با استفاده از رویکردی که در فصل ۲ بیان شد ساختار سیستم را تغییر

داده و از نتایج [۴۹ و ۵۰] بهره خواهیم برد و به طراحی مشاهده گر خواهیم پرداخت.

یک سیستم غیرخطی با توصیف زیر را در نظر بگیرید:

$$\dot{x}(t) = F(x(t), u(t)) + \Delta F(x(t)) \quad (1-4)$$

$$y(t) = h(x(t)) + Df_s(t), \quad x_0 = x(0) \quad (2-4)$$

سیستم غیرخطی ذکر شده را طبق روندی که در بخش (۲-۳) توضیح داده شد به فرم زیر

تبدیل می‌کنیم:

$$\dot{z} = Az + B\Phi(z, u) \quad (3-4)$$

$$y = Cz + Df_s(t) \quad (4-4)$$

که $A = \text{diag}\{A_1, \dots, A_p\}$, $B = \text{diag}\{B_1, \dots, B_p\}$, $C = \text{diag}\{C_1, \dots, C_p\}$ ماتریس‌های

$A_i \in R^{r_i \times r_i}$, $B_i \in R^{r_i \times 1}$ و $C_i \in R^{1 \times r_i}$ برای $i = 1, 2, \dots, p$ به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$A_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}, B_i = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C_i = [1 \quad 0 \quad \dots \quad 0]$$

$$\Phi(z, u) := \begin{bmatrix} \phi_1(z, u) \\ \phi_2(z, u) \\ \vdots \\ \phi_p(z, u) \end{bmatrix} := \begin{bmatrix} L^{r_1}_{F(x,u)} h_1(x) \\ L^{r_2}_{F(x,u)} h_2(x) \\ \vdots \\ L^{r_p}_{F(x,u)} h_p(x) \end{bmatrix}_{x=T^{-1}(z)}$$

که $\phi_i: T(\Omega) \times u \rightarrow R$ و با $i = 1, 2, \dots, p$

باید دقت کرد که سیستم (۳-۴)-(۴-۴) هنوز هم یک سیستم غیرخطی است اما دارای ساختاری است که مناسب برای تحلیل‌های بعدی است. در این کار لازم نیست که سیستم (۴-۴)-(۱-۴)-۲ قابلیت خطی سازی داشته باشد.

برای سیستم (۳-۴)-(۴-۴) فیلتر خطی زیر را معرفی می‌کنیم:

$$\dot{z}_a = A_a z_a + B_a y \quad (۵-۴)$$

که $z_a \in R^P$ متغیر حالت فیلتر است، $A_a \in R^{P \times P}$ و $B_a \in R^{P \times P}$ ماتریس‌های ثابتی هستند که طراحی پارامترهای آن در (۳-۳) توضیح داده شده‌اند و y خروجی سیستم (۳-۳)-(۱۱-۳)-(۱۰-۳) است.

توصیف مشاهده‌گر سیستم هم به صورت زیر خواهد بود:

$$\dot{\hat{z}} = (A - B\Lambda)\hat{z} + B\Gamma(\hat{z}, u) \quad (۶-۴)$$

$$\dot{\hat{z}}_a = B_a C \hat{z} + A_a \hat{z}_a + v(t, y_a, \hat{y}_a) \quad (۷-۴)$$

$$\hat{y}_a = C_a \hat{z}_a \quad (۸-۴)$$

و دینامیک خطا به فرم:

$$\dot{e} = (A - B\Lambda)e + B(\Gamma(z, u) - \Gamma(\hat{z}, u)) \quad (۹-۴)$$

$$\dot{e}_a = B_a C e + A_a e_a + B_a D f_s(t) - v(t, y_a, \hat{y}_a) \quad (۱۰-۴)$$

با در نظر گرفتن موارد بالا و فرض اینکه عیب مقداری ثابت با تغییرات آهسته زمانی باشد، قانون تطبیق را به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم.

$$\dot{v} = -2\gamma P^T e_a \quad (11-4)$$

که در آن γ ثابت مثبت است.

با فرض پایداری و همگرا شدن e به مبدأ خواهیم داشت:

$$\dot{e}_a = A_a e_a + B_a Df_s - v \quad (12-4)$$

برای به دست آوردن قانون تطبیق و تضمین پایداری e_a تابع مثبت معین زیر را پیشنهاد

می‌دهیم:

$$V = e_a^T P e_a + \frac{1}{2\gamma} \tilde{v}^T \tilde{v} \quad (13-4)$$

γ ثابت مثبت است، γ تخمین $B_a Df_s$ است و $\tilde{v} = v - B_a Df_s$ می باشد.

$$\dot{V} = e_a^T (A_a^T P + P A_a) e_a + 2e_a^T P \tilde{v} + \frac{1}{\gamma} \dot{\tilde{v}}^T \tilde{v} \quad (14-4)$$

$$-Q = A_a^T P + P A_a \quad \text{که}$$

و با فرض آهسته زمانی بودن تغییرات عیب داریم $\dot{\tilde{v}} = \dot{v}$ و در نتیجه:

$$\dot{V} = -e_a^T Q e_a + (2\gamma e_a^T P + \dot{\tilde{v}}^T) \frac{\tilde{v}}{\gamma} \quad (15-4)$$

که با جایگذاری قانون تطبیق (11-4) خواهیم داشت:

$$\dot{V} = -e_a^T Q e_a \leq 0$$

و در نتیجه پایداری سیستم تضمین می‌شود.

که در حالت ماندگار $e, e_a \rightarrow 0$ بنابراین

$$B_a Df_s - v_{eq} \rightarrow 0$$

و عیب به صورت زیر بازسازی خواهد شد:

$$\hat{f}_s = -2\gamma(B_a^T B_a)^{-1} B_a^T P \int_0^t e_a(\tau) d\tau \quad (16-4)$$

در ادامه به شبیه سازی این روش ، بررسی مزیتها و معایب آن می پردازیم.

۳-۴ نتایج شبیه سازی مشاهده گر تطبیقی با تطبیق جمله ناپیوسته:

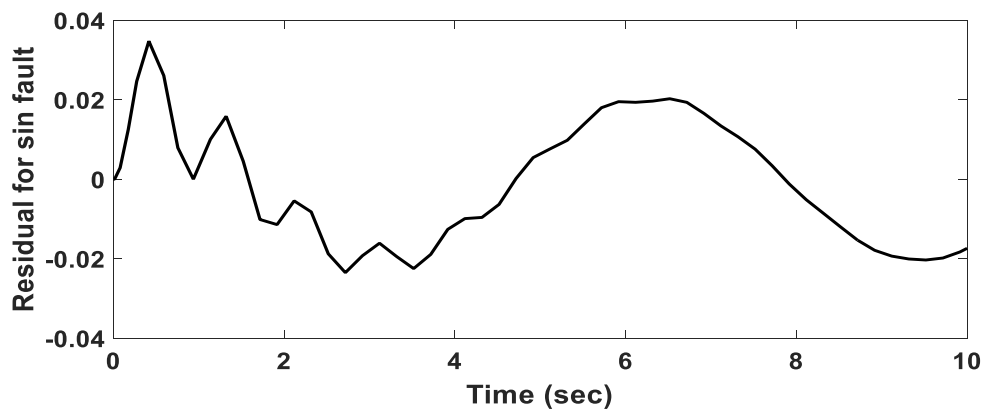
سیستم زیر را بار دیگر در نظر بگیرید:

$$\dot{z}_1 = z_2$$

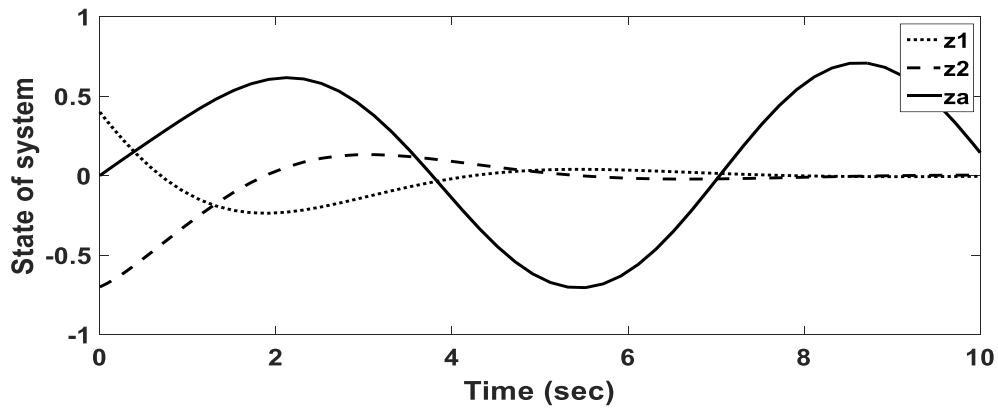
$$\dot{z}_2 = -z_1 - z_2 - z_1^3 + u$$

$$\dot{z}_a = z_1 - z_a + f_s$$

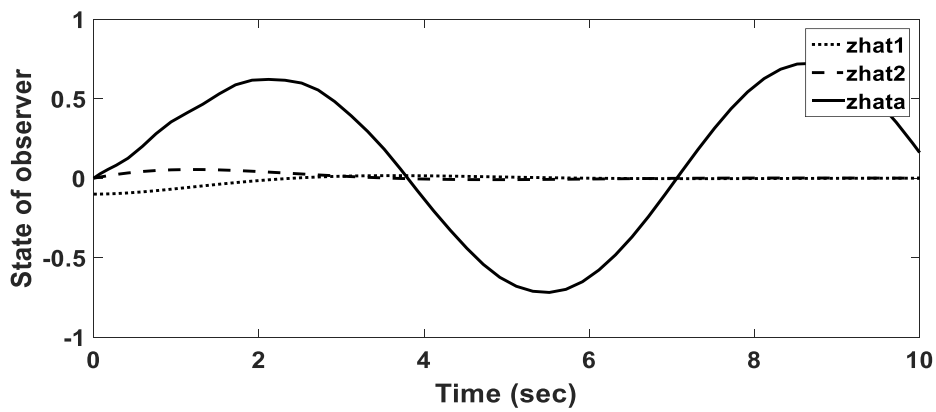
نتایج شبیه سازی:



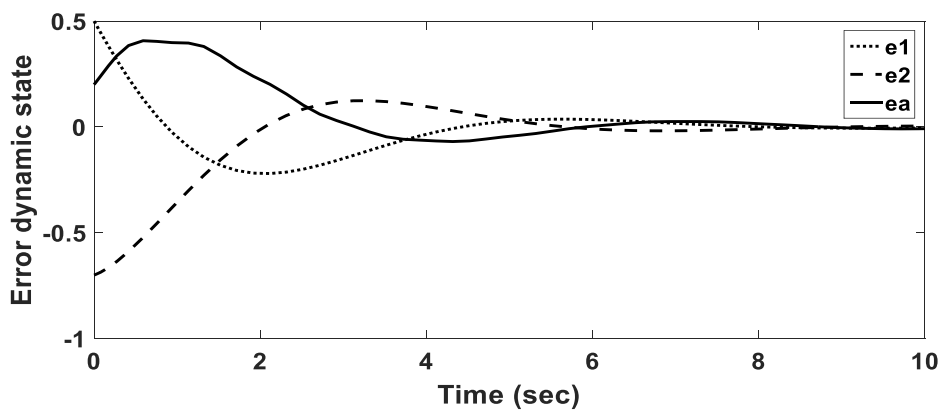
شکل ۴-۱ تغییرات مانده ناشی از عیب $\sin(t)$



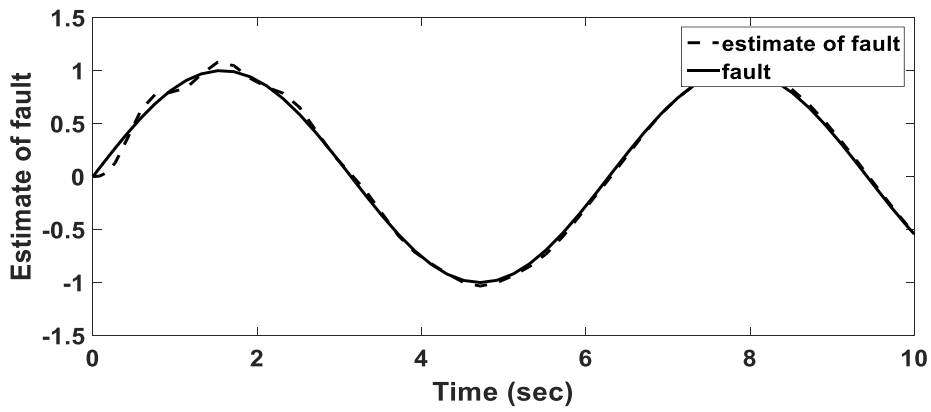
شکل ۲-۴ فضای حالت سیستم ناشی از عیب $\sin(t)$



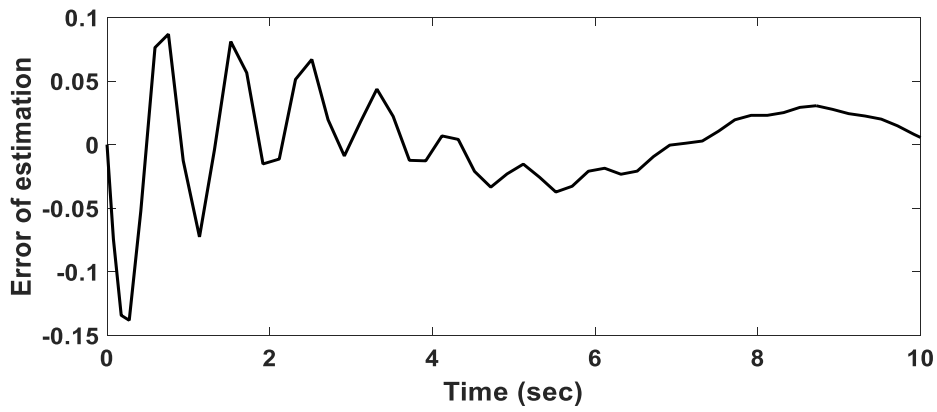
شکل ۳-۴ فضای حالت مشاهده گر ناشی از عیب $\sin(t)$



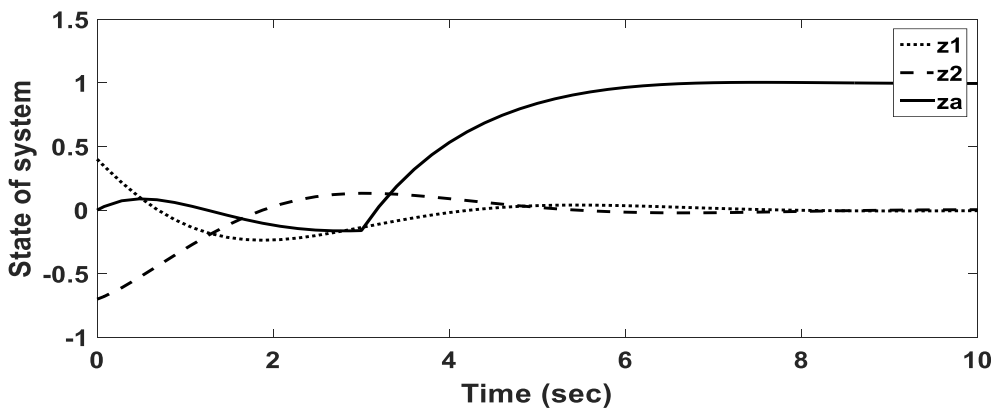
شکل ۴-۴ فضای حالت دینامیک های خطا ناشی از عیب $\sin(t)$



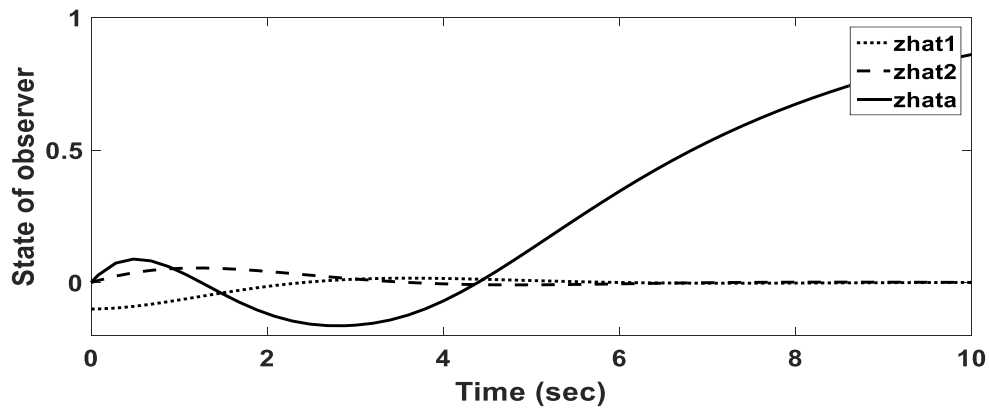
شکل ۴-۵ بازسازی عیب



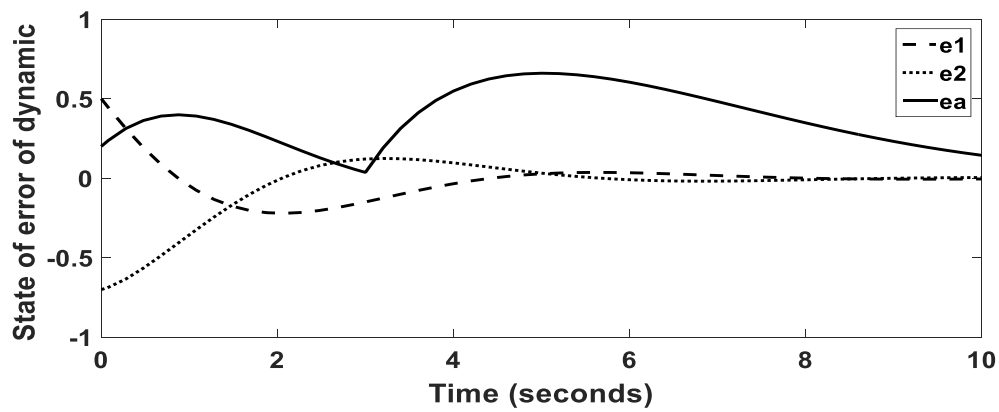
شکل ۴-۶ خطای تخمین



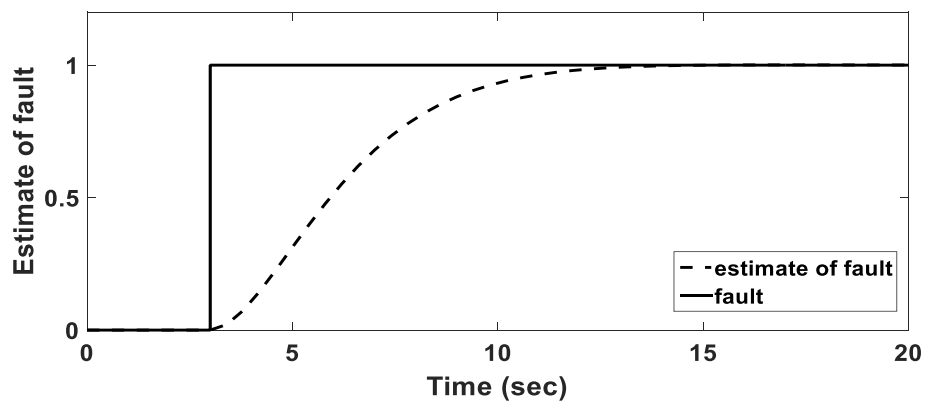
شکل ۴-۷ فضای حالت سیستم به ازای عیب پله



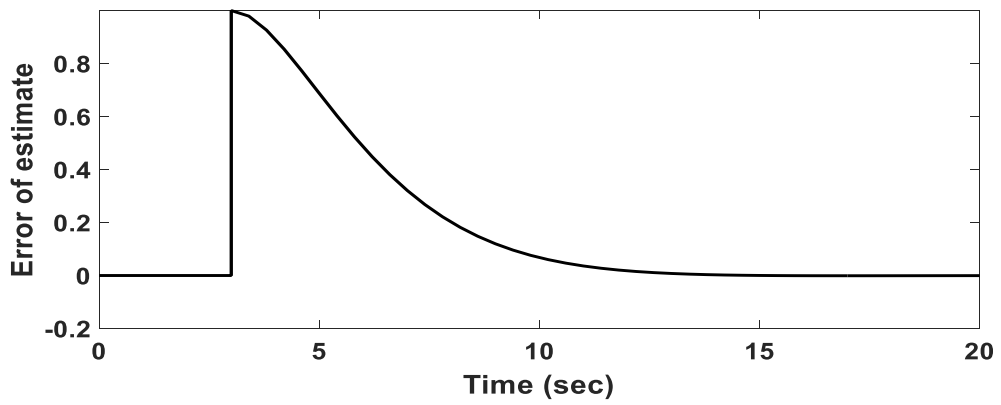
شکل ۴-۸ فضای حالت مشاهده گر به ازای عیب پله



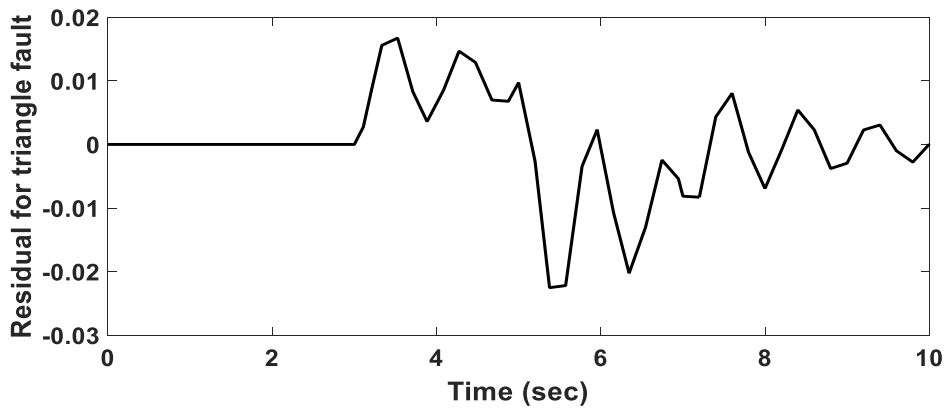
شکل ۴-۹ فضای حالت دینامیک های خطا به ازای عیب پله



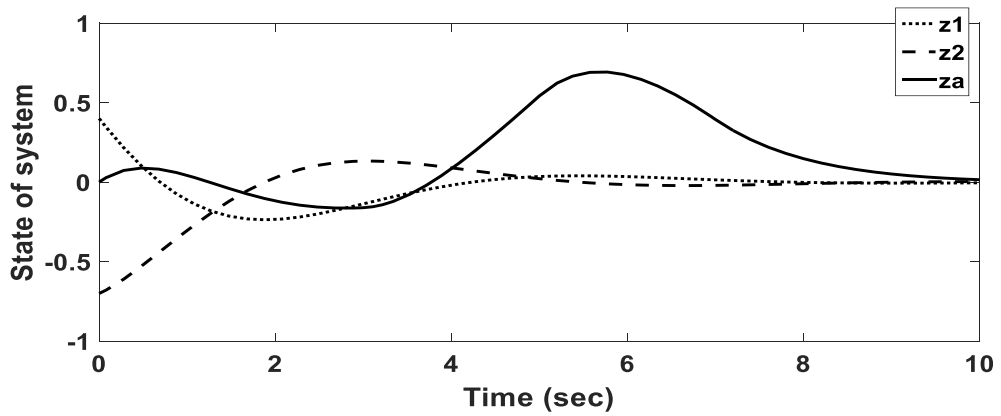
شکل ۴-۱۰ بازسازی عیب



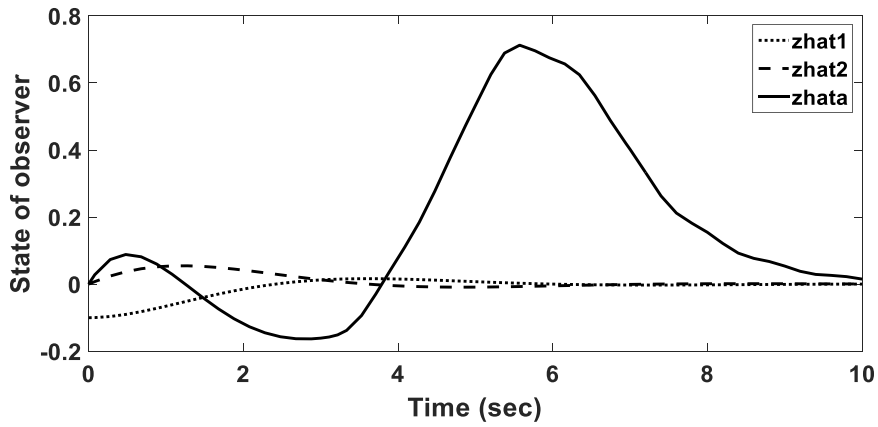
شکل ۴-۱۱ عیب بازسازی



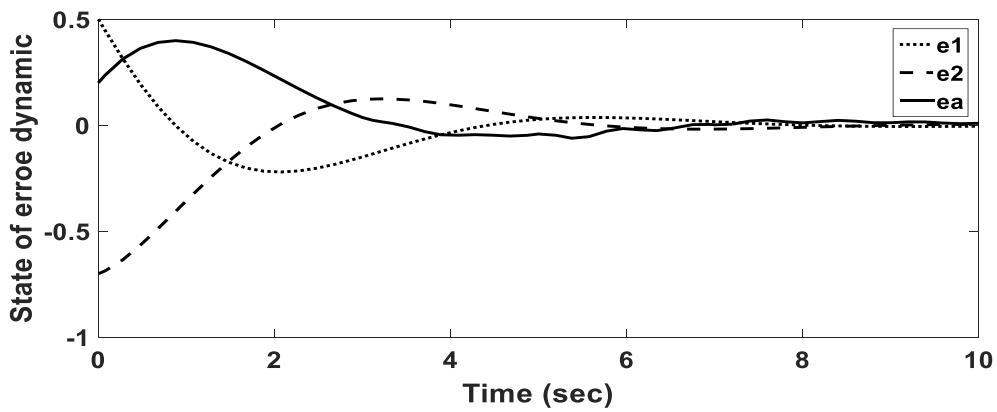
شکل ۴-۱۲ مقادیر مانده به ازای عیب مثلثی



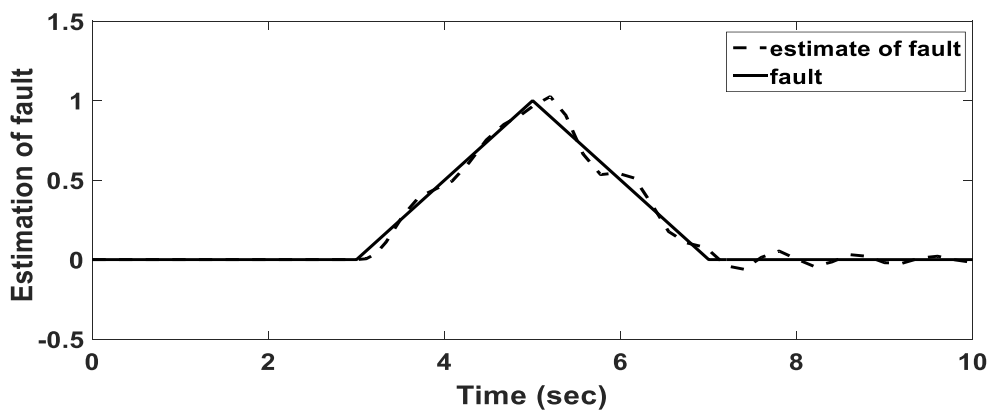
شکل ۴-۱۳ فضای حالت سیستم به ازای عیب مثلثی



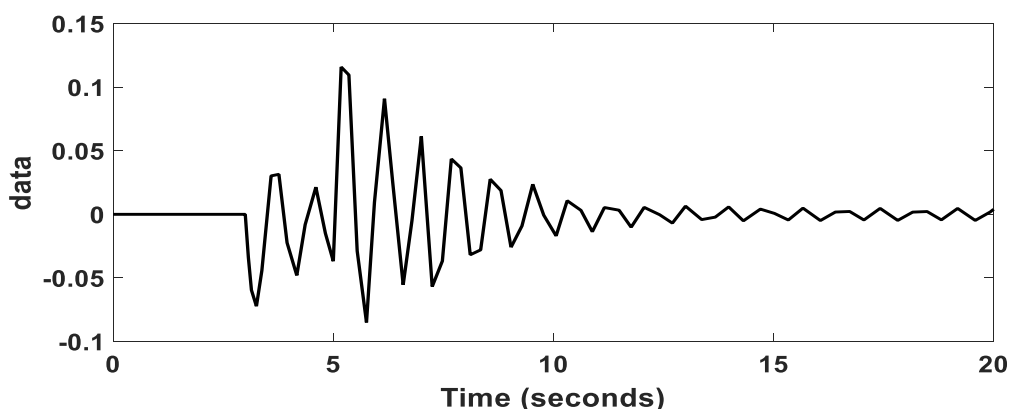
شکل ۴-۱۴ فضای حالت مشاهده گر به ازای عیب مثلثی



شکل ۴-۱۵ فضای حالت دینامیک های خطا به ازای عیب مثلثی



شکل ۴-۱۶ بازسازی عیب



شکل ۴-۱۷ خطای بازسازی

۴-۴ مشاهده گر مد لغزشی تطبیقی جهت بازسازی عیب حسگر:

در این بخش یک مشاهده گر مد لغزشی تطبیقی پایدار جهت تخمین حالت‌های سیستم غیرخطی و بازسازی عیب حسگر پیشنهاد می‌کنیم. برای طراحی فرض می‌کنیم که خطا محدود است.

نکته بسیار مهم در اینجا این است که ما ابتدا فرآیند این کار را برای بازسازی عیب محرک سیستم‌های خطی شرح می‌دهیم و سپس این رویکرد را برای بازسازی عیب حسگر سیستم‌های غیرخطی پیاده می‌کنیم.

۴-۴-۱ مشاهده گر مد لغزشی تطبیقی جهت بازسازی عیب محرک [۴۹]

مدل ریاضی سیستمی را به فرم زیر در نظر بگیرید

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + f(x, u, t) \quad (۱۷-۴)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (۱۸-۴)$$

که در معادلات بالا $A \in R^{n \times n}$ و $B \in R^{n \times m}$ و $C \in R^{p \times n}$ است که $p \geq m$ (تعداد خروجی‌های

سیستم بزرگ‌تر یا مساوی ورودی‌های سیستم است) و تابع نامعلوم f عیب سیستم است که $f: R^n \times$

$R^m \times R_+ \rightarrow R^n$ فرض می‌شود که:

$$f(x, u, t) = B\zeta(x, u, t)$$

که تابع $\zeta: R^n \times R^m \times R_+ \rightarrow R^m$ یک تابع نامعلوم ولی محدود است به ترتیب زیر:

$$\|\zeta(x, u, t)\| \leq \rho \quad \forall x \in R^n, u \in R^m, t \geq 0$$

با فرض مرتبه کامل بودن B, C و همچنین:

$$\text{rank}(CB) = m \quad (1)$$

(۲) صفرهای (A, B, C) همگی در سمت چپ محور موهومی باشند.

در نتیجه با توجه به مطالب بیان شده در [۱۴]، می توان یک تبدیل خطی ناویژه T را چنان یافت

که معادلات سیستم در مختصات جدید به صورت زیر تغییر یابند:

$$\dot{x}_1 = A_{11}x_1 + A_{12}y \quad (19-4)$$

$$\dot{y} = A_{21}x_1 + A_{22}y + B_2(u + \zeta) \quad (20-4)$$

که در معادلات بالا $y \in R^p$ و $x_1 \in R^{(n-p)}$ است و همچنین ماتریس A_{11} یک ماتریس پایدار

است.

اما معادلات مشاهده گر برای بازسازی عیب به صورت زیر به دست می آید.

$$\dot{\hat{x}}_1 = A_{11}\hat{x}_1 + A_{12}\hat{y} - A_{12}e_y \quad (21-4)$$

$$\dot{\hat{y}} = A_{21}\hat{x}_1 + A_{22}\hat{y} + B_2u - (A_{22} - A_{22}^s)e_y + P_2^{-1}v \quad (22-4)$$

که در آن A_{22}^s ماتریس پایدار است، همچنین بردار خطای $e_y(t)$ و جمله ناپیوسته v

به صورت زیر است:

$$e_y(t) = \hat{y}(t) - y(t) \quad (۲۳-۴)$$

$$v = -\hat{\rho} \|P_2\| \|B_2\| \frac{e_y}{\|e_y\|} \quad (۲۴-۴)$$

که $P_2 \in R^{P \times P}$ و ماتریس لیاپانوف برای A_{22}^S است $A_{22}^{S T} P_2 + P_2 A_{22}^S < 0$ همچنین:

$$\|\zeta(x, u, t)\| \leq \rho \quad (۲۵-۴)$$

دینامیک خطای مشاهده گر، به صورت زیر است:

$$\dot{e}_1(t) = A_{11} e_1(t) \quad (۲۶-۴)$$

$$\dot{e}_y = A_{21} e_1 + A_{22}^S e_y + P_2^{-1} v - B_2 \zeta \quad (۲۷-۴)$$

A_{11} ماتریس پایدار است، در نتیجه e_1 به صورت مجانبی به مبدأ همگرا می شود، هدف در این بخش، طراحی v به نحوی است که e_y پایدار شود. همچنین فرض می کنیم که حداکثر خطای مشاهده گر نامعلوم است.

با در نظر گرفتن تابع مثبت معین زیر به عنوان لیاپانوف کاندید:

$$V = e_y^T P_2 e_y + \frac{1}{2\gamma} \bar{\rho}^2 \quad (۲۸-۴)$$

که در آن $\bar{\rho} = \rho - \hat{\rho}$ که $\hat{\rho}$ تخمین ρ است و γ یک ثابت مثبت است. با مشتق گیری از رابطه بالا و جایگذاری از (۲۷-۴) در آن داریم:

$$\dot{V} = 2e_y^T P_2 A_{21} e_1 + e_y^T (P_2 A_{22}^S) + (A_{22}^S)^T P_2 e_y + 2e_y^T P_2 B_2 f - \frac{1}{\gamma} \hat{\rho} \bar{\rho} \quad (۲۹-۴)$$

با توجه به پایدار بودن A_{22}^S داریم:

$$P_2 A_{22}^S + (A_{22}^S)^T P_2 = -Q$$

در نتیجه معادله (۴-۲۹) را می توان به صورت زیر ساده کرد:

$$\begin{aligned}\dot{V} &= -e_y^T Q e_y + 2e_y^T P_2 A_{21} e_1 + 2e_y^T v - 2e_y^T P_2 B_2 f - \frac{1}{\gamma} \dot{\hat{\rho}} \bar{\rho} \\ &\leq -e_y^T Q e_y + 2e_y^T P_2 A_{21} e_1 + 2e_y^T v + 2\|e_y^T\| \|P_2\| \|B_2\| \rho - \frac{1}{\gamma} \dot{\hat{\rho}} \bar{\rho}\end{aligned}$$

با جایگذاری از (۴-۲۴) داریم:

$$\begin{aligned}\dot{V} &\leq -e_y^T Q e_y + 2e_y^T P_2 A_{21} e_1 - 2\|e_y^T\| \|P_2\| \|B_2\| \hat{\rho} \\ &\quad + 2\|e_y^T\| \|P_2\| \|B_2\| \rho - \frac{1}{\gamma} \dot{\hat{\rho}} \bar{\rho}\end{aligned}\quad (۴-۳۰)$$

اگر قانون تطبیق را به صورت :

$$\dot{\hat{\rho}} = \gamma(2\|e_y^T\| \|P_2\| \|B_2\|)$$

پیشنهاد دهیم، پایداری و محدود بودن خطای ردیابی تضمین می شود، اما با توجه به اینکه همواره

$\hat{\rho} \geq 0$ است در نتیجه، ρ یک پارامتر غیر کاهش یافته است، این باعث می شود که در حضور اغتشاش، و یا

عیبهای ناگهانی با دامنه بالا، ρ افزایش یافته و دیگر کاهش نیابد، که این خود کاهش سیستم را نتیجه

می دهد. در نتیجه برای اینکه ρ بتواند کاهش پیدا کند و همچنین دارای حد بالا باشد، از قانون تطبیق

زیر استفاده می کنیم:

$$\dot{\hat{\rho}} = (2\gamma\|e_y^T\| \|P_2\| \|B_2\| - \varphi \hat{\rho})\quad (۴-۳۱)$$

که در رابطه بالا φ یک ثابت مثبت است. در نتیجه با جایگذاری (۴-۳۱) در (۴-۳۰) داریم:

$$\begin{aligned}\dot{V} &\leq -e_y^T Q e_y + 2e_y^T P_2 A_{21} e_1 - 2\|e_y^T\| \|P_2\| \|B_2\| \hat{\rho} \\ &\quad + 2\|e_y^T\| \|P_2\| \|B_2\| \rho - \frac{1}{\gamma} \dot{\hat{\rho}} \bar{\rho} =\end{aligned}\quad (۴-۳۲)$$

$$-e_y^T Q e_y + 2e_y^T P_2 A_{21} e_1 - \frac{\varphi}{\gamma} \hat{\rho} \bar{\rho}$$

در نتیجه (۳۲-۴) را می توان به صورت زیر نوشت:

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -e_y^T Q e_y + 2e_y^T P_2 A_{21} e_1 + \frac{\varphi}{\gamma} \hat{\rho} \bar{\rho} = -e_y^T Q e_y - \frac{\varphi}{\gamma} (0.5\rho - \hat{\rho})^2 + \frac{\varphi}{4\gamma} \rho^2 \leq \\ &\quad -e_y^T Q e_y + 2e_y^T P_2 A_{21} e_1 + \frac{\varphi}{4\gamma} \rho^2 \\ &\leq -\lambda_{\min}(Q) \|e_y\|^2 + 2\|e_y\| P_2 A_{21} e_1 + \frac{\varphi}{4\gamma} \rho^2 \end{aligned} \quad (۳۳-۴)$$

با توجه به اینکه همواره نامساوی زیر برای هر a, b حقیقی برقرار است:

$$a^2 + b^2 \geq 2ab$$

در نتیجه رابطه (۳۳-۴) به صورت زیر ساده می شود:

$$\dot{V} \leq -\lambda_{\min}(Q) \|e_y\|^2 + 2\|e_y\| P_2 A_{21} e_1 + \frac{\varphi}{4\gamma} \rho^2 \quad (۳۴-۴)$$

$$-(\lambda_{\min}(Q) - 1) \|e_y\|^2 + \|P_2 A_{21} e_1\|^2 + \frac{\varphi}{4\gamma} \rho^2 \leq 0$$

در نتیجه زمانی که شرط زیر برقرار باشد داریم $\dot{V} \leq 0$ و پایداری سیستم تضمین شده است:

$$\|e_y\| \geq \sqrt{\frac{\|P_2 A_{21} e_1\|^2 + \frac{\varphi}{4\gamma} \rho^2}{(\lambda_{\min}(Q) - 1)}}$$

با این شرط طراحی که باید همواره:

$$\lambda_{\min}(Q) \geq 1$$

در نتیجه پایداری مشاهده گر تضمین می شود. و با انتخاب به اندازه کافی کوچک φ و به اندازه

کافی بزرگ γ ، و همچنین $\lambda_{\min}(Q) \gg 1$ می توان خطای ردیابی سیستم را کاهش داد؛ و در نتیجه

می توان عیب محرک را به فرم زیر در طول حرکت لغزشی بازسازی کرد:

$$f \approx -\hat{\rho} \|D_2\| (D_2^T D_2)^{-1} D_2^T \frac{e_y}{\|e_y\| + \delta} \quad (35-4)$$

همان‌طور که ملاحظه شد بازسازی عیب محرک در یک سیستم خطی به وسیله یک مشاهده‌گر مد لغزشی تطبیقی شرح داده شد، حال این رویکرد را ما می‌توانیم جهت بازسازی عیب حسگر در یک سیستم غیرخطی پیاده کنیم؛ یک‌بار دیگر معادلات سیستم غیرخطی را به شکل زیر در نظر بگیریم:

$$\dot{x}(t) = F(x(t), u(t)) + \Delta F(x(t))$$

$$y(t) = h(x(t)) + Df_s(t)$$

که ما این سیستم را با توجه به توضیحات ارائه‌شده در فصل قبل به صورت زیر تبدیل نمودیم، البته در این تبدیل ساختار غیرخطی سیستم کاملاً حفظ شده و هدف از این تبدیل در نظرگیری عیب حسگر به فرم عیب محرک است.

$$\dot{z} = (A - B\Lambda)z + B\Gamma(z, u)$$

$$\dot{z}_a = B_a C z + A_a z_a + B_a Df_s(t)$$

در نتیجه واضح است که اگر ما بتوانیم سیستم‌های غیرخطی را به فرم بالا تبدیل کنیم در نتیجه خواهیم توانست از نتایج ارائه‌شده در ۳-۴-۱ نیز استفاده کنیم.

۵-۴ پیاده‌سازی و شبیه‌سازی

$$\dot{z}_1 = z_2$$

$$\dot{z}_2 = -z_1 - z_2 - z_1^3 + u$$

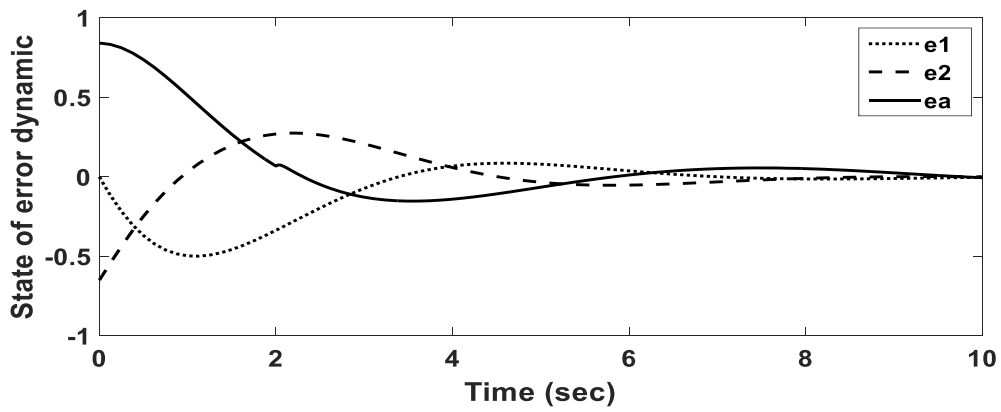
$$\dot{z}_a = z_1 - z_a + f_s$$

برای مثال فوق مقادیر

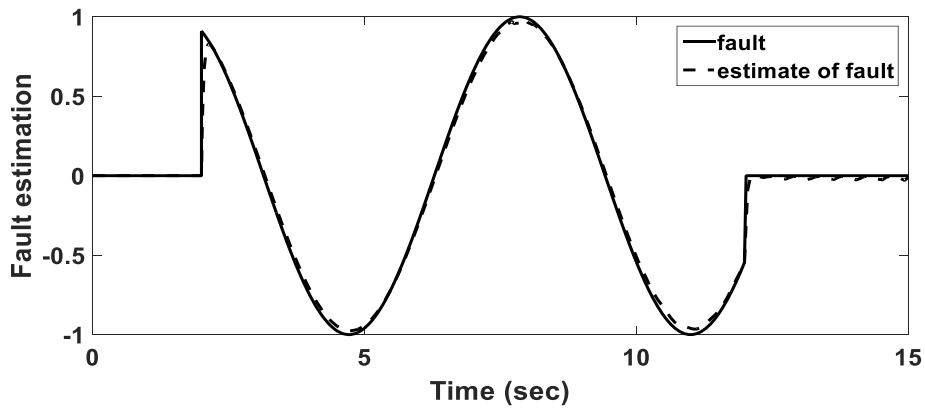
$$P = P_2 = \begin{bmatrix} 1.2047 & 0.2428 \\ 0.2428 & 1.2881 \end{bmatrix}$$

$$A_{22} = A_a = -1 \quad , \quad A_{21} = B_a C = [1 \ 0] \quad , \quad \lambda_{\min}(Q) = 2.0001$$

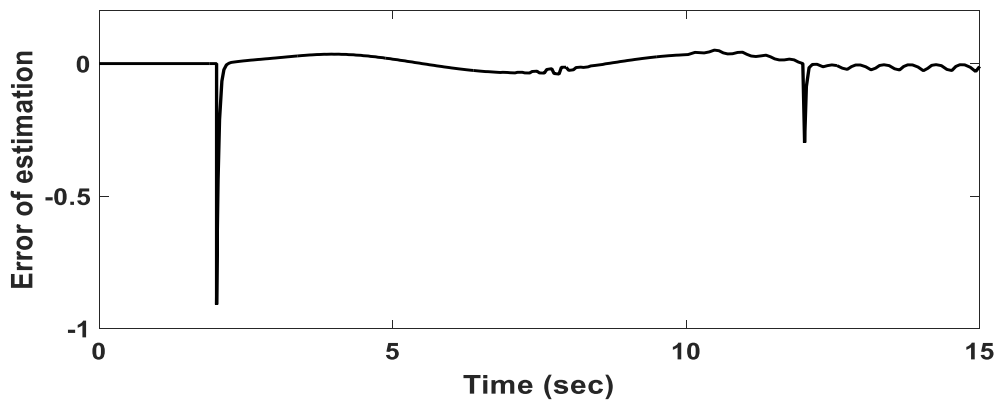
نتایج حاصله از شبیه سازی:



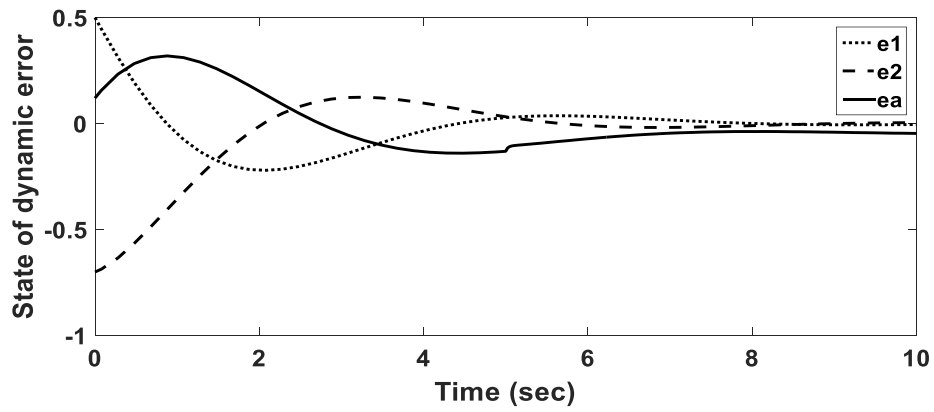
شکل ۴-۱۸ فضای حالت دینامیک های خطا به ازای عیب $\sin(t)$



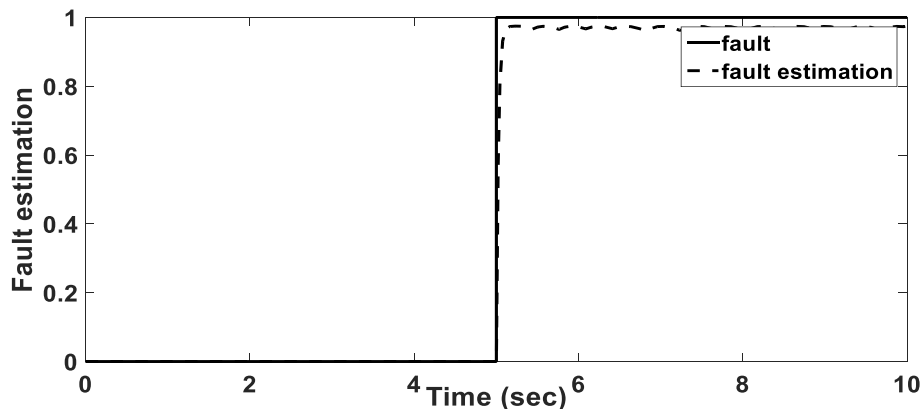
شکل ۴-۱۹ بازسازی عیب



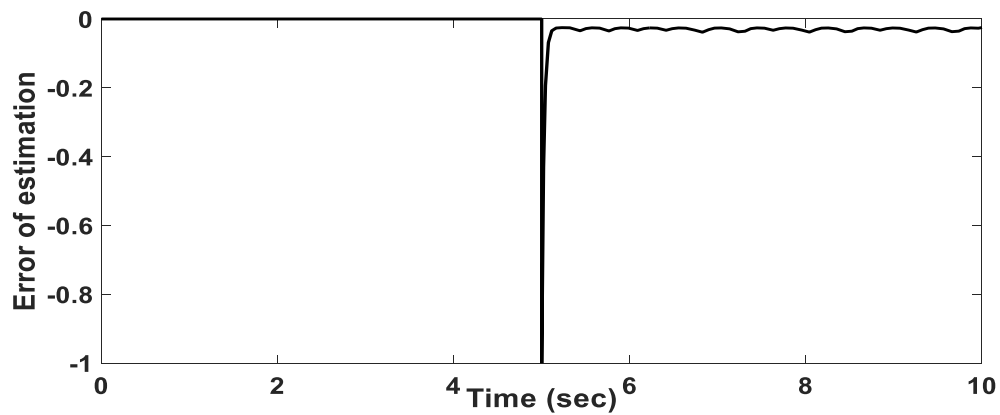
شکل ۴-۲۰ خطای بازسازی به ازای عیب $\sin(t)$



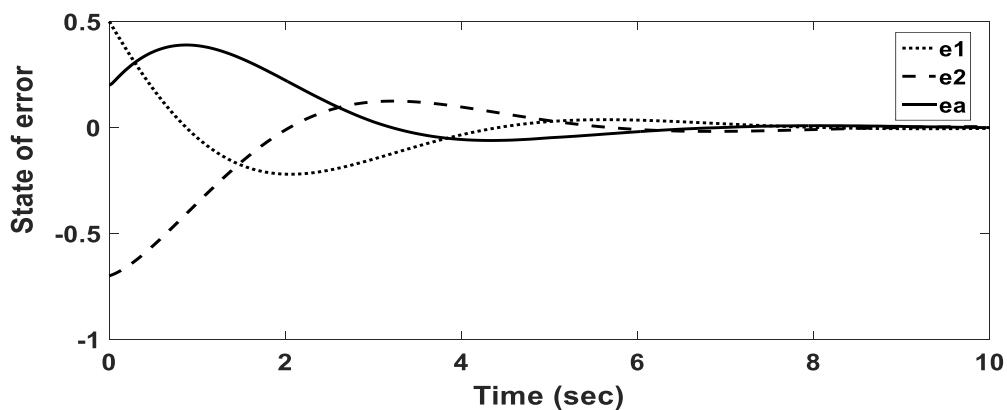
شکل ۲۱-۴ فضای حالت دینامیک خطا به ازای عیب پله



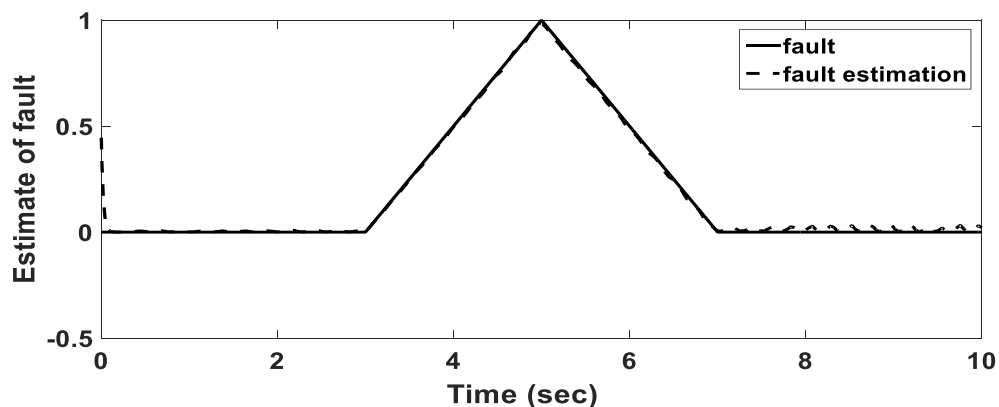
شکل ۲۲-۴ بازسازی عیب



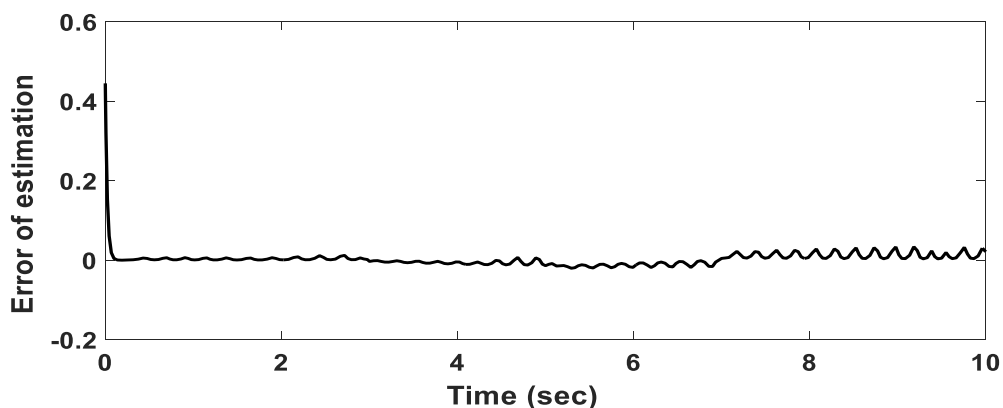
شکل ۲۳-۴ خطای بازسازی به ازای عیب پله



شکل ۲۴-۴ فضای حالت دینامیک های خطا به ازای عیب مثلثی



شکل ۲۵-۴ بازسازی عیب



شکل ۲۶-۴ خطای بازسازی به ازای عیب مثلثی

در این فصل جهت قیاس با مشاهده گر مدلغزشی مشاهده گر تطبیقی را پیشنهاد دادیم، همانطور که از نتایج پیدا است این مشاهده گر در بازسازی عیب های نرم (شکل ۴-۵) به خوبی عمل می کند اما در بازسازی خطا های ناگهانی (شکل ۴-۱۰) ضعیف عمل کرده است این موضوع را در (۴-۱۶) هم به

خوبی میتوان دریافت که عیب مثلثی که در ابتدا نرم رشد می کند، خوب بازسازی شده اما در حالتی که به صورت ناگهانی شیب نزولی می شود بازسازی خوبی توسط این مشاهده گر انجام نگرفته است. این مشکل را با مطرح کردن مشاهده گر مدلغزشی تطبیقی به خوبی حل کردیم که نتایج آن را در شکل های ۴-۱۹، ۴-۲۲، ۴-۲۵ مشاهده می کنید.

فصل پنجم

استفاده از مشاهده کرد لقرشی تطبیقی به منظور

بازسازی خطای حکر در حضور عدم قطعیت

در این فصل، یک کلاس از سیستم‌های غیرخطی با عدم قطعیت پارامتری لحاظ شده است. یک قانون تطبیق جدید طراحی می‌شود که پارامترهای نامعلوم را تحت این فرض که مشتق زمانی خروجی‌ها قابل اندازه‌گیری است تشخیص می‌دهد. سپس یک مشاهده‌گر مد لغزشی معرفی می‌شود که متغیرهای حالت سیستم را تخمین می‌زند. با استفاده از ویژگی‌های ذاتی یک طرح بازسازی عیب ارائه می‌شود که می‌توان آن را به صورت برخط به کاربرد. سیگنال بازسازی ارائه شده می‌تواند سیگنال عیب را با هر دقت دلخواهی، حتی در حضور عدم قطعیت پارامتری تخمین بزند.

تحت این فرض که مشتق زمانی زیرمجموعه‌های خروجی سیستم قابل دسترس هستند، یک قانون آپدیت تطبیقی جدید ارائه می‌شود. پارامترهای نامعلوم تخمین زده می‌شوند و یک مشاهده‌گر مد لغزشی با استفاده از پارامترهای تخمین زده شده توسعه داده می‌شود. بر اساس مشاهده‌گر مد لغزشی، یک طرح بازسازی عیب که می‌تواند به صورت آنلاین ارائه شود سیگنال عیب را بازسازی کند. سیگنال بازسازی شده می‌تواند سیگنال عیب را با هر دقتی بازسازی کند. بنابراین شرط بازسازی برای توزیع عدم قطعیت حذف می‌شود. پارامترهای عدم قطعیت می‌تواند به طور دلخواه بزرگ باشند، و لازم نیست که باند آن‌ها را هم بدانیم. که این یک پیشرفتی در مقایسه با کارهای پیشین [۵۴] و [۵۳] است، که باند عدم قطعیت در طراحی مشاهده‌گر و بازسازی یا تخمین عیب استفاده می‌شد.

علائم به کاررفته

برای ماتریس مربعی A ، $\lambda_{max}(A)$ ماکزیمم مقادیر ویژه A ، و $A > 0$ نشان‌دهنده ماتریس معین مثبت است. علامت I_n ، نشان‌دهنده n امین مرتبه از ماتریس است، R^+ نشان‌دهنده مجموعه نامنفی از اعداد حقیقی است. مجموعه ماتریس‌های $n \times m$ با عناصری در R با $R^{n \times m}$ نشان داده می‌شود. یک تابع $f(x, y)$ همچنین به فرم $f(x_1, x_2, \dots, x_{n1}, y_1, y_2, \dots, y_{n2})$ نشان داده می‌شود که

نشان‌دهنده نرم اقلیدسی است. $x = [x_1, x_2, \dots, x_{n_1}]^T \in R^{n_1}$ و $y = [y_1, y_2, \dots, y_{n_2}]^T \in R^{n_2}$ علامت $\| \cdot \|$

نتایج زیر در آنالیزهای بعدی استفاده خواهد شود.

لم ۵-۱ [۵۳]: فرض کنید که $x = \text{col}(x_1, x_2, \dots, x_N)$ ، که $x_i \in R^{n_i}$ برای $i = 1, 2, \dots, N$ سپس موارد زیر را مطرح می‌کنیم:

$$\bullet \quad \|x\| \leq x^T \text{sgn}(x)$$

$$\bullet \quad \sum_{i=1}^N (d_i \|x_i\|) \leq \sqrt{\sum_{i=1}^N d_i^2} \|x\|$$

که d_i یک ثابت مثبت است برای $i = 1, 2, \dots, N$.

اثبات:

(۱) اگر $x_i = \text{col}(x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{ini})$ باشد. برمی‌آید که برای $i = 1, 2, \dots, N$

$$x_i^T \text{sgn}(x_i) = [x_{i1} \quad x_{i2} \quad \dots \quad x_{ini}] \begin{bmatrix} \text{sgn}(x_{i1}) \\ \text{sgn}(x_{i2}) \\ \vdots \\ \text{sgn}(x_{ini}) \end{bmatrix} = |x_{i1}| + |x_{i2}| + \dots + |x_{ini}| \geq \|x_i\|$$

بنابراین

$$x^T \text{sgn}(x) = [x_1^T \quad x_2^T \quad \dots \quad x_N^T] \begin{bmatrix} \text{sgn}(x_1) \\ \text{sgn}(x_2) \\ \vdots \\ \text{sgn}(x_N) \end{bmatrix} = x_1^T \text{sgn}(x_1) + x_2^T \text{sgn}(x_2) + \dots + x_N^T \text{sgn}(x_N)$$

$$\geq \|x_1\| + \|x_2\| + \dots + \|x_N\| \geq \|x\| .$$

از این رو، نتیجه ۱ استخراج می‌شود.

(۲) با $p = q = 2$ در نامساوی هلدِر [۵۳]،

$$\sum_{i=1}^N |a_i b_i| \leq \left(\sum_{i=1}^N |a_i|^p \right)^{\frac{1}{p}} \left(\sum_{i=1}^N |b_i|^q \right)^{\frac{1}{q}}, \quad \frac{1}{p} + \frac{1}{q} = 1$$

برمی‌آید که برای $d_i \geq 0$

$$\sum_{i=1}^N d_i \|x_i\| \leq \left(\sum_{i=1}^N d_i^2 \right)^{\frac{1}{2}} \left(\sum_{i=1}^N \|x_i\|^2 \right)^{\frac{1}{2}} = \sqrt{\sum_{i=1}^N d_i^2} \|x\|$$

و به این ترتیب نتیجه ۲ استنباط می‌شود.

۲-۵ فرموله کردن مسئله [۵۵]

یک سیستم غیرخطی با توصیف زیر را در نظر بگیرید:

$$\dot{x}_i = F_i x_i + G_i(y, u) + \Phi_i(y, u)\theta + \Psi_i(y, u)f(t) \quad (۱-۵)$$

$$y_i = C_i x_i, \quad i = 1, 2, \dots, p \quad (۲-۵)$$

که $x = \text{col}(x_1, x_2, \dots, x_p) \in R^n$ و $x_i := \text{col}(x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{ini}) \in R^{n_i}$ متغیرهای حالت

سیستم هستند؛ $u \in \mathcal{U} \subset R^p$ و $y \in \mathcal{Y} \subset R^p$ به ترتیب ورودی‌ها و خروجی‌ها

هستند. فرض کنید که جفت (F_i, C_i) دارای فرم استاندارد برونووسکی^۲ [۲۵] به صورت زیر است:

$$F_i = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} := \begin{bmatrix} A_{i1} & 0 \\ A_{i2} & 0 \end{bmatrix}_{n_i \times n_i} \quad (۳-۵)$$

$$C_i = [0 \quad \dots \quad 0 \quad 1]_{1 \times n_i} \quad (۴-۵)$$

^۱ Hölder's

^۲ Brunovsky

که $\Psi_i(x, u) \in R^{n_i \times r}$ و $G_i(x, u) \in R^{n_i}$, $\Phi_i(x, u) \in R^{n_i \times q}$ با $p \geq q + r$ برای $i = 1, 2, \dots, p$.

علامت $\theta \in R^q$ نشان دهنده پارامترهای ثابت ناشناخته است. تابع بردار ناشناخته $f(t) \in R^r$ نشان دهنده عیب های اعمالی به سیستم است و فرض می شود که رابطه زیر را برآورده می کند:

$$\|f(t)\| \leq \rho(t) \quad (5-5)$$

که $\rho(\cdot)$ معلوم است.

نکته ۱-۵: شرط اینکه (F_i, C_i) دارای فرم برونوسکی باشند می تواند جایگزین شرط مشاهده پذیری (F_i, C_i) باشد، از این رو یک تبدیل همگام می تواند جهت تبدیل سیستم (۱-۵) و (۲-۵) به فرم برونوسکی بکار برده شود.

نکته ۲-۵: باید دقت شود که رویکرد توسعه داده شده در این کار می تواند برای آن دسته از سیستم های غیر خطی استفاده شود که بتوانند به فرم سیستم (۱-۵) و (۲-۵) تبدیل شوند. روشن است که جفت ماتریس (F_i, C_i) مشاهده پذیر است و بنابراین، وجود دارد یک ماتریس \tilde{K}_i به طوری که $F_i - \tilde{K}_i C_i$ پایدار باشد.

بنابراین، برای هر $\tilde{Q}_i > 0$ ، معادله لیاپانوف

$$(F_i - \tilde{K}_i C_i)^T \tilde{P}_i + \tilde{P}_i (F_i - \tilde{K}_i C_i) = -\tilde{Q}_i \quad (6-5)$$

دارای حل یکتای $\tilde{P}_i > 0$ برای $i = 1, 2, \dots, p$ می باشد.

فرض ۱:

توابع $\Gamma_i(y, u)$ با $i = 1, 2, \dots, p$ وجود دارد به طوری که

$$(\Psi_i(y, u))^T \tilde{P}_i = \Gamma_i(y, u)C_i, \quad i = 1, 2, \dots, p \quad (7-5)$$

که $\Psi_i(y, u)$ در (۱-۵) داده شده است.

نکته ۳-۵:

فرض ۱-۵ یک محدودیت ساختاری روی توزیع عیب $\Psi_i(\cdot)$ دارد. اما، این باید مورد توجه قرار بگیرد که هیچ محدودیت ساختاری روی عدم قطعیت پارامتری وجود ندارد. به خصوص، اگر n_{\min} زیرسیستم دارای مرتبه ۱ باشد، فرض ۱-۵ به طور اتوماتیک برقرار می شود.

عبارت \tilde{P}_i به صورت

$$\tilde{P}_i = \begin{bmatrix} \tilde{P}_{i1} & \tilde{P}_{i2} \\ \tilde{P}_{i2} & \tilde{P}_{i3} \end{bmatrix}$$

که $\tilde{P}_{i3} \in R$ و $\tilde{P}_{i1} \in R^{(n_i-1) \times (n_i-1)}$ برای سیستم (۱-۵) و (۲-۵)، تبدیل همگام $z = Tx$

را معرفی می کنیم، که $T := \text{diag}\{T_1, T_2, \dots, T_p\}$ و

$$T_i := \begin{bmatrix} I_{n_i-1} & -\tilde{P}_{i1}^{-1}\tilde{P}_{i2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad i = 1, 2, \dots, p \quad (8-5)$$

سپس در سیستم همگام شده z سیستم (۱-۵) و (۲-۵) دارای فرمی به صورت زیر است:

$$\dot{z}_i = T_i \begin{bmatrix} A_{i1} & 0 \\ A_{i2} & 0 \end{bmatrix} T_i^{-1} z_i + T_i G_i(y, u) + T_i \Phi_i(y, u) \theta + T_i \Psi_i(y, u) f(t) \quad (9-5)$$

$$y_i = C_i z_i \quad i = 1, 2, \dots, p \quad (10-5)$$

که $z = \text{col}(z_1, z_2, \dots, z_p)$ با $z_i := (z_{i1}, z_{i2}, \dots, z_{ini})$ از [۳۶] به دست می آید که

$A_{i1} - -\tilde{P}_{i1}^{-1}\tilde{P}_{i2}A_{i2}$ پایدار است. که $K_i := \tilde{P}_{i1}^{-1}\tilde{P}_{i2}$ است. با حفظ متغیرهای حالت، سیستم

(۹-۵) و (۱۰-۵) می توانند همچنین به فرم زیر توصیف شوند:

$$\dot{z}_I = (A_1 - KA_2)z_I + (A_1 - KA_2)Ky + G_I(y, u) + \Phi_I(y, u)\theta \quad (11-5)$$

$$\dot{y} = A_2z_I + A_2ky + G_{II}(y, u) + \Phi_{II}(y, u)\theta + \Psi_{II}(y, u)f(t) \quad (12-5)$$

$$z_I = \text{col}(z_{11}, \dots, z_{1(n1-1)}, \dots, z_{p1}, \dots, z_{p(np-1)}) \in R^{n-p},$$

$$y = \text{col}(z_{1n1}, \dots, z_{pn1}), \quad A_1 = \text{dig}\{A_{11}, \dots, A_{p1}\},$$

$$A_2 = \text{dig}\{A_{12}, \dots, A_{p2}\} \quad \text{و} \quad K = \text{dig}\{K_1, K_2, \dots, K_p\}$$

روشن است که $A_1 - KA_2 = \text{diag}\{A_{11} - K_1A_{12}, \dots, A_{p1} - K_pA_{p2}\}$ پایدار است، و بنابراین

برای $Q > 0 (Q \in R^{(n-p)(n-p)})$ معادله لیاپانوف

$$(A_1 - KA_2)^T P + P(A_1 - KA_2) = -Q \quad (13-5)$$

دارای یک حل یکتا برای $P > 0$ است.

نکته ۴-۵:

از ماتریس T داده شده در معادله (۸-۵)، توابع $\Psi_I(\cdot)$ ، $\Phi_{II}(\cdot)$ ، $G_{II}(\cdot)$ ، $G_I(\cdot)$ و $\Psi_{II}(\cdot)$

می توانند به صورت مستقیم از تبدیل همگام $z = T(x)$ به دست بیایند، بنابراین سیستم (۱۱-۵) و (۵-۵)

(۱۲) به خوبی می تواند از معادله (۱-۵) و (۲-۵) به صورت مستقیم به دست آید. باید دقت شود که

ماتریس انتقال T که سیستم (۱-۵) و (۲-۵) را به سیستم (۱۱-۵) و (۱۲-۵) تبدیل می کند منحصر به فرد

نیست. که یک نوع از این تبدیل در (۸-۵) ارائه شده است.

فرض ۲-۵:

یک ماتریس نا منفرد $W \in R^{P \times P}$ وجود دارد به طوری که

$$W[\Phi_{II}(y, u) \quad \Psi_{II}(y, u)] = \begin{bmatrix} 0_{(p-q-r) \times q} & 0_{(p-q-r) \times r} \\ N_1(y, u) & 0_{q \times r} \\ 0_{r \times q} & N_2(y, u) \end{bmatrix}$$

که $N_2(\cdot) \in R^{r \times r}$ و $N_1(\cdot) \in R^{q \times q}$ هر دو در $y \times u$ نامنفرد هستند.

نکته ۵-۵:

از فرض ۲-۵ به دست می‌آید که عدم قطعیت پارامتری و عیب با به‌کارگیری یک تبدیل نامنفرد در (۱۱-۵) و (۱۲-۵) قابل تفکیک هستند. محدودیت فرض ۲-۵ این‌گونه می‌تواند تفسیر شود که ماتریس $[\Phi_{II}(y, u) \quad \Psi_{II}(y, u)]$ بتواند با استفاده از یک تبدیل سطری ابتدایی قطری شود.

نکته ۶-۵:

باید دقت شود که برای آنالیز نیازمند $n_i > 1$ است. اگر برای مثال $n_k = 1$ سپس $x_k = y_k$ در معادله (۱-۵) یک اسکالر است، و در این مورد k مین زیرسیستم به‌طور مستقیم با زیرسیستم (۱۲-۵) برابر خواهد شد، و در معادله دیفرانسیل (۱۱-۵) وارد نخواهد شد.

هدف این کار این است که یک مشاهده‌گر مد لغزشی برای سیستم (۱-۵) و (۲-۵) طراحی کنیم، سپس بر اساس این مشاهده‌گر یک رویکرد ارائه می‌شود که به‌طور تقریبی سیگنال عیب $f(\cdot)$ را بازسازی کند. یک قانون تطبیقی جدید هم ارائه خواهد شد که پارامترها را تخمین خواهد زد. سیستم (۱-۵) و (۲-۵) هم‌ارز سیستم (۱۱-۵) و (۱۲-۵) است. به‌طوری‌که سیستم قبلی می‌تواند با استفاده از یک تبدیل نامنفرد خطی به سیستم فعلی تبدیل شود.

۳-۵ طراحی مشاهده‌گر مد لغزشی تطبیقی [۵۵]

در این بخش، یک مشاهده‌گر مد لغزشی بر اساس قانون تطبیق طراحی خواهد شد.

با گرفتن $z_y = Wy$ ، که W در فرض ۲-۵ تعریف گردید. نتایج بخش قبل نشان داد که، تحت

فرض ۱-۵ و ۲-۵ سیستم (۱-۵) و (۲-۵) می‌تواند به‌صورت زیر توصیف شود:

$$\dot{z}_I = (A_1 - KA_2)z_I + (A_1 - KA_2)KW^{-1}z_y + G_I(y, u) + \Phi_I(y, u)\theta \quad (۱۴-۵)$$

$$\dot{z}_y = WA_2 z_I + WA_2 KW^{-1} z_y + WG_{II}(y, u) + \begin{bmatrix} 0 \\ N_1(y, u) \\ 0 \end{bmatrix} \theta \quad (15-5)$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ N_2(y, u) \end{bmatrix} f(t)$$

$$y = W^{-1} z_y \quad (16-5)$$

که $W, N_1(\cdot), N_2(\cdot)$ با استفاده از فرض ۲-۵ تعریف شده‌اند. و در بررسی بیشتر ساختار سیستم عبارت z_y به صورت $z_y = \text{col}(z_{y0}, z_{y\theta}, z_{yf})$ که $z_{y0} \in R^{p-q-r}$ و $z_{y\theta} \in R^q$ و $z_{yf} \in R^r$ و ماتریس های W, WA_2, WA_2K سازگار با z_y به صورت زیر تعریف می شوند:

$$W := \begin{bmatrix} W_{11} \\ W_{21} \\ W_{31} \end{bmatrix} \quad WA_2 := \begin{bmatrix} W_{12} \\ W_{22} \\ W_{32} \end{bmatrix} \quad WA_2K := \begin{bmatrix} W_{13} \\ W_{23} \\ W_{33} \end{bmatrix} \quad (17-5)$$

سپس سیستم (۱۴-۵)-(۱۶-۵) را می‌توان به صورت زیر باز نویسی کرد:

$$\dot{z}_I = (A_1 - KA_2)z_I + (A_1 - KA_2)KW^{-1} z_y + G_I(y, u) + \Phi_I(y, u)\theta \quad (18-5)$$

$$\dot{z}_{y0} = W_{12}z_I + W_{13}y + W_{11}G_{II}(y, u) \quad (19-5)$$

$$\dot{z}_{y\theta} = W_{22}z_I + W_{23}y + W_{21}G_{II}(y, u) + N_1(y, u)\theta \quad (20-5)$$

$$\dot{z}_{yf} = W_{32}z_I + W_{33}y + W_{31}G_{II}(y, u) + N_2(y, u)f \quad (21-5)$$

$$y = W^{-1} \begin{bmatrix} z_{y0} \\ z_{y\theta} \\ z_{yf} \end{bmatrix} \quad (22-5)$$

حال دینامیک سیستم را در نظر بگیرید:

$$\dot{\hat{z}}_I = (A_1 - KA_2)\hat{z}_I + (A_1 - KA_2)Ky + G_I(y, u) + \Phi_I(y, u)\hat{\theta} \quad (23-5)$$

$$\dot{\hat{z}}_{y0} = W_{12}\hat{z}_I + W_{13}y - \Lambda_o W_{11}(y - \hat{y}) + W_{11}G_{II}(y, u) + v_o \quad (24-5)$$

$$\dot{\hat{z}}_{y\theta} = W_{22}\hat{z}_I + W_{23}y - \Lambda_\theta W_{21}(y - \hat{y}) + W_{21}G_{II}(y, u) + N_1(y, u)\hat{\theta} + v_\theta \quad (25-5)$$

$$\dot{\hat{z}}_{yf} = W_{32}\hat{z}_I + W_{33}y - \Lambda_f W_{31}(y - \hat{y}) + W_{31}G_{II}(y, u) + v_f \quad (26-5)$$

$$\hat{y} = W^{-1}\hat{z}_y := W^{-1} \begin{bmatrix} \hat{z}_{y\theta} \\ \hat{z}_{yf} \end{bmatrix} \quad (27-5)$$

که $\hat{y} \in R^p$ خروجی سیستم دینامیکی است با $\hat{z}_{y\theta} \in R^q$ و $\hat{z}_{yf} \in R^r$ ماتریس های $\Lambda_\theta \in R^{(p-q-r) \times (p-q-r)}$ ، $\Lambda_f \in R^{q \times q}$ و $\Lambda_o \in R^{r \times r}$ پارامترهایی هستند که در طراحی پایدار هستند.

تخمین θ ، با $\hat{\theta}$ نشان داده می شود، که با استفاده از قانون تطبیق زیر به دست می آید:

$$\dot{\hat{\theta}} = -\beta(y, u)(N_1(y, u)\hat{\theta} + W_{22}\hat{z}_I + W_{23}y + W_{21}G_{II}(y, u) - \dot{z}_{y\theta}) \quad (28-5)$$

که $\beta(\cdot) \in R^{q \times q}$ یک ماتریس پارامتر طراحی است و $col(v_o, v_\theta, v_f)$ عیب تزریقی به

خروجی است که به صورت زیر تعریف می شود:

$$v_o = k_o(y, \hat{y})sgn(z_o - \hat{z}_o) \quad (29-5)$$

$$v_\theta = k_\theta(y, \hat{y}, u, \hat{\theta})sgn(z_\theta - \hat{z}_\theta) \quad (30-5)$$

$$v_f = k_f(t, y, \hat{y}, u)sgn(z_f - \hat{z}_f) \quad (31-5)$$

که sgn نشانگر تابع علامت است و k_o ، k_θ و k_f مقادیر عددی هستند که باید تعیین شوند.

نکته ۷-۵:

قانون تطبیق (۲۸-۵) نیازمند این است که $\dot{z}_{y\theta}$ در دسترس باشد. روشن است که، $\dot{z}_{y\theta}$ قابل اندازه گیری است اگر \dot{y} قابل اندازه گیری باشد.

بنابراین یک مشتق گیر دقیق در [۴۸] ارائه شده که می تواند مشتق زمانی خروجی سیستم را در زمان محدود تخمین بزند اگر τ در دسترس نباشد.

تعریف می کنیم

$$e_z = z_I - \hat{z}_I, e_\theta = \theta - \hat{\theta}, e_{y_o} = \hat{z}_{y_o} - z_{y_o}, e_{y_\theta} = z_{y_\theta} - \hat{z}_{y_\theta}, e_{y_f} = z_{y_f} - \hat{z}_{y_f}$$

از این رو

$$e_{y_o} = W_{11}(y - \hat{y}), e_{y_\theta} = W_{12}(y - \hat{y}), e_{y_f} = W_{13}(y - \hat{y})$$

از (۱۴-۵)-(۱۶-۵) و (۲۳-۵)-(۲۶-۵) به دست می آید که معادله دینامیکی خطا به صورت زیر

توصیف می شود:

$$\dot{e}_z = (A_1 - KA_2)e_z + \Phi_1(y, u)e_\theta \quad (۳۲-۵)$$

$$\dot{e}_\theta = -\beta(y, u)W_{22}e_z - \beta(y, u)N_1(y, u)e_\theta \quad (۳۳-۵)$$

$$\dot{e}_{y_o} = W_{12}e_z + \Lambda_o e_{y_o} - v_o \quad (۳۴-۵)$$

$$\dot{e}_{y_\theta} = W_{22}e_z + \Lambda_\theta e_{y_\theta} + N_1(y, u)\hat{\theta} - v_\theta \quad (۳۵-۵)$$

$$\dot{e}_{y_f} = W_{32}e_z + \Lambda_f e_{y_f} + N_2(y, u)f - v_f \quad (۳۶-۵)$$

سیستم دینامیک های خطای (۳۲-۵) و (۳۳-۵) در ابتدا باید مورد لحاظ قرارداد.

تئوری ۱-۵ [۵۵]:

سیستم های (۳۲-۵) و (۳۳-۵) را در نظر بگیرید و فرض کنید که (۱۳-۵) برقرار است. پس،

سیستم (۳۲-۵) و (۳۳-۵) به صورت مجانبی پایدار هستند، اگر برای هر $(y, u) \in y \times u$ ، ماتریس:

$$M = \left[Q - (\Phi_I(y, u))^T P + \beta(y, u)W_{22} - P\Phi_I(y, u) + (\beta(y, u)W_{22})^T \beta(y, u)N_1(y, u) + N_1^T(y, u)\beta^T(y, u) \right]$$

معین مثبت است، که P و Q معادله (۱۳-۵) را برقرار می‌سازند و $\beta(\cdot) \in R^{q \times q}$ در معادله (۵-۵) پارامتر طراحی است. (۲۸)

اثبات:

تابع لیپانوف پیشنهادی برای سیستم (۳۲-۵) و (۳۳-۵) به صورت زیر است:

$$V(e_z, e_\theta) = e_z^T P e_z + e_\theta^T e_\theta$$

سپس، مشتق زمانی V به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\begin{aligned} \dot{V} | (32) - (33) &= e_z^T (A_1 - KA_2)^T P + P(A_1 - KA_2)^T e_z + 2e_z^T P \Phi_1(y, u) e_\theta \\ &\quad - 2e_\theta^T \beta(y, u) W_{22} e_z - e_\theta^T \beta(y, u) N_1(y, u) e_\theta - e_\theta^T (\beta(y, u) N_1(y, u))^T e_\theta \\ &\leq -e_z^T Q e_z + 2e_z^T (P \Phi_1 - (\beta W_{22})^T) e_\theta - e_\theta^T (\beta N_1 + N_1^T \beta^T) e_\theta \\ &= -[e_z^T \quad e_\theta^T] M \begin{bmatrix} e_z \\ e_\theta \end{bmatrix} \end{aligned}$$

از این رو این نتیجه به دست می‌آید که M معین مثبت است در $y \times u$.

نکته ۵-۸:

تئوری ۵-۱ نشان داد که تحت محدودیت خاص، سیستم های دینامیک خطا (۳۲-۵) و (۳۳-۵)

به طور مجانبی پایدار است، به این معنی که $\lim_{t \rightarrow \infty} e_z(t) = 0$ و $\lim_{t \rightarrow \infty} e_\theta(t) = 0$. بنابراین:

$$\|W_{12} e_z(t)\| \leq \chi_1, \quad \|W_{22} e_z\| \leq \chi_2, \quad \|W_{32} e_z\| \leq \chi_3 \quad (۳۷-۵)$$

که χ_i برای $i = 1, 2, 3$ ثابت‌های مثبت هستند.

تئوری ۵-۹:

شرط لازم برای ماتریس M در تئوری ۱-۵ که مثبت معین باشد این است که $\beta(\cdot)$ در (۲۸-۵) به گونه‌ای باید طراحی شود که $\beta(y, u)N_1(y, u) + N_1^T(y, u)\beta^T(y, u)$ معین مثبت باشد.

برای معادله دینامیکی خطا (۳۲-۵)-(۳۶-۵) سطح لغزش زیر را در نظر بگیرید:

$$S = \{col(e_z, e_\theta, e_{y_o}, e_{y_\theta}, e_{y_f}) | e_{y_o} = 0, e_{y_\theta} = 0, e_{y_f} = 0\} \quad (۳۸-۵)$$

دینامیک‌های لغزشی کاهش مرتبه یافته در سطح لغزش (۳۸-۵) می‌تواند با استفاده از (۳۲-۵) و (۳۳-۵) توصیف شود. تئوری ۱-۵ نشان داده که تحت محدودیت‌های خاص دینامیک‌های مد لغزشی وقتی که حرکت لغزشی به درستی انجام گیرد، به صورت مجانبی پایدار است.

تئوری ۲-۵ [۵۵]:

فرض کنید که معادله (۳۷-۵) برقرار است. پس دینامیک‌های خطا (۳۲-۵)-(۳۶-۵) می‌توانند به درون سطح لغزش (۳۸-۵) در زمان محدود رانده شوند اگر گین های k_o, k_θ, k_f در (۲۹-۵)-(۳۱-۵) شروط زیر را برقرار سازند:

$$k_o \geq \chi_1 + \eta_1 \quad (۳۹-۵)$$

$$k_\theta(y, u, \hat{\theta}) \geq \chi_2 + \|N_1(y, u)\hat{\theta}\| + \eta_2 \quad (۴۰-۵)$$

$$k_f(t, y, u) \geq \chi_3 + \|N_2(y, u)\| \rho(t) + \eta_3 \quad (۴۱-۵)$$

که η_1, η_2, η_3 ثابت‌های مثبتی هستند.

اثبات:

از (۳۴-۵)-(۳۶-۵) برمی‌آید که:

$$\begin{aligned}
e_y^T \dot{e}_y &= e_{y_0}^T \dot{e}_{y_0} + e_{y_\theta}^T \dot{e}_{y_\theta} + e_{y_f}^T \dot{e}_{y_f} \\
&= e_{y_0}^T W_{12} e_z + e_{y_0}^T \Lambda_o e_{y_0} - e_{y_0}^T v_o + e_{y_\theta}^T W_{22} e_z \\
&\quad + e_{y_\theta}^T \Lambda_\theta e_{y_\theta} + e_{y_\theta}^T N_1(y, u) \hat{\theta} - e_{y_\theta}^T v_\theta \\
&\quad + e_{y_f}^T W_{32} e_z + e_{y_f}^T \Lambda_f e_{y_f} + e_{y_f}^T N_2(y, u) f(t) \\
&\quad - e_{y_f}^T v_f
\end{aligned} \tag{۴۲-۵}$$

از این رو پارامترهای طراحی $\Lambda_\theta, \Lambda_o, \Lambda_f$ همگی معین منفی انتخاب می‌شوند، در نتیجه برمی‌آید

که:

$$e_{y_0}^T \Lambda_o e_{y_0} + e_{y_\theta}^T \Lambda_\theta e_{y_\theta} + e_{y_f}^T \Lambda_f e_{y_f} \leq 0.$$

پس، با جایگذاری (۲۹-۵)-(۳۱-۵) در (۴۲-۵) داریم:

$$\begin{aligned}
e_y^T \dot{e}_y &\leq e_{y_0}^T W_{12} e_z - k_o e_{y_0}^T \operatorname{sgn}(e_{y_0}) + e_{y_\theta}^T W_{22} e_z \\
&\quad + e_{y_\theta}^T N_1(y, u) \hat{\theta} - k_\theta e_{y_\theta}^T \operatorname{sgn}(e_{y_\theta}) + e_{y_f}^T W_{32} e_z \\
&\quad + e_{y_f}^T N_2(y, u) f(t) - k_f e_{y_f}^T \operatorname{sgn}(e_{y_f}).
\end{aligned} \tag{۴۳-۵}$$

از (۵-۵)، (۳۷-۵) و (۴۳-۵) و از بخش ۱-۵ از لم ۱-۵، به دست می‌آید که:

$$\begin{aligned}
e_y^T \dot{e}_y &\leq \|e_{y_0}\| \chi_1 - k_o e_{y_0}^T \operatorname{sgn}(e_{y_0}) + \|e_{y_\theta}\| \chi_2 + \|e_{y_\theta}\| \|N_1(y, u) \hat{\theta}\| \\
&\quad - k_\theta (y, u, \hat{\theta}) e_{y_\theta}^T \operatorname{sgn}(e_{y_\theta}) + \|e_{y_f}\| \chi_3 + \|e_{y_f}\| \|N_2\| \rho(t) \\
&\quad - k_f e_{y_f}^T \operatorname{sgn}(e_{y_f}) \\
&= -(k_o - \chi_1) \|e_{y_0}\| - (k_\theta(\cdot) - \chi_2 - \|N_1(\cdot) \hat{\theta}\|) \|e_{y_\theta}\| \\
&\quad - (k_f(t, y, u) - \chi_3 - \|N_2(y, u)\| \rho(t)) \|e_{y_f}\|.
\end{aligned}$$

سپس، از (۳۹-۵)-(۴۱-۵) و بخش ۲-۵ از لم ۱-۵، برمی‌آید که:

$$e_y^T \dot{e}_y \leq -\eta_1 \|e_{y_0}\| - \eta_2 \|e_{y_\theta}\| - \eta_3 \|e_{y_f}\| \leq -\sqrt{(\eta_1^2 + \eta_2^2 + \eta_3^2)} \|e_y\| := -\eta \|e_y\|$$

نشان داده شده که شروط دسترس‌پذیری برآورده شده و بنابراین سیستم خطا می‌تواند در

مدت زمان محدود به سطح لغزش رانده شود و روی آن بماند.

از تئوری‌های ۱-۵ و ۲-۵ نشان داده شده که سیستم (۲۷-۵)-(۲۳-۵) یک مشاهده گر مجانبی برای سیستم (۱۴-۵)-(۱۶-۵) است.

۴-۵ بازسازی عیب [۵۵]

در این بخش یک مشاهده گر مد لغزشی تطبیقی همانند آنچه در بخش قبل ارائه شده طراحی می شود. سپس با استفاده از عیب تزریقی خروجی عیب $f(t)$ بر اساس مشاهده گر ارائه شده در این بخش بازسازی خواهد شد. یکی از ویژگی‌های مشاهده گر مد لغزشی این است که سیستم دینامیک های خطا می تواند در مدت زمان محدود به سطح لغزش رانده شود و روی آن بماند. در طول حرکت لغزشی:

$$e_y(t) = 0, \dot{e}_y(t) = 0$$

و بخصوص

$$e_{yf}(t) = 0, \dot{e}_{yf}(t) = 0 \quad (۴۴-۵)$$

در طول لغزش، سیگنال تزریقی عیب خروجی v_f در (۳۶-۵) می تواند به صورت تئوری جایگزین سیگنال معادل تزریق عیب خروجی v_{feq} شود. با به کارگیری (۴۴-۵) و (۳۶-۵)، برمی آید وقتی که حرکت لغزشی اتفاق می افتد:

$$W_{32}e_z + N_2(y, u)f(t) - v_{feq} = 0. \quad (۴۵-۵)$$

از فرض ۲-۵، $N_2(y, u)$ در $y \times u$ نا منفرد است و از (۴۵-۵) برمی آید که:

$$f(t) = -N_2^{-1}(y, u)(W_{32}e_z - v_{feq}) \quad (۴۶-۵)$$

به موجب بازسازی سیگنال عیب $f(t)$ ، لازم است سیگنال تزریق عیب خروجی v_{feq} را بازسازی

کنیم.

در کار شرح داده شده در [۳۶] برای این کار از یک فیلتر پایین گذر استفاده شده است. در این کار، یک اصلاح روی رویکرد ارائه شده در [۱۴] اتخاذ شده است. سیگنال تزریق عیب خروجی v_{feq} در (۴۶-۵) می تواند با استفاده از معادله زیر با هر دقتی تخمین زده شود.

$$v_{f\sigma} := k_f(t, y, u)\zeta(e_{yf}) \quad (۴۷-۵)$$

که $k_f(\cdot)$ معادله (۴۱-۵) را برآورده می کند:

$$\zeta(e_{yf}) := \begin{bmatrix} \frac{e_{yf1}}{|e_{yf1}| + \delta} \\ \frac{e_{yf2}}{|e_{yf2}| + \delta} \\ \vdots \\ \frac{e_{yfr}}{|e_{yfr}| + \delta} \end{bmatrix} \quad (۴۸-۵)$$

که $e_{yf} := col(e_{yf1}, e_{yf2}, \dots, e_{yfr})$ ، δ معمولاً در طراحی ثابت کوچکی است.

تئوری ۳-۵ [۵۵]:

سیستم (۱-۵) و (۲-۵) را در نظر بگیرید. تحت فرض ۱-۵ و ۲-۵ و سیگنال:

$$\hat{f}(t) := N_2^{-1}(y, u)v_{f\sigma} \quad (۴۹-۵)$$

با $v_{f\sigma}$ تعریف شده در (۴۷-۵)، بازسازی سیگنال عیب $f(t)$ صورت می گیرد، که این بازسازی به خوبی صورت خواهد پذیرفت، اگر:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|f(t) - \hat{f}(t)\| = 0$$

اثبات:

آنالیزهای قبلی نشان داده که (۴۶-۵) درست است. از (۴۶-۵) و (۴۹-۵) برمی آید که:

$$\begin{aligned} \|f(t) - \hat{f}(t)\| &= \|N_2^{-1}(y, u)W_{32}e_z + N_2^{-1}(y, u)(v_{feq} - v_{f\sigma})\| \\ &\leq \|N_2^{-1}(\cdot)W_{32}\| \|e_z\| + \|N_2^{-1}(\cdot)\| \|v_{feq} - v_{f\sigma}\| \end{aligned} \quad (50-5)$$

از تئوری ۱-۵ و ۲-۵، بر می آید که:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|e_z(t)\| = 0$$

از آنجاکه $v_{f\sigma}$ می تواند با هر دقتی v_{feq} را تقریب بزند و $N_2(y, u)$ در حوزه $y \times u$ محدود

است، به دست می آید که:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|f(t) - \hat{f}(t)\| = 0$$

بنابراین نتایج زیر را می توان استنباط کرد:

معادله های (۴۷-۵) و (۴۸-۵) نشان می دهند که $v_{f\sigma}$ تنها وابسته به اطلاعات شناخته شده ی سیستم است: (زمان t ، خروجی سیستم y ، ورودی سیستم u ، و سیگنال مانده e_{yf}). از (۴۹-۵)، سیگنال بازسازی $\hat{f}(\cdot)$ تنها وابسته به اطلاعات در دسترس است، و بنابراین $f(t)$ می تواند به صورت برخط بازسازی شود. این نشان می دهد که این FDI برای کاربردهای عملی هم می تواند مورد استفاده قرار گیرد.

نکته ۱۰-۵:

در تئوری ۳-۵، لازم است که $N_2^{-1}(y, u)$ در $y \times u$ محدود باشد. اگر $y \times u$ یک مجموعه

فشرده باشد و $N_2^{-1}(y, u)$ در $y \times u$ پیوسته باشد، سپس $N_2^{-1}(y, u)$ محدود خواهد بود.

نکته ۱۱-۵:

از (۴۹-۵)، واضح است که سیگنال عیب بازسازی شده \hat{f} از پارامتر ناشناخته θ و تخمین آن

$\hat{\theta}$ مستقل است.

۵-۵ نتایج شبیه‌سازی

با در نظر گرفتن سیستم زیر

$$\dot{x}_1 = x_2$$

$$\dot{x}_2 = -x_2 - x_1 - x_1^3 + u$$

می‌توان این سیستم را به فرم زیر نوشت و از آن برای بازسازی عیب و همچنین بازسازی عدم

قطعیت استفاده کرد:

$$\dot{x}_i = F_i x_i + G_i(y, u) + \Phi_i(y, u)\theta + \Psi_i(y, u)f(t)$$

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} x_2 \\ 0 \\ x_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ x_1 + x_2 + x_1^3 + u \\ -x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \theta + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} f$$

$$F_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad G_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ x_1 + x_2 + x_1^3 + u \end{bmatrix} \quad \Phi_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad \Psi_1 = 0 \quad N_1 = 1$$

$$F_2 = 0 \quad G_2 = x_1 - x_3 \quad \Phi_2 = 0 \quad \Psi_2 = 1 \quad N_2 = 1$$

که به سیستم زیر خواهیم رسید:

$$\dot{z}_1 = z_2$$

$$\dot{z}_2 = -z_1 - z_2 - z_1^3 + u + \theta$$

$$\dot{z}_3 = z_1 - z_3 + f_s$$

و مشاهده‌گر سیستم را به صورت زیر در نظر خواهیم گرفت :

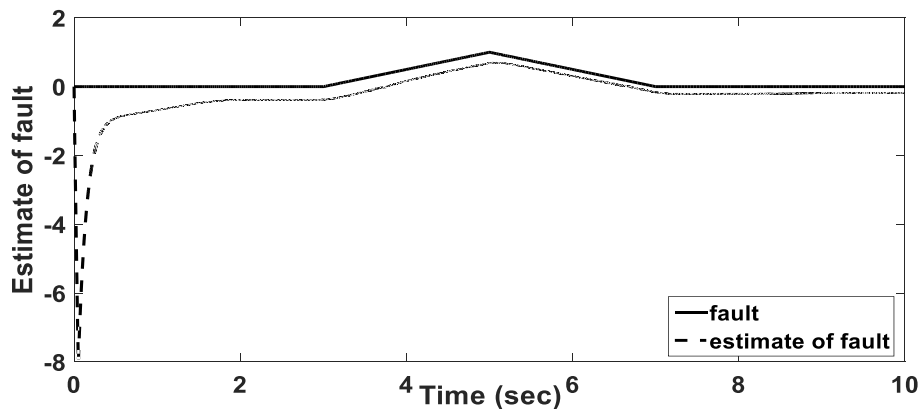
$$\hat{z}_1 = \hat{z}_2$$

$$\dot{\hat{z}}_2 = -\hat{z}_1 - \hat{z}_2 - \hat{z}_1^3 + \hat{\theta} - \Lambda_\theta(z_2 - \hat{z}_2) + v_\theta$$

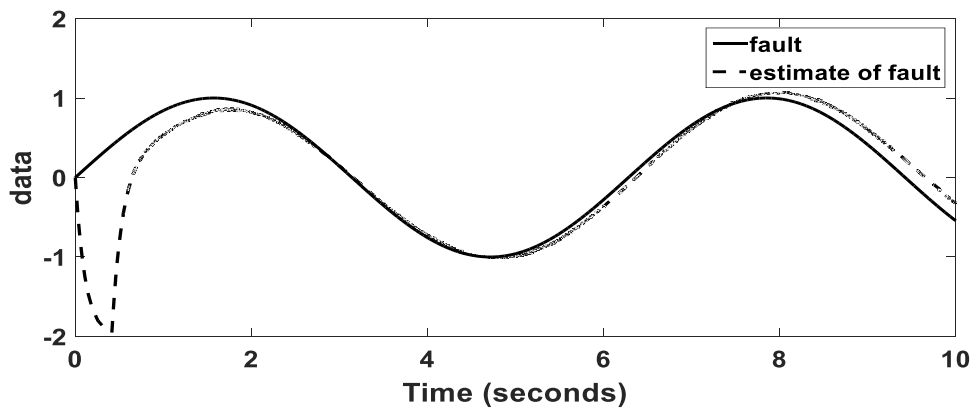
$$\dot{\hat{z}}_3 = \hat{z}_1 - \hat{z}_3 - \Lambda_f(z_3 - \hat{z}_3) + v_f$$

$$k_f = 1.9 \quad k_t = 1.3 \quad \Lambda_\theta = -50 \quad \Lambda_f = -0.73$$

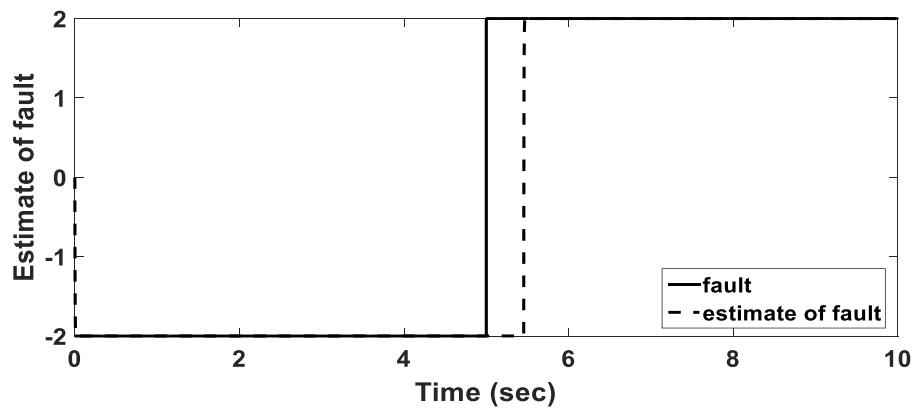
نتایج حاصله از این مشاهده گر به فرم زیر است:



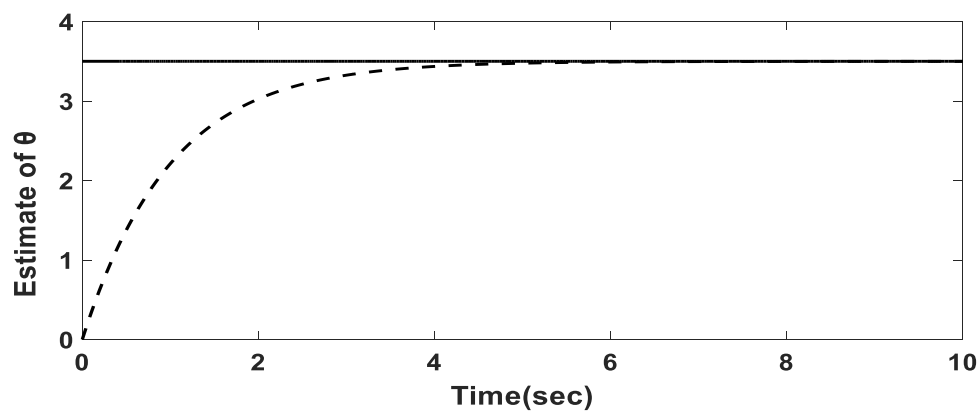
شکل ۱-۵ بازسازی عیب مثلثی



شکل ۲-۵ بازسازی عیب $\sin(t)$



شکل ۳-۵ بازسازی عیب پله



شکل ۴-۵ بازسازی عدم قطعیت پارامتری

در این فصل همانطور که مطرح شد هدف اصلی بازسازی مناسب عیب و علاوه بر آن بازسازی عدم قطعیت پارامتری بود که به آن دست یافتیم همانطور که مشاهده می شود عدم قطعیت پارامتری در (شکل ۴-۵) به خوبی بازسازی شده است.

فصل هشتم

نتیجه گیری و پیشنهادات

۶-۱ نتیجه‌گیری

در فصل اول این پایان‌نامه سعی بر این شد که مفاهیم، اصطلاحات و تعاریف مربوط به شناسایی و تشخیص عیب را بیان کنیم تا خواننده در ابتدا بتواند تفاوت بین این مفاهیم را تشخیص دهد. همچنین در این فصل با مروری بر کارهای پیشین چارچوب کار انجام‌گرفته در این پایان‌نامه را مشخص کردیم. در فصل دوم به چارچوب کلی شناسایی عیب پرداختیم و به مشاهده‌گرهایی اشاره کردیم که مبنای کار آن‌ها بر پایه مدل سیستم است و این موضوع پیش‌زمینه‌ای است بر کار انجام‌گرفته در این پایان‌نامه که روش‌های انجام‌گرفته در اینجا هم بر پایه مدل سیستم می‌باشند و نیز ارتباط انواع مشاهده‌گرها را نیز با خروجی سیستم به‌طور مختصر شرح دادیم.

در کارهای پیشین انجام‌گرفته بیشتر بر روی تشخیص و بازسازی عیب محرک کار شده حال آنکه با پیشرفت اتوماسیون امروزه حس‌گرها نقش مهمی را در طول یک فرآیند ایفا می‌کنند و تشخیص و بازسازی عیب آن‌ها می‌تواند اهمیت بالایی داشته باشد. اما موضوع مهم‌تر این است که در بیشتر کارهای انجام‌گرفته بر روی تشخیص عیب از مدل خطی شده حول نقطه کار استفاده شده، حال آنکه این تقریب خود می‌تواند در سیستم‌های حساس مانع از تشخیص عیب خوب در تمامی طول عملکردی فرآیند شود چراکه این تقریب فقط حول نقطه کار انجام‌گرفته شده. اما در فصل سوم ما فرآیند بازسازی را با استفاده از مدل غیرخطی سیستم در پیش گرفتیم و توانستیم به بازسازی عیب رخدادی در حسگر پردازیم. همچنین یک رویکرد را نیز در حضور عدم قطعیت ساختاری به انجام رساندیم و دیدیم که مشاهده‌گر مد لغزشی به‌خوبی در انجام این کار موفق عمل کرده است، نکته مهم در انجام این کار این موضوع بود که ما با استفاده از یک تبدیل سیستم موجود را به سیستم همگام دیگری تبدیل کردیم که با استفاده از این رویکرد عیب حسگر در سیستم جدید به فرم عیب محرک درخواهد آمد تا بتوانیم از روش‌های تشخیص عیب پیشین که بر روی عیب محرک اعمال شده بود بهره ببریم.

اما در فصل چهارم بر آن شدیم که رویکرد تشخیص عیب با استفاده از مشاهده‌گر مد لغزشی را

با مشاهده گر تطبیقی قیاس کنیم، مشاهده گر تطبیقی که بیشتر جهت تخمین پارامترهای نامعلوم استفاده می شود نیز با اعمال شرایط خاص می توانست بازسازی خوبی داشته باشد اما در مواقعی که ما یک عیب ناگهانی به حسگر تزریق می کردیم این مشاهده گر توانایی بازسازی خوبی که در عیبهای نرم داشته بود را از دست می داد و حال آنکه مشاهده گر مد لغزشی در دو حالت ذکر شده به خوبی عمل می کرد. و این عدم توانایی در بازسازی عیبهای ناگهانی توسط مشاهده گر تطبیقی ما را بر آن داشت که از ترکیب دو مشاهده گر به صورت مد لغزشی تطبیقی در بازسازی عیب استفاده کنیم مقایسه نتایج به دست آمده نشان از این داد که مشاهده گر مد لغزشی تطبیقی توانایی بازسازی عیب بالایی در مقایسه با مشاهده گر تطبیقی در برابر عیبهای ناگهانی دارد.

در فصل پنجم سعی بر این شد که همانند فصل سوم که مشاهده گر مد لغزشی را همراه با عدم قطعیت در سیستم بکار بردیم، مشاهده گر مد لغزشی تطبیقی را نیز همراه با عدم قطعیت پارامتری در سیستم مورد مطالعه قرار دهیم، در این فصل ما علاوه بر اینکه توانستیم بازسازی عیب حسگر را در حضور عدم قطعیت پارامتری انجام دهیم، توانستیم عدم قطعیت پارامتری را نیز بازسازی کنیم.

۲-۶ پیشنهادات

موارد زیر برای کارهای تحقیقاتی در آینده پیشنهاد می شود:

- بازسازی عیب حسگر و محرک در سیستمهای غیرخطی به صورتی که الگوریتم و روش بکار رفته بتواند کلاس گسترده تری از سیستمها را شامل شود.
- استفاده از روشهای بهینه سازی جهت بهینه نمودن مشاهده گرهای پیشنهادی.
- بازسازی و تفکیک عیب هر حسگر در سیستمهای غیرخطی دارای چند خروجی.

- [1] Orani, N. (2010). Higher-order sliding mode techniques for fault diagnosis (Doctoral dissertation, Ph. D. thesis, *University of Cagliari*).
- [2] Butt, Q. R., Bhatti, A. I., Mufti, M. R., Rizvi, M. A., & Awan, I. (2013). Modeling and online parameter estimation of intake manifold in gasoline engines using sliding mode observer. *Simulation Modelling Practice and Theory*, 32, 138-154.
- [3] Efimov, D., Zolghadri, A., & Raïssi, T. (2011). Actuator fault detection and compensation under feedback control. *Automatica*, 47(8), 1699-1705.
- [4] Du, M., & Mhaskar, P. (2014). Isolation and handling of sensor faults in nonlinear systems. *Automatica*, 50(4), 1066-1074.
- [5] M. Du, J. Scott and P. Mhaskar, "Actuator and sensor fault isolation of nonlinear process systems," *Chemical Engineering Science*, vol. 104, pp. 294-303, 2013.
- [6] S. Rahme and N. Meskin, "Adaptive sliding mode observer for sensor fault diagnosis of an industrial gas turbine," *Control Engineering Practice*, vol. 38, pp. 57-74, 2015.
- [7] Y. Yang, S. Ding and L. Li, "On observer-based fault detection for nonlinear systems," *Systems & Control Letters*, vol. 82, pp. 18-25, 2015.
- [8] Y. Zhou, J. Liu and A. Dexter, "Estimation of an incipient fault using an adaptive neurofuzzy sliding-mode observer," *Energy and Buildings*, vol. 77, pp. 256-269, 2014.
- [9] K. Y. Ng, C. P. Tan and D. Oetomo, "Disturbance decoupled fault reconstruction using cascaded sliding mode observers," *Automatica*, vol. 48, pp. 794-799, 2012.
- [10] H. Mekki, O. Benzineb, D. Boukhetala, M. Tadjine and M. Benbouzid, "Sliding mode based fault detection, reconstruction and fault tolerant control scheme for motor systems," *ISA Transactions*, vol. 57, pp. 340-351, 2015.
- [11] K.C. Veluvolu, M. Defoort and Y.C. Soh, "High-gain observer with sliding mode for nonlinear state estimation and fault reconstruction," *Journal of the Franklin Institute*, vol. 351, pp. 1995-2014, 2014.
- [12] Edwards, C., & Spurgeon, S. K. (1994). On the development of discontinuous observers. *International Journal of control*, 59(5), 1211-1229.
- [13] Edwards, C., & Spurgeon, S. K. (1999, August). A sliding mode observer

- based FDI scheme for the ship benchmark. In *Control Conference (ECC), 1999 European* (pp. 4614-4619). IEEE.
- [14] Edwards, C., Spurgeon, S. K., & Patton, R. J. (2000). Sliding mode observers for fault detection and isolation. *Automatica*, 36(4), 541-553.
- [15] Chen, W., & Saif, M. (2001). Robust fault detection in uncertain nonlinear systems via a second order sliding mode observer. In *Decision and Control, 2001. Proceedings of the 40th IEEE Conference on* (Vol. 1, pp. 573-578). IEEE.
- [16] Sreedhar, R., Fernandez, B., & Masada, G. Y. (1993, September). Robust fault detection in nonlinear systems using sliding mode observers. In *Control Applications, 1993. Second IEEE Conference on* (pp. 715-721). IEEE.
- [17] Yang, H., & Saif, M. (1995, October). Fault detection in a class of nonlinear systems via adaptive sliding observer. In *Systems, Man and Cybernetics, 1995. Intelligent Systems for the 21st Century. IEEE International Conference on* (Vol. 3, pp. 2199-2204). IEEE.
- [18] Watanabe, K., & Himmelblau, D. M. (1982). Instrument fault detection in systems with uncertainties. *International Journal of Systems Science*, 13(2), 137-158.
- [19] Walcott, B., & Zak, S. (1987). State observation of nonlinear uncertain dynamical systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 32(2), 166-170.
- [20] Jiang, B., Staroswiecki, M., & Cocquempot, V. (2004). Fault estimation in nonlinear uncertain systems using robust/sliding-mode observers. *IEE Proceedings- Control Theory and Applications*, 151(1), 29-37.
- [21] De Persis, C., & Isidori, A. (2001). A geometric approach to nonlinear fault detection and isolation. *IEEE transactions on automatic control*, 46(6), 853-865.
- [22] Jiang, B., Staroswiecki, M., & Cocquempot, V. (2006). Fault accommodation for nonlinear dynamic systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 51(9), 1578.
- [23] Moseler, O., & Isermann, R. (2000). Application of model-based fault detection to a brushless DC motor. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 47(5), 1015-1020.
- [24] Isidori, A. (2013). *Nonlinear control systems*. Springer Science & Business Media.
- [25] Marino, R., & Tomei, P. (1996). *Nonlinear control design: geometric, adaptive and robust*. Prentice Hall International (UK) Ltd.
- [26] Isermann, R. (2006). *Fault-diagnosis systems: an introduction from fault detection to fault tolerance*. Springer Science & Business Media.

- [27] Patton, R. J., Frank, P. M., & Clark, R. N. (Eds.). (2013). *Issues of fault diagnosis for dynamic systems*. Springer Science & Business Media.
- [28] Isermann, R. (1984). Process fault detection based on modeling and estimation methods—a survey. *Automatica*, 20(4), 387-404.
- [29] Frank, P. M., & Ding, X. (1997). Survey of robust residual generation and evaluation methods in observer-based fault detection systems. *Journal of process control*, 7(6), 403-424.
- [30] Zhang, X., Polycarpou, M. M., & Parisini, T. (2002). A robust detection and isolation scheme for abrupt and incipient faults in nonlinear systems. *IEEE transactions on automatic control*, 47(4), 576-593.
- [31] Shields, D. N., & Du, S. (2003). Fault detection observers for continuous non-linear polynomial systems of general degree. *International Journal of Control*, 76(5), 437-452.
- [32] Gertler, J. (1998). *Fault detection and diagnosis in engineering systems*. CRC press.
- [33] De Persis, C., & Isidori, A. (2001). A geometric approach to nonlinear fault detection and isolation. *IEEE transactions on automatic control*, 46(6), 853-865.
- [34] Xiong, Y., & Saif, M. (2000). Robust fault detection and isolation via a diagnostic observer. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 10(14), 1175-1192.
- [35] Edwards, C., & Spurgeon, S. (1998). *Sliding mode control: theory and applications*. CRC Press.
- [36] Utkin, V. I. (2013). *Sliding modes in control and optimization*. Springer Science & Business Media.
- [37] Yan, X. G., Edwards, C., & Spurgeon, S. K. (2004). Decentralised robust sliding mode control for a class of nonlinear interconnected systems by static output feedback. *Automatica*, 40(4), 613-620.
- [38] Yan, X. G., & Edwards, C. (2008). Robust sliding mode observer-based actuator fault detection and isolation for a class of nonlinear systems. *International Journal of Systems Science*, 39(4), 349-359.
- [39] Chan, C. W., Jin, H., Cheung, K. C., & Zhang, H. Y. (2001). Fault detection of systems with redundant sensors using constrained Kohonen networks. *Automatica*, 37(10), 1671-1676.
- [40] Zhang, X., Parisini, T., & Polycarpou, M. M. (2005). Sensor bias fault isolation in a class of nonlinear systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*,

50(3), 370-376.

- [41] Li, W., & Shah, S. (2002). Structured residual vector-based approach to sensor fault detection and isolation. *Journal of Process Control*, 12(3), 429-443.
- [42] Tan, C. P., & Edwards, C. (2002). Sliding mode observers for detection and reconstruction of sensor faults. *Automatica*, 38(10), 1815-1821.
- [43] Tan, C. P., & Edwards, C. (2003). Sliding mode observers for robust detection and reconstruction of actuator and sensor faults. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 13(5), 443-463.
- [44] Lin, W., & Wang, H. (2000). Linearization techniques in fault diagnosis of non-linear systems. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, 214(4), 241-245.
- [45] Chen, J., Patton, R. J., & Zhang, H. Y. (1996). Design of unknown input observers and robust fault detection filters. *International Journal of Control*, 63(1), 85-105.
- [46] Garcia, R. A., & D'ATTELLIS, C. E. (1995). Trajectory tracking in nonlinear systems via nonlinear reduced-order observers. *International Journal of Control*, 62(3), 685-715.
- [47] Marine, R., Santosuosso, G. L., & Tomei, P. (2001). Robust adaptive observers for nonlinear systems with bounded disturbances. *IEEE Transactions on automatic control*, 46(6), 967-972.
- [48] Levant, A. (1998). Robust exact differentiation via sliding mode technique. *automatica*, 34(3), 379-384.
- [49] سیاہی، م.، رساله ی دکتری، "سیستم های کنترل تحمل پذیر عیب، مطالعه موردی هواپیمای بدون سرنشین" برق و رباتیک، دانشگاه صنعتی شاهرود.
- [50] Siahı, M., Sadrnia, M. A., & Darabi, A. (2008). Fault Diagnosis Using Adaptive Technique. *Journal of Applied Sciences*, 8(22), 4129-4136.
- [51] Floquet*, T., Barbot, J. P., Perruquetti, W., & Djemai, M. (2004). On the robust fault detection via a sliding mode disturbance observer. *International Journal of control*, 77(7), 622-629.
- [52] Jiang, B., Staroswiecki, M., & Cocquempot, V. (2004). Fault estimation in nonlinear uncertain systems using robust/sliding-mode observers. *IEE Proceedings- Control Theory and Applications*, 151(1), 29-37.
- [53] Lancaster, P. (1985). M. Tismenetsky The theory of matrices. *Computer science and applied mathematics, Academic Press*.

[54] Frank, P. M., & Ding, X. (1997). Survey of robust residual generation and evaluation methods in observer-based fault detection systems. *Journal of process control*, 7(6), 403-424.

[55] Yan, X. G., & Edwards, C. (2008). Adaptive sliding-mode-observer-based fault reconstruction for nonlinear systems with parametric uncertainties. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(11), 4029-4036.

[56] Yan, X. G., & Edwards, C. (2007). Sensor fault detection and isolation for nonlinear systems based on a sliding mode observer.

Abstract:

Autonomous systems, where the human operator is frequently removed from the loop, are more dependent on the increasing numbers of sensors to acquire system information. This, in turn, makes systems more vulnerable to faults in sensors.

In this thesis, sensor fault detection for a class of nonlinear systems is investigated. Fault taken into account here is the collective form. Fault taken into account here is the collective form. Then, using a modified structure and characteristics of the filter system designed sliding mode observer to reconstruct a sensor fault in the system is provided with uncertainty. In this work an adaptive sliding mode observer for nonlinear systems with parametric uncertainty fault detection sensor is designed and sustainability observer suggested using Lyapunov stability theory has been investigated.

keywords: Nonlinear system, the reconstruction fault, sliding mode observer, adaptive sliding mode observer



Shahrood University of Technology

Faculty of Electrical & Robotic Engineering

MSc Thesis in Electrical-Control Engineering

**Robust Sensor Fault Detection for Nonlinear System Using
Sliding Mode Observer**

By: Omid Sayfi

**Supervisor:
Dr Mohammad Hadad-Zarif**

December 2016