

الحمد لله الذي
خلقنا من
الحمم



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده مهندسی برق و رباتیک

رساله دکتری مهندسی کنترل

تشخیص عیب در سیستم‌های خطی متغیر با پارامتر پلی تاپیک

به روش نظریه غیر فعال بودن

نگارنده: حمید بهزاد

استاد راهنما:

دکتر محمد علی صدرنیا

استاد مشاور:

دکتر احمد دارابی

دکتر امین رضانی

بهمن ۱۳۹۷

تقدیم بہ

بزرگترین معلم زندگی، پدر

مہربان ترین، مادر

و ہمراہ ہمیشگی، ہمسر

تشکر و قدردانی

در اینجا برخود لازم می‌دانم که از اساتید ارجمند آقایان دکتر محمد علی صدرنیا، دکتر احمد دارابی و دکتر امین رضانی به دلیل راهنمایی‌های ارزنده‌شان در طول انجام این رساله تشکر نمایم. همچنین از اساتید محترم گروه کنترل دانشگاه صنعتی شاهرود، آقایان دکتر محمد مهدی فاتح، دکتر حیدر طوسی‌ان شاندیز، دکتر محمد حداد ظریف، دکتر علی اکبرزاده کلات، دکتر علیرضا الفی و دکتر حسین قلی‌زاده نرم که در تمام مدت این دوره یار و یاور ما بوده‌اند سپاسگزارم. از آقای دکتر ناصر پریز که قبول زحمت نموده و داوری این رساله را بر عهده گرفته‌اند تشکر می‌نمایم. از دوستان و هم دوره‌ای‌های بسیار عزیزم آقایان محمدرضا شفیعی، امین نوری، سید وحید قوچخانه‌ای و سید محمد احمدی که از آشنایی و مصاحبت با آنها درس‌های بسیاری آموختم و همه دوستانی که به نحوی در انجام این رساله مرا یاری نموده‌اند، سپاسگزاری می‌نمایم. همچنین از دوستان خوبم آقایان دکتر امیرحسین نایی آستانه و دکتر حامد ملا احمدیان کاسب که در طول دوران تحصیل بی دریغ مرا راهنمایی می‌کردند بسیار سپاسگزارم. در پایان از آقای یونس‌یان مسئول تحصیلات تکمیلی دانشکده نهایت تشکر را دارم.

تعهد نامه

اینجانب حمید بهزاد دانشجوی دوره دکتری رشته مهندسی کنترل دانشکده مهندسی برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه تشخیص عیب در سیستم‌های خطی متغیر با پارامتر پلی‌تاپیک به روش نظریه غیر فعال بودن تحت راهنمایی دکتر محمد علی صدرنیا متعهد می‌شوم.

- 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 می‌باشد 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 می‌گردد.
- 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 رعایت شده است.

تاریخ

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 می‌باشد . 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 نمی‌باشد.

چکیده

سیستم‌های خطی متغیر با پارامتر دسته‌ای از سیستم‌های دینامیکی خطی هستند که توصیف ریاضی آن‌ها وابسته به پارامترهایی است که مقدار آن با زمان تغییر پیدا می‌کند. این دسته از سیستم‌ها از نظر کیفیت توصیف تقریباً هم‌ارز سیستم‌های غیرخطی هستند. با توجه به قابلیت گسترش روش‌های تشخیص عیب ارائه شده برای سیستم‌های خطی نامتغیر با زمان بر روی سیستم‌های خطی متغیر با پارامتر، استفاده از این دسته از سیستم‌ها اخیراً مورد توجه محققین قرار گرفته است. هدف از این رساله ارائه یک روش نوین مبتنی بر نظریه اتلافی بودن و رابطه تعادلی انرژی جهت تشخیص عیب در سیستم‌های دینامیکی خطی متغیر با پارامتر است که در معرض عیوب ساختاری، سنسور و عمل‌گر قرار دارد. عیوب در نظر گرفته شده در این رساله از دسته عیوب ضرب شونده و جمع شونده می‌باشد. همچنین روش‌های پیشنهادی مبتنی بر مدل سیستم می‌باشند. به منظور اطلاع دقیق از میزان جدیت عیب و فراهم کردن امکان جبران آن، از رابطه تعادلی جهت تخمین عیب استفاده شده است. در نهایت یک رویکرد تحمل‌پذیر عیب برای سیستم‌های با تعداد سنسور و عمل‌گر زیاد که در معرض عیوب ضرب شونده و جمع شونده قرار دارند، ارائه شده است. همچنین قضایای ارائه شده با استفاده از نظریه لیاپانوف و با به کارگیری نامساوی خطی-ماتریسی بررسی و اثبات شده‌اند.

کلید واژه: تخمین عیب، رابطه تعادلی انرژی، سیستم خطی متغیر با پارامتر، عیب ضرب شونده،

نامساوی خطی ماتریسی، نظریه اتلافی بودن

Journals:

1. **Hamid Behzad**, Alesandro Casavola, Francesco Tedesco, Mohammad Ali Sadrnia "Fault-Tolerant Sensor Reconciliation Schemes based on Unknown Input Observers" 2017, *International Journal of Control*.
2. **Hamid Behzad**, Mohammad Ali Sadrnia, Amin Ramezani, Ahmad Darabi, "Actuator Multiplicative Fault Estimation in Discrete-Time Systems using Energetic Based Approach", 2017, *Tarbiat Modares Journal of Electrical engineering*.
۳. حمید بهزاد، محمد علی صدرنیا، احمد دارابی، امین رضائی "طراحی کنترل کننده تحمل پذیر عیب برای سیستم های با تعداد سنسور و عملگر زیاد مبتنی بر رویکرد انرژی" مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، ۱۳۹۸.

Conferences:

4. **Hamid Behzad**, Mohammad Ali Sadrnia, Ahmad Darabi, Amin Ramezani "A Fault Diagnosis Approach for Electrical Induction Motors via Energetic Based Scheme" ICCIA2017
۵. حمید بهزاد، محمد علی صدرنیا، امین رضائی، محمد علی صدرنیا "استفاده از نظریه اتلافی بودن جهت تخمین عیب ناشی در سیستم سه مخزن" ۱۳۹۶، دوازدهمین کنفرانس تخصصی پایش وضعیت و عیب یابی
۶. حمید بهزاد، محمد علی صدرنیا، امین رضائی، احمد دارابی "استفاده از نظریه اتلافی بودن جهت تخمین عیوب عملگر به همراه اغتشاش و عدم قطعیت" کنفرانس مهندسی کنترل و ابزار دقیق، شیراز، ۲۰۱۷
7. **Hamid Behzad**, Alesandro Casavola, Francesco Tedesco, Mohammad Ali Sadrnia "LFT Unknown Input Observer Design for Fault-Tolerant Sensor Reconciliation Schemes" 2018, [Safeprocess 2018](#)
8. **Hamid Behzad**, Alesandro Casavola, Francesco Tedesco, Mohammad Ali Sadrnia , "A Fault-Tolerant Sensor Reconciliation Scheme based on Self-Tuning LPV Observers", ICINCO, 2018
9. **Hamid Behzad**, Alesandro Casavola, Francesco Tedesco, Mohammad Ali Sadrnia, "Use of LPV-LFT Unknown Input Observers for the Design of Fault Tolerant Sensor Reconciliation Schemes", ICEE 2018
10. **Hamid Behzad**, Alesandro Casavola, Francesco Tedesco, Mohammad Ali Sadrnia "A Fault-Tolerant Sensor Reconciliation Scheme based on LPV Unknown Input Observers" 2016, [55th IEEE Conference on Decision and Control](#)

فهرست مطالب

عنوان	صفحه
فصل ۱- کلیات...	۱
۱-۱- مقدمه.....	۲
۱-۲- انگیزه تشخیص عیب برای سیستم‌های خطی متغیر با پارامتر.....	۴
۱-۳- مروری بر تحقیقات انجام شده.....	۴
۱-۴- اهداف رساله.....	۷
۱-۴-۱- استفاده از رابطه تعادلی انرژی جهت تخمین عیوب ساختاری از نوع ضرب شونده.....	۷
۱-۴-۲- استفاده از رابطه تعادلی انرژی جهت تخمین عیوب جمع شونده و ضرب شونده در عمل گر.....	۸
۱-۴-۳- استفاده از رویکرد مبتنی بر نظریه اتلافی بودن جهت تشخیص عیب اتصال کوتاه در سیم‌پیچ استاتور موتور القایی.....	۹
۱-۴-۴- طراحی کنترل کننده تحمل پذیر عیب برای سیستم‌های با تعداد سنسور و عملگر زیاد مبتنی بر رویکرد انرژی.....	۹
۱-۵- تعاریف.....	۹
۱-۶- ساختار رساله.....	۱۲
فصل ۲- مقدمه‌ای بر تشخیص و جداسازی عیب.....	۱۳
۲-۱- سیستم کنترل تحمل‌پذیر عیب.....	۱۴
۲-۲- واحد تشخیص و جداسازی عیب.....	۱۵
۲-۳- تشخیص و جداسازی عیب به روش نظریه غیر فعال بودن.....	۲۱
۲-۳-۱- تعاریف.....	۲۲

۲۳.....	۲-۳-۲ تعادل انرژی با استفاده از نظریه اتلافی بودن
۲۴.....	۳-۳-۲ اثر عیب بر رابطه انرژی
۲۵.....	۴-۳-۲ تشخیص عیب
۲۷.....	فصل ۳- مروری بر نظریه سیستم‌های خطی متغیر با پارامتر
۲۸.....	۱-۳-۱ مقدمه
۲۸.....	۲-۳-۱ سیستم‌های خطی متغیر با پارامتر
۲۹.....	۱-۲-۳ مقایسه سیستم‌های LPV، LTV و LTI
۲۹.....	۲-۲-۳ انواع پارامترها
۳۰.....	۱-۲-۲-۳ تقریب سیستم‌های غیرخطی: سیستم‌های شبه LPV
۳۰.....	۲-۲-۲-۳ مخفی کردن اجزاء متغیر با زمان: پارامترهای ذاتی
۳۱.....	۳-۲-۲-۳ پارامترهای مصنوعی یا بیرونی
۳۲.....	۳-۲-۳ توصیف سیستم‌های LPV
۳۲.....	۱-۳-۲-۳ سیستم‌های LPV عام
۳۳.....	۲-۳-۲-۳ سیستم‌های LPV به فرم پلی‌تاپیک
۳۸.....	۳-۳-۲-۳ سیستم‌های LPV به فرم LFT
۳۹.....	۴-۳-۲-۳ سیستم‌های LPV به فرم ورودی و خروجی
۴۰.....	۴-۲-۳ پایداری سیستم‌های LPV
۴۰.....	۱-۴-۲-۳ مفاهیم پایداری سیستم‌های LPV و غیرقطعی
۴۵.....	فصل ۴- استفاده از رابطه تعادلی انرژی جهت تخمین عیوب ساختاری از نوع ضرب شونده
۴۶.....	۱-۴-۱ مقدمه
۴۹.....	۲-۴-۱ بیان مساله
۵۱.....	۳-۴-۱ استفاده از رابطه تعادلی انرژی جهت تخمین عیب ساختاری
۵۱.....	۱-۳-۴ توصیف خروجی کمکی

۶۰	 تخمین عیب	۲-۳-۴
۶۹	 شبیه سازی	۴-۴
۶۹	 شبیه سازی اول	۱-۴-۴
۷۵	 شبیه سازی دوم	۲-۴-۴
۷۸	 تخمین عیب ساختاری مبتنی بر نظریه اتلافی بودن	۱-۲-۴-۴
۸۳	 تخمین عیب عمل گر (ورودی نامعلوم)	۲-۲-۴-۴
۸۶	 شبیه سازی عددی	۳-۲-۴-۴

فصل ۵- استفاده از رابطه تعادلی انرژی جهت تخمین عیوب جمع شونده و ضرب شونده

۹۱	 در عمل گر	
۹۲	 مقدمه	۱-۵
۹۳	 تخمین عیب عمل گر از نوع جمع شونده	۲-۵
۹۳	 بیان مساله	۱-۲-۵
۹۵	 تخمین عیب جمع شونده مبتنی بر نظریه انرژی	۲-۲-۵
۱۰۰	 طراحی رویت گر ورودی نامعلوم	۳-۲-۵
۱۰۳	 شبیه سازی عددی	۴-۲-۵
۱۰۷	 تخمین عیب عمل گر از نوع ضرب شونده	۳-۵
۱۰۷	 بیان مساله	۱-۳-۵
۱۰۸	 تخمین عیب مبتنی بر نظریه اتلافی بودن	۲-۳-۵
۱۱۸	 شبیه سازی عددی	۳-۳-۵

فصل ۶- استفاده از رابطه تعادلی انرژی جهت تشخیص عیب در موتور القایی

۱۲۸	 مقدمه	۱-۶
۱۲۸	 بررسی انواع عیوب موتورهای القایی	۲-۶

۱۲۸.....	انواع عیوب الکتریکی	۱-۲-۶
۱۲۸.....	عیوب مربوط به سیم‌پیچی	۱-۱-۲-۶
۱۳۰.....	عیوب مربوط به شکستگی میله روتور و حلقه انتهایی (قفسه سنجابی)	۲-۱-۲-۶
۱۳۱.....	انواع عیوب مکانیکی	۲-۲-۶
۱۳۱.....	آسیب یاطاقان‌ها	۱-۲-۲-۶
۱۳۲.....	عیوب گریز از مرکز	۲-۲-۲-۶
۱۳۳.....	نمایش عیب	۳-۲-۶
۱۳۳.....	فلوی مغناطیسی	۱-۳-۲-۶
۱۳۴.....	توان	۲-۳-۲-۶
۱۳۴.....	دما	۳-۳-۲-۶
۱۳۴.....	تحلیل گاز	۴-۳-۲-۶
۱۳۴.....	لرزش	۵-۳-۲-۶
۱۳۴.....	ولتاژ القایی	۶-۳-۲-۶
۱۳۵.....	نویز صوتی	۷-۳-۲-۶
۱۳۵.....	تغییر ناگهانی ولتاژ	۸-۳-۲-۶
۱۳۵.....	سرعت زاویه‌ای ناگهانی	۹-۳-۲-۶
۱۳۵.....	تحلیل مدار موتور	۱۰-۳-۲-۶
۱۳۵.....	جریان	۱۱-۳-۲-۶
۱۳۶.....	گشتاور فاصله هوایی	۱۲-۳-۲-۶
۱۳۶.....	بررسی روش‌های تشخیص عیب مربوط به سیم‌پیچ استاتور در موتورهای القایی	۳-۶
۱۳۷.....	مدل‌سازی موتور القایی	۴-۶
۱۳۸.....	مدل غیرخطی موتور القایی	۱-۴-۶
۱۴۰.....	تقریب LPV مدل غیرخطی موتور القایی	۲-۴-۶
۱۴۳.....	روش تشخیص عیب	۳-۴-۶

۴-۴-۶ - استفاده از رویکرد انرژی برای تشخیص عیب ۱۴۵

۵-۴-۶ - مثال شبیه‌سازی ۱۵۱

فصل ۷ - طراحی کنترل کننده تحمل پذیر عیب برای سیستم‌های با تعداد سنسور و

عملگر زیاد مبتنی بر رویکرد انرژی ۱۵۷

۱-۷ - مقدمه ۱۵۸

۲-۷ - بیان مساله ۱۶۰

۳-۷ - تخمین عیب ۱۶۳

۱-۳-۷ - تخمین عیب جمع شونده سنسور (بایاس) و حالت‌های سیستم ۱۶۳

۲-۳-۷ - تخمین عیب ناشی از فقدان کارایی در سنسور ۱۶۸

۳-۳-۷ - تخمین عیب فقدان کارایی عملگر ۱۶۹

۴-۳-۷ - الگوریتم جایابی سیگنال کنترل-مصالحه بین سنسورها ۱۷۱

۵-۳-۷ - شبیه‌سازی ۱۷۳

فصل ۸ - نتیجه‌گیری و پیشنهادات ۱۸۱

۱-۸ - نتیجه‌گیری ۱۸۲

۲-۸ - پیشنهادات ۱۸۳

فهرست مراجع ۱۸۵

فهرست شکل‌ها

عنوان	صفحه
شکل ۱-۱- آتش‌سوزی پرواز باری بغداد در نوامبر ۲۰۰۳.....	۳
شکل ۱-۲- شکستگی پره توربین (شکل راست) و حادثه سقوط پرواز هواپیمایی آسیا (شکل چپ).....	۳
شکل ۱-۳- انواع عیب و خرابی در عملگر.....	۱۱
شکل ۱-۴- انواع عیب و خرابی در سنسور.....	۱۲
شکل ۲-۱- ساختار کلی سیستم کنترل تحمل‌پذیر عیب فعال (AFTCS).....	۱۴
شکل ۲-۲- طبقه‌بندی واحد کنترل تحمل‌پذیر عیب.....	۱۵
شکل ۲-۳- طبقه‌بندی کامل روش‌های موجود در FDI.....	۱۸
شکل ۲-۴- FDI بر مبنای تولید مانده.....	۱۹
شکل ۲-۵- انواع روشهای مدل محور بر مبنای تولید مانده.....	۲۰
شکل ۲-۶- تخمین عیب.....	۲۱
شکل ۳-۱- منحنی فاز معادله وان در پل مربوط به رابطه (۳-۵).....	۳۴
شکل ۳-۲- منحنی فاز معادله وان در پل مربوط به رابطه (۳-۶).....	۳۵
شکل ۳-۳- منحنی فاز معادله وان در پل مربوط به رابطه (۳-۷).....	۳۹
شکل ۴-۱- ورودی معلوم (بالا) و ورودی نامعلوم (پایین).....	۷۰
شکل ۴-۲- حالت‌های تخمین زده شده.....	۷۳
شکل ۴-۳- خطای تخمین حالت.....	۷۳
شکل ۴-۴- تخمین عیب سنسور.....	۷۴

شکل ۴-۵) تخمین عیب ساختاری.....	۷۴
شکل ۴-۶) خطای تخمین عیب ساختاری.....	۷۵
شکل ۴-۷) سیستم سه مخزن	۷۶
شکل ۴-۸) تخمین حالت.....	۸۶
شکل ۴-۹) خطای تخمین حالت.....	۸۷
شکل ۴-۱۰) تخمین نشتی.....	۸۸
شکل ۴-۱۱) خطای تخمین نشتی.....	۸۹
شکل ۴-۱۲) تخمین عیب عمل گر(شکل بالا) و خطای تخمین عیب عمل گر(شکل پایین).....	۸۹
شکل ۵-۱) حالت های تخمین زده شده.....	۱۰۵
شکل ۵-۲) خطای تخمین حالت.....	۱۰۶
شکل ۵-۳) عیب عملگر تخمین زده شده(بالا)، خطای تخمین عیب(پایین) است.....	۱۰۷
شکل ۵-۴) ورودی معلوم(بالا) و ورودی نامعلوم(پایین).....	۱۱۹
شکل ۵-۵) حالت های تخمین زده شده	۱۲۳
شکل ۵-۶) خطای تخمین حالت.....	۱۲۳
شکل ۵-۷) تخمین عیب ناشی از فقدان کارایی	۱۲۴
شکل ۵-۸) خطای تخمین عیب ناشی از فقدان کارایی	۱۲۴
شکل ۵-۹) تخمین عیب بایاس(بالا) خطای تخمین عیب بایاس(پایین).....	۱۲۵
شکل ۶-۱) سیگنال کنترلی اعمالی به سیستم.....	۱۳۰
شکل ۶-۲) تشخیص عیب اتصال کوتاه در سیم پیچ استاتور (μ_d).....	۱۳۰
شکل ۶-۳) تشخیص عیب اتصال کوتاه در سیم پیچ استاتور (μ_q).....	۱۳۲
شکل ۶-۴) سهم هریک از عیوب الکتریکی و مکانیکی به درصد [۱].....	۱۳۳

- شکل ۶-۵- مدار معادل موتور القایی..... ۱۳۸
- شکل ۶-۶) سیگنال کنترلی اعمالی به سیستم..... ۱۵۳
- شکل ۶-۷) تشخیص عیب اتصال کوتاه در سیم‌پیچ استاتور (μ_d)..... ۱۵۵
- شکل ۶-۸) تشخیص عیب اتصال کوتاه در سیم‌پیچ استاتور (μ_q)..... ۱۵۵
- شکل ۷-۱) ساختار کلی سیستم..... ۱۶۳
- شکل ۷-۲) تخمین حالت‌های سیستم..... ۱۷۶
- شکل ۷-۳) خطای تخمین حالت‌های سیستم..... ۱۷۷
- شکل ۷-۴) سیگنال کنترلی..... ۱۷۷
- شکل ۷-۵) تخمین عیب ناشی از فقدان کارایی عملگر..... ۱۷۸
- شکل ۷-۶) خطای تخمین عیب ناشی از فقدان کارایی عملگر..... ۱۷۸
- شکل ۷-۷) تخمین عیب ناشی از فقدان کارایی سنسور..... ۱۷۹
- شکل ۷-۸) خطای تخمین عیب ناشی از فقدان کارایی سنسور..... ۱۷۹
- شکل ۷-۹) تخمین عیب ناشی از آفست در سنسور..... ۱۸۰
- شکل ۷-۱۰) خروجی کنترل شده..... ۱۸۰

فهرست جداول

صفحه	عنوان
جدول ۵- ۱) مقایسه کارایی دو روش مبتنی بر انرژی و روش ارائه شده در در تخمین عیب ناشی از	
فقدان کارایی عمل گر..... ۱۲۲	
جدول ۷- ۱) نقاط تعادل برای بدست آوردن مدل خطی متغیر با پارامتر..... ۱۵۳	

فصل ۱ – کلیات

تقاضا برای امنیت و قابلیت اطمینان در سیستم‌های کنترل با افزایش میزان پیچیدگی آن‌ها افزایش می‌یابد. پیچیدگی به معنای این است که سیستم در مقابل عیوب آسیب‌پذیرتر می‌شود که اگر به درستی تشخیص داده نشود موجب خرابی سیستم خواهد شد. منظور از عیب در این‌جا انحراف غیرمجاز حداقل یک پارامتر یا مشخصه سیستم از شرایط مطلوب است [۲].

مساله تشخیص عیب پس از وقوع حوادثی مثل:

- انفجار در تأسیسات انرژی هسته‌ای اکرین در ۲۶ آوریل ۱۹۸۶، تلفات این حادثه بیش از ۱۵۰۰۰ کشته و ۵۰۰۰۰ مصدوم گزارش شده است. به گزارش BBC تخمین زده شده است که حدود ۵ میلیون نفر بر اثر این حادثه در معرض تشعشعات رادیواکتیو قرار گرفته اند.
 - سقوط پرواز ۱۹۱ هواپیمایی آمریکا در ۲۵ می ۱۹۷۹ در شیکاگو، تلفات جانی این حادثه ۲۷۳ کشته گزارش شده است.
 - سقوط هواپیمای باربری بوئینگ ۷۴۷ در ۴ اکتبر ۱۹۹۲، این هواپیما اندکی پس از پرواز به - دلیل اشکال در بال سمت راست در فرودگاه بین‌المللی آمستردام دچار سانحه گردید.
- به صورت یک نیاز مطرح شد و پس از آن محققین در صنایع مختلف از جمله راکتورهای هسته‌ای، صنایع شیمیایی پرخطر و اخیراً توربین‌های بادی و موتورهای الکتریکی را به استفاده از این روش‌ها ترغیب نمود [۳].



شکل ۱-۱- آتش سوزی پرواز باری بغداد در نوامبر ۲۰۰۳ [3]



شکل ۱-۲- شکستگی پره توربین (شکل راست) و حادثه سقوط پرواز هواپیمایی آسیا (شکل چپ) [2]

با توجه به وجود غیرخطی‌ها، تشخیص عیب برای فرایندهای صنعتی که به صورت سیستم‌های غیرخطی مدل شده‌اند باید به صورت خاص مورد توجه قرار بگیرد. ازطرفی اغلب روش‌های ارائه شده در حوزه تشخیص عیب مربوط به سیستم‌های خطی می‌باشند. یک روش جایگزین برای توصیف سیستم‌های دینامیکی غیرخطی استفاده از رویکرد سیستم‌های خطی متغیر با پارامتر^۱ است. با کمک این نوع توصیف می‌توان روش‌های موجود در نظریه سیستم‌های خطی را به طور مستقیم به سیستم‌های غیرخطی جهت تشخیص عیب اعمال کرد. به همین جهت سیستم‌های LPV نظر محققین زیادی را در دو دهه اخیر جلب نموده‌اند [۴].

^۱ Linear Parameter Varying (LPV)

۱-۲- انگیزه تشخیص عیب برای سیستم‌های خطی متغیر با پارامتر

با توجه به این که زمان و دقت مهمترین عوامل در تشخیص عیب می‌باشد، عدم تشخیص به موقع عیب می‌تواند در بعضی موارد منجر به خسارات جبران‌ناپذیری گردد لذا نیاز به یافتن روش‌هایی برای حل این مشکل بسیار احساس می‌شود. اغلب روش‌های ارائه شده در حوزه تشخیص عیب برای سیستم‌های خطی ارائه شده‌اند. از طرف دیگر روش‌های ارائه شده برای تشخیص عیب در حوزه سیستم‌های غیرخطی به علت پیچیدگی زیاد و حجم بالای محاسباتی کمتر مورد استقبال محققین قرار گرفته است. لذا استفاده از مدل LPV پیشنهاد شده است. این مدل از نظر کیفیت توصیف تقریباً هم‌ارز مدل غیرخطی است با این تفاوت که می‌توان روش‌های تشخیص عیب ارائه شده برای سیستم‌های خطی را بر روی آن پیاده سازی کرد. از طرف دیگر هرگونه مدل‌سازی سیستم‌ها با عدم قطعیت همراه است. لذا ضروری است تشخیص عیب با در نظر گرفتن عدم قطعیت برای مدل انجام گیرد. به علاوه این که روش تشخیص عیب باید به گونه‌ای باشد که نه تنها بتواند بین عیوب تفکیک قائل شود بلکه در برابر اغتشاشات موجود در سیستم مقاوم باشد. همچنین اطلاع از میزان جدیت عیب می‌تواند یکی از مزیت‌هایی باشد که یک روش تشخیص عیب را از سایر روش‌ها متمایز می‌کند. از میان روش‌های موجود، روش‌های مبتنی بر مدل به دلیل دقت و سرعت بالا مورد توجه بسیاری از محققین قرار گرفته‌اند.

۱-۳- مروری بر تحقیقات انجام شده

تکنیک‌های LPV اخیراً مورد توجه بسیاری از محققین قرار گرفته است [۵,۶,۷]. این رویکرد از این جهت مورد مقبولیت قرار گرفته است که در آن سیستم‌های غیرخطی را می‌توان به صورت سیستم‌های خطی با پارامترهای متغیر با زمان که پارامترهای آن به صورت برخط قابل اندازه‌گیری هستند در نظر گرفت. پس از آن استفاده از این تکنیک‌ها در حوزه‌های مختلف علم کنترل از جمله

طراحی کنترل کننده مورد استفاده قرار گرفته است [۸,۹]. این مساله برخی از محققین حوزه تشخیص تشخیص عیب را ترغیب نمود تا روش‌های مبتنی بر مدل را به مدل‌های LPV گسترش دهند که از میان آن‌ها می‌توان به [۱۰,۱۱] اشاره نمود.

دو رویکرد رایج برای تشخیص عیب در سیستم‌های LPV رویکرد تخمین عیب و رویکرد تولید مانده می‌باشد. رویکرد تخمین عیب روشی ساده می‌باشد زیرا مساله طراحی را می‌توان به صورت یک مساله فیلترینگ LPV از نوع H_∞ فرمول‌بندی کرد به گونه‌ای که خطای بین عیب تخمین زده شده و عیب واقعی را برای همه پارامترهای متغیر از دید نرم H_∞ می‌نیمایز کرد [۱۲]. در سال‌های اخیر نتایج نظری بر روی روش بازسازی عیب در سیستم‌های LPV در [۱۳,۱۴,۱۵] نشان داده شده است. در [۱۶] یک رویکرد بازسازی عیب مقاوم مبتنی بر فیلتر H_∞ برای سیستم‌های LPV ارائه شده است. در این روش میزان حساسیت به تشخیص عیب تضمین شده نیست. در [۱۷] یک روش بازسازی عیب سریع مبتنی بر رویت‌گرهای تطبیقی برای سیستم‌های LPV ارائه شده است که تنها برای عیوب ثابت یا با تغییرات زمانی کند مناسب است. ایده استفاده از رویت‌گرهای مود لغزشی برای سیستم‌های LPV جهت تشخیص، جداسازی و کنترل تحمل‌پذیر عیب در [۱۸,۱۹,۲۰] مورد توجه قرار گرفته است. بازسازی عیب برای سیستم‌های LPV گسسته در [21] ارائه شده که در آن از رویت‌گر لونبرگر استفاده شده است. همچنین بازسازی عیب در سیستم‌های LPV توصیفی در [۲۱, 13, 14] مورد بررسی قرار گرفته است. در [4] از رویت‌گر قابل آموزش جهت بازسازی مقاوم عیب برای سیستم‌های LPV از نوع پلی‌تاپیک استفاده شده است. این روش علاوه بر حساس بودن به عیوب اولیه، قابلیت تشخیص عیوب متغیر با زمان را هم دارد. در [۲۲] فیلتر تشخیص عیب دقیقی برای سیستم غیرخطی توصیف شده توسط فرمول‌بندی LPV ارائه شده است. همچنین در [۲۳] از رویت‌گر PI ورودی نامعلوم جهت بازسازی عیب برای یک کلاس از سیستم‌های LPV استفاده شده است.

تولید مانده اساساً روشی متفاوت با تخمین عیب است زیرا نمی‌توان آن را به صورت یک مساله حداقل‌سازی فرمول‌بندی کرد. در مساله تولید مانده، مانده‌ها بایستی به صورت هم‌زمان از یک طرف

نسبت به ورودی‌های نامعلوم مقاوم بوده و از طرف دیگر نسبت به عیوب حساس باشند. اگرچه درحوزه تولید مانده با مفهوم LPV با استفاده از تخمین پارامتر [۲۴,۲۵]، فضای برابری [۲۶,۲۷,۲۸,۲۹,۳۰,۳۱] و تخمین هم‌زمان حالت و پارامتر [۳۲,۳۳] تحقیقات کمی انجام شده است ولی در حوزه تولید مانده با استفاده از رویت‌گر جهت تخمین حالت تحقیقات قابل توجه می‌باشد. با این مفهوم رویکرد هندسی در [10,۳۴] برای طراحی رویت‌گر LPV جهت‌دار به فرم لونبرگر ارائه شده است. گونه‌ای دیگر از رویکرد هندسی که رویکرد فضای پوچ نامیده می‌شود در [۳۵] مورد توجه قرار گرفته است. استفاده از تکنیک‌های مبتنی بر رویت‌گر در [۳۶,۳۷,۳۸] برای سیستم‌های LPV از نوع پلی‌تاپیک و به طور مشابه جهت سیستم‌های LPV توصیفی در [۳۹,۴۰] مورد توجه قرار گرفته است که در آن برای طراحی پارامترهای رویت‌گر از تکنیک‌های جایابی قطب و بهینه‌سازی H_{∞} استفاده شده است. در [۴۱,۴۲] وبا کمی اصلاحات در [12] مساله تشخیص عیب به صورت طراحی یک فیلتر تشخیص عیب در نظر گرفته شده است به گونه‌ای که هیچ‌گونه نویزی عبور نکند و از طرف دیگر عیب به‌طور کامل عبور کند. در [۴۳,۴۴] یک مساله شبه H_{-} برای طراحی رویت‌گر ترکیبی H_{∞}/H_{-} ارائه شده است. در [۴۵,۴۶] نیز از رویت‌گر ترکیبی H_{∞}/H_{-} استفاده شده است.

در سال‌های اخیر بسیاری از نتایج مهم موجب شده‌اند علاقه به نظریه اتلافی بودن افزایش یابد. این نظریه در تحلیل پایداری و کنترل سیستم‌های غیرخطی بسیار کاربرد دارد. این نظریه با رویکردی متفاوت از روش‌های کلاسیک جهت تولید مانده (مثل رویت‌گرها، تخمین پارامتر و فضای پیریتی) اخیراً جهت تحلیل تحمل‌پذیر عیب توسط [۴۷] معرفی شد. در روش ارائه شده در [47] انرژی ذخیره شده در سیستم اتلافی نمی‌تواند بیشتر از انرژی تغذیه شده توسط محیط بیرون باشد و چنان‌چه این نامساوی برقرار نباشد به منزله رخداد عیب در سیستم است. سپس این روش توسط [۴۸] به ساختار مبتنی بر انرژی گسترش داده شد. این روش به علت نداشتن دینامیک‌های اضافی (مثل تخمین‌زن و رویت‌گر) نسبت به روش رویت‌گر و شناسایی پارامتر نیازمند زمان محاسبات کوتاه‌تری است. همچنین

نسبت به روش فضای پرتی حجم کمتری از فضا جهت ذخیره اطلاعات نیاز دارد. همچنین در [۴۹] ابتدا توابع مانده پیشنهاد شده‌اند و سپس با ارائه روش تشخیص عیب مبتنی بر رویکرد کنترل LQ عیوب سیستم تشخیص داده می‌شوند.

۱-۴- اهداف رساله

هدف از این رساله ارائه یک روش مبتنی بر مدل برای تخمین عیوب ضرب شونده و جمع شونده در سیستم‌های دینامیکی از نوع خطی متغیر با پارامتر و سپس ارائه یک سیستم کنترل تحمل‌پذیر عیب با استفاده از نتایج آن می‌باشد. راه‌کار ارائه شده مبتنی بر روش مخفی‌سازی عیب از دید کنترل کننده به جای تغییر ساختار کنترل کننده است. بدین منظور بایستی عیوب سیستم تخمین زده شوند. روش‌های ارائه شده مبتنی بر مدل سیستم می‌باشند لذا در مدل‌سازی‌ها سیستم‌ها در معرض سه نوع عیب قرار گرفته‌اند که شامل عیب ساختاری، عیب سنسور و عیب عمل‌گر می‌باشد. روش‌های ارائه شده برای تخمین عیب شامل دو دسته روش هستند. روش‌های تک مرحله‌ای و روش‌های دو مرحله‌ای که در اولی عیوب و حالت‌های سیستم در یک مرحله تخمین زده می‌شوند در حالی که در روش دوم عیوب در یک مرحله و حالت‌ها در مرحله بعد تخمین زده می‌شوند. همچنین عیوب مرتبط با عملگر و عیوب ساختاری با به‌کارگیری روش مبتنی بر انرژی تخمین زده شده است. در حالی که عیوب سنسورها با استفاده ترکیب روش حداقل مربعات با پنجره زمانی محاسبه شده‌اند. در ادامه اهداف رساله بیان شده‌اند:

۱-۴-۱- استفاده از رابطه تعادلی انرژی جهت تخمین عیوب ساختاری از نوع ضرب شونده

ایده اصلی ارائه شده در روش انرژی اصلاح رابطه نامساوی انرژی به صورت یک رابطه تعادلی است به گونه‌ای که انرژی عیب به صورت تابعی از انرژی تغذیه، انرژی ذخیره شده و انرژی تلف شده در نظر گرفته شده است. در مرحله بعد، با محاسبه انرژی عیب و انجام یکسری عملیات جبری، رابطه تعادلی

انرژی به صورت یک رگرسور بازنویسی شده است که در آن ضرایب رگرسور عیوب ضرب شونده سیستم هستند. سپس اطلاعات عیب از روی انرژی آن به صورت برخط تخمین زده می‌شود. با توجه به این که روش ارائه شده مبتنی بر انرژی سیستم است، لذا همه ورودی‌های اعمالی به سیستم اعم از معلوم یا نامعلوم (نویز، اغتشاش، عیب)، می‌توانند مولد انرژی باشند. در این شرایط انرژی عیب در رابطه تعادلی تابعی از انرژی تغذیه، انرژی ذخیره شده، انرژی تلف شده و انرژی ورودی‌های نامعلوم خواهد بود. در این شرایط و با توجه به نامعلوم بودن مقادیر ورودی‌های نامعلوم، نمی‌توان انرژی عیب را محاسبه نمود. به منظور حل این مشکل، با تعریف یک حالت مجازی و استفاده از ساختار رایج در رویت‌گرهای ورودی نامعلوم، معادله فضای حالت توصیف کننده سیستم به گونه‌ای بازتعریف شده است که اثر همه ورودی‌های نامعلوم، به غیر از عیب، در این رابطه ظاهر نشود. توجه به این نکته ضروری است که بازسازی رابطه اتلافی بودن (رابطه انرژی) با استفاده از داده‌های ورودی و خروجی، یکی از ویژگی‌های اصلی این تحقیق است. در نهایت به منظور بررسی ویژگی‌های روش ارائه شده، یک مثال کاربردی ارائه شده است که در آن با استفاده از روش مبتنی بر رابطه تلافی بودن، میزان نشتی در سیستم سه مخزن تخمین زده شده است.

۱-۴-۲- استفاده از رابطه تعادلی انرژی جهت تخمین عیوب جمع شونده و ضرب شونده در

عمل‌گر

در این جا نیز مشابه بالا، با به بکارگیری رابطه تعادلی انرژی عیوب جمع شونده به صورت یک رگرسور بازنویسی شده‌اند. سپس مقدار عیب توسط روش حداقل مربعات ترکیب شده با پنجره زمانی تخمین زده شده است.

۱-۴-۳- استفاده از رویکرد مبتنی بر نظریه اتلافی بودن جهت تشخیص عیب اتصال کوتاه در

سیم پیچ استاتور موتور القایی

در این بخش با تعمیم روش مبتنی بر نظریه اتلافی بودن برای مدل خطی متغیر با پارامتر موتور القایی، عیوب سیم پیچ استاتور موتور در کوتاه ترین زمان ممکن تشخیص داده شده است.

۱-۴-۴- طراحی کنترل کننده تحمل پذیر عیب برای سیستم های با تعداد سنسور و عملگر

زیاد مبتنی بر رویکرد انرژی

در نهایت با ترکیب روش مبتنی بر نظریه اتلافی بودن و استفاده از روش مصالحه بین سنسورها، یک سیستم تحمل پذیر عیب طراحی شده است. در این سیستم به جای تغییر ساختار کنترل کننده، سیگنال های کنترلی به نحوی تغییر می کنند تا سیستم تحمل پذیر عیب باشد.

۱-۵- تعاریف

تعاریف ارائه شده در این رساله براساس تعاریف ایفاک^۱ می باشند.

عیب^۲: تغییرات ناخواسته در حداقل یکی از ویژگی های سیستم

خرابی^۳: خرابی موقت یکی از ویژگی های سیستم

وقتی عیبی اتفاق می افتد (مثلا در عملگر) آن عملگر قابل استفاده است ولی دارای پاسخ کندتر می باشد یا کارایی آن پایین می آید در حالی که وقتی خرابی اتفاق می افتد بایستی عملگر به طور کامل تعویض شود.

تشخیص عیب^۴: یافتن عیب و زمان پیدایش آن [۵۰]

¹ International Federation of Automatic Control (IFAC)

² Fault

³ Failure

⁴ Fault Detection (FD)

جداسازی عیب^۱: مشخص کردن نوع، محل و زمان یافتن عیب.

شناسایی عیب^۲: مشخص کردن سبب و رفتار متغیر با زمان عیب

تخمین عیب^۳: تخمین دامنه عیب و زمان رخداد آن [۵۱]

بد عمل کردن^۴: بی‌نظمی متناوب در تحقق انجام یک عمل مطلوب در سیستم که معلوم همراه با صداهای آهسته متناوب و قابل شنیدن همراه است.

خطا^۵: انحراف مقدار محاسبه شده یا اندازه‌گیری شده یک متغیر خروجی از میزان صحیح آن

شکل ۱-۳ چند نمونه از عیوب و خرابی‌های مربوط به عملگر را برای سیستم هواپیما نشان می‌دهد. خرابی ناشی از قفل شدن وضعیتی را نشان می‌دهد که در آن عملگر بی‌حرکت می‌ماند. این نوع خرابی معمولاً ناشی از فقدان روغن کاری مناسب است. خرابی شناور بیانگر شرایطی است که در آن عملگر آزادانه حرکت می‌کند بدون آن که گشتاوری ایجاد بکند. بعنوان مثال می‌توان به وضعیت ناشی از فقدان روغن هیدرولیک در هواپیما اشاره کرد. یکی از خرابی‌های مصیبت بار در عملگر محدودیت ساختاری است. در این وضعیت عملگر به حداکثر سطح قابل تغییر خود رسیده است. خرابی‌های توضیح داده شده مربوط به سطح کنترلی در هواپیما است. نوع دیگری از خرابی که در هواپیما رخ می‌دهد ناشی از تغییر در شرایط کاری سیستم است که به آن آسیب ساختاری گفته می‌شود. بعنوان مثال می‌توان به آسیب ناشی از شکستن بال هواپیما یا از کارافتادن موتور آن اشاره کرد.

شکل ۱-۴ بیانگر انواع عیوب و خرابی‌های مربوط به سنسور است. خطای آفست یک عیب ثابت بین سیگنال واقعی و اندازه‌گیری شده است. خطای انجماد وقتی رخ می‌دهد که سنسور تنها یک مقدار

¹ Fault Isolation(FI)

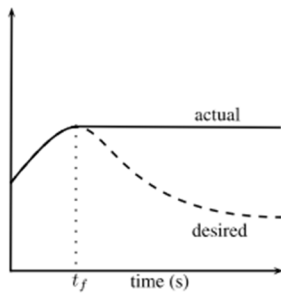
² Fault Identification

³ Fault Estimation

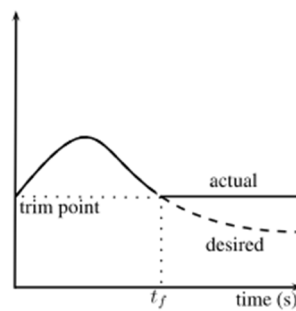
⁴ Malfunction

⁵ Error

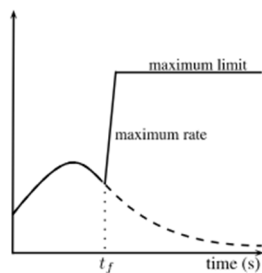
ثابت را نشان می‌دهد. خطای انحراف بیانگر شرایطی است که در آن عیب با گذشت زمان افزایش می‌یابد. چنانچه سنسور نتواند مقدار درستی از کمیت‌های مورد سنجش را اندازه‌گیری کند خطای عدم دقت رخ داده است. و در نهایت در حالت خطای کالیبراسیون مقدار غلطی از کمیت مورد اندازه‌گیری را نشان می‌دهد که مربوط به عدم تنظیم دقیق سنسور است.



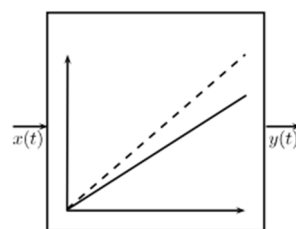
الف) قفل شدن



ب) شناور

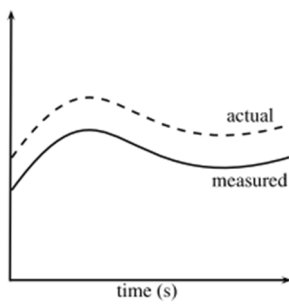


ج) محدودیت ساختاری

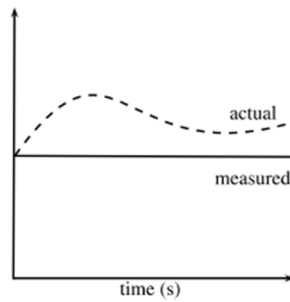


د) فقدان کارایی

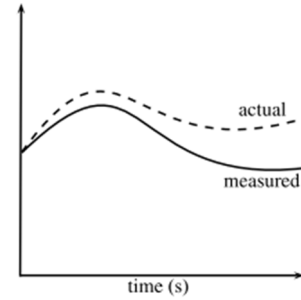
شکل ۱-۳- انواع عیب و خرابی در عملگر [۵۲]



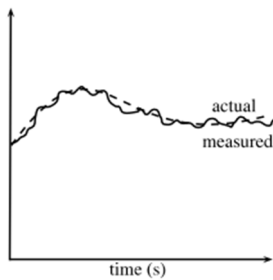
الف) آفت



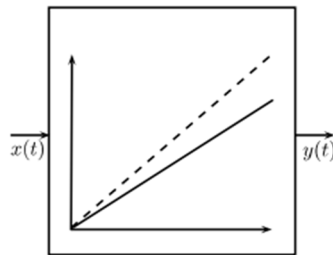
ب) انجماد



ج) انحراف



د) فقدان دقت



ه) خطای کالیبراسیون

شکل ۱-۴- انواع خطا و خرابی در سنسور [52]

۱-۶- ساختار رساله

فصل دوم مروری بر روش‌های تشخیص عیب می‌باشد. در این فصل انواع روش‌های موجود جهت تشخیص عیب و خلاصه‌ای از هر کدام بیان می‌شود. در فصل سوم سیستم‌های LPV و انواع آن بیان شده است. در فصل چهارم رابطه نامساوی انرژی به صورت یک رابطه تعادلی اصلاح و سپس روشی ارائه شده است تا بتوان عیوب ساختاری را با استفاده از رابطه تعادلی انرژی تخمین زد. در فصل پنجم از این رابطه برای تخمین عیوب جمع شونده و ضرب شونده عملگر استفاده شده است. تخمین عیب اتصال کوتاه سیم‌پیچ استاتور موتور القایی با استفاده از رابطه تعادلی انرژی، در فصل ششم ارائه شده است. همچنین در فصل هفتم طراحی یک کنترل کننده تحمل‌پذیر عیب مبتنی بر رویکرد انرژی، برای سیستم‌های با تعداد سنسور و عملگر زیاد مورد بررسی قرار گرفته است. در نهایت در فصل هشتم نتیجه‌گیری و پیشنهادات رساله ارائه شده‌اند.

فصل ۲- مقدمه‌ای بر تشخیص

و جداسازی عیب

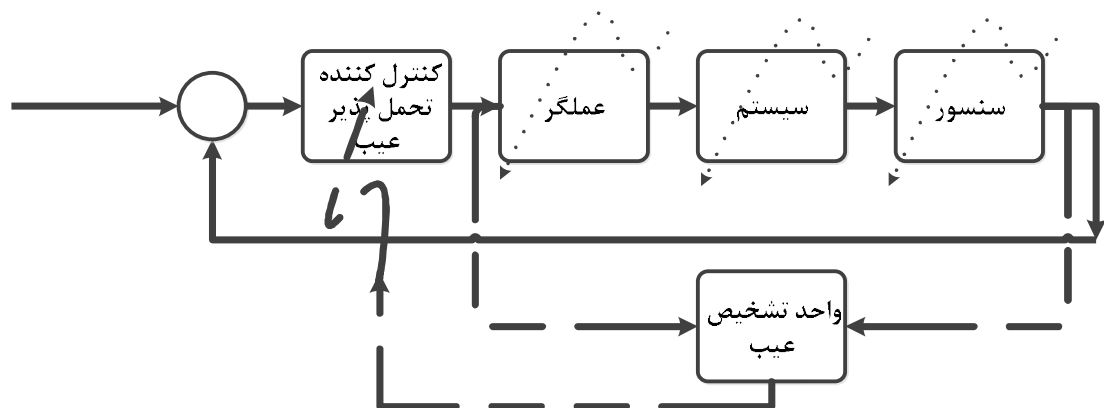
۲-۱- سیستم کنترل تحمل پذیر عیب

کنترل تحمل پذیر عیب^۱ برای اولین بار جهت کنترل سیستم هواپیما ایجاد شد. هدف از این روش ایجاد توانایی خود تعمیری برای سیستم هواپیما بود تا خلبان بتواند در مواقعی که عیبی در سیستم رخ می دهد هواپیما را بدرستی و سلامت فرود بیاورد. این روش ترکیبی از سه حوزه تشخیص و جداسازی عیب، کنترل مقاوم و کنترل ساختار مجدد می باشد [52].

سیستم کنترل تحمل پذیر عیب به دو بخش اصلی تقسیم می شود: (۱) فعال (۲) غیر فعال

حالت غیر فعال برمبنای طراحی کنترلی مقاوم برای فرایند می باشد. در این حالت کنترل کننده به نحوی طراحی می شود که در برابر عدم قطعیت ها و اغتشاشات مقاوم باشد. اشکال این روش این است که توانایی تحمل عیب محدود بوده و لذا در بعضی موارد عیوب عملگر قابل کنترل نیست. [50]

در حالت فعال نیازمند اطلاعاتی راجع به سیستم کنترل تحمل پذیر عیب و محل آن برای کنترل سیستم هستیم. (شکل ۲-)



شکل ۲- ۱) ساختار کلی سیستم کنترل تحمل پذیر عیب فعال (AFTCS) [52]

در حالیکه واحد تشخیص و جداسازی عیب به دنبال تشخیص و جداسازی عیوب سیستم و تعیین

¹ Fault Tolerant Control (FTC)

محل آن است، کنترل کننده ساختار مجدد تلاش می‌کند تا با تغییر ساختار کنترل کننده با خطا تطبیق پیدا کند بگونه‌ای که به سطح قابل قبولی از کارایی و پایداری دست یابد. از طرف دیگر هر دو واحد تشخیص و جداسازی عیب و کنترل ساختار مجدد بایستی در برابر عدم قطعیت‌ها و اغتشاشات مقاوم باشند.

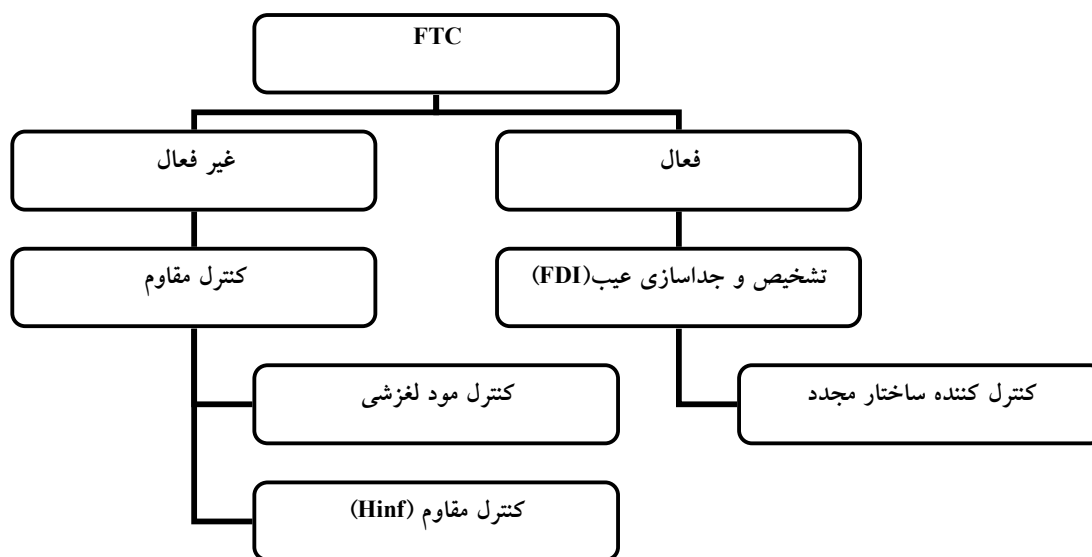
بنابراین طراحی سیستم کنترل تحمل‌پذیر عیب (FTC) از سه قسمت زیر تشکیل می‌شود:

۱- تشخیص و جداسازی عیب (FDI)

۲- ارسال اطلاعات به کنترل کننده برای تغییر ساختار آن (RC)

۳- مقاوم سازی واحد تشخیص عیب و کنترل کننده در برابر عدم قطعیت و اغتشاش

شکل ۲-۱ بیانگر طبقه بندی انواع روش‌های کنترل کننده تحمل‌پذیر عیب است.



شکل ۲-۱ طبقه بندی واحد کنترل تحمل‌پذیر عیب [52]

۲-۲- واحد تشخیص و جداسازی عیب

هدف اصلی واحد تشخیص و جداسازی عیب، جداسازی و شناسایی عیوب و تصمیم گیری در مورد

این که کدامیک از عیوب امنیت سیستم را تحت تاثیر قرار داده‌اند، می‌باشد. [۵۳]

الگوریتم‌های تشخیص عیب که در زیر سیستم‌های FDI استفاده می‌شود، توسط کامپیوترهای

دیجیتال اجرا می‌شود. این الگوریتم‌ها درواقع تکنیک‌های پردازش سیگنال هستند که با توابع سوئیچینگ منطقی ترکیب شده‌اند. بنابراین قابلیت کل سیستم ظاهراً وابسته به قابلیت اطمینان کامپیوتر و همه اجزاء فیزیکی سیستم است. ولی چون قابلیت اطمینان کامپیوتر خیلی بالاتر از اجزاء فیزیکی است، بنابراین می‌توان از بررسی آن صرف‌نظر کرد.[۵۴]

در سیستم‌های سنتی برای داشتن حدود قابل قبول در عیب از سخت‌افزارهای اضافی استفاده می‌شده است. مثل استفاده از چند سنسور برای اندازه‌گیری یک متغیر. مشکل عمده این روش هزینه بالا، نرم‌افزارهای اضافی و فضای زیاد اشغال شده بود. برای غلبه بر این مشکل در اوایل ۱۹۷۰ روش‌های جدیدی به وجود آمد. رویکرد جدید برای تشخیص عیوب ابزار(مثل سنسور) بر مبنای این ایده بود که به جای استفاده از سنسورهای یکسان، سه(یا بیشتر) سنسور متفاوت که متغیرهای متفاوتی را اندازه‌گیری می‌کنند انتخاب شوند. چون همگی این سنسورها به وسیله حالت‌های دینامیکی یکسان از سیستم راه‌اندازی می‌شوند بنابراین به طور تابعی مرتبط هستند. این رویه جدید را اصطلاحاً افزونگی تحلیل^۱ یا افزونگی تابعی^۲ می‌نامند[54]. به عنوان یک مثال از روش افزونگی تابعی، سیستمی را در نظر بگیرید که شامل m سنسور است بگونه‌ای که از صحت کار یک سنسور آن مطمئن هستیم. حال با کمک این خروجی و ورودی‌های سیستم می‌توان با کمک رویکرد حالت‌های سیستم را که همان خروجی سایر سنسورها هستند تخمین زده و با نتایج واقعی سنسورها مقایسه کرد تا از صحت کار آن‌ها مطمئن شویم[54].

بعد از ۱۹۷۰ روش‌های مختلفی برای تقسیم‌بندی FDI بیان شده است. یکی از این روش‌ها که در مرجع[۵۵] بیان شده است، تشخیص و جداسازی عیب را به سه روش عمده زیر تقسیم بندی می‌کند:

(۱) روش‌های بر اساس مدل کمی: این روش‌ها نیازمند اطلاعاتی راجع به مدل فرایند و دینامیک‌های آن به صورت یک ساختار ریاضی هستند. این رویکرد بر مبنای استفاده از روش‌های با

¹ Analytical redundancy

² Functional redundancy

افزونگی تحلیل مثل کالمن فیلتر و رویتگرها است.

۲) روش‌های براساس مدل کیفی: این روش‌ها براساس میزان ادراک از ویژگی‌های فیزیکی و شیمیایی فرایند است. این روش به دو صورت مدل‌های سلسله مراتبی و علی بیان می‌شود.

۳) روش‌های بر مبنای سابقه: در این روش با در اختیار داشتن حجم زیادی از داده‌های سیستم، تلاش می‌کند تا دینامیک‌های سیستم را بیابد.

تقسیم‌بندی انجام شده در این مقاله بیشتر بر اساس تحقیقاتی بوده است که روی صنایع شیمیایی انجام شده است.

در نوعی دیگر از تقسیم‌بندی [50] رویکرد تشخیص و جداسازی عیب به دو شاخه اصلی مدل محور و داده محور تقسیم شده است. هر کدام از این دو رویکرد به دو شاخه روش‌های کمی و کیفی تقسیم می‌شوند.

رویکرد FDI مدل محور از نوع کمی با بکار بردن مدل ریاضی، که معمولاً به نام افزونگی تحلیل شناخته می‌شود، سعی در تشخیص و جداسازی عیب دارد. چهار روش رایج در این شاخه با رویکرد تولید مانده شامل:

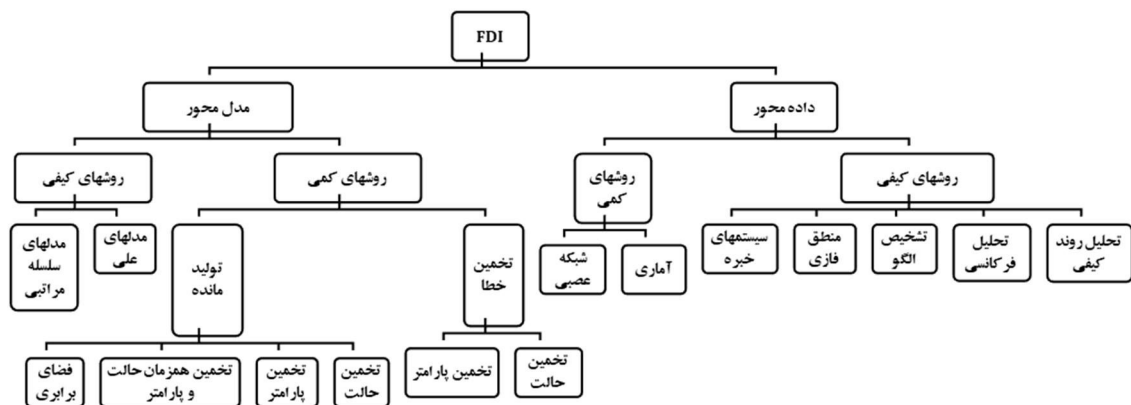
۱- تخمین حالت

۲- تخمین پارامتر

۳- فضای یکسانی

۴- ترکیب حالت اول و سوم

طبقه‌بندی کامل روش‌های موجود در واحد تشخیص و جداسازی عیب در شکل ۲-۲ نشان داده شده است.

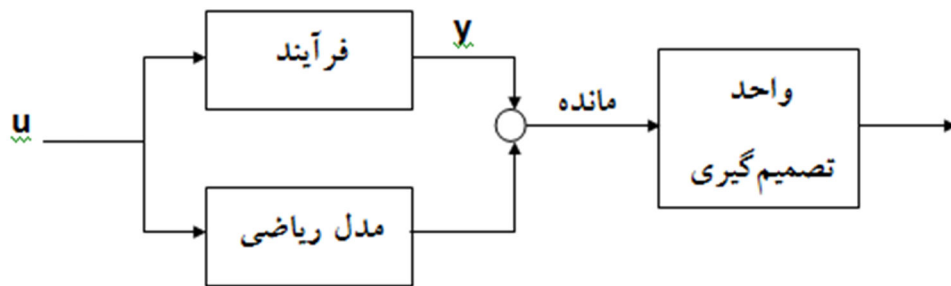


شکل ۲-۲) طبقه‌بندی کامل روش‌های موجود در FDI

از آنجا که بیشتر روش‌های کنترلی مدل محور هستند، کنترل کننده تحمل‌پذیر عیب بایستی بر مبنای مدل ریاضی سیستم طراحی شوند.

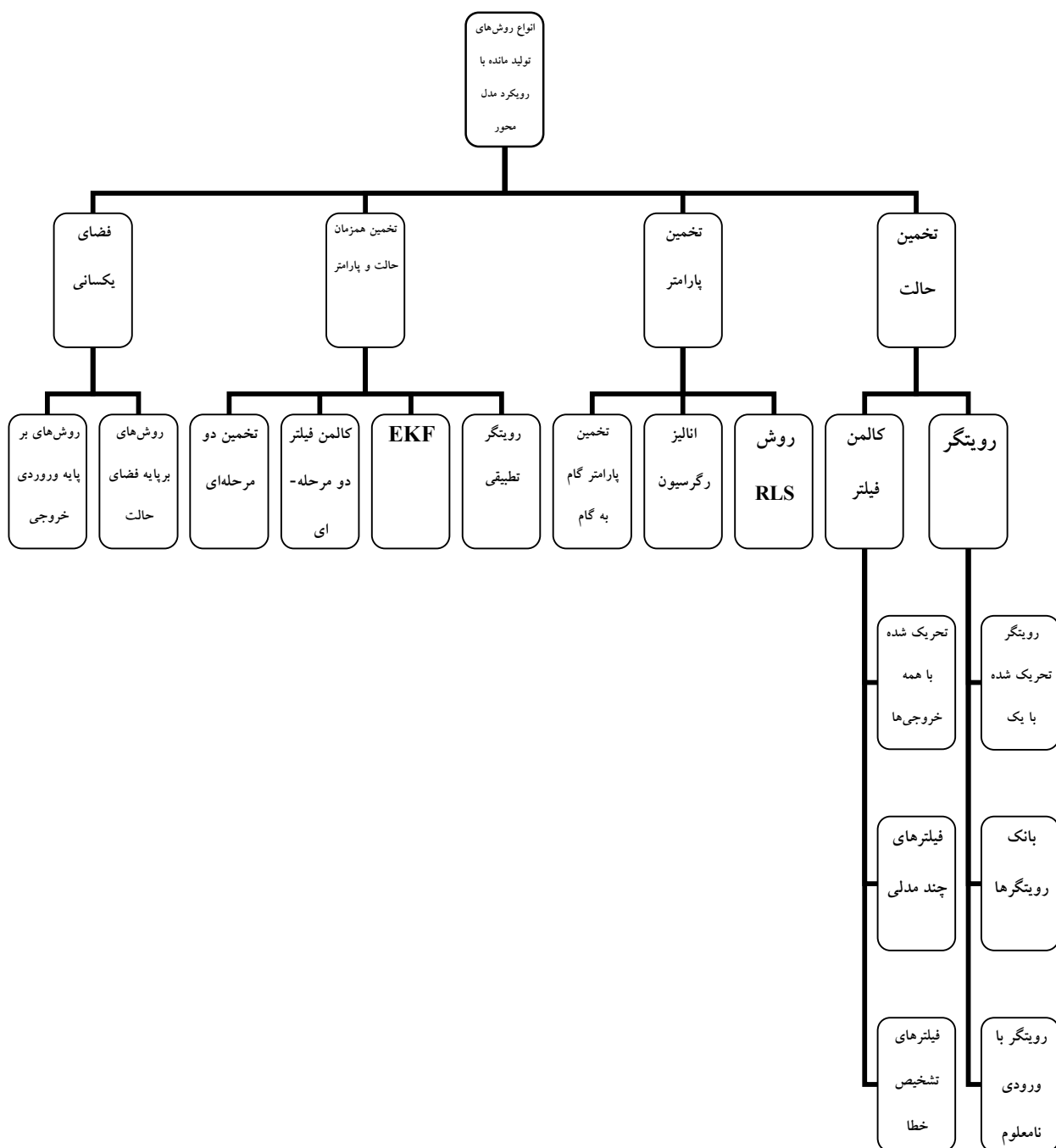
در روش تشخیص عیب مبتنی بر تولید مانده (شکل ۲-۳) خروجی واقعی سیستم با خروجی ناشی از مدل ریاضی سیستم مقایسه شده و تشکیل سیگنال مانده را می‌دهد. اگر سیگنال مانده از یک حد مشخصی (حد آستانه) بیشتر باشد به معنی رخداد عیب است. معمولاً در این روش عیب تشخیص و محل آن شناسایی می‌شود ولی اطلاعات دیگری از عیب نداریم. مرجع [۵۶] تشریح کاملی راجع به روش‌های تولید مانده با رویکرد مدل محور انجام داده است. با توجه این تقسیم‌بندی انواع روش‌های موجود برای تولید مانده با رویکرد مدل محور به صورت شکل ۲-۴ می‌باشند.

در برخی از روش‌های کنترل تحمل‌پذیر عیب نیازمند تخمین کارایی عملگر به منظور تشخیص آستانه تحمل سیستم در برابر عیب هستیم. به عنوان مثال در حالتی که سنسور دچار خرابی شده است، اگر بتوان عیب سنسور را تخمین زد آن‌گاه می‌توان از این اطلاعات برای تصحیح اندازه‌گیری ناشی از آن سنسور قبل از استفاده در کنترل کننده بهره جست. با این رویکرد دیگر نیازی به ساختار یابی مجدد کنترل کننده نیست. به این رویکرد تخمین عیب گفته می‌شود.

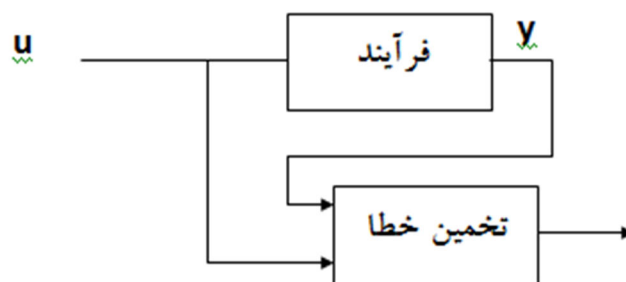


شکل ۲-۳) FDI بر مبنای تولید مانده [52]

ساختار تخمین عیب در شکل ۲-۵ نشان داده شده است. همان‌طور که در شکل ۲-۲ مشاهده می‌شود برای تخمین عیب می‌توان از دو روش تخمین حالت و تخمین پارامتر استفاده کرد. از جمله روش‌هایی که برای تخمین حالت استفاده می‌شود روش کالمن فیلتر، رویکرد مود لغزشی و رویکرد اوتکین است. رویکردی از تشخیص عیب که در برابر عدم قطعیت مدل مقاوم ولی در برابر خطاها به اندازه کافی حساس باشد تشخیص عیب با رویکرد مقاوم نامیده می‌شود. [56]



شکل ۲-۴) انواع روش‌های مدل محور بر مبنای تولید مانده [50]



شکل ۲-۵) تخمین عیب [52]

۲-۳- تشخیص و جداسازی عیب به روش نظریه غیر فعال بودن^۱

غیر فعال بودن حالت خاصی از اتلافی بودن است که در تحلیل پایداری و کنترل سیستم‌های غیرخطی بسیار کاربرد دارد. معنای فیزیکی غیر فعال بودن این است که انرژی ذخیره شده در سیستم‌های غیر فعال نمی‌تواند از انرژی تغذیه شده توسط محیط بیرون بیشتر باشد. این رابطه انرژی می‌تواند توسط یک نامساوی بیان شود که شامل حالت‌های سیستم، ورودی و خروجی است. تشخیص عیب مبتنی بر نظریه غیر فعال بودن با بررسی این نامساوی انجام می‌شود. هرگاه این نامساوی نقض شود به معنای رخداد عیب در سیستم است. در واقع وقوع عیب در سیستم باعث تغییر مدل سیستم یا اعمال ورودی جدید به سیستم خواهد شد. در نتیجه چنانچه در رابطه نامساوی انرژی اثر عیب لحاظ نشود، می‌تواند باعث نقض رابطه شود. روش ارائه شده برای سیستم‌های خطی است ولی پتانسیل گسترش به سیستم‌های غیرخطی را دارد.

نظریه اتلافی بودن یکی از مفاهیم پایه در مطالعه رفتار سیستم‌های دینامیکی است [۱]. اتلافی بودن یک مفهوم نظری برای تحلیل سیستم‌های فیزیکی می‌باشد. کاربردهای زیادی از این نظریه در حوزه سیستم‌های الکتریکی، مکانیکی، شیمیایی و مخابراتی گزارش شده است [۲]. ایده استفاده از نظریه اتلافی بودن به منظور تشخیص عیب اولین بار توسط [۳و۴] مطرح گردید. بعد از آن [۵] با

^۱ Passivity

تعمیم این روش به روش مبتنی بر انرژی، نشان داد که انرژی ذخیره شده در سیستم های اتلافی نمی تواند از انرژی تغذیه بیشتر باشد. بنابراین نتیجه گرفته است که هرگاه این نامساوی نقض شود به معنای رخ دادن عیب در سیستم است. بعد از آن [۶] با اضافه کردن عبارت انرژی تلف شده، این نامساوی را به صورت یک تساوی بیان کرد. ایده مطرح شده در [۶] این بود که در سیستم های اتلافی، مجموع انرژی ذخیره شده و تلف شده بایستی برابر با انرژی تغذیه سیستم باشد. پس هرگاه این تساوی نقض شود به معنای رخ دادن عیب است. سپس بر اساس این ایده، روش تشخیص عیبی ارائه شده است.

۲-۳-۱- تعاریف

سیستم زیر را در نظر بگیرید:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (۱-۲)$$

طبق تعریف سیستم فوق با توجه به نرخ تغذیه $S(u, y)$ اتلافی نامیده می شود اگر تابع ذخیره $V(x) \geq 0$ وجود داشته باشد به گونه ای که برای همه مقادیر $x(0)$ و همه $T \geq 0$ و همه توابع ورودی u

$$V(X(T)) - V(x(0)) \leq \int_0^T S(u, y) dt \quad (۲-۲)$$

با در نظر گرفتن انرژی تلف شده به صورت ε_{dis} می توان رابطه فوق را به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\begin{aligned} V(X(T)) - V(x(0)) + \varepsilon_{dis} \\ = \int_0^T S(u, y) dt \end{aligned} \quad (۳-۲)$$

هرگاه رابطه فوق در سیستمی نقض شود به معنای این است که عیبی در سیستم اتفاق افتاده است.

۲-۳-۲- تعادل انرژی با استفاده از نظریه اتلافی بودن

برای سیستم (۱-۲) تابع ذخیره زیر را در نظر بگیرید:

$$V(x) = \frac{1}{2} x^T P x, P > 0 \quad (۴-۲)$$

همچنین با در نظر گرفتن نرخ تغذیه به صورت زیر:

$$S(u, y) = y^T M u \quad (۵-۲)$$

شرط اتلافی بودن سیستم (۱-۲) به صورت زیر بیان شده است:

نظریه: سیستم (۱-۲) با توجه به نرخ تغذیه $S(u, y) = y^T M u$ و تابع ذخیره $V(x) = \frac{1}{2} x^T P x$ اتلافی است اگر:

$$PA + A^T P \leq 0 \quad (۶-۲)$$

$$PB = C^T M \quad (۷-۲)$$

برای اثبات به مرجع [48] مراجعه نمایید.

فرض کنید $x(0) = 0$ آن گاه با تعریف

$$\mathcal{H} = \varepsilon_{stor} + \varepsilon_{dis} - \varepsilon_{sup} \quad (۸-۲)$$

که در آن :

$$\varepsilon_{stor} = \frac{1}{2} x(T)^T P x(T) \quad (۹-۲)$$

$$\varepsilon_{dis} = -\frac{1}{2} \int_0^T x^T (PA + A^T P) x dt \quad (۱۰-۲)$$

$$\varepsilon_{sup} = \int_0^T y^T M u dt \quad (۱۱-۲)$$

آن گاه $\mathcal{H} = 0$ است.

۲-۳-۳- اثر عیب بر رابطه انرژی

الف) عیوب ساختاری:

این نوع از عیوب تنها ماتریس‌های A و B را تحت تاثیر قرار می‌دهد و لذا باعث تغییر در انرژی اتلافی و ذخیره می‌شود و تغییری در انرژی منبع ندارد. از آنجا که ε_{stor} بیانگر رابطه بین انرژی ذخیره شده در سیستم و حالت‌ها و ε_{dis} بیانگر رابطه بین انرژی اتلافی و حالت‌های سیستم است، لذا در حالت عیوب ساختاری این دو رابطه دیگر صحت ندارند. بنابراین:

$$\frac{1}{2} [x_f(T)^T P x_f(T) - \int_0^T x_f^T (PA + A^T P) x_f dt] \neq \int_0^T y_f^T M u dt \quad (۲-۱۲)$$

و بنابراین:

$$\mathcal{H}_f \neq 0 \quad (۲-۱۳)$$

که در این رابطه:

$$\mathcal{H}_f = \frac{1}{2} [x_f(T)^T P x_f(T) - \int_0^T x_f^T (PA + A^T P) x_f dt] - \int_0^T y_f^T M u dt \quad (۲-۱۴)$$

$\mathcal{H}_f$ رابطه توازن انرژی $\mathcal{H}$ در حالت رخداد عیب است.

با در نظر گرفتن سیستم دارای عیب ساختاری به صورت زیر:

$$\begin{cases} \dot{x}_f = (A + \Delta A)x_f + (B + \Delta B)u \\ y = Cx_f \end{cases} \quad (۲-۱۵)$$

انگاه اثبات می‌شود:

$$\mathcal{H}_f = \int_0^T x^T P \Delta A x dt + \int_0^T x^T P \Delta B u dt \quad (۲-۱۶)$$

ب) عیب عملگر:

به‌طور مشابه:

$$\begin{cases} \dot{x}_f = (A)x_f + (B)(u + f_a) \\ y = Cx_f \end{cases} \quad (۱۷-۲)$$

ولذا

$$\mathcal{H}_f = \int_0^T x^T P B f_a dt \quad (۱۸-۲)$$

ج) عیب سنسور:

$$\begin{cases} \dot{x}_f = (A)x_f + (B)u \\ y = Cx_f + f_s \end{cases} \quad (۱۹-۲)$$

ولذا

$$\mathcal{H}_f = - \int_0^T f_s^T M u dt \quad (۲۰-۲)$$

۲-۳-۴- تشخیص عیب

با تعریف $\mathcal{H}_f = \varepsilon_{fault}$ آن گاه چنانچه $\mathcal{H} \neq 0$ به منزله وقوع عیب در سیستم و در غیر

این صورت عیبی در سیستم اتفاق نیفتاده است.

فصل ۳- مروری بر نظریه سیستم‌های خطی

متغیر با پارامتر

۳-۱- مقدمه

سیستم‌های پارامتر متغیر دسته‌ای از سیستم‌های دینامیکی هستند که حالت‌های آینده وابسته به حالت‌های کنونی سیستم و تعدادی سیگنال‌های اضافی که پارامتر نامیده می‌شوند، می‌باشد. این پارامترها به عنوان ورودی برای سیستم عمل می‌کنند. یک مثال رایج از سیستم دینامیکی با پارامتر متغیر دینامیک‌های خودرو می‌باشد. این دینامیک‌ها وابسته به سرعت کنونی خودرو و ورودی ناشی از راننده که در این جا نقش پارامترها را دارند، می‌باشد. این پارامترها می‌توانند مربوط به داخل سیستم باشند یا ناشی از تقریب یک سیستم غیرخطی به سیستم خطی متغیر با پارامتر (LPV) باشند [۵۷].

سیستم LPV به سیستم‌های دینامیکی خطی اطلاق می‌شود که توصیف مدل فضای حالت آن وابسته به پارامترهای مستقل (بیرونی) و غیر ایستا است [۵۸]. این دسته از سیستم‌ها اولین بار در سال ۱۹۸۸ در رساله دکتری آقای شاما جهت طراحی کنترل کننده باروش جدول بندی بهره، معرفی گردید [۵۸].

۳-۲- سیستم‌های خطی متغیر با پارامتر

سیستم‌های LPV دسته‌ای از سیستم‌های دینامیکی خطی هستند که مدل فضای حالت آن‌ها وابسته به پارامترهای مستقل و غیر ایستا می‌باشد.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(\rho)x(t) + B(\rho)u(t) \\ y = c(\rho)x(t) \end{cases} \quad (۱-۳)$$

که در این جا ρ پارامتر مستقل از حالت‌های سیستم و غیر ایستا است که می‌تواند متغیر با زمان باشد [۵۸]. این پارامتر از قبل معلوم نیست ولی باید محدود به یک مجموعه بسته و محدود Δ_ρ باشد [۵۹].

روش جدول بندی بهره روشی است برای طراحی کنترل کننده غیرخطی برای سیستم غیرخطی با استفاده از ترکیب تعدادی کنترل کننده خطی [۵۸].

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(z)x(t) + B(z)u(t) \\ y = c(z)x(t) \end{cases} \quad (2-3)$$

$$z = h(x)$$

این کنترل کننده‌ها به صورت زمان حقیقی و با استفاده از تکنیک‌های سوئیچینگ یا درون‌یابی ترکیب می‌شوند [58]. اشکال موجود در روش جدول‌بندی بهره عدم تضمین پایداری برای پارامترهای با تغییرات سریع است [60]. معماری موجود در روش جدول‌بندی بهره موجب پیشنهاد قالب LPV به عنوان روش میانه بین دینامیک‌های خطی و غیرخطی شد [58].

نکته: روش‌های ارائه شده در این فصل برای سیستم‌های گسسته در زمان نیز قابل گسترش است.

۳-۲-۱ - مقایسه سیستم‌های LPV، LTV و LTI

سیستم LPV سیستمی است با پارامترهای نامعلوم ولی قابل اندازه‌گیری به صورت زمان حقیقی در حالی که سیستم LTV سیستمی است با تغییرات زمانی نامعلوم ولی قابل اندازه‌گیری به صورت زمان حقیقی [60]. یک سیستم LPV مجموعه‌ای از سیستم‌های LTV را شامل می‌شود.

سیستم LTI یک سیستم ایستا است در حالی که سیستم LPV غیر ایستا است [58]. در واقع سیستم LTI یک حالت خاص از سیستم‌های LPV با پارامتر ثابت $\rho(t) = \rho_0$ می‌باشد [59]. یک سیستم LPV می‌تواند بازاء تغییرات پارامتر $\rho(t)$ ، مجموعه‌ای از سیستم‌های LTV و LTI را شامل شود [58].

۳-۲-۲ - انواع پارامترها [39]

در این بخش به بررسی ویژگی‌های ریاضی مسیرهای پارامتر در مدل‌های LPV پرداخته می‌شود. می‌توان از پارامترها جهت تقریب دینامیک‌های غیرخطی، جایگزینی قسمت‌های متغیر با زمان یا معرفی یک درجه آزادی اضافی جهت طراحی استفاده کرد.

۳-۲-۲-۱ - تقریب سیستم‌های غیرخطی: سیستم‌های شبه LPV

هرگاه از سیستم‌های LPV جهت تقریب سیستم‌های غیرخطی استفاده شود، پارامترهای زمان بندی شده تابعی از حالت سیستم خواهند بود. این نوع خاص از سیستم‌های LPV را سیستم‌های شبه LPV می‌نامند.

مثال ۱:

$$\dot{x}(t) = -x(t)^3 \quad (3-3)$$

با انتخاب پارامتر $\rho(t) = x(t)$ می‌توان سیستم را به صورت زیر نوشت:

$$\dot{x}(t) = -\rho(t)^2 x(t) \quad (4-3)$$

در این تقریب بایستی چند نکته را در نظر داشت.

نکته اول این که تقریب LPV از نظر پایداری، کنترل پذیری یا سایر خواص معادل سیستم غیرخطی اصلی نیست.

نکته دوم این که سیستم‌های غیرخطی را عموماً می‌توان با تقریب‌های LPV متفاوتی توصیف کرد و یافتن دقیق‌ترین آن‌ها کار ساده‌ای نیست.

۳-۲-۲-۲ - مخفی کردن اجزاء متغیر با زمان: پارامترهای ذاتی [57]

می‌توان از پارامترها جهت مخفی کردن اجزاء متغیر با زمان استفاده کرد. از این روش می‌توان برای کنترل سیستم اصلی با استفاده از تکنیک‌های زمان بندی بهره LPV استفاده کرد.

مثال ۳:

$$\dot{x}(t) = (-a + b \sin(wt))x(t) \quad (8-3)$$

با انتخاب پارامتر $\rho(t) = \sin(wt)$ داریم:

$$\dot{x}(t) = (-a + b\rho(t))x(t) \quad (9-3)$$

در این جا هم مانند سیستم‌های سیستم‌های شبه LPV، پایداری سیستم اصلی الزاما معادل با پایداری سیستم تقریب زده شده با LPV نیست. در مثال فوق سیستم اصلی زمانی پایدار است که $a > 0$ باشد در حالی که سیستم LPV با $a > 0$ و $|b| < a$ پایدار است. این فقدان هم ارزی ریشه در این حقیقت دارد که توصیف LPV سیستم مسیر پربودیک واقعی تابع سینوس را در یک مجموعه عام‌تر تعبیه کرده است.

$$\varepsilon = \{\rho: R_{\geq 0} \rightarrow [-1 \ 1]\} \quad (10-3)$$

۳-۲-۲-۳ پارامترهای مصنوعی یا بیرونی [57]

پارامترهای بیرونی اغلب زمانی به کار گرفته می‌شوند که هدف اساسی طراحی باشد. به عنوان مثال می‌توان به طراحی کنترل کننده اشاره کرد. این پارامترهای مصنوعی اغلب در قوانین کنترل برای شکل دهی به ساختار آن بر اساس قیود و یا اهداف خاص به کار می‌روند. شکل دهی پاسخ می‌تواند مبتنی بر روش‌های کنترل بهینه مثل روش H_{∞} باشد.

مثال ۴) در سیستم زیر قانون کنترل u را به نحوی طراحی کنید که:

۱) خروجی بتواند سیگنال مشتق‌پذیری ورودی r را ردیابی کند.

۲) پهنای باند حلقه بسته سیستم را بتوان به صورت زمان حقیقی تنظیم کرد.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = x(t) + u(t) \\ y(t) = x(t) \end{cases} \quad (11-3)$$

که پس از طراحی قانون کنترل به شکل زیر ظاهر می‌شود:

$$u(t) = -(1 + \rho(t))x(t) + \rho(t)r(t) \quad (12-3)$$

که در این جا ρ پارامتر بیرونی است و در سیستم حلقه بسته به صورت زیر ظاهر می‌شود:

$$\dot{x}(t) = -\rho(t)(x(t) - r(t)) \quad (۱۳-۳)$$

می‌توان نشان داد که دینامیک‌های سیستم پایدار مجانبی بوده و پهنای باند را می‌توان به صورت زمان حقیقی و با تغییر $\rho(t)$ تنظیم نمود.

۳-۲-۳ توصیف سیستم‌های LPV

اکنون که انواع پارامترها معرفی گردید نوبت معرفی انواع مدل‌های LPV است. [57]

۳-۲-۳-۱ سیستم‌های LPV عام

ساده ترین توصیف برای سیستم‌های LPV، نوع عام می‌باشد.

$$\dot{x}(t) = A(\rho(t))x(t) \quad (۱۴-۳)$$

در این رابطه x حالت سیستم و ρ بردار پارامترهای متغیر با زمان است. به گونه‌ای که ρ محدود به بازه Δ_ρ است. نحوه وابستگی سیستم به پارامترها می‌تواند به صورت چندجمله‌ای، گویا، نمایی یا غیره باشد. تنها فرضی که در این دسته از سیستم‌ها در نظر گرفته می‌شود محدود بودن تابع ماتریسی A و نیز انتخاب پارامترها به گونه‌ای که بتوان پاسخی برای معادله دیفرانسیل یافت. اگر سیستم به صورت چندجمله‌ای به پارامترها وابسته باشد، می‌توان ماتریس $A(\rho)$ را به صورت زیر توصیف کرد:

$$A(\rho) = A_0 + \sum_i A_i \rho^{\alpha_i} \quad (۱۵-۳)$$

نحوه دیگر نمایش این نوع از توصیف که کمتر مورد استفاده قرار می‌گیرد و به نام LPV توصیفی شناخته می‌شود به صورت زیر است:

$$\begin{bmatrix} I_n & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{y}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{A}_{11}(\rho) & \bar{A}_{12}(\rho) \\ \bar{A}_{21}(\rho) & \bar{A}_{22}(\rho) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ y(t) \end{bmatrix} \quad (۱۶-۳)$$

$$x(0) = x_0$$

$$y(0) = -A_{22}(\rho(0))^{-1} A_{21}(\rho(0))x_0$$

مزیت این نوع توصیف امکان ملاحظه سیستم‌هایی است که به صورت گویا به پارامترهای خود وابسته هستند. در این حالت می‌توان این سیستم‌ها را به فرم سیستم‌های LPV توصیفی از نوع همراه با چندجمله‌ای بیان کرد.

می‌توان طبق رابطه زیر ماتریس $A(\rho)$ بیان شده در رابطه (۳-۱۵) را بر حسب ماتریس‌های سیستم توصیفی بیان کرد.

$$A(\rho) = \bar{A}_{11}(\rho) - \bar{A}_{12}(\rho)\bar{A}_{22}^{-1}(\rho)\bar{A}_{21}(\rho) \quad (۳-۱۷)$$

۳-۲-۲- سیستم‌های LPV به فرم پلی‌تاپیک

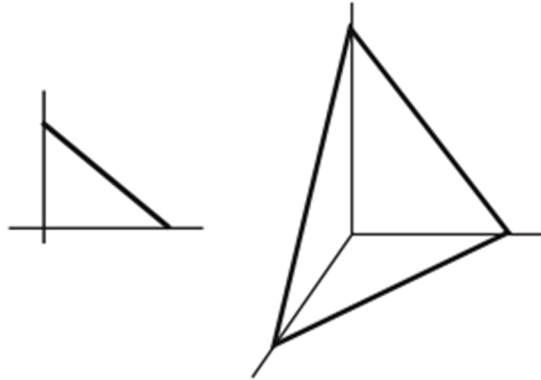
این نحوه نمایش روشی ساده برای بیان و تحلیل سیستم‌های LPV از نوع غیر قطعی ارائه می‌دهد. بر خلاف سیستم‌های نوع عام که وابستگی خاصی برای پارامترها در نظر گرفته نمی‌شود، این سیستم‌ها به صورت ترکیب محدب و متغیر با زمان سیستم‌های LTI بیان می‌شوند. از این ویژگی می‌توان برای پایدارسازی سیستم با استفاده از تکنیک‌های بهینه‌سازی محدب استفاده کرد. قبل از توصیف سیستم‌های LPV از نوع پلی‌تاپیک نیاز است تا اشاره‌ای به پلی‌تاپ‌های محدب فشرده شود.

الف) پلی‌تاپ‌های فشرده و محدب

پلی‌تاپ‌ها تعمیم یافته چند وجهی‌ها به ابعاد دلخواه هستند. یکی از انواع خیلی خاص و پرکاربرد پلی‌تاپ سیمپلکس‌های N واحدی هستند. تعریف: سیمپلکس N واحدی به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\Lambda_N = \left\{ X \in R_{\geq 0}^N : \sum_{i=1}^N X_i = 1 \right\} \quad (۳-۱۸)$$

توجه داشته باشید که بعد سیمپلکس N واحدی برابر $N-1$ است. شکل زیر نمایش دهنده سیمپلکس دو واحدی ($N=2$) و سه واحدی ($N=3$) است.



شکل ۳-۱- سیمپلکس N واحدی برای $N=2$ (شکل چپ) و برای $N=3$ (شکل راست)

با توجه به تعریف بالا، سیمپلکس N واحدی یک پلی تاپ محدب و فشرده است که می توان آن را به طور یکتا توسط مجموعه رئوس آن توصیف کرد.

$$V = \{v_1, \dots, v_N\} \quad (۱۹-۳)$$

که در آن:

$$v_i = \begin{bmatrix} 0_{(i-1) \times 1} \\ 1 \\ 0_{(N-i) \times 1} \end{bmatrix} \quad (۲۰-۳)$$

هر نقطه ای را درون مجموعه Λ_N را می توان به طور یکتا توسط یک ترکیب محدب از رئوس v_i بیان کرد. همچنین یک سیمپلکس N واحدی را می توان به طور کامل توسط بدنه محدب^۱ ساخته شده توسط مجموعه رئوس^۲ آن، بازیابی کرد.

$$\Lambda_N = \text{Co}\{V\} \quad (۲۱-۳)$$

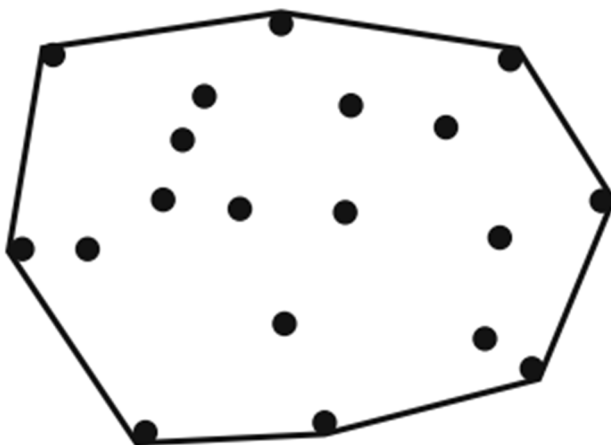
^۱ Convex hull

^۲ vertices

$$V = \text{vert}\{\Lambda_N\} \quad (22-3)$$

در روابط فوق Co بیان گر بدنه محدب و vert بیان گر رئوس می باشد.

طبق تعریف بدنه محدب مجموعه S کوچکترین مجموعه محدب شامل S است. مفهوم بدنه محدب در شکل زیر نشان داده شده است.



شکل ۳-۲- بدنه محدب یک مجموعه از نقاط صفحه

به منظور نتیجه گیری، هر پلی تاپ محدب فشرده مثل جعبه زیر:

$$B = [\alpha_1, \beta_1] \times \dots [\alpha_l, \beta_l] \quad (23-3)$$

را می توان به طور یکتا توسط مجموعه رئوس آن توصیف کرده و نیز توسط بدنه محدب آن بازیابی

نمود. در واقع:

$$\forall x \in B, \exists \lambda \in \Lambda_{2^l} \text{ s.t. } x = \sum_{i=1}^{2^l} \lambda_i b_i \quad (24-3)$$

که در آن

$$\{b_1, \dots, b_{2^l}\} = \text{vert}\{B\} \quad (25-3)$$

نکته مهم این است که اگر بعد مجموعه B برابر l باشد آن گاه تعداد رئوس آن برابر 2^l خواهد بود. این نکته مفهوم عمیقی در حل مشکلات قطعی در سیستم‌های پلی‌تاپیک LPV دارد زیرا سائز مجموعه پارامترها در دامنه پلی‌تاپیک به صورت نمایی رشد می‌کند.

ب) سیستم‌های LPV به فرم پلی‌تاپیک:

این دسته از سیستم‌ها به صورت زیر توصیف می‌شوند:

$$\dot{x}(t) = A(\lambda(t))x(t) \quad (26-3)$$

$$A(\lambda(t)) = \sum_{i=1}^N \lambda_i(t) A_i$$

که در آن $\lambda(t) \in \Lambda_N$ و $A_i \in R^{n \times n}$ می‌باشد. هر سیستم LPV را می‌توان تا یک دقت خاص توسط سیستم‌های LPV از نوع پلی‌تاپیک توصیف کرد. کلیه سیستم‌هایی که به پارامترهای خود وابستگی خطی دارند به گونه‌ای که مقادیر این پارامترها در یک مجموعه محدب فشرده قرار گیرند را می‌توان توسط سیستم‌های پلی‌تاپیک توصیف کرد.

مثال (۵) سیستم LPV زیر را در نظر بگیرید:

$$\dot{x}(t) = [A_1 \rho_1(t) + A_2 \rho_2(t)]x(t) \quad (27-3)$$

که در آن $\rho_i(t) \in [-1, 1], i = 1, 2$ است. این سیستم معادل یک سیستم پلی‌تاپیک است زیرا پارامترهای آن داخل یک پلی‌تاپ محدب و فشرده قرار می‌گیرند. می‌توان جعبه $[-1, 1]^2$ را به صورت متغیرهایی در سیمپلکس ۴ واحدی و به صورت پارامتری زیر نوشت:

$$\dot{x}(t) = [A_1 f_1(\lambda(t)) + A_2 f_2(\lambda(t))]x(t) \quad (28-3)$$

که در آن $\lambda(t) \in \Lambda_4$ عضو یک مجموعه سیمپلکس دو بعدی بوده و

$$f_1(\lambda) = (\lambda_2 + \lambda_4) - (\lambda_1 + \lambda_3) \quad (29-3)$$

$$f_2(\lambda) = (\lambda_3 + \lambda_4) - (\lambda_1 + \lambda_2)$$

در حالی که اگر یک سیستم به صورت چند جمله‌ای به پارامترهای خود وابسته باشد، نمی‌توان آن را توسط سیستم پلی‌تاپیک توصیف کرد. زیرا به عنوان مثال نمی‌توان یک چند جمله‌ای تک متغیره از درجه دو را به صورت یک چندجمله‌ای چند متغیره از درجه یک و بر روی یک مجموعه فشرده توصیف کرد.

مثال ۶) سیستم LPV وابسته به چند جمله‌ای زیر را در نظر بگیرید:

$$\dot{x}(t) = (A_0 + A_1\rho(t) + A_2\rho(t)^2)x(t) \quad (3-30)$$

که در آن $\rho(t) \in [-1, 1]$ می‌باشد.

از آن جا که هیچ‌گونه توصیف پلی‌تاپیک دقیقی موجود نیست، عبارات ρ و ρ^2 به صورت پارامترهای مجزا مشاهده می‌شوند. بنابراین مجموعه مقادیر به صورت زیر می‌باشند:

$$S = \{(X, X^2): X \in [-1, 1]\} \quad (3-31)$$

که مجموعه‌ای محدب نمی‌باشد.

مثال ۷) سیستم LPV زیر را در نظر بگیرید: [45]

$$\begin{cases} \dot{x} = A(\rho)x(t) + B(\rho)u(t) \\ y = c(\rho)x(t) \end{cases} \quad (3-32)$$

با در نظر گرفتن $s(\rho)$ به صورت زیر:

$$s(\rho) = \begin{bmatrix} A(\rho) & B(\rho) \\ C(\rho) & 0 \end{bmatrix} \quad (3-33)$$

به‌گونه‌ای که بردار ρ محدود به یک پلی‌تاپیک Θ با رئوس $\{\rho_1, \dots, \rho_k\}$ است. می‌توان $s(\rho)$ را به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$s_i = \begin{bmatrix} A_i & B_i \\ C_i & 0 \end{bmatrix} \quad (3-34)$$

که در آن s_i ، i امین راس پلی‌تاپ است. تابع وزنی $\theta_i(\rho)$ بیان‌گر سهم نسبی هر کدام از رئوس s_i

برای ساخت $s(\rho)$ است. بنابراین می‌توان سیستم LPV اصلی را به صورت پلی‌تاپیک زیر بازنویسی کرد:

$$\begin{cases} \dot{x} = \sum_{i=1}^N \theta_i(\rho)(A_i x(t) + B_i u(t)) \\ y = \sum_{i=1}^N \theta_i(\rho) C_i x(t) \end{cases} \quad (35-3)$$

که در آن:

$$A(\rho) = \sum_{i=1}^N \theta_i(\rho) A_i \quad (36-3)$$

$$B(\rho) = \sum_{i=1}^N \theta_i(\rho) B_i$$

$$C(\rho) = \sum_{i=1}^N \theta_i(\rho) C_i$$

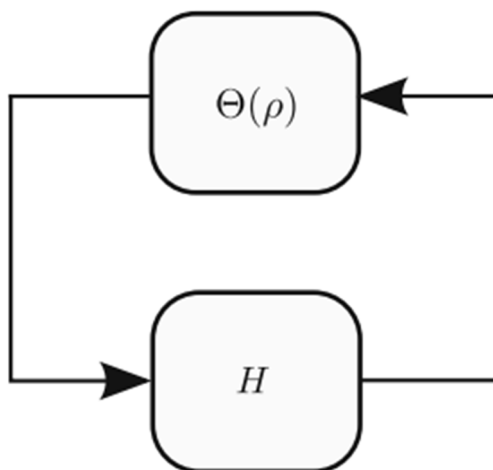
۳-۲-۳- سیستم‌های LPV به فرم LFT^1

سیستم‌های LPV به فرم LFT، سیستم‌های LPV هستند که به صورت اتصال دوزیر سیستم بیان می‌شوند. ایده کلیدی در این توصیف بدین صورت است که هر سیستم پیچیده را می‌توان به صورت ترکیب یک سیستم ساده (خطی و تغییر ناپذیر با زمان) و یک سیستم پیچیده (یک سیستم غیر خطی و تغییر پذیر با زمان با بعد نامحدود) بیان کرد.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bw(t) \\ z(t) = Cx(t) + Dw(t) \\ w(t) = \Theta(\rho(t))z(t) \end{cases} \quad (37-3)$$

¹ Linear Fractional Transfer

که در این رابطه $w(t)/z(t)$ سیگنال‌های حلقه می‌باشد که اتصال را توسط پارامتر وابسته θ بیان می‌کنند.



شکل ۳-۳- توصیف گرافیکی سیستم LFT

قضیه: یک سیستم LPV به فرم LFT معادل سیستم‌های LPV زیر است:

$$\dot{x} = (A - B(I - \theta(\rho)D)^{-1}\theta(\rho)C)x \quad (3-38)$$

$$\begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ \theta(\rho)C & I - \theta(\rho)D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \quad (3-39)$$

۳-۲-۴- سیستم‌های LPV به فرم ورودی و خروجی

این فرم توصیف کمتر مورد استفاده قرار می‌گیرد و اغلب به منظور طراحی کنترل کننده و شناسایی مورد توجه می‌باشد.

$$D(\sigma, \rho)y = N(\sigma, \rho)u \quad (3-40)$$

که در این رابطه u ورودی و y خروجی سیستم است. اپراتور σ می‌تواند بیانگر اپراتور مشتق‌گیر پیوسته نسبت به زمان باشد یا بیانگر اپراتور دیفرنس باشد.

نکته مهم درباره این اپراتور این است که خاصیت جابجایی ندارد.

$$\sigma a = \dot{a} + a\sigma \quad (41-3)$$

۳-۲-۴ پایداری سیستم‌های LPV [57]

۳-۲-۴-۱ مفاهیم پایداری سیستم‌های LPV و غیرقطعی

سیستم خطی متغیر با پارامتر زیر را در نظر بگیرید:

$$\dot{x}(t) = A(\rho(t))x(t), \quad t \geq 0 \quad (46-3)$$

$$x(0) = x_0$$

که در این رابطه x حالت‌های سیستم و $\rho(t) \in \mathcal{P}$ بردار عدم قطعیت پارامتری است. از آن جا که

سیستم‌های LPV سیستم‌های خطی هستند بنابراین کلیه ویژگی‌های پایداری همه‌جایی است.

برای سیستم LPV فوق نقطه تعادل $x=0$:

الف) پایدار است اگر

$$\forall \epsilon > 0 \exists \sigma = \sigma(\epsilon) > 0 \text{ s.t. } \|x_0\| \leq \sigma \Rightarrow \|x(x_0, \rho, t)\| \leq \epsilon, \forall t \geq 0, \forall \rho \in \mathcal{P} \quad (47-3)$$

ب) جاذب است اگر:

$$\exists \sigma \text{ s.t. } \|x_0\| \leq \sigma \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} \|x(x_0, \rho, t)\| = 0, \forall \rho \in \mathcal{P} \quad (48-3)$$

ج) پایدار مجانبی می‌نامند اگر پایدار باشد و جاذب نیز باشد

د) پایدار نمایی می‌نامند اگر

$$\exists \sigma, \alpha > 0, \beta \geq 1 \text{ s.t. } \|x_0\| \leq \sigma \quad (49-3)$$

$$\Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} \|x(x_0, \rho, t)\| \leq \beta e^{-\alpha t} \|x_0\|, \forall t \geq 0, \forall \rho \in \mathcal{P}$$

ه) ناپایدار می‌نامند اگر از دید لیاپانوف پایدار نباشد

الف) پایداری مجذور:

این نوع از پایداری تفاوتی بین پارامترهای تغییرناپذیر با زمان، پارامترهای با سرعت تغییرات کم و پارامترهای با سرعت تغییرات زیاد قائل نمی‌شود. بنابراین پایداری درجه دو ممکن است خیلی محافظه‌کارانه باشد.

تعریف: سیستم LPV رابطه (3-46) را در نظر بگیرید. این سیستم پایدار مجذور است اگر بتوان تابع لیاپانوف PD از مرتبه دو به صورت زیر را یافت:

$$V_q(x) = x^T P_0 x \quad (50-3)$$

تابع لیاپانوف فوق به عنوان تابع لیاپانوف مستقل از پارامتر شناخته می‌شود. پایداری مجذور شرط کافی برای پایداری مجانبی سیستم LPV است.

مثال: سیستم غیر قطعی زیر را در نظر بگیرید:

$$\dot{x}(t) = A(\rho(t))x(t), \quad t \geq 0 \quad (51-3)$$

$$x(0) = x_0$$

که در این رابطه

$$A(\rho) = \begin{bmatrix} 1 & \rho \\ -4/\rho & -3 \end{bmatrix} \quad (52-3)$$

و پارامتر تغییرناپذیر با زمان $\rho \in [-1, 1/2] \cup [1/2, 1]$.

چند جمله‌ای مشخصه این سیستم به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\det(sI - A) = s^2 + 2s + 1 \quad (53-3)$$

که نشان می‌دهد سیستم بازاء همه مقادیر ρ در بازه عدم قطعیت پایدارمجانبی است ولی ثابت می‌شود پایدار مجذور نمی‌باشد.

قضیه: اگر سیستم رابطه (۴۶-۳) پایدار مجذور باشد آن‌گاه طیف $A(\rho)$ بازاء همه $\rho \in \Delta_\rho$ در نیمه چپ صفحه قرار دارد.

ب) پایداری مقاوم

به منظور برطرف کردن عیوب توابع لیاپانوف مستقل از پارامتر مانند مثال قبل، ایده استفاده از توابع لیاپانوف وابسته به پارامتر مطرح شد.

تعریف پایداری مقاوم: سیستم رابطه (۴۶-۳) پایدار مقاوم است اگر بتوان یک فرم درجه دو PD به صورت زیر یافت

$$v_r(x, \rho) = x^T P(\rho) x, \quad P(\rho) > 0, \rho \in \Delta_\rho \quad (۵۴-۳)$$

پایداری درجه دو یک حالت خاص از پایداری مقاوم است بازاء $P(\rho) = P_0$

مثال: سیستم مثال قبل را در نظر بگیرید. اکنون با در نظر گرفتن یک ماتریس به فرم درجه دو با پارامترهای وابسته زیر:

$$P(\rho) = P_0 + P_1 \rho + P_2 \rho^2 \quad (۵۵-۳)$$

که پس از حل مشاهده می‌شود سیستم به طور مقاوم پایدار است.

نکته مهم این است که پایداری مقاوم برخلاف پایداری مجذور، بین پارامترهای ثابت و متغیر با زمان تفاوت قائل می‌شود.

قضیه: فرض کنید بردار پارامتر غیرقطعی ρ تغییر ناپذیر با زمان باشد. آن‌گاه عبارات زیر هم ارز هستند:

۱- سیستم پایدار مقاوم است یعنی بازاء همه مقادیر $\rho \in \Delta_\rho$ وجود دارد $P(\rho)$ به گونه‌ای که

$$v_r(x, \rho) = x^T P(\rho) x, \quad P(\rho) > 0, \rho \in \Delta_\rho \quad (56-3)$$

یک تابع لیاپانوف برای سیستم رابطه (3-46) است.

۲- طیف $A(\rho)$ در سیستم رابطه (3-46) بازاء همه مقادیر $\sigma \in \Delta_\rho$ در نیمه چپ صفحه قرار دارد.

فصل ۴- استفاده از رابطه تعادلی انرژی

جهت تخمین عیوب ساختاری از نوع

ضرب شونده

سیستم‌ها معمولاً در معرض سه نوع عیب هستند. عیوب مربوط به سنسور، عیوب مربوط به عملگر و عیوب مربوط به ساختار سیستم. همچنین عیوب سیستم بسته به نوع تاثیر گذاری آن بر فرایند به دو دسته جمع شونده و ضرب شونده تقسیم می‌شوند. با توجه به وابستگی عیوب ضرب شونده به متغیرهای حالت و ورودی‌های سیستم، روش‌های تشخیص و تخمین این دسته از عیوب متفاوت با عیوب جمع شونده است. همچنین با توجه به اثرات این دسته از عیوب بر پایداری سیستم، تشخیص و یا تخمین این دسته از عیوب حساسیت ویژه‌ای برخوردار است. تحقیقات زیادی در حوزه تشخیص و تخمین عیوب ضرب شونده انجام شده است [۶۱,۶۲,۶۳,۶۴,۶۵,۶۶]. توجه به این نکته ضروری است که تخمین عیب یک روش جذاب و قدرتمند است که مراحل تشخیص، جداسازی و شناسایی عیب را در یک مرحله انجام می‌دهد [66]. علی‌رغم امکان تاثیر عیوب ضرب شونده بر پایداری سیستم، این دسته از عیوب معمولاً به صورت جمع شونده مدل‌سازی می‌شوند [62]. تنها چند روش محدود در [61,63,64,65] ارائه شده که در آن تاثیر عیب ضرب شونده بر پایداری، در موقع تخمین در نظر گرفته شده است.

در این فصل با گسترش نظریه انرژی ارائه شده در [48]، یک روش جدید برای تخمین عیوب ضرب شونده از نوع ساختاری و نیز عیوب ضرب شونده مرتبط با عملگر ارائه شده است. بدین منظور انرژی عیب به صورت تابعی از انرژی ذخیره شده، انرژی تغذیه و انرژی تلف شده توصیف شده است. هدف این فصل طراحی یک روش تخمین عیب از نوع پلی‌تاپیک است که بتواند علاوه بر عیوب ضرب شونده، عیوب جمع شونده و حالت‌های سیستم را نیز در یک مرحله تخمین بزند. در روش ارائه شده در این فصل به گونه‌ای متفاوت با روش ارائه شده در [۶۷,۶۸]، که تشخیص عیب مبتنی بر رویت‌گر اتلافی است، از رابطه اتلافی بودن برای تخمین عیب استفاده شده است. یکی از تفاوت‌های کلیدی روش ارائه شده در این تحقیق در مقایسه با [67] این است که ویژگی اتلافی بودن سیستم بر اساس

داده‌های ورودی و خروجی معلوم می‌شود. همچنین در این تحقیق، به گونه‌ای متفاوت با [48] که در آن تشخیص عیب مورد نظر بوده است، تخمین عیب مورد توجه قرار گرفته است. ویژگی دیگر روش ارائه شده در این تحقیق در مقایسه با [۶۹] توانایی جداسازی عیب به همراه دفع اغتشاشات است. به علاوه این که روش پیشنهادی، قابلیت گسترش به سیستم‌های غیرخطی را نیز دارد.

ایده اصلی ارائه شده در این تحقیق اصلاح رابطه نامساوی انرژی ارائه شده در [48] به صورت یک رابطه تعادلی است به گونه‌ای که انرژی عیب به صورت تابعی از انرژی تغذیه، انرژی ذخیره شده و انرژی تلف شده در نظر گرفته شده است. در مرحله بعد، با محاسبه انرژی عیب و انجام یکسری عملیات جبری، اطلاعات عیب از روی انرژی آن به صورت برخط تخمین زده می‌شود. با توجه به این که روش ارائه شده مبتنی بر انرژی سیستم است، لذا همه ورودی‌های اعمالی به سیستم اعم از معلوم یا نامعلوم (نویز، اغتشاش، عیب)، می‌توانند مولد انرژی باشند. در این شرایط انرژی عیب در رابطه تعادلی تابعی از انرژی تغذیه، انرژی ذخیره شده، انرژی تلف شده و انرژی ورودی‌های نامعلوم خواهد بود. در این شرایط و با توجه به نامعلوم بودن مقادیر ورودی‌های نامعلوم، نمی‌توان انرژی عیب را محاسبه نمود. به منظور حل این مشکل، با تعریف یک حالت مجازی و استفاده از ساختار رایج در رویت‌گرهای ورودی نامعلوم، معادله فضای حالت توصیف کننده سیستم به گونه‌ای بازتعریف شده است که اثر همه ورودی‌های نامعلوم، به غیر از عیب، در این رابطه ظاهر نشود. توجه به این نکته ضروری است که بازسازی رابطه اتلافی بودن (رابطه انرژی) با استفاده از داده‌های ورودی و خروجی، یکی از ویژگی‌های اصلی این تحقیق است.

به منظور بررسی کارایی روش ارائه شده در تخمین عیب، سه مثال شبیه‌سازی شده است. در مثال اول یک سیستم یک ورودی-سه خروجی با سه حالت در نظر گرفته شده است که تحت تاثیر عیب ساختاری از نوع ضرب شونده، اغتشاش (عیب عملگر) از نوع جمع شونده و عیب سنسور از نوع ضرب شونده است. سپس با تعریف یک حالت مجازی و استفاده از ساختار رایج در رویت‌گرهای ورودی نامعلوم، اثر اغتشاش و عیوب از رابطه توصیف کننده سیستم حذف شده است. در مرحله بعد با به

کارگیری روش مبتنی بر انرژی و ترکیب آن با رویت گر پلی تاپیک عیب ساختاری، عیب سنسور و حالت‌های سیستم تخمین زده شده‌اند. در شبیه سازی دوم یک سیستم سه مخزن دارای نشتی در نظر گرفته شده است. این سیستم در معرض عیب ساختاری از نوع ضرب شونده، عیب سنسور از نوع جمع شونده و نیز اغتشاش است. سیستم سه مخزن به عنوان یک سیستم آزمایشگاهی جهت مطالعه روش‌های تشخیص و تخمین عیب، توسط [۷۰, ۷۱, ۷۲, ۷۳] مورد مطالعه قرار گرفته است. در [70] یک روش کنترل تحمل‌پذیر عیب برای جبران اثر عیوب عمل‌گر و ساختاری از نوع ضرب شونده و جمع شونده ارائه شده است. در این روش عیب ضرب شونده به صورت جمع شونده توصیف شده است در حالی که عیب ضرب شونده می‌تواند پایداری سیستم را تحت تاثیر قرار دهد. روش ارائه شده در [71] مبتنی بر استفاده از ساختار رویت‌گرهای ورودی نامعلوم جهت تخمین عیوب عملگر می‌باشد، ولی اشاره‌ای به عیوب ساختاری نشده است. همچنین در [72] یک روش جبری برای تخمین عیوب سیستم ارائه شده است. در این روش‌ها تکنیک مشخصی برای تفکیک عیوب ساختاری، عملگر و سنسور ارائه نشده است. تشخیص خرابی عمل‌گر با رویکرد مبتنی بر طراحی فیلتر غیرخطی حساس به عیب و رویکرد تشخیص عیب مبتنی بر رویت‌گر به ترتیب توسط [73] مورد بررسی قرار گرفته است. مقایسه پیشرفت‌های اخیر نشان می‌دهد که تحقیقات کمی در حوزه تشخیص و تخمین عیوب ساختاری سیستم سه مخزن انجام پذیرفته است. همچنین در اغلب این تحقیقات، بدون در نظر گرفتن اثر عیب ساختاری بر پایداری سیستم، عیب مذکور به صورت جمع شونده توصیف شده است. در روش ارائه شده در این فصل با در نظر گرفتن عیب نشتی مخزن به صورت عیب ساختاری از نوع ضرب شونده، رابطه تعادلی انرژی برای تخمین عیب نشتی مورد استفاده قرار گرفته است. در مثال آخر، یک سیستم دو ورودی-چهار خروجی به همراه سه حالت در نظر گرفته شده است. این سیستم در معرض عیب ضرب شونده عمل‌گر، ورودی نامعلوم و عیب جمع شونده در سنسور است. در این سیستم نیز در این سیستم نیز با تعریف یک حالت مجازی و استفاده از ساختار رایج در رویت‌گرهای

ورودی نامعلوم، اثر ورودی نامعلوم و عیب سنسور از رابطه توصیف کننده سیستم حذف شده است. سپس با به کارگیری روش مبتنی بر انرژی عیب ضرب شونده عملگر تخمین زده شده است. در نهایت با استفاده از اطلاعات عیب تخمین زده شده و نیز طراحی یک رویت گر ورودی نامعلوم، عیب سنسور و حالت های سیستم تخمین زده شده اند.

۴-۲- بیان مساله

یک سیستم را در نظر بگیرید به گونه ای که رابطه فضای حالت توصیف کننده آن به صورت زیر باشد:

$$\begin{aligned} x_p(t+1) &= (A + f_d(t))x_p(t) + B\Lambda(\sigma(t))u(t) + Ev(t) \\ y(t) &= \Delta(\gamma(t))C_y x_p(t) + F_b b(t) \end{aligned} \quad (۱-۴)$$

که در آن $x_p(t) \in \mathbb{R}^n$ بردار حالت سیستم است که متاثر از عیب ساختاری $f_d(t) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ است. همچنین $u(t) \in \mathbb{R}^{n_u}$ ورودی معلوم، $v(t) \in \mathbb{R}^{n_v}$ ورودی نامعلوم و $y(t) \in \mathbb{R}^m$ خروجی سیستم است. در این سیستم ورودی $u(t)$ تحت تاثیر عیب ضرب شونده $\Lambda(\sigma(t)) \in \mathbb{R}^{n_u \times n_u}$ می باشد که در آن $\Lambda(\sigma(t))$ دارای ساختار زیر است:

$$\Lambda(\sigma(t)) = \begin{bmatrix} \sigma_1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{n_u} \end{bmatrix} \quad (۲-۴)$$

که در آن σ_i بیان گر فقدان کارایی در i امین عمل گر است. توجه به این نکته ضروری است که در صورت عدم حضور عیب $\Lambda(\sigma(t)) = I_{n_u}$ است.

همچنین خروجی سیستم تحت تاثیر عیب جمع شونده $b(t) \in \mathbb{R}^q$ و عیب ضرب شونده $\Delta(\gamma(t))(t) \in \mathbb{R}^{m \times m}$ می باشد که در آن فرض بر این است که عیب ضرب شونده سنسور دارای ساختار زیر است:

$$\Delta(\gamma(t)) = \begin{bmatrix} \gamma_1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \gamma_m \end{bmatrix}, 0 \leq \gamma_i \leq 1 \quad (3-4)$$

توجه شود که در صورت عدم حضور عیب $\Delta(\gamma(t)) = I_m$ و $b(t) = 0$ خواهند بود. همچنین در این تحقیق عیب ساختاری $f_d(t)$ به صورت زیر توصیف شده است

$$f_d(t) = A_f(t) \Delta_f(t) \quad (4-4)$$

که در آن $A_f(t) \in \mathbb{R}^{n \times n_\theta}$ یک ماتریس متغیر با زمان معلوم و $\Delta_f(t)$ دارای ساختار زیر است:

$$\Delta_f(t) = \begin{bmatrix} \theta_1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \theta_{n_\theta} \end{bmatrix} \quad (5-4)$$

که در آن $\theta_i(t)$ یک اسکالر متغیر با زمان و با مقدار نامعلوم می باشد که فرض برای است مقادیر آن قبل از وقوع عیب دارای مقدار صفر هستند.

هدف از این تحقیق ارائه یک روش تخمین عیب است که قابلیت تعیین لحظه وقوع، ویژگی ها و میزان جدیت عیب را با پردازش ورودی ها و خروجی های سیستم داشته باشد. بدین منظور رابطه تعادلی انرژی توصیف شده در [48] به صورت زیر بازتعریف شده است:

$$\varepsilon_{\text{sup}} = \varepsilon_{\text{stor}} + \varepsilon_{\text{diss}} + \varepsilon_{\text{fault}} \quad (6-4)$$

رابطه فوق بیان می کند که انرژی عیب $\varepsilon_{\text{fault}}$ را می توان به صورت تابعی از انرژی تغذیه ε_{sup} ، انرژی ذخیره شده $\varepsilon_{\text{stor}}$ و انرژی تلف شده $\varepsilon_{\text{diss}}$ در نظر گرفت. این رابطه تعادلی بیان می کند که در صورت مشخص بودن انرژی تغذیه، انرژی ذخیره شده و انرژی تلف شده، می توان انرژی عیب را محاسبه و سپس اطلاعات عیب را از انرژی مربوطه استخراج نمود. علی رغم این که انرژی های ارائه شده تابعی از حالت های سیستم هستند، در این رساله یکسری تکنیک های جبری ارائه شده است تا بتوان

انرژی‌های اشاره شده را به صورت تابعی از ورودی و خروجی‌های سیستم بیان نمود. سپس رابطه تعادلی انرژی به صورت یک رگرسیون توصیف شده است به گونه‌ای که ضرایب رگرسیون المان‌های ماتریس عیب هستند. در نهایت با به کارگیری روش حداقل مربعات خطا و یا طراحی ریت گر مناسب، عیب سیستم تخمین زده شده است. جزئیات روش در ادامه بیان شده است.

نکته: رابطه (۴-۶) به معنای نقض رابطه تعادلی انرژی نیست، بلکه در زمان وقوع عیب به علت این‌که اثر ورودی‌های نامعلوم، ناشی از عیب، در رابطه تعادلی انرژی در نظر گرفته نمی‌شود لذا رابطه تعادلی در این حالت دیگر برقرار نیست و باید با لحاظ کردن اثر عیب، این رابطه اصلاح گردد.

قبل از بیان روش ارائه شده لازم است مفهوم اتلافی بودن مورد بررسی قرار بگیرد.

تعریف ۴-۱ [۷۴] سیستم توصیف شده در (۴-۱) را در حالت بدون عیب و ورودی نامعلوم در نظر بگیرید. این فرآیند نسبت به نرخ تغذیه $S(u, y)$ اتلافی نامیده می‌شود اگر تابع ذخیره $V(x_p) = x_p'(t)Qx_p(t) > 0$ و تابع ورودی $u(t)$ وجود داشته باشند به گونه‌ای که نامساوی اتلافی زیر

$$V(x_p(t+1)) - V(x_p(t)) \leq S(u, y) \quad (7-4)$$

برای همه مقادیر $(x_p, u, y) \in \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m \times \mathbb{R}^m$ برقرار باشد.

۴-۳- استفاده از رابطه تعادلی انرژی جهت تخمین عیب ساختاری

۴-۳-۱- توصیف خروجی کمکی

در این بخش رابطه تعادلی انرژی جهت تخمین عیب ساختاری مورد استفاده قرار گرفته است. بدین منظور رابطه (۴-۱) با حذف اثرات ناشی از عیب ضرب شونده در عملگر به صورت زیر بازنویسی شده است:

$$\begin{aligned} x_p(t+1) &= (A + f_d(t))x_p(t) + Bu(t) + Ev(t) \\ y(t) &= \Delta(\gamma(t))C_y x_p(t) + F_b b(t) \end{aligned} \quad (۸-۴)$$

قبل از توضیح ادامه روابط لازم است تعاریف و فرضیات زیر در نظر گرفته شود:

تعریف ۴-۲ در این رساله یک روش تخمین گسسته در زمان بر تخمین هم زمان عیب ساختاری و حالت های سیستم گسترش یافته است. بدین منظور تعریف زیر در نظر گرفته شده است:

$$\Delta\theta(t) := \theta(t+1) - \theta(t) \quad (۹-۴)$$

فرض ۴-۱ فرض بر این است که عیب ساختاری $\theta(t)$ و تغییرات آن $\Delta\theta(t)$ از دید نرم ℓ_2 محدود هستند. بنابراین $\Delta_f(t)$ عضوی از مجموعه فشرده $F_d \in R^{n_0 \times n_0}$ خواهد بود بدین معنی که:

$$\Delta_f(t) \in F_d := \{\Delta_f \in R^{n_0 \times n_0} \mid \underline{\alpha} \leq \Delta_f \leq \bar{\alpha}\} \quad (۱۰-۴)$$

فرض ۴-۲ فرض بر این است که جفت $(A, \Delta(\gamma)C)$ بازاء هر مقدار $\forall \gamma \in [0_m, I_m]$ مشاهده پذیر است.

نکته) همان طور که قابل مشاهده است در صورتی که $\gamma_1 = \gamma_2 = \dots = \gamma_m = 0$ ، آن گاه سیستم توصیف شده در (۱-۴) رویت ناپذیر خواهد بود. بدین منظور در این مساله فرض بر این است که حداقل یک خروجی وجود دارد که در آن $\gamma_i \neq 0$.

فرض ۴-۳ فرض می شود که قبل و بعد از وقوع عیب ساختاری ورودی $u(t)$ و خروجی $y(t)$ در داخل بازه زیر محدود می مانند.

$$\begin{cases} u(t) \in [\underline{u}, \bar{u}] \\ y(t) \in [\underline{y}, \bar{y}] \end{cases} \quad (۱۱-۴)$$

توجه به این نکته ضروری است که اطلاعات باند بالا و پایین برای ورودی و خروجی صرفا جهت تخمین هم زمان حالت های سیستم با عیوب ساختاری و سنسور مورد نیاز است. اگرچه می توان بدون داشتن این اطلاعات، حالت ها و عیوب سیستم را توسط یک الگوریتم دو مرحله ای تخمین زد.

اکنون می توان توصیف جدید برای سیستم (۸-۴) را ارائه نمود. در این توصیف جدید اثر عیب ضرب

شونده $\Delta_{\gamma(t)}$ و عیب جمع شونده $b(t)$ در خروجی سیستم به صورت عبارت $f_s(t)$ بیان شده است.

$$\begin{aligned} x_p(t+1) &= (A + f_d(t))x_p(t) + Bu(t) + Ev(t) \\ y(t) &= C_y x_p(t) + Ff_s(t) \end{aligned} \quad (۱۲-۴)$$

رابطه (۱۲-۴) هم ارز با رابطه (۸-۴) است، زیرا همان طور که در مرجع [56] اشاره شده است عیوب ضرب شونده را می توان در صورتی که پایداری سیستم را تحت تاثیر قرار ندهند، به صورت جمع شونده توصیف نمود.

در مرحله بعد با تعریف حالت مجازی

$$x(t) := \begin{bmatrix} x_p(t) \\ f_s(t) \end{bmatrix} \quad (۱۳-۴)$$

می توان معادله فضای حالت سیستم را به صورت زیر توصیف نمود:

$$\begin{aligned} x(t+1) &= (\bar{A} + \bar{f}_d(t))x(t) + \bar{B}u(t) + \bar{E}v(t) + \bar{F}\Delta f_s(t) \\ y(t) &= \bar{C}x(t) \end{aligned} \quad (۱۴-۴)$$

که در آن

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}, \bar{B} = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} \quad (۱۵-۴)$$

$$\bar{f}_d(t) = \bar{A}_f(t)\bar{\Delta}_f(t), \bar{C} = [C_y \quad I]$$

$$\bar{E} = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix}, \bar{F} = \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix}$$

$$\Delta f_s(t) = f_s(t+1) - f_s(t)$$

$$\bar{A}_f(t) = \begin{bmatrix} A_f & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \bar{\Delta}_f = \begin{bmatrix} \Delta f_s(t) & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

همچنین می توان با تعریف ماتریس های

$$E_w = [\bar{E} \quad \bar{F}], w(t) = \begin{bmatrix} v(t) \\ \Delta f_s(t) \end{bmatrix} \quad (۱۶-۴)$$

رابطه (۱۴-۴) را به صورت زیر بازنویسی نمود

$$\begin{aligned} x(t+1) &= (\bar{A} + \bar{f}_d(t))x(t) + \bar{B}u(t) + E_w w(t) \\ y(t) &= \bar{C}x(t) \end{aligned} \quad (۱۷-۴)$$

در این مرحله می توان از ساختار رایج در رویت گرهای ورودی نامعلوم برای حذف اثر $w(t)$ از رابطه توصیف کننده سیستم استفاده نمود. بدین منظور بایستی با توجه به رابطه (۱۷-۴) خروجی $y(t+1)$ را به صورت زیر نوشت

$$\begin{aligned} y(t+1) &= \bar{C}x(t+1) \\ &= \bar{C}(\bar{A} + \bar{f}_d(t))x(t) + \bar{C}\bar{B}u(t) + \bar{C}E_w w(t) \end{aligned} \quad (۱۸-۴)$$

و سپس مقدار $w(t)$ از رابطه فوق و به صورت زیر محاسبه نمود

$$w(t) = (\bar{C}E_w)^\dagger \left(y(t+1) - \bar{C}(\bar{A} + \bar{f}_d(t))x(t) - \bar{C}\bar{B}u(t) \right) \quad (۱۹-۴)$$

که در آن $(\bar{C}E_w)^\dagger = \left((\bar{C}E_w)' (\bar{C}E_w) \right)^{-1} (\bar{C}E_w)'$ است.

اکنون می توان با قرار دادن رابطه (۱۹-۴) در رابطه (۱۷-۴)، رابطه (۱۷-۴) را به صورت زیر نوشت

$$\begin{aligned} x(t+1) &= (\bar{A} + \bar{f}_d(t))x(t) + \bar{B}u(t) \\ &\quad + E_w (\bar{C}E_w)^\dagger \left(y(t+1) - \bar{C}(\bar{A} + \bar{f}_d(t))x(t) - \bar{C}\bar{B}u(t) \right) \\ y(t) &= \bar{C}x(t) \end{aligned} \quad (۲۰-۴)$$

در مرحله بعد می توان با تعریف ماتریس های $H := E_w (\bar{C}E_w)^\dagger$ و $T := I - H\bar{C}$ رابطه (۲۰-۴) را به

صورت زیر توصیف نمود:

$$\begin{aligned} x(t+1) &= T(\bar{A} + \bar{f}_d(t))x(t) + T\bar{B}u(t) + Hy(t+1) \\ y(t) &= \bar{C}x(t) \end{aligned} \quad (۲۱-۴)$$

توجه به این نکته ضروری است که رابطه (۲۱-۴) در صورتی هم ارز با رابطه (۱۷-۴) است که شرط زیر برآورده شود:

$$\text{rank}(\bar{C}E_w) = \text{rank}(E_w) \quad (22-4)$$

این نوع توصیف یک رویکرد رایج در طراحی رویت‌گرهای ورودی نامعلوم می‌باشد. شرط (22-4) تضمین می‌کند که $TE_w = 0$. همچنین در رابطه (21-4) می‌توان با تعریف متغیر جدید $t_1 := t + 1$ و بدون از دست رفتن کلیت مساله، رابطه را به صورتی جدید بازنویسی نمود.

به منظور طراحی تخمین زن عیب اتلافی برای (21-4) لازم است در مرحله اول اتلافی بودن رابطه مورد بررسی قرار بگیرد. بدین منظور بردار ورودی $U(t)$ به صورت زیر تعریف

$$U(t) := \begin{bmatrix} u(t) \\ u_d(t) \\ y(t+1) \end{bmatrix}, \quad u_d(t) = \bar{f}_d(t)x(t) \quad (23-4)$$

و سپس شرایط اتلافی بودن برای جفت ورودی-خروجی $(U(t), y(t))$ در رابطه (21-4) توسط لم زیر مورد بررسی قرار گرفته است.

لم 4-1) سیستم توصیف شده در (21-4) با نرخ تغذیه

$$S(\mathcal{U}(t), y(t)) = \begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \\ u_d(t) \\ y(t+1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & N_1' L T \bar{B} & N_1' L T & N_1' L H \\ \bar{B}' T L N_1 & 0 & \bar{B}' T Q T & \bar{B}' T Q H \\ T L N_1 & T Q T \bar{B} & 0 & T Q H \\ H L N_1 & H Q T \bar{B} & H Q T & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \\ u_d(t) \\ y(t+1) \end{bmatrix} \quad (24-4)$$

و تابع ذخیره $V(x(t)) = x'(t) Q x(t)$ اتلافی نامیده می‌شود اگر ماتریس متقارن مثبت معین Q و ماتریس N_1 وجود داشته باشند به گونه‌ای که:

$$\bar{A}'TQT\bar{A} - Q \leq 0 \quad (25-4)$$

$$\bar{B}'TQT\bar{B} \leq 0$$

$$TQT \leq 0$$

$$HQH \leq 0$$

$$LTA = N_1\bar{C}$$

که در آن L یک ماتریس پایین مثلثی است که از تجزیه چولسکی ماتریس Q محاسبه شده است.

اثبات:

تابع ذخیره زیر را برای سیستم (21-4) در نظر بگیرید:

$$V(x(t)) = x'(t)Qx(t) \quad (26-4)$$

که در آن مقدار لحظه بعد تابع ذخیره به صورت زیر ظاهر می شود:

$$V(x(t+1)) = x'(t+1)Qx(t+1) \quad (27-4)$$

با در نظر گرفتن رابطه (21-4)، توصیف زیر را از رابطه (27-4) خواهیم داشت:

$$x(t+1)'Qx(t+1) = x'(t)\bar{A}'TQT\bar{A}x(t) \quad (28-4)$$

$$\begin{aligned} &+ x'(t)\bar{A}'TQT(u_d(t)) + x'(t)\bar{A}'TQT\bar{B}u(t) \\ &+ x'(t)\bar{A}'TQH y(t+1) + (u_d(t))'TQT\bar{A}x(t) \\ &+ (u_d(t))'TQT(u_d(t)) + (u_d(t))'TQT\bar{B}u(t) \\ &+ (u_d(t))'TQH y(t+1) + u'(t)\bar{B}'TQT\bar{A}x(t) \\ &+ u'(t)\bar{B}'TQT(u_d(t)) + u'(t)\bar{B}'TQT\bar{B}u(t) \\ &+ u'(t)\bar{B}'TQH y(t+1) + y'(t+1)HQT\bar{A}x(t) \\ &+ y'(t+1)HQT(u_d(t)) + y'(t+1)HQT\bar{B}u(t) \\ &+ y'(t+1)HQH y(t+1) \end{aligned}$$

با در نظر گرفتن (26-4) با (28-4) می توان نرخ تغییرات تابع ذخیره

$$\Delta V(x(t)) := V(x(t+1)) - V(x(t))$$

را به صورت زیر محاسبه نمود:

$$\Delta V(x(t)) = \begin{bmatrix} x(t) \\ u(t) \\ u_d(t) \\ y(t+1) \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} \bar{A}'TQT\bar{A} - Q & \bar{A}'TQT\bar{B} & \bar{A}'TQT & \bar{A}'TQH \\ \bar{B}'TQT\bar{A} & \bar{B}'TQT\bar{B} & \bar{B}'TQT & \bar{B}'TQH \\ TQT\bar{A} & TQT\bar{B} & TQT & TQH \\ HQT\bar{A} & HQT\bar{B} & HQT & HQH \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ u(t) \\ u_d(t) \\ y(t+1) \end{bmatrix} \quad (29-4)$$

از آنجایی که ماتریس Q یک ماتریس متقارن مثبت معین است، می‌توان با استفاده از روش تجزیه چولسکی، ماتریس Q را به صورت ضرب ماتریس پایین مثلثی L و به صورت زیر تعریف نمود

$$Q = L'L \quad (30-4)$$

با در نظر گرفتن L و با فرض این که ماتریس N_1 در دسترس باشد به گونه‌ای که

$$LTA = N_1\bar{C} \quad (31-4)$$

آن‌گاه می‌توان رابطه (29-4) را به صورت زیر نوشت

$$\Delta V(x(t)) = \begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \\ u_d(t) \\ y(t+1) \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} 0 & N_1'LT\bar{B} & N_1'LT & N_1'LH \\ \bar{B}'TL_1'N_1 & 0 & \bar{B}'TQT & \bar{B}'TQH \\ TL_1'N_1 & TQT\bar{B} & 0 & TQH \\ HL_1'N_1 & HQT\bar{B} & HQT & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \\ u_d(t) \\ y(t+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} x(t) \\ u(t) \\ u_d(t) \\ y(t+1) \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} \bar{A}'TQT\bar{A} - Q & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \bar{B}'TQT\bar{B} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & TQT & 0 \\ 0 & 0 & 0 & HQH \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ u(t) \\ u_d(t) \\ y(t+1) \end{bmatrix} \quad (32-4)$$

رابطه (32-4) هم ارز با رابطه تعادلی انرژی توصیف شده در (4-6) است اگر به صورت زیر نوشته

شود

$$\Delta V(x(t)) = S(U(t), y(t)) + d(t) \quad (33-4)$$

که در آن

$$S(U(t), y(t)) = \begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \\ u_d(t) \\ y(t+1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & N_1' L T \bar{B} & N_1' L T & N_1' L H \\ \bar{B}' T L_1' N_1 & 0 & \bar{B}' T Q T & \bar{B}' T Q H \\ T L_1' N_1 & T Q T \bar{B} & 0 & T Q H \\ H L_1' N_1 & H Q T \bar{B} & H Q T & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \\ u_d(t) \\ y(t+1) \end{bmatrix} \quad (34-4)$$

$$d(t) = \begin{bmatrix} x(t) \\ u(t) \\ u_d(t) \\ y(t+1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{A}' T Q T \bar{A} - Q & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \bar{B}' T Q T \bar{B} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & T Q T & 0 \\ 0 & 0 & 0 & H Q H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ u(t) \\ u_d(t) \\ y(t+1) \end{bmatrix}$$

با توجه به تعریف (۴-۱)، سیستم توصیف شده در (۴-۲۱) اتلافی است اگر

$$\Delta V(x(t)) - S(U(t), y(t)) \leq 0$$

$$\begin{bmatrix} \bar{A}' T Q T \bar{A} - Q & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \bar{B}' T Q T \bar{B} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & T Q T & 0 \\ 0 & 0 & 0 & H Q H \end{bmatrix} \leq 0 \quad (35-4)$$

در نتیجه می‌توان بیان کرد که شرط اتلافی بودن معادله (۴-۲۱) این است که

$$\begin{aligned} \bar{A}' T Q T \bar{A} - Q &\leq 0 \\ \bar{B}' T Q T \bar{B} &\leq 0 \\ T Q T &\leq 0 \\ H Q H &\leq 0 \end{aligned} \quad (36-4)$$

□□□

پس از بررسی اتلافی بودن سیستم، می‌توان از نظریه اتلافی بودن جهت تخمین عیب استفاده کرد.

بدین منظور شرط زیر بایستی تضمین شود:

فرض ۴-۴) فرض می‌شود ماتریس $\bar{C}$ دارای رتبه سطری کامل است. یعنی

$$\bar{C}^* \bar{C} \approx I \quad (37-4)$$

لم ۴-۲) فرض کنید شرایط بیان شده در (۴-۳۶) برقرار باشد. همچنین ماتریس N_2 وجود داشته

باشد به گونه ای که

$$Q = \bar{C} N_2 \bar{C} \quad (۳۸-۴)$$

آن گاه تحت شرایط بیان شده در فرض ۴-۴، سیستم توصیف شده در (۴-۲۱) را می توان به صورت زیر بازنویسی نمود.

$$Y(t) = \varphi(t) \theta(t) \quad (۳۹-۴)$$

که در آن خروجی کمکی سیستم بوده و دارای مقدار معلوم می باشد که مقدار آن توسط رابطه زیر محاسبه می شود

$$\begin{aligned} Y(t) := & y(t+1) \left(N_2 - H Q H + \bar{C}^* T Q T \bar{C}^+ \right) y(t+1) \\ & - 2y'(t) (N_1' N_1) y(t) - 4y'(t) (N_1' L T \bar{B}) u(t) \\ & - 2y'(t) (N_1' L H - N_1' L T \bar{C}^+) y(t+1) - 2u'(t) (\bar{B}' T Q T \bar{B}) u(t) \\ & - 2u'(t) (\bar{B}' T Q H - \bar{B}' T Q T \bar{C}^+) y(t+1) \end{aligned} \quad (۴۰-۴)$$

همچنین متغیرهای $\varphi(t)$ و $\theta(t)$ به صورت زیر محاسبه خواهند شد

$$\varphi(t) = 2 \left(y'(t) N_1 L + u'(t) \bar{B}' T Q + y'(t+1) H Q \right) + T \bar{A}_f(t) \text{diag} \left(\bar{C}^+ y(t) \right) \quad (۴۱-۴)$$

$$\theta(t) := \begin{bmatrix} \theta_1(t) \\ \vdots \\ \theta_n(t) \\ 0 \end{bmatrix}$$

اثبات:

با در نظر گرفتن شرایط (۴-۲۵) می توان رابطه (۴-۲۹) را به صورت زیر نوشت:

$$\begin{aligned} x'(t+1) Q x(t+1) - x'(t) Q x(t) = & y'(t) N_1' N_1 y(t) - x'(t) Q x(t) + 2y'(t) N_1' L T \bar{B} u(t) \\ & + 2y'(t) N_1' L T \bar{f}_d(t) x(t) + 2y'(t) N_1' L H y(t+1) \\ & + x'(t) \bar{f}_d'(t) T Q T \bar{f}_d(t) x(t) + 2x'(t) \bar{f}_d'(t) T Q T \bar{B} u(t) \\ & + 2x'(t) \bar{f}_d'(t) T Q H y(t+1) + u'(t) \bar{B}' T Q T \bar{B} u(t) \\ & + 2u'(t) \bar{B}' T Q H y(t+1) + y'(t+1) H Q H y(t+1) \end{aligned} \quad (۴۲-۴)$$

با توجه به فرض ۴-۴ که تضمین می کند $\bar{C}^+ \bar{C} = I$ و نیز $\bar{f}_d = \bar{A}_f(t) \bar{\Delta}_f(t)$ و در نظر گرفتن تغییر

متغیر زیر

$$\bar{f}_d(t)\bar{C}^\dagger\bar{C}x(t) = \bar{A}_f(t)\text{diag}\left(\bar{C}^\dagger y(t)\right)\theta(t) \quad (43-4)$$

$$Q := \bar{C}N_2\bar{C}$$

$$\theta(t) := \begin{bmatrix} \theta_1(t) \\ \vdots \\ \theta_{n_0}(t) \\ 0 \end{bmatrix}$$

رابطه (42-4) هم ارز رابطه زیر است

$$\begin{aligned} y(t+1)'N_2y(t+1) &= y'(t)N_1N_1y(t) + 2y'(t)N_1LT\bar{B}u(t) \\ &+ 2y'(t)N_1LT\bar{A}_f(t)\text{diag}\left(\bar{C}^\dagger y(t)\right)\theta(t) + 2y'(t)N_1LHy(t+1) \\ &+ x'(t)\bar{f}_d'(t)TQT\bar{f}_d(t)x(t) + 2\theta'(t)\text{diag}\left(\bar{C}^\dagger y(t)\right)\bar{A}_f'(t)TQT\bar{B}u(t) \\ &+ 2\theta'(t)\text{diag}\left(\bar{C}^\dagger y(t)\right)\bar{A}_f'(t)TQH y(t+1) + u'(t)\bar{B}'TQT\bar{B}u(t) \\ &+ 2u'(t)\bar{B}'TQH y(t+1) + y'(t+1)HQH y(t+1) \end{aligned} \quad (44-4)$$

به منظور حذف اثر درجه دوم $\bar{f}_d(t)$ می توان $y(t+1)$ را به صورت زیر نوشته

$$\begin{aligned} y(t+1) &= \bar{C}x(t+1) \\ &= \bar{C}T\bar{A}x(t) + \bar{C}T\bar{f}_d(t)x(t) + \bar{C}T\bar{B}u(t) + \bar{C}Hy(t+1) \end{aligned} \quad (45-4)$$

سپس $\bar{f}_d(t)x(t)$ به صورت زیر بازنویسی نمود

$$\bar{f}_d(t)x(t) = (\bar{C}T)^\dagger (I - \bar{C}H)y(t+1) - \bar{A}x(t) - \bar{B}u(t) \quad (46-4)$$

اکنون با توجه به (46-4) می توان (44-4) را به صورت (47-4) نوشت که در آن $Y(t)$ و $\varphi(t)$ به

صورت (40-4) و (41-4) هستند.

۴-۳-۲ تخمین عیب

یک راه کار ساده جهت تخمین عیوب و حالت های سیستم استفاده از یک روش دو مرحله ای است.

در مرحله اول با اعمال روش حداقل میانگین مربعات دسته ای به همراه پنجره زمانی به رابطه

(48-4) عیب ساختاری سیستم تخمین و در مرحله بعد با طراحی یک رویت گر، حالت ها و سایر عیوب

سیستم را تخمین زد. روش حداقل میانگین مربعات دسته‌ای به همراه پنجره زمانی، که به تفصیل در [36] توضیح داده شده است، با در نظر گرفتن p نمونه آخر سیگنال‌های اندازه‌گیری شده، رابطه (۴-۳۹) را، با فرض این که $\theta(t)$ به آرامی تغییر می‌کند، به صورت زیر توصیف می‌نماید

$$\bar{Y}(t) = \bar{\varphi}(t)\theta(t) \quad (4-47)$$

که در آن

$$\bar{Y}(t) := \begin{bmatrix} Y(t-p+1) \\ \vdots \\ Y(t) \end{bmatrix}, \quad \bar{\varphi}(t) := \begin{bmatrix} \varphi(t-p+1) \\ \vdots \\ \varphi(t) \end{bmatrix} \quad (4-48)$$

آن‌گاه متغیر $\theta(t)$ توسط روش حداقل مربعات دسته‌ای توسط رابطه زیر قابل تخمین است

$$\hat{\theta}(t) = (\bar{\varphi}'(t)\bar{\varphi}(t))^{-1} \bar{\varphi}'(t)\bar{Y}(t) \quad (4-49)$$

نکته: هر الگوریتم تخمین نیاز دارد تا ورودی اعمالی به آن دارای خاصیت تحریک پایا باشد تا حرکت پارامتر تخمین زده به سمت مقدار واقعی آن تضمین شود. یک راه کار ساده برای تولید این سیگنال تحریک پایا، تزریق نویز مصنوعی به ورودی است. به همین منظور، جهت همگرایی الگوریتم تخمین بر روی رگرسیون خطی $\varphi(t)$ می‌بایست نویز تزریق نمود.

در مرحله دوم، یک رویت گر براساس اطلاعات مرحله قبل و جهت تخمین حالت‌های و سایر عیوب سیستم طراحی می‌شود. اگرچه روش دومرحله‌ای رفتار قابل قبولی را نشان می‌دهد به منظور تخمین هم‌زمان حالت و عیب ساختار زیر پیشنهاد شده است

$$\begin{aligned} \theta(t+1) &= \theta(t) + \Delta\theta(t) \\ \bar{Y}(t) &= \bar{\varphi}(t)\theta(t) \end{aligned} \quad (4-50)$$

که در آن

$$\Delta\theta(t) := \theta(t+1) - \theta(t) \quad (4-51)$$

در این شرایط می توان حالت و خروجی کمکی زیر را تعریف نمود:

$$X(t) := \begin{bmatrix} x(t) \\ \theta(t) \end{bmatrix}, y_{aug}(t) := \begin{bmatrix} y(t) \\ \bar{Y}(t) \end{bmatrix} \quad (52-4)$$

با توجه به روش ارائه شده در [66] و در نظر گرفتن فرض ۴-۱۰، می توان با ترکیب رابطه (۴-۵۲)

با (۴-۵۰) و (۴-۲۱) حالت های سیستم را به طور هم زمان با عیوب سیستم تخمین زد. بدین منظور با

در نظر گرفتن حالت های جدید تعریف شده، مدل فضای حالت سیستم به صورت زیر توصیف می شود

$$\begin{aligned} X(t+1) &= A_{aug}(t)X(t) + B_{aug}u(t) + F_{aug}\Delta\theta(t) \\ &\quad + H_{aug}y(t+1) \\ y_{aug}(t) &= C_{aug}(t)X(t) \end{aligned} \quad (53-4)$$

که در آن

$$\begin{aligned} A_{aug}(t) &= \begin{bmatrix} T\bar{A} + Tf_d(t) & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}, \quad B_{aug} = \begin{bmatrix} T\bar{B} \\ 0 \end{bmatrix} \\ F_{aug} &= \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix}, \quad C_{aug}(t) = \begin{bmatrix} \bar{C} & 0 \\ 0 & \bar{\varphi}(t) \end{bmatrix} \\ H_{aug} &= \begin{bmatrix} H \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (54-4)$$

تعریف ۴-۱) [۷۵] سیستم توصیف شده در (۴-۵۳) در بازه (t_0, t_1) رویت پذیر کامل است اگر و فقط

اگر ستون های ماتریس

$$\Psi(t) = C_{aug}(t)X(t) \quad (55-4)$$

در بازه (t_0, t_1) مستقل خطی باشند.

نکته) مادامی که رگرسیون $\varphi(t)$ با زمان تغییر می کند، انتخاب مقدار مناسب برای پنجره زمانی به

طول p می تواند رویت پذیری سیستم (۴-۵۳) را تضمین کند. اگرچه در مواقعی که ماتریس

$\Psi(t)$ دارای وابستگی خطی است، می توان نویز مصنوعی به رگرسیون خطی $\bar{\varphi}(t)$ اعمال نمود تا

استقلال خطی ستون‌های $\Psi(t)$ تضمین شود.

به منظور استفاده از مزایای طراحی رویت گر ورودی نامعلوم به صورت پلی تاپیک از این پس فرض بر این است که یک تقریب پلی تاپیک از ماتریس‌های $A_{aug}(t)$ و $C_{aug}(t)$ در دسترس هستند به گونه‌ای که توصیف ریاضی آن‌ها وابسته به پارامتر برنامه‌ریزی شده $\rho(t)$ است که این پارامتر با زمان تغییر پیدا می‌کند. این پارامتر به صورت محدود بوده و عضو مجموعه Λ در نظر گرفته می‌شود. همچنین فرض می‌شود مجموعه Λ یک پلی تاپ فشرده و محدب است. این بدان معنی است که جفت ماتریسی

$$S(t) := (A_{aug}(t), C_{aug}(t)) \quad (56-4)$$

را می‌توان به صورت یک توالی از ماتریس‌ها که در داخل یک مجموعه محدب تغییر می‌کنند و به صورت زیر تعریف نمود:

$$S(t) := \left\{ \sum_{i=1}^{N_d} \rho_i S_i, \sum_{i=1}^{N_d} \rho_i = 1, i=1, \dots, N_d \right\} \quad (57-4)$$

که در آن

$$S_i := (A_{aug_i}, C_{aug_i}), i=1, \dots, N_d \quad (58-4)$$

بیان گر i امین ورتکس از پلی تاپ بوده و ماتریسی معلوم، ثابت و با ابعاد متناسب است. بنابراین می‌توان نتیجه گرفت ماتریس‌های $S(t)$ (در لحظات زمانی گسسته $t \geq 0$) متعلق به مجموعه محدب $S_1, \dots, S_{N_d}$ است، یعنی

$$S(t) \in \text{Conv}(S_1, \dots, S_{N_d}) \quad (59-4)$$

با توجه به فرضیات (۴-۱) و (۴-۳) $\Delta_f(t)$ و $\varphi(t)$ به صورت زیر محدود هستند

$$\Pi: \begin{cases} \Delta_f(t) \in [\underline{\alpha}, \bar{\alpha}] \\ \varphi(t) \in [\underline{\beta}, \bar{\beta}] \end{cases} \quad (60-4)$$

آن‌گاه می‌توان پارامترهای برنامه‌ریزی شده زیر را تعریف نمود:

$$\begin{cases} \rho_1 = p_1 * p_2; & \rho_2 = p_1 * (1 - p_2) \\ \rho_3 = (1 - p_1) * p_2; & \rho_4 = (1 - p_1) * (1 - p_2) \end{cases} \quad (۶۱-۴)$$

که در آن

$$\begin{cases} p_1(t) = \frac{\Delta_f(t) - \underline{\alpha}}{\bar{\alpha} - \underline{\alpha}} \\ p_1(t) = \frac{\varphi(t) - \underline{\beta}}{\bar{\beta} - \underline{\beta}} \end{cases} \quad (۶۲-۴)$$

در نتیجه سیستم (۵۳-۴) را می‌توان به صورت زیر توصیف نمود

$$\begin{aligned} X(t+1) &= A_{aug}(\rho)X(t) + B_{aug}u(t) + F_{aug}\Delta\theta(t) \\ &\quad + H_{aug}y(t+1) \\ y_{aug}(t) &= C_{aug}(\rho)X(t) \end{aligned} \quad (۶۳-۴)$$

در این تحقیق فرض بر این است که مقدار دقیقی از پارامتر متغیر با زمان $\rho(t)$ در دسترس نیست ولی مقدار تخمین زده شده آن یعنی $\hat{\rho}(t) \in \Lambda$ موجود است به گونه‌ای که $\|\rho(t) - \hat{\rho}(t)\|_{\infty} \leq \delta$ که در آن δ یک مقدار ثابت و بزرگتر و یا مساوی صفر است که نشان دهنده میزان عدم قطعیت می‌باشد. بنابراین می‌توان رویت‌گر ورودی نامعلوم پلی تاپیک زیر را برای سیستم (۶۳-۴) پیشنهاد نمود.

$$\begin{aligned} \hat{X}(t+1) &= A_{aug}(\hat{\rho}(t))\hat{X}(t) + B_{aug}u(t) + H_{aug}y(t+1) \\ &\quad + L_d(\hat{\rho}(t))(y_{aug}(t) - \hat{y}_{aug}(t)) \\ \hat{y}_{aug}(t) &= C_{aug}(\hat{\rho}(t))\hat{X}(t) \end{aligned} \quad (۶۴-۴)$$

بنابراین مقدار خطای تخمین حالت در لحظه $t+1$ را می‌توان با تعریف

$$e_d(t) = X(t) - \hat{X}(t) \quad (۶۵-۴)$$

به صورت زیر نوشت:

$$e_d(t+1) = N_{\hat{\rho}}e_d(t) + F_d w_d(t) \quad (۶۶-۴)$$

که در آن

$$\begin{aligned}
 N_{\hat{\rho}} &= A_{aug}(\hat{\rho}(t)) - L_d(\hat{\rho}(t))C_{aug}(\hat{\rho}(t)) \\
 w_d(t) &= \begin{bmatrix} \Delta\theta(t) \\ e_A(t)X(t) \\ e_c(t)X(t) \end{bmatrix} \\
 F_d &= \begin{bmatrix} F_{aug} & I & -L_d(\hat{\rho}(t)) \end{bmatrix} \\
 e_A(t) &= A_{aug}(\rho(t)) - A_{aug}(\hat{\rho}(t)) \\
 e_c(t) &= C_{aug}(\rho(t)) - C_{aug}(\hat{\rho}(t))
 \end{aligned} \tag{۴-۶۷}$$

هدف یافتن بهره متغیر با پارامتر $L_d(\rho)$ است به گونه‌ای که معادله تفاضلی (۴-۶۶) برای هر مقدار متغیر با زمان پارامتر $\rho(t)$ پایدار باشد و همچنین بازاء هر مقدار ورودی $w(t) \in \ell_2$ ، محدود بودن خطای $e_d(t)$ تضمین شود.

$$\|e_d(\cdot)\|_2 < \|w_d(\cdot)\|_2 \tag{۴-۶۸}$$

با توجه به [۷۶] و [۷۷] یک روش بهینه‌سازی محدب برای حل مساله فوق توسط نظریه ۴-۱ ارائه شده است. بدین منظور بایستی ابتدا لم ارائه شده توسط [۷۸] و [۷۹] بیان شود.

لم ۴-۳ برای $P(\rho) = P'(\rho) > 0$ و $G(\rho)$ نامساوی ماتریسی

$$P^{-1}(\rho) \geq -G'(\rho)P(\rho)G(\rho) + G'(\rho) + G(\rho) \tag{۴-۶۹}$$

همواره برقرار است.

نظریه ۴-۱) اگر ماتریس مثبت معین و متقارن Σ ، ماتریس G ، بهره ماتریسی L_d و مقدار اسکالر μ وجود داشته باشند به گونه‌ای که مساله بهینه‌سازی زیر

$$\min_{s.t.} \mu \quad (70-4)$$

$$N_{ij} = \begin{bmatrix} -G_i' \Sigma_i G_i + G_i' + G_i & N_j & F_{d_j} \\ \star & \Sigma_j - I & 0 \\ \star & \star & \mu I \end{bmatrix} \geq 0$$

$$i = 1, \dots, N_d, \quad j = 1, \dots, N_d$$

$$N_{ijk} = \begin{bmatrix} R_{11} & 2N_j & 2F_{d_j} \\ \star & 2\Sigma_j - I & 0 \\ \star & \star & 2\mu I \end{bmatrix} \geq 0$$

$$R_{11} := -G_i' \Sigma_i G_i - G_i' \Sigma_k G_i - G_i' \Sigma_i G_k \\ + G_i' + G_i + G_k' + G_k$$

$$i = 1, \dots, N_d - 1, \quad j = 1, \dots, N_d, \quad k = i + 1, \dots, N_d$$

دارای پاسخ باشد آن گاه پایداری (۶۶-۴) توسط بهره زیر تضمین می شود.

$$L_d(\rho(t)) = \sum_{i=1}^{N_d} \rho_i(t) L_{d_i}, \quad \sum_{i=1}^{N_d} \rho_i(t) = 1 \quad (71-4)$$

اثبات) تابع لیاپانوف متغیر با پارامتر زیر را در نظر بگیرید:

$$V(e_d(t)) = e_d'(t) \Sigma(\rho(t)) e_d(t) \quad (72-4)$$

توجه کنید که

$$V(e_d(t+1)) = e_d'(t+1) \Sigma(\rho(t+1)) e_d(t+1) \quad (73-4)$$

که در آن $\Sigma(\rho(t+1))$ را می توان به صورت زیر نوشت

$$\Sigma(\alpha(t)) = \sum_{i=1}^{N_d} \alpha_i(t) \Sigma_i, \quad \Sigma_i = \Sigma_{i'}, \quad \sum_{i=1}^{N_d} \alpha_i(t) = 1 \\ \alpha_i \geq 0, \quad i = 1, \dots, N_1 \quad (74-4)$$

با توجه به رابطه (۶۶-۴) و در نظر گرفتن تساوی $\Sigma(\rho(t+1)) = \Sigma(\alpha(t))$ ، می توان رابطه

$$(73-4) \text{ را به صورت زیر نوشت}$$

$$V(e_d(t+1)) = e_d'(t)N_\rho'\Sigma_\alpha N_\rho e_d(t) + e_d'(t)N_\rho'\Sigma_\alpha F_d w_d(t) + w_d'(t)F_d'\Sigma_\alpha N_\rho e_d(t) + w_d'(t)F_d'\Sigma_\alpha F_d w_d(t) \quad (۷۵-۴)$$

با در نظر گرفتن (۷۲-۴) با (۷۵-۴)، معادله تفاضلی $\Delta V(t) = V(t+1) - V(t)$ به صورت زیر محاسبه می شود:

$$\Delta V(t) = e_d'(t)(N_\rho'\Sigma_\alpha N_\rho - \Sigma_\rho)e_d(t) + e_d'(t)N_\rho'\Sigma_\alpha F_d w_d(t) + w_d'(t)F_d'\Sigma_\alpha N_\rho e_d(t) + w_d'(t)F_d'\Sigma_\alpha F_d w_d(t) \quad (۷۶-۴)$$

توجه به این نکته ضروری است که پایداری H_∞ خطای رویت گر (۴-۶۶) در صورتی تضمین می شود که

$$\Delta V(t) \leq -e_d'(t)e_d(t) + \mu w_d'(t)w_d(t) \quad (۷۷-۴)$$

که این رابطه هم ارز با

$$\begin{bmatrix} e_d(t) \\ w_d(t) \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} N_\rho'\Sigma_\alpha N_\rho - \Sigma_\rho + I & N_\rho'\Sigma_\alpha F_d \\ \star & F_d'\Sigma_\alpha F_d - \mu I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d(t) \\ w_d(t) \end{bmatrix} \leq 0 \quad (۷۸-۴)$$

است. با بازنویسی رابطه (۷۸-۴) به صورت زیر

$$\begin{bmatrix} N_\rho'\Sigma_\alpha N_\rho - \Sigma_\rho + I & N_\rho'\Sigma_\alpha F_d \\ \star & F_d'\Sigma_\alpha F_d - \mu I \end{bmatrix} \leq 0 \quad (۷۹-۴)$$

برقراری رابطه (۷۷-۴) برای همه مقادیر $e_d(t) \neq 0$ و $w_d(t) \neq 0$ تضمین می شود. رابطه (۷۹-۴)

را می توان به صورت زیر بازنویسی نمود

$$\begin{bmatrix} N_\rho'\Sigma_\alpha \\ F_d'\Sigma_\alpha \end{bmatrix} \Sigma_\alpha^{-1} \begin{bmatrix} \Sigma_\alpha N_\rho & \Sigma_\alpha F_d \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Sigma_\alpha - I & 0 \\ 0 & \mu I \end{bmatrix} \leq 0 \quad (۸۰-۴)$$

اکنون با به کارگیری لم متمم شور^۱، رابطه (۸۰-۴) هم ارز رابطه زیر خواهد بود

^۱ Schur Complement Lemma

$$\begin{bmatrix} \Sigma_{\alpha} & \Sigma_{\alpha} N_{\rho} & \Sigma_{\alpha} F_d \\ \star & \Sigma_{\rho} - I & 0 \\ \star & \star & \mu I \end{bmatrix} \geq 0 \quad (۸۱-۴)$$

با ضرب رابطه (۸۱-۴) از چپ و راست در

$$\begin{bmatrix} \Sigma_{\alpha}^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & I \end{bmatrix}$$

رابطه (۸۱-۴) به صورت زیر بازنویسی خواهد شد:

$$\begin{bmatrix} \Sigma_{\alpha}^{-1} & N_{\rho} & F_d \\ \star & \Sigma_{\rho} - I & 0 \\ \star & \star & \mu I \end{bmatrix} \geq 0 \quad (۸۲-۴)$$

با در نظر گرفتن لم ۳-۴، رابطه (۸۲-۴) را می توان به صورت زیر نوشت:

$$\begin{bmatrix} -G'_{\alpha} \Sigma_{\alpha} G_{\alpha} + G'_{\alpha} + G_{\alpha} & N_{\rho} & F_d \\ \star & \Sigma_{\rho} - I & 0 \\ \star & \star & \mu I \end{bmatrix} \geq 0 \quad (۸۳-۴)$$

با توجه به محدودیت های $\sum_{i=1}^{N_d} \alpha_i(t) = 1$ و $\sum_{i=1}^{N_d} \rho_i(t) = 1$ ، می توان رابطه (۸۳-۴) را به صورت زیر

نوشت

$$\sum_{i=1}^{N_d} \alpha_i^2 \sum_{j=1}^{N_d} \rho_j N_{ij} + \sum_{i=1}^{N_d-1} \sum_{k=i+1}^{N_d} \alpha_i \alpha_k \sum_{j=1}^{N_d} \rho_j N_{ijk} \geq 0 \quad (۸۴-۴)$$

که در آن N_{ij} و N_{ijk} به صورت رابطه (۷۰-۴) هستند.

□□□

به منظور مقایسه الگوریتم های تخمین ارائه شده، دو مثال زیر ارائه شده است. مثال اول یک سیستم فرضی است که معادلات آن در فضای گسسته می باشند. مثال دوم یک سیستم سه مخزن با معادلات پیوسته در زمان می باشد. در مثال دوم پس از تعمیم روابط ارائه شده در حالت گسسته در زمان برای حالت پیوسته در زمان، نتایج شبیه سازی نشان داده شده است.

۴-۴- شبیه سازی

۴-۴-۱- شبیه سازی اول

در این قسمت سیستم پایدار گسسته در زمان زیر در نظر گرفته شده است

$$\begin{aligned} x_p(t+1) &= (A + f_d(t))x_p(t) + Bu(t) + Ev(t) \\ y(t) &= C_y x_p(t) + Fb(t) \end{aligned} \quad (۴-۸۵)$$

که در آن

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} 0.98806 & 0.0096049 \\ -0.32754 & 0.93033 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \\ C_y &= \begin{bmatrix} 10 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix}, F = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \\ f_d &= \begin{bmatrix} \theta_1(t) & 2\theta_2(t) \\ 0 & \theta_2(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (۴-۸۶)$$

توجه به این نکته ضروری است که $f_d(t)$ را می‌توان به صورت زیر توصیف نمود

$$f_d(t) = A_f \begin{bmatrix} \theta_1(t) & 0 \\ 0 & \theta_2(t) \end{bmatrix} \quad (۴-۸۷)$$

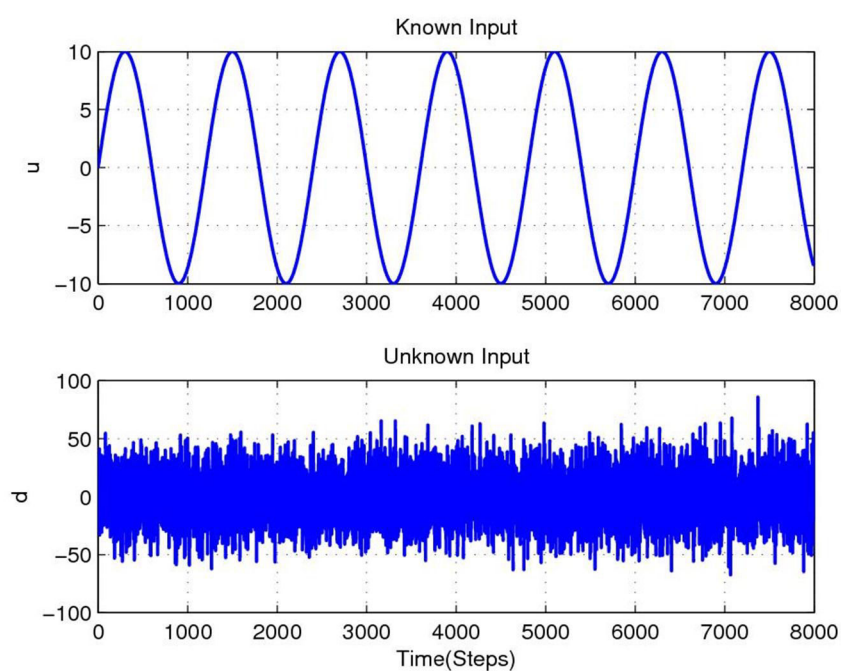
که در آن

$$A_f = \begin{bmatrix} 1 & 2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (۴-۸۸)$$

هدف از این شبیه‌سازی بررسی توانایی روش ارائه شده در تخمین عیب ساختاری $\theta_i(t)$ است

به‌گونه‌ای که ورودی معلوم اعمالی به سیستم مشابه شکل ۴-۱ (بالا) و ورودی نامعلوم اعمال شده

مشابه شکل ۴-۱ (پایین) است.



شکل ۴-۱) ورودی معلوم (بالا) و ورودی نامعلوم (پایین)

همچنین عیب بایاس جمع شونده به سه سنسور خروجی به صورت تابع زیر تغییر پیدا می کند

$$b(t) = \begin{cases} 0 & t < 3000 \\ 50\sin(0.3t) & t > 3000 \end{cases} \quad (۸۹-۴)$$

با تعریف حالت کمکی $x(t) := \begin{bmatrix} x_p(t) \\ b(t) \end{bmatrix}$ مدل (۱۷-۴) بدست می آید که در آن

$$\begin{aligned} \bar{A} &= \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}, \quad \bar{B} = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} \\ \bar{f}_d(t) &= \begin{bmatrix} f_d(t) & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \bar{C} = \begin{bmatrix} C_y & F \end{bmatrix} \\ E_w &= \begin{bmatrix} E & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (۹۰-۴)$$

به منظور استخراج ساختار ورودی نامعلوم (۲۱-۴)، ماتریس های T و H بایستی به صورت زیر

انتخاب شوند

$$H = E_w (\bar{C}E_w)^\dagger, \quad T = I - H\bar{C} \quad (91-4)$$

در نتیجه فرم رگرسیون توصیف شده در (۴-۳۹) بدست خواهد آمد که در آن

$$Q = \begin{bmatrix} 1.5656 & -0.5925 & 0.0757 \\ -0.5925 & 1.1993 & 0.4091 \\ 0.0757 & 0.4091 & 0.3349 \end{bmatrix} \quad (92-4)$$

$$N_1 = \begin{bmatrix} 0.0806 & 0.2591 & -0.3396 \\ -0.0661 & -0.2127 & 0.2789 \\ 0.1122 & 0.3608 & -0.4730 \end{bmatrix}$$

$$N_2 = \begin{bmatrix} 0.0299 & 0.0662 & -0.0959 \\ 0.0662 & 0.5183 & -0.3240 \\ -0.0959 & -0.3240 & 0.4943 \end{bmatrix}$$

به منظور استفاده از الگوریتم پنجره زمانی متحرک ارائه شده در [۸۰] جهت تخمین پارامتر، فرم رگرسیون (۴-۳۹) بایستی به صورت (۴-۴۷) بیان شود. بدین منظور دو روش جهت تخمین عیب ارائه شده است. روش اول استفاده از تکنیک تخمین پارامتر حداقل مربعات (۴-۴۹) جهت تخمین عیب ساختاری می‌باشد. در مرحله بعد بایستی نتیجه حاصل از تخمین عیب را به همراه رویت‌گر جهت تخمین حالت‌ها و عیوب سنسور استفاده نمود. در روش دوم مدل ارائه شده در (۴-۵۳) مورد استفاده قرار گرفته است که در آن

$$A_{aug}(t) = \begin{bmatrix} T\bar{A} + Tf_d(t) & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}, \quad B_{aug} = \begin{bmatrix} T\bar{B} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (93-4)$$

$$F_{aug} = \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix}, \quad C_{aug}(t) = \begin{bmatrix} \bar{C} & 0 \\ 0 & \bar{\varphi}(t) \end{bmatrix}$$

$$\bar{\varphi}(t) = \begin{bmatrix} \varphi(t-1) \\ \varphi(t) \end{bmatrix}$$

به منظور استخراج یک رویت‌گر متغیر با پارامتر برای (۴-۵۳)، توصیف پلی تاپیک (۴-۶۳) محاسبه شده است. توجه به این نکته ضروری است که ماتریس‌های پلی تاپیک $A_{aug}(\rho(t))$ و $C_{aug}(\rho(t))$ توسط پلی تاپ $S := (A_{aug}(\rho), C_{aug}(\rho))$ تعریف می‌شوند که این پلی تاپ توسط رئوس آن و به

صورت زیر توصیف می شود

$$S := (A_{aug_1}, C_{aug_1}) \times \cdots \times (A_{aug_i}, C_{aug_i}) \quad (94-4)$$

$$i = 1, \dots, 16$$

که در آن پارامتر برنامه ریزی $\rho(t)$ شامل ۱۶ درایه بوده که دارای ساختار زیر است

$$\rho_1 := \prod_{i,j} (1 - \gamma_i^1)(1 - \gamma_j^2) \quad (95-4)$$

$$\vdots$$

$$\rho_{16} := \prod_{i,j} \gamma_i^1 \gamma_j^2$$

که در آن

$$\begin{cases} \gamma_i^1 = \frac{\bar{\alpha}_i - \theta_i(t)}{\bar{\alpha}_i - \underline{\alpha}_i} & i = 1, 2 \\ \gamma_j^2 = \frac{\bar{\beta} - \varphi_j(t)}{\bar{\beta} - \underline{\beta}} & j = 1, 2 \end{cases} \quad (96-4)$$

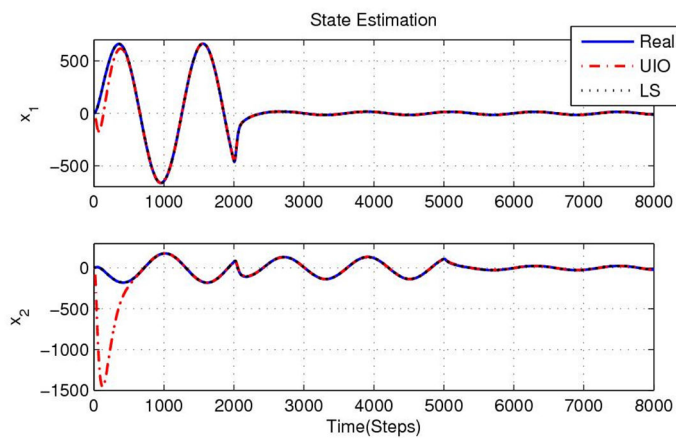
در نهایت تقریب پلی تاپ برای A_{aug} و C_{aug} به صورت زیر محاسبه شده است

$$A_{aug}(\rho) = \sum_{i=1}^{16} \rho_i(t) A_{aug_i}, \quad C_{aug}(\rho) = \sum_{i=1}^{16} \rho_i(t) C_{aug_i} \quad (97-4)$$

با استخراج بهره رویت گر توسط نظریه ۴-۱، شبیه سازی های لازم انجام شده اند. نکته قابل توجه در

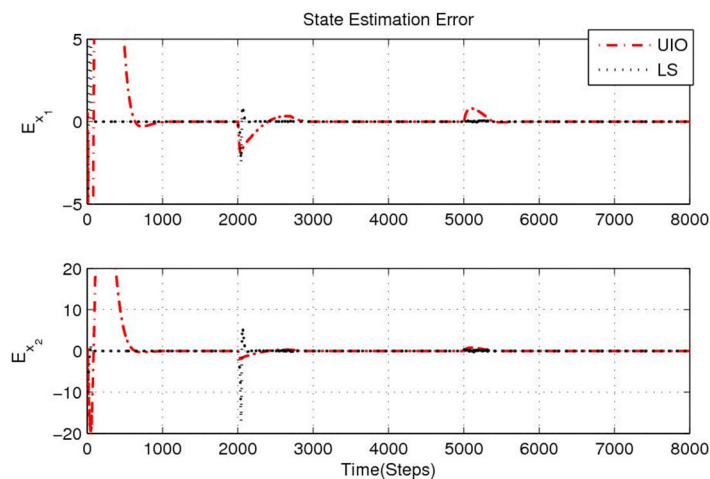
این مثال این است که بدون استفاده از خروجی کمکی در رویت گر (۴-۶۴)، سیستم ارائه شده

رویت پذیر نخواهد بود.

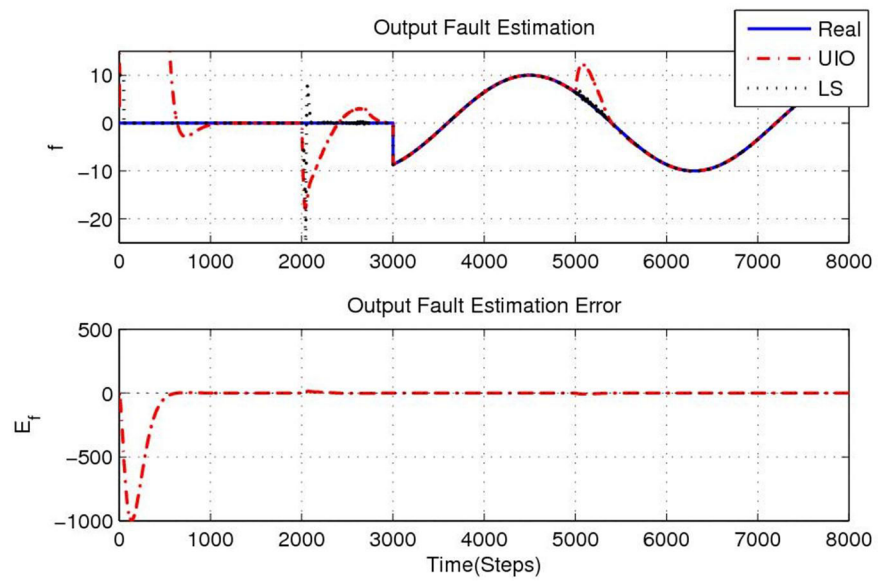


شکل ۴-۲) حالت‌های تخمین زده شده

در شکل ۴-۲ و شکل ۴-۳ تخمین حالت‌های سیستم و خطای آن نشان داده شده است. همان‌طور که قابل مشاهده است حالت‌های تخمین زده شده در لحظات $t = 2000s$ و $t = 5000s$ تحت تاثیر عیب ساختاری قرار گرفته‌اند. نتایج حاصل از تخمین عیب جمع شونده بایاس و خطای مربوط به آن در شکل ۴-۴ نشان داده شده است. پس از همگرایی مقدار تخمین زده شده عیب به سمت مقدار واقعی، می‌توان در این‌جا نیز اثر عیب ساختاری را در لحظات $t = 2000s$ و $t = 5000s$ مشاهده نمود.



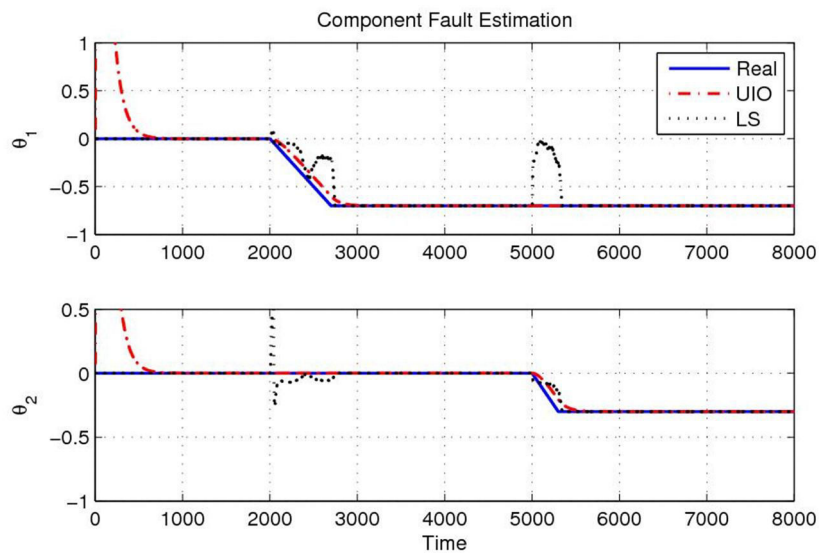
شکل ۴-۳) خطای تخمین حالت



شکل ۴-۴ تخمین عیب سنسور

همچنین شکل ۴-۵ نشان دهنده نتایج حاصل از تخمین عیب ساختاری است که خطای تخمین

مربوطه در شکل ۴-۶ نشان داده شده است.

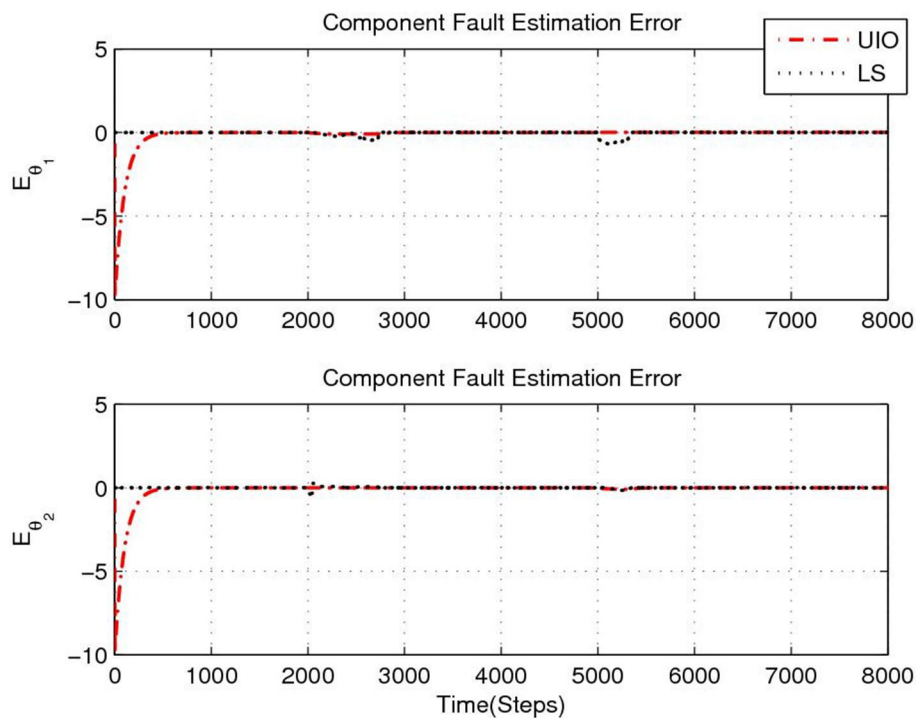


شکل ۴-۵ تخمین عیب ساختاری

همان‌طور که در شکل‌ها مشاهده می‌شود، عیب ساختاری اول در لحظه $t=2000s$ به سیستم

اعمال شده است که اثر آن در تخمین عیب دوم قابل مشاهده است. همچنین عیب دوم در لحظه

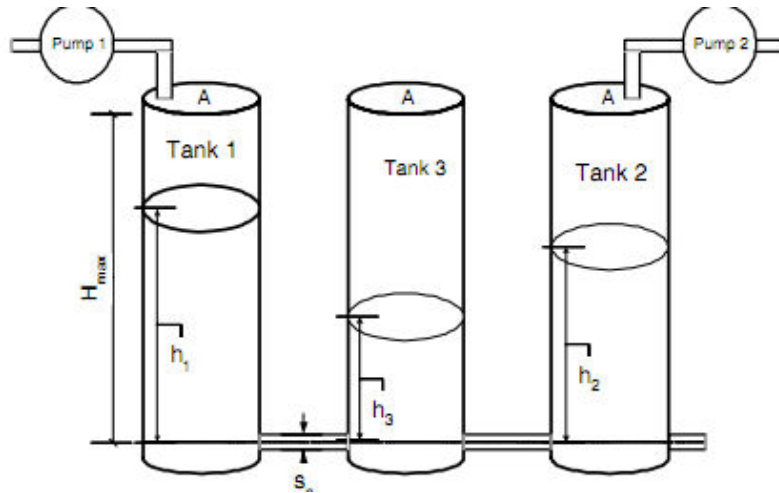
در $t = 5000s$ وارد سیستم شده است، که به طور مشابه اثر آن بر تخمین عیب اول رویت می‌شود. اگرچه هر دو روش ارائه شده در تخمین عیوب سیستم و حالت‌ها به طور موفق عمل نموده‌اند، ولی روش حداقل مربعات نسبت به روش دوم، در تخمین عیوب سریع‌تر عمل نموده است. توجه به این نکته ضروری است که این سرعت تخمین در ازاء افزایش خطا بدست آمده است.



شکل ۴-۶) خطای تخمین عیب ساختاری

۴-۴-۲- شبیه سازی دوم

در شبیه‌سازی دوم یک سیستم سه مخزن با مدل پیوسته در زمان در نظر گرفته شده است. سیستم سه مخزن یک سیستم غیر خطی با پارامترهای متغیر می‌باشد که در سیستم‌های کنترل و اتوماسیون برای اهداف آموزشی مورد استفاده قرار می‌گیرد. این سیستم به عنوان یک نمونه اولیه در بسیاری از کاربردهای صنعتی نظیر فرآیندهای شیمیایی و سیستم‌های نفت و گاز مشاهده شده است. شکل ۴-۷) سیستم سه مخزن ساختار این سیستم را نشان می‌دهد.



شکل ۴-۷) سیستم سه مخزن [۸۱]

با اعمال ورودی و خروجی‌های سیستم، دینامیک‌های این سیستم به صورت زیر مدل می‌شوند:

$$A\dot{h}_1 = Q_1 - Q_{13}, \quad A\dot{h}_2 = Q_2 + Q_{23}, \quad A\dot{h}_3 = Q_{13} - Q_{32} \quad (۹۸-۴)$$

$$Q_{13} = a_{13}s_{13} \operatorname{sgn}(h_1 - h_3) \sqrt{2g|h_1 - h_3|}$$

$$Q_{32} = a_{32}s_{32} \operatorname{sgn}(h_3 - h_2) \sqrt{2g|h_3 - h_2|}, \quad Q_{20} = a_{20}s_{20} \sqrt{2gh_2}$$

که در آن Q_1 و Q_2 دبی ورودی و Q_{ij} دبی ورودی از مخزن i به مخزن j است. همچنین $h_i(t), i=1,2,3$ ارتفاع آب در هر کدام از مخازن است.

پس از خطی سازی حول نقطه کار مشخص، به مدل خطی زیر خواهیم رسید:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (۹۹-۴)$$

در این سیستم دو نوع عیب در نظر گرفته شده است.

۱- عیب ساختاری ناشی از نشتی در مخازن که اثر آن به صورت دبی خروجی نشتی و به صورت تابعی از اندازه نشتی (θ_{A_i}) و ارتفاع مخزن (h_i) مدل می‌شود که در آن θ_{A_i} نامعلوم است.

$$Q_{A_i} = \theta_{A_i} \sqrt{2gh_i} \quad (۱۰۰-۴)$$

۲- عیب عملکردی ناشی از خرابی در پمپ‌های سیستم است. این عیب به صورت جمع شونده به سیستم اضافه می‌شود.

با اعمال عیوب عملگر و ساختاری به (۹۹-۴)، سیستم سه مخزن به صورت زیر توصیف می‌شود.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = (A + f_d(t))x(t) + Bu(t) + Ev(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (۱۰۱-۴)$$

که در آن $x(t) \in R^n$ بردار حالت سیستم است که متاثر از عیب ساختاری $f_d(t)$ می‌باشد. همچنین $u(t) \in R^{n_u}$ و $v(t) \in R^{n_v}$ به ترتیب ورودی‌های معلوم و نامعلوم سیستم هستند. منظور از ورودی نامعلوم، می‌تواند همان عیب عملگر باشد. همچنین توجه به این نکته ضروری است که منظور از عیب ساختاری، نشتی سیستم است که از دسته عیوب ضرب شونده شناخته می‌شود. ضرب شونده بودن این دسته از عیوب اشاره به نحوه ورود عیب به معادله فضای حالت دارد. این دسته از عیوب موجب تغییر در پارامترهای سیستم دینامیکی شده و پایداری سیستم را تحت تاثیر قرار می‌دهند. همچنین بردار $y(t) \in R^m$ بیان‌گر خروجی‌های سیستم است. در این تحقیق، عیب ساختاری به صورت زیر توصیف شده است:

$$f_d(t) = A_f \Delta_f(t) \quad (۱۰۲-۴)$$

که در آن A_f یک ماتریس معلوم و $\Delta_f(t)$ با ساختار قطری زیر:

$$\Delta_f(t) = \begin{bmatrix} \delta_1(t) & 0 & 0 \\ 0 & \delta_2(t) & 0 \\ 0 & 0 & \delta_3(t) \end{bmatrix} \quad (۱۰۳-۴)$$

یک ماتریس متغیر با زمان نامعلوم است که فرض می‌شود درایه‌های آن قبل از وقوع نشتی صفر باشند.

هدف از این مثال گسترش روش ارائه شده در بخش قبل برای تخمین عیب ساختاری $\Delta_f(t)$ می‌باشد. برای این منظور، با استفاده از ساختار رایج در رویت‌گرهای ورودی نامعلوم، اثر ورودی نامعلوم از معادله فضای حالت توصیف کننده سیستم حذف شده است. بعد از آن با به کارگیری رابطه تعادلی انرژی پیشنهاد شده در (۶-۴) انرژی عیب ساختاری محاسبه و در نهایت با به کارگیری روش حداقل مربعات، عیب نشتی تخمین زده شده است. با توجه به تخمین عیوب و ورودی‌های نامعلوم، می‌توان

به سادگی اثر آن ها را در خروجی اصلاح و یک کنترل کننده تحمل پذیر عیب طراحی نمود.

قبل از توضیح درمورد روش ارائه شده، توجه به تعاریف و فرضیات زیر ضروری می باشد.

تعریف ۴-۲ سیستم توصیف شده در (۴-۱۰۱) را در نظر بگیرید. با در نظر گرفتن S_{uy} به عنوان نرخ تغذیه، این سیستم اتلافی نامیده می شود اگر تابع ذخیره $V(x) = x'(t)Qx(t)$ و ورودی $u(t)$ موجود باشند به گونه ای که نامساوی

$$\partial_x V(x) \dot{x}(t) \leq S(u, y) \quad (4-104)$$

برای همه سیگنال های $(x, u, y) \in \mathcal{R}$ برقرار باشد.

۴-۲-۴-۱ تخمین عیب ساختاری مبتنی بر نظریه اتلافی بودن

سیستم توصیف شده در (۴-۱۰۱) را در نظر بگیرید. با تعریف ماتریس های $H := E(CE)^\dagger$ و $T := I - HC$ می توان رابطه (۴-۱۰۱) را به صورت ساختار رایج در طراحی رویت گرهای ورودی نامعلوم توصیف نمود.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = T(A + A_f \Delta_f(t))x(t) + T Bu(t) + T Ev(t) + H \dot{y}(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (4-105)$$

در صورت برقراری شرط

$$\text{rank}(CE) = \text{rank}(E) \quad (4-106)$$

رابطه (۴-۱۰۵) هم ارز با رابطه (۴-۱۰۱) می باشد. همچنین شرط فوق تضمین می کند که مقدار TE در رابطه (۴-۱۰۵) برابر صفر خواهد بود.

به منظور استفاده از نظریه اتلافی بودن برای تخمین عیب $\Delta_f(t)$ در سیستم (۴-۱۰۵)، بایستی شرایط اتلافی بودن آن بررسی شود. بدین منظور با تعریف بردار ورودی $U(t)$ به صورت زیر

$$U(t) := [u(t) \quad u_d(t) \quad \dot{y}(t)]', \quad u_d(t) = \Delta_f(t)x(t) \quad (4-107)$$

می توان شرایط اتلافی بودن را برای زوج ورودی-خروجی $(U(t), y(t))$ توسط لم زیر بررسی نمود.

لم ۴-۴: سیستم در نظر گرفته شده در (۴-۱۰۵) اتلافی است اگر ماتریس متقارن مثبت معین Q و

ماتریس N_1 موجود باشند به نحوی که

$$\begin{aligned} A'T'Q + QTA &\leq 0 \\ A_f'T'Q + QTA_f &\leq 0 \end{aligned} \quad (۴-۱۰۸)$$

$$Q = CN_1C \quad (۴-۱۰۹)$$

اثبات: تابع ذخیره زیر را برای سیستم (۴-۱۰۵) در نظر بگیرید:

$$V(x(t)) = x'(t)Qx(t) \quad (۴-۱۱۰)$$

با در نظر گرفتن مشتق این تابع، نرخ تابع ذخیره به صورت زیر ظاهر می شود:

$$\dot{V}(x(t)) = \dot{x}'(t)Qx(t) + x'(t)Q\dot{x}(t) \quad (۴-۱۱۱)$$

با در نظر گرفتن رابطه (۴-۱۰۵)، توصیف زیر را از رابطه (۴-۱۱۱) خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \dot{V}(x(t)) &= (TAx(t) + TA_f\Delta_f(t)x(t) + TBu(t) + Hy(t))'Qx(t) \\ &\quad + x'(t)Q(TAx(t) + TA_f\Delta_f(t)x(t) + TBu(t) + Hy(t)) \end{aligned} \quad (۴-۱۱۲)$$

که می توان آن را به صورت زیر مرتب نمود:

$$\dot{V}(x(t)) = \begin{bmatrix} x(t) \\ u(t) \\ u_d(t) \\ \dot{y}(t) \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} A'T'Q + QTA & QTB & 0 & QH \\ * & 0 & 0 & 0 \\ * & 0 & A_f'T'Q + QTA_f & 0 \\ * & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ u(t) \\ u_d(t) \\ \dot{y}(t) \end{bmatrix} \quad (۴-۱۱۳)$$

با فرض این که ماتریس N_1 موجود باشد به نحوی که

$$Q = CN_1C \quad (۴-۱۱۴)$$

آن گاه می توان رابطه (۴-۱۱۳) را به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\begin{aligned} \dot{V}(x(t)) = & \begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \\ u_d(t) \\ \dot{y}(t) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 & N_1 CTB & 0 & QH \\ * & 0 & 0 & 0 \\ * & 0 & 0 & 0 \\ * & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \\ u_d(t) \\ \dot{y}(t) \end{bmatrix} \\ & + \begin{bmatrix} x(t) \\ u(t) \\ u_d(t) \\ \dot{y}(t) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} A^T T' Q + QTA & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A_f^T T' Q + QTA_f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ u(t) \\ u_d(t) \\ \dot{y}(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (115-4)$$

رابطه (۱۱۵-۴) معادل رابط تعادلی انرژی توصیف شده در (۴-۶) است بدین صورت که:

$$\dot{V}(x(t)) = S(U(t), y(t)) + d(t) \quad (116-4)$$

که در آن $S(U(t), y(t))$ نرخ تابع تغذیه، $\dot{V}(x(t))$ نرخ تابع ذخیره و $d(t)$ نرخ تابع اتلاف بوده به نحوی که

$$\begin{aligned} S(U, y) = & \begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \\ u_d(t) \\ \dot{y}(t) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 & N_1 CTB & 0 & QH \\ * & 0 & 0 & 0 \\ * & 0 & 0 & 0 \\ * & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \\ u_d(t) \\ \dot{y}(t) \end{bmatrix} \\ d(t) = & \begin{bmatrix} x(t) \\ u(t) \\ u_d(t) \\ \dot{y}(t) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} A^T T' Q + QTA & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A_f^T T' Q + QTA_f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ u(t) \\ u_d(t) \\ \dot{y}(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (117-4)$$

بنابراین با توجه به رابطه اخیر، سیستم توصیف شده در (۱۰۵-۴) اتلافی است اگر

$$\dot{V}(x(t)) - S(U(t), y(t)) < 0$$

مثبت معین Q را یافت به نحوی که:

$$\begin{aligned} A^T T' Q + QTA & \leq 0 \\ A_f^T T' Q + QTA_f & \leq 0 \end{aligned} \quad (118-4)$$

□□□

با توجه به توصیف ارائه شده در (۱۰۵-۴) و با فرض برقراری شرط (۱۰۸-۴) و (۱۰۹-۴)، می توان

با به کارگیری نظریه اتلافی بودن، عیوب سیستم را تخمین زد. برای منظور ابتدا بایستی فرض زیر را

در نظر گرفت:

فرض ۱: در این تحقیق فرض بر این است که ماتریس C دارای رتبه سطری کامل است. بدین معنی که:

$$C^{\dagger}C = I \quad (۱۱۹-۴)$$

نظریه ۴-۲) با فرض برقراری شروط (۴-۱۰۸) و (۴-۱۰۹)، می توان عیب نشستی $(\Delta_f(t))$ را در هر لحظه از زمان با استفاده از ورودی و خروجی های سیستم و با استفاده از کمینه کردن رابطه زیر محاسبه نمود:

$$\hat{f}(t) = \underset{\Gamma(t)}{\operatorname{argmin}} (Y(t) - \varphi(t)\Gamma(t)) \quad (۱۲۰-۴)$$

اگر ماتریس N_2 وجود داشته باشد به نحوی که

$$(TA)^{\dagger}Q + Q(TA) = CN_2C \quad (۱۲۱-۴)$$

که در آن

$$Y(t) := \dot{y}'(t)N_1y(t) + y'(t)N_1\dot{y}(t) - y'(t)N_2y(t) - 2y'(t)N_1C(TB)u(t) - 2y'(t)N_1CH\dot{y}(t) \quad (۱۲۲-۴)$$

$$\varphi(t) := 2y'(t)N_1CTA_f \operatorname{diag}(C^{\dagger}y(t)) \quad (۱۲۳-۴)$$

اثبات: با فرض برقراری رابطه (۴-۱۰۹)، می توان نرخ تابع ذخیره ارائه شده در (۴-۱۱۲) را به صورت زیر مرتب نمود:

$$\begin{aligned} \dot{y}'(t)N_1y(t) + y'(t)N_1\dot{y}(t) = & \quad (۱۲۴-۴) \\ x'(t) \left((TA)^{\dagger}Q + Q(TA) \right) x(t) + 2y'(t)N_1C(TB)u(t) \\ + x'(t) \left((TA_f\Delta_f)^{\dagger}Q + Q(TA_f\Delta_f) \right) x(t) + 2y'(t)N_1CH\dot{y}(t) \end{aligned}$$

با فرض وجود ماتریس N_2 و با در نظر گرفتن فرضیه (۱)، که تضمین می کند $C^{\dagger}C = I$ ، و تغییر متغیر

$$\Delta_f C^\dagger C x(t) := \text{diag}(C^\dagger y(t)) \Gamma(t) \quad (۱۲۵-۴)$$

$$Q := C^\dagger N_1 C$$

$$\Gamma(t) := [\delta_1(t) \quad \delta_2(t) \quad \delta_3(t)]'$$

می‌توان رابطه (۱۲۴-۴) را به صورت زیر بازنویسی نمود:

$$\begin{aligned} \dot{y}'(t) N_1 y(t) + y'(t) N_1 \dot{y}(t) = y'(t) N_2 y(t) + 2y'(t) N_1 C(TB) u(t) \\ + 2y'(t) N_1 C H \dot{y}(t) + 2y'(t) N_1 C T A_f \text{diag}(C^\dagger y(t)) \Gamma(t) \end{aligned} \quad (۱۲۶-۴)$$

با تعریف

$$\begin{aligned} Y(t) = \dot{y}'(t) N_1 y(t) + y'(t) N_1 \dot{y}(t) - y'(t) N_2 y(t) \\ - 2y'(t) N_1 C(TB) u(t) - 2y'(t) N_1 C H \dot{y}(t) \end{aligned} \quad (۱۲۷-۴)$$

$$\varphi(t) = 2y'(t) N_1 C T A_f \text{diag}(C^\dagger y(t)) \quad (۱۲۸-۴)$$

می‌توان رابطه (۱۲۶-۴) را به صورت رگرسیون خطی زیر بازنویسی نمود:

$$Y(t) = \varphi(t) \Gamma(t) \quad (۱۲۹-۴)$$

□□

نکته ۱) یک راه‌کار رایج جهت تخمین $\Gamma(t)$ استفاده از روش حداقل مربعات است. در حالت خاص، با استفاده از رویکرد میانگین حداقل مربعات دسته‌ای به همراه روش پنجره زمانی ارائه شده در بخش قبلی می‌توان تخمین قابل قبولی از عیب ساختاری داشت. در این روش با استفاده از آخرین p نمونه اندازه‌گیری شده از سیگنال‌ها، که در آن p به طور تقریبی انتخاب می‌شود، می‌توان رابطه (۱۲۹-۴) را به صورت زیر توصیف نمود.

$$\bar{Y}(t) = \bar{\varphi}(t) \Gamma(t) \quad (۱۳۰-۴)$$

که در آن $\bar{Y}(t)$ و $\bar{\varphi}(t)$ مطابق (۵۱-۴) هستند.

آن‌گاه می‌توان متغیر $\Gamma(t)$ را توسط رابطه زیر تخمین زد.

$$\hat{\Gamma}(t) := (\bar{\varphi}'(t)\bar{\varphi}(t))^{-1} \bar{\varphi}'(t) \bar{Y}(t) \quad (۱۳۱-۴)$$

۴-۲-۲- تخمین عیب عمل‌گر (ورودی نامعلوم)

به منظور تخمین عیوب عمل‌گر بایستی در مرحله اول حالت‌های سیستم را تخمین زد. سپس با استفاده از حالت‌های تخمین زده شده و با به‌کارگیری ساختار رویت‌گرهای ورودی نامعلوم، عیب عمل‌گر را تخمین زد. بدین منظور با توصیف معادله فضای حالت سیستم به فرم ورودی نامعلوم زیر و با فرض $TE=0$

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = T(A + A_f \Delta_f(t))x(t) + T Bu(t) + H\dot{y}(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (۱۳۲-۴)$$

که در آن $\Delta_f(t) = \text{diag}(\Gamma(t))$ ، می‌توان رویت‌گر ورودی نامعلوم زیر را پیشنهاد کرد

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = T(A + A_f \hat{\Delta}_f(t))\hat{x}(t) + T Bu(t) + H\dot{y}(t) \\ \quad + L(y(t) - \hat{y}(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (۱۳۳-۴)$$

با تعریف خطای تخمین حالت به صورت زیر

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t) \quad (۱۳۴-۴)$$

دینامیک خطا به صورت زیر ظاهر خواهد شد:

$$\dot{e}(t) = Ne(t) + Fw(t) \quad (۱۳۵-۴)$$

که در آن

$$\begin{aligned} N &= TA + TA_f \hat{\Delta}_f(t) - LC \\ F &= TA_f, \quad w(t) = (\Delta_f(t) - \hat{\Delta}_f(t))x(t) \end{aligned} \quad (۱۳۶-۴)$$

در این مرحله، هدف یافتن بهره رویت‌گر (L) است به گونه‌ای که به ازاء هر مقدار ورودی $w(t) \in \ell_2$ ، خطای $e(t)$ محدود باشد.

$$\|e(\cdot)\|_2 < \|w(\cdot)\|_2 \quad (137-4)$$

بدین منظور نظریه زیر ارائه و اثبات شده است.

نظریه ۴-۳) اگر ماتریس متقارن و مثبت معین Σ ، ماتریس P و مقدار اسکالر و مثبت μ موجود باشد به نحوی که مساله بهینه سازی

$$\underset{s,t}{Min} \mu \quad (138-4)$$

$$\begin{bmatrix} G_{11}' + G_{11} & \Sigma F \\ * & -\mu \end{bmatrix} \leq 0$$

$$G_{11} = \Sigma T A + \Sigma T A_f \hat{\Delta}(t) - PC$$

دارای جواب باشد، آن گاه پایداری (۱۳۵-۴) توسط بهره زیر تضمین می شود:

$$L(t) = \Sigma^{-1} P(t) \quad (139-4)$$

اثبات) تابع لیاپانوف زیر را در نظر بگیرید:

$$V(t) = e'(t) \Sigma e(t) \quad (140-4)$$

مشتق این تابع به صورت زیر قابل بازنویسی است.

$$\dot{V}(t) = \dot{e}'(t) \Sigma e(t) + e(t) \Sigma \dot{e}(t) \quad (141-4)$$

با قرار دادن (۱۳۵-۴) در (۱۴۱-۴)، مشتق تابع لیاپانوف به صورت زیر نوشته می شود.

$$\dot{V}(t) = e'(t) (N' \Sigma + \Sigma N) e(t) + w'(t) F' \Sigma e(t) + e'(t) \Sigma F w(t) \quad (142-4)$$

با توجه به این که شرط پایداری خطای رویت گر (۱۳۵-۴)، به گونه ای که در مقابل ورودی $w(t)$ مقاوم باشد این است که

$$\dot{V}(t) \leq -e'(t) e(t) + \mu w'(t) w(t) \quad (143-4)$$

لذا می توان رابطه (۴-۱۴۳) را به صورت زیر بازنویسی نمود.

$$\begin{bmatrix} e(t) \\ w(t) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} N' \Sigma + \Sigma N + I & \Sigma F \\ * & -\mu \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e(t) \\ w(t) \end{bmatrix} \leq 0 \quad (۴-۱۴۴)$$

رابطه (۴-۱۴۴) در صورتی برقرار است که

$$\begin{bmatrix} N' \Sigma + \Sigma N + I & \Sigma F \\ * & -\mu \end{bmatrix} \leq 0 \quad (۴-۱۴۵)$$

با تعریف $P := \Sigma L$ ، می توان رابطه (۴-۱۴۵) را به صورت زیر نوشت:

$$\begin{bmatrix} G_{11}' + G_{11} & \Sigma F \\ * & -\mu \end{bmatrix} \leq 0 \quad (۴-۱۴۶)$$

$$G_{11} = \Sigma T A + \Sigma T A_f \hat{\Delta}(t) - P C$$

□□

به منظور محاسبه عیب عمل گر، بایستی ابتدا مشتق خروجی را محاسبه نمود:

$$\dot{y}(t) = C \dot{x}(t) \quad (۴-۱۴۷)$$

با قرار دادن $\dot{x}(t)$ از رابطه (۴-۱۰۱)، رابطه (۴-۱۴۷) به صورت زیر توصیف می شود:

$$\dot{y}(t) = C A x(t) + C A_f \Delta_f(t) x(t) + C B u(t) + C E v(t) \quad (۴-۱۴۸)$$

با مرتب کردن رابطه (۴-۱۴۸) به صورت زیر

$$v(t) = (C E)^{\dagger} (\dot{y}(t) - C A x(t) - C A_f \Delta_f(t) x(t) - C B u(t)) \quad (۴-۱۴۹)$$

و با محاسبه حالت های سیستم طبق نظریه ۴-۳ و عیب ساختاری طبق نظریه ۴-۲، می توان عیب

عمل گر را طبق رابطه زیر تخمین زد:

$$\hat{v}(t) = (C E)^{\dagger} (\dot{y}(t) - C A \hat{x}(t) - C A_f \hat{\Delta}_f \hat{x}(t) - C B u(t)) \quad (۴-۱۵۰)$$

۴-۲-۳- شبیه سازی عددی

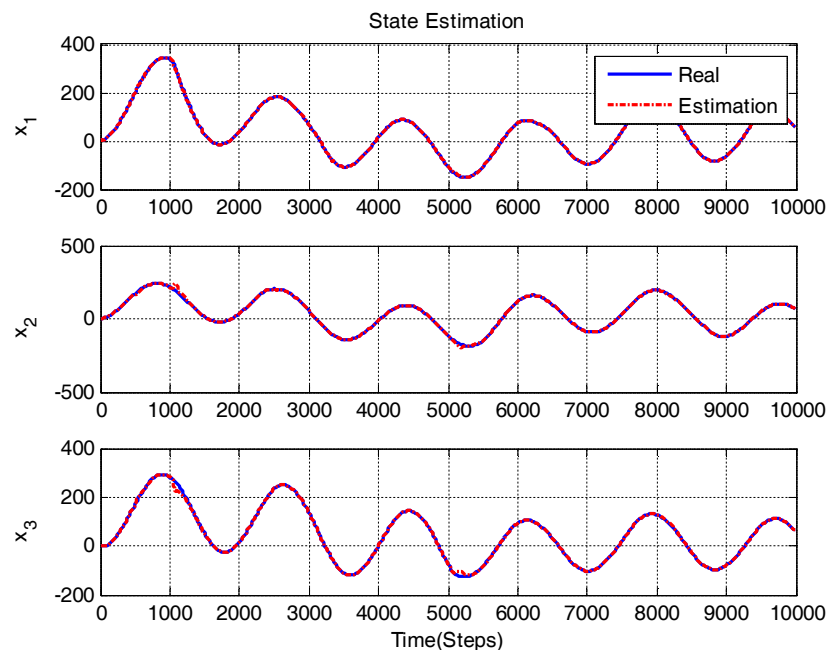
در این بخش، به منظور بررسی توانایی روش پیشنهادی در تخمین عیوب، ماتریس سیستم توصیف شده در (۴-۱۰۱)، به صورت زیر در نظر گرفته شده‌اند.

$$A = \begin{bmatrix} -0.0085 & 0 & 0.0085 \\ 0 & -0.0195 & 0.0084 \\ 0.0085 & 0.0084 & -0.0169 \end{bmatrix} \quad (۴-۱۵۱)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0.0065 & 0 \\ 0 & 0.0065 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

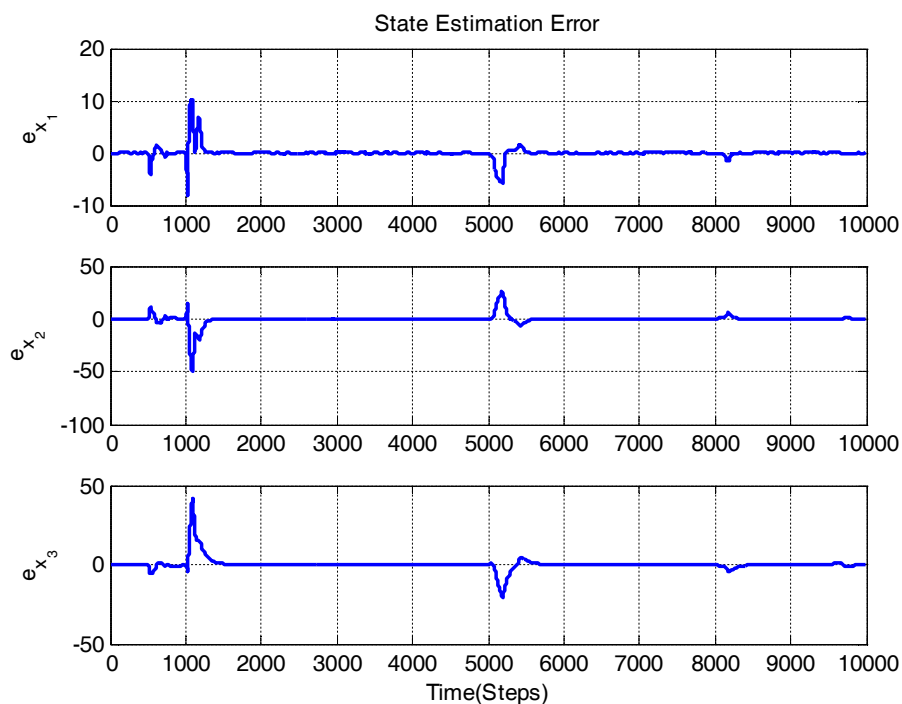
ماتریس‌های فوق در اثر خطی سازی سیستم غیرخطی حول نقطه کار مشخص محاسبه شده است. همچنین عیب ساختاری اعمال شده به سیستم طبق رابطه (۴-۱۰۲) می‌باشد که در آن ماتریس A_f به صورت زیر است.

$$A_f = \begin{bmatrix} -0.0214 & 0 & 0 \\ 0 & -0.0371 & 0 \\ 0 & 0 & -0.0262 \end{bmatrix} \quad (۴-۱۵۲)$$

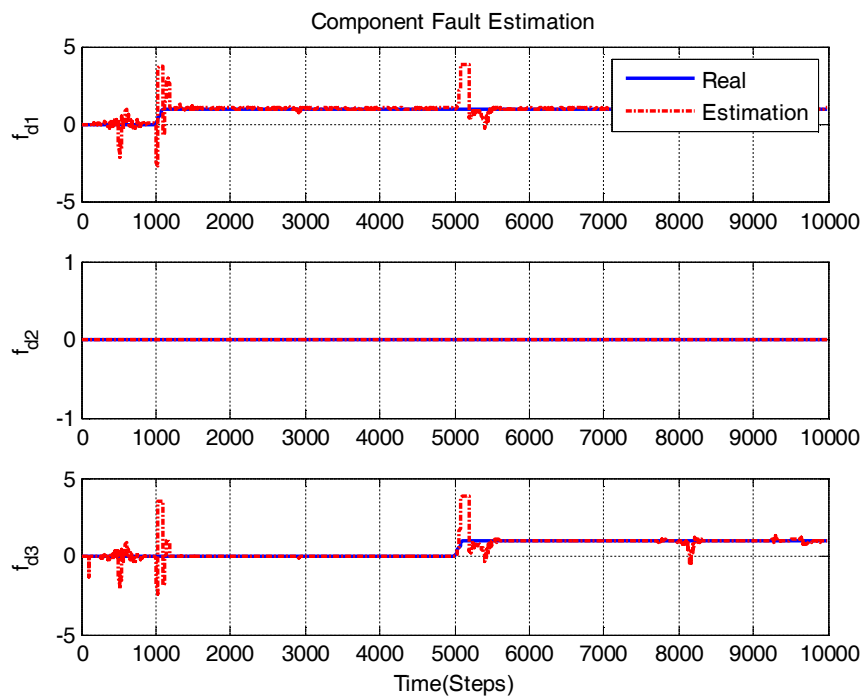


شکل ۴-۸) تخمین حالت

در مرحله اول عیب ساختاری طبق رابطه (۴-۱۳۱) تخمین زده می‌شود. با توجه به این که عیب ساختاری می‌تواند باعث ناپایداری سیستم شود، لذا فرض شده است که میزان نشتی به حدی نمی‌رسد که باعث ناپایداری سیستم بشود. در نتیجه خطای تخمین همواره محدود است. در مرحله دوم حالت‌ها پس از محاسبه بهره رویت گر ورودی نامعلوم مطابق رابطه (۴-۱۳۹) در نظریه ۴-۳ و با استفاده از اطلاعات عیب ساختاری در مرحله قبل، حالت‌های سیستم تخمین زده می‌شوند. در نهایت عیب عمل گر مطابق رابطه (۴-۱۵۰) محاسبه می‌گردد. نتایج شبیه‌سازی در شکل‌های (۴-۸) الی (۴-۱۲) قابل مشاهده هستند.

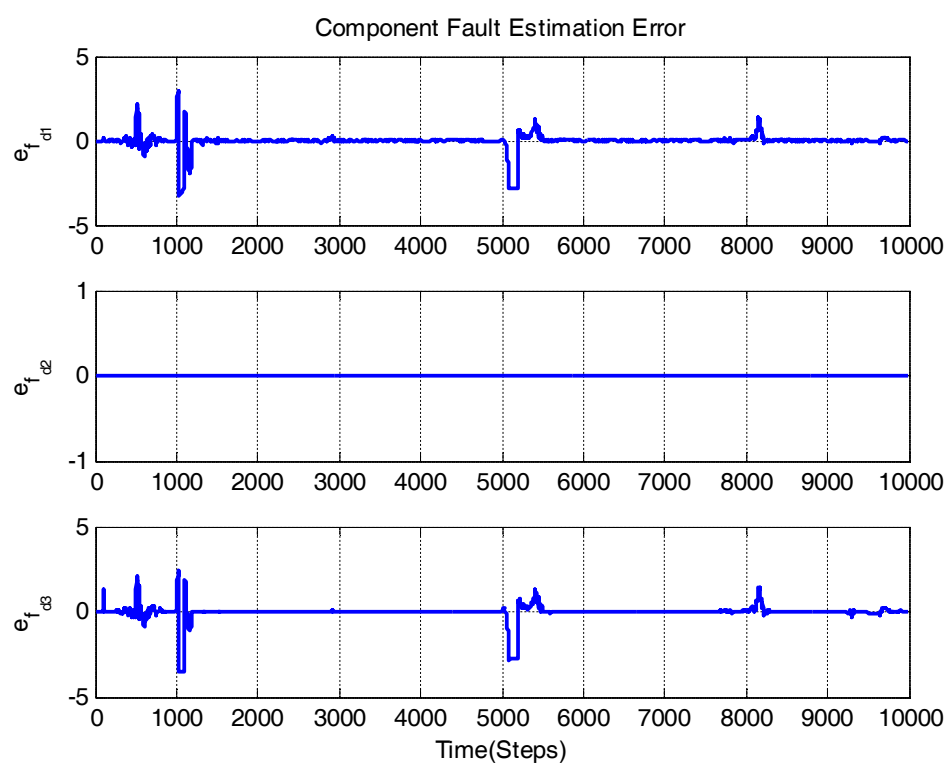


شکل ۴-۹) خطای تخمین حالت

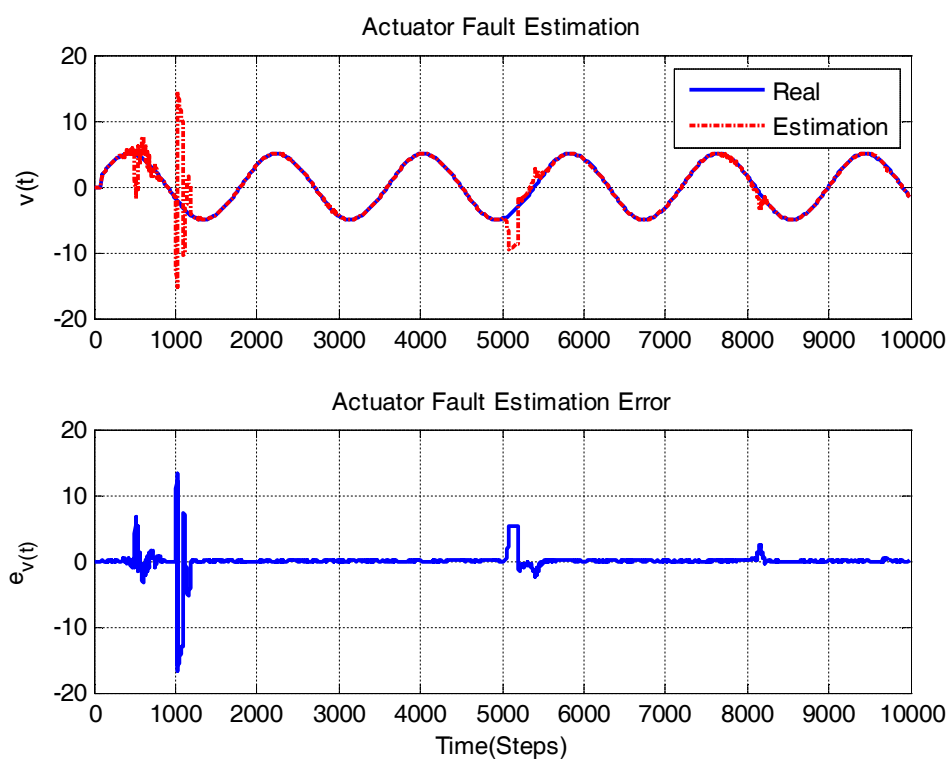


شکل ۴-۱۰ تخمین نشتی

شکل (۴-۸) نشان دهنده نتایج حاصل از تخمین حالت‌های سیستم با استفاده از رویت گر است. با بررسی خطای تخمین حالت، اثر ناشی از عیب ساختاری در لحظات $t = 1000s$ و $t = 5000s$ مشاهده می‌شود. شکل (۴-۱۰) و (۴-۱۱) نشان دهنده عیب نشتی تخمین زده شده و خطای تخمین عیب نشتی است. در این شکل نیز اثرات متقابل آن‌ها بر همدیگر قابل رویت است. همچنین ورودی نامعلوم تخمین زده شده و خطای آن در شکل (۴-۱۲) قابل بررسی است. در این جا هم اثرات ناشی از عیب نشتی قابل مشاهده است. توجه به این نکته ضروری است که ورودی نامعلوم را می‌توان به صورت اغتشاش یا عیب عملگر در نظر گرفت.



شکل ۴-۱۱) خطای تخمین نشتی



شکل ۴-۱۲) تخمین عیب عمل‌گر (شکل بالا) و خطای تخمین عیب عمل‌گر (شکل پایین)

فصل ۵- استفاده از رابطه تعادلی انرژی جهت

تخمین عیوب جمع شونده و ضرب

شونده در عمل‌گر

همان‌طور که در بخش قبل توضیح داده شد، سیستم‌ها در معرض سه نوع عیب قرار دارند: عیب عمل‌گر، عیب سنسور و عیب ساختاری. همچنین بر اساس نوع ورود عیب به معادله توصیف‌کننده سیستم، به دو دسته عیوب ضرب‌شونده و جمع‌شونده تقسیم می‌شوند. با توجه به این مقدمه، در حوزه تخمین عیوب عمل‌گر تحقیقاتی انجام شده است [۸۲، ۸۳، ۸۴، ۸۵، ۸۶، ۸۷، ۶۶، ۸۸]. توجه به این نکته ضروری است که تخمین عیب یک روش قدرتمند و جذاب است که می‌توان عمل تشخیص، جداسازی و شناسایی عیب را در یک مرحله انجام دهد. در [۸۸] یک روش مبتنی بر فیلتر کالمن جهت تخمین عیوب ضرب‌شونده که در معرض اغتشاش غیر قابل اندازه‌گیری قرار دارد، ارائه شده است. یک رویت‌گر مد لغزشی در [۸۳] برای بازسازی عیوب ضرب‌شونده ارائه شده است. اشکال اصلی این روش در این است که عیب ضرب‌شونده به جمع‌شونده تبدیل شده است. در [۸۴] یک رویت‌گر تطبیقی برای تخمین هم‌زمان عیب سنسور و عمل‌گر ارائه شده است. پایداری روش ارائه شده وابسته به در دسترس بودن حداقل یک خروجی بدون عیب است. یک رویت‌گر تطبیقی برای بازسازی عیوب عمل‌گر در سیستم‌های غیر خطی توسط [۸۵] و [۸۷] ارائه شده است. همچنین طراحی یک رویت‌گر سوئیچ شده برای تخمین عیوب عمل‌گر توسط [۸۲] و [۶۶] مورد بررسی قرار گرفته است. ایده اصلی این روش این است که ورودی کنترلی سیستم به عنوان پارامتر برنامه‌ریزی شده در نظر گرفته شده است به گونه‌ای که مدل سیستم آغشته به عیب را می‌توان به صورت یک سیستم خطی متغیر با پارامتر بازنویسی نمود. مقایسه پیشرفت‌های اشاره شده نشان می‌دهد که تنها تعداد کمی از تحقیقات اثر عیب ضرب‌شونده را در تخمین به صورت مستقیم لحاظ نموده‌اند [۸۸]، [۶۶] و [۸۲]. بنابراین تخمین عیوب ضرب‌شونده عمل‌گر نیازمند تحقیقات بیشتری است.

در این فصل روش مبتنی بر نظریه انرژی برای تخمین عیوب عمل‌گر استفاده شده است. در قسمت اول عیوب جمع‌شونده و در قسمت دوم عیوب ضرب‌شونده تخمین زده شده است. بدین

منظور رابطه تعادلی انرژی توصیف شده در فصل قبل مورد استفاده قرار گرفته است. در قسمت اول یک سیستم گسسته در زمان که در معرض عدم قطعیت ضرب شونده و اغتشاش جمع شونده است در نظر گرفته شده است. به همین منظور با به کارگیری تبدیل خطی کسری، اثر عدم قطعیت از حالت ضرب شونده به صورت جمع شونده تبدیل شده است. سپس با به کارگیری ساختار مورد استفاده در رویت‌گرهای ورودی نامعلوم، اثرات ورودی نامعلوم شامل اغتشاش و عدم قطعیت، از معادله فضای حالت توصیف کننده سیستم حذف شده است. بعد از آن با به کارگیری رابطه تعادلی انرژی ارائه شده در فصل قبل، عیب عمل‌گر به صورت بر خط از روی انرژی آن تخمین زده شده است. در نهایت با به کارگیری هم‌زمان این تخمین‌زن بارویت‌گر ورودی نامعلوم، حالت‌ها و ورودی‌های نامعلوم نیز تخمین زده شده‌اند. در قسمت دوم ورودی کنترلی سیستم به عنوان یک پارامتر اضافی در نظر گرفته شده است. سپس با در نظر گرفتن روابط مربوط به رویت‌گرهای ورودی نامعلوم، اثر ورودی نامعلوم از عیب ضرب شونده تفکیک شده است. سپس با به کارگیری تکنیک‌های جبری رابطه تعادلی انرژی به صورت یک رگرسور توصیف شده است که ضرایب رگرسور، المان‌های ماتریس عیب هستند. بنابراین می‌توان با استفاده از روش حداقل مربعات عیوب ضرب شونده عمل‌گر را تخمین زد. مزیت اصلی روش ارائه شده در مقایسه با [82] و [86] در این است که در رویت‌گر طراحی شده در این تحقیق نیازی به اضافه کردن یک جزء سوئیچینگ جهت تضمین شرایط شدنی بودن نیست. بازسازی رابطه اتلافی بودن (رابطه انرژی) با استفاده از داده‌های ورودی و خروجی، یکی از ویژگی‌های اصلی این تحقیق است. همچنین با توجه به این که روش ارائه شده مبتنی بر تابع لیاپانوف است، لذا قابلیت گسترش به سیستم‌های غیر خطی و سیستم‌های خطی متغیر با پارامتر را دارد.

۵-۲- تخمین عیب عمل‌گر از نوع جمع شونده

۵-۲-۱- بیان مساله

معادله دینامیکی فضای حالت پیوسته در زمان زیر را در نظر بگیرید.

(۵-۱)

$$\dot{x}(t) = (A + \Delta A)x(t) + B(u(t) + f(t)) + E_d d(t)$$

(۵-۲)

$$y(t) = Cx(t)$$

که در آن $x(t) \in R^n$ بردار حالت سیستم می باشد که تحت تاثیر عدم قطعیت $\Delta A \in R^{n \times n}$ و ورودی $u(t) \in R^{n_u}$ می باشد. همچنین $y(t) \in R^m$ بیان گر خروجی های سیستم بوده و $d(t) \in R^{n_d}$ و $f(t) \in R^{n_u}$ به ترتیب می توانند اغتشاش و عیب عمل گر باشند.

از میان روش های متعدد برای مدل سازی عدم قطعیت، در این تحقیق با الگو برداری از [۸۹]، ساختار نرم محدود زیر برای عدم قطعیت در نظر گرفته شده است.

(۵-۳)

$$\Delta A = G_1 \Delta(t) G_2$$

که در آن G_1 و G_2 ماتریس های معلوم با ابعاد متناسب و $\Delta(t)$ ماتریسی نامعلوم ولی با نرم محدود می باشد. بدین صورت که

(۵-۴)

$$\|\Delta(t)\|_2 \leq 1$$

بنابراین رابطه (۵-۱) به صورت زیر قابل بازنویسی می باشد.

(۵-۵)

$$\dot{x}(t) = (A + G_1 \Delta(t) G_2)x(t) + Bu(t) + E_d d(t) + Bf(t)$$

(۵-۶)

$$y(t) = Cx(t)$$

هدف از این تحقیق ارائه روشی نوین برای تخمین عیب عملگر $f(t)$ می باشد. برای این منظور، ابتدا با استفاده از تبدیل کسری خطی ارائه شده در [۹۰] اثر عدم قطعیت به صورت یک عبارت جمع شونده تبدیل شده است. سپس با در نظر گرفتن اغتشاش و اثر عدم قطعیت به صورت ورودی نامعلوم و استفاده از ساختار رایج در رویت گرهای ورودی نامعلوم [۹۱]، اثر آن از معادله فضای حالت توصیف کننده سیستم حذف شده است. بعد از آن با پیشنهاد رابطه زیر برای انرژی سیستم

$$\varepsilon_{sup} = \varepsilon_{stor} + \varepsilon_{diss} + \varepsilon_{fault} \quad (۷-۵)$$

انرژی عیب عملگر محاسبه و درنهایت با طراحی رویت گر ورودی نامعلوم، اثر حالتها و ورودی های نامعلوم سیستم تخمین زده شده است. با توجه به تخمین عیوب و ورودی های نامعلوم، می توان به سادگی اثر آن ها را در خروجی اصلاح و یک کنترل کننده تحمل پذیر عیب طراحی نمود. قبل از توضیح درمورد روش ارائه شده، توجه به تعاریف و فرضیات زیر ضروری می باشد.

فرض ۵-۱: فرض می شود عدم قطعیت عضو مجموعه فشرده $F_{\Delta} \in R^n$ بوده و در همه زمان ها محدود هستند.

۵-۲-۲- تخمین عیب جمع شونده مبتنی بر نظریه انرژی

سیستم توصیف شده در معادله فضای حالت (۵-۵) را در نظر بگیرید. با در نظر گرفتن تبدیل کسری خطی ارائه شده در [90]، می توان این رابطه را به صورت زیر توصیف نمود:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + E_d d(t) + Bf(t) + G_1 P(t) \quad (۸-۵)$$

$$y(t) = Cx(t)$$

$$q(t) = G_2 x(t)$$

$$P(t) = \Delta(t)q(t), \quad \|\Delta(t)\|_2 \leq 1$$

که با تعریف

$$E := [E_d \quad G_1] \quad w(t) := [d(t) \quad P(t)]$$

به صورت زیرقابل بازنویسی است.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Ew(t) + Bf(t) \quad (۹-۵)$$

$$y(t) = Cx(t)$$

$$q(t) = G_2 x(t)$$

$$P(t) = \Delta(t)q(t), \quad \|\Delta(t)\|_2 \leq 1$$

اکنون با تعریف ماتریس های $H := E(CE)^\dagger$ و $T := I - HC$ ، می توان رابطه (۵-۹) را به صورت ساختار رایج در طراحی رویترهای ورودی نامعلوم توصیف نمود.

$$\dot{x}(t) = TAx(t) + TBu(t) + TEw(t) + TBf(t) + Hy(t) \quad (۵-۱۰)$$

در [91] نشان داده شده است که رابطه (۵-۱۰) هم ارز با رابطه (۵-۹) می باشد. همچنین در صورت برقراری شرط

$$\text{rank}(CE) = \text{rank}(E) \quad (۵-۱۱)$$

مقدار TE در رابطه (۵-۱۰) برابر صفر خواهد بود.

به منظور استفاده از نظریه اتلافی بودن برای تخمین عیب $f(t)$ در سیستم (۵-۱۰)، بایستی شرایط اتلافی بودن آن بررسی شود. بدین منظور، سیستم توصیف شده در (۵-۱۰)، به صورت یک سیستم با سه ورودی در نظر گرفته می شود که ورودی های آن $u(t)$ ، $f(t)$ و $y(t)$ هستند. بنابراین می توان رابطه غیر فعال بودن پیشنهاد شده در (۵-۷) را به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\dot{V}(x(t)) = S(U(t), y(t)) + d(t) \quad (۵-۱۲)$$

$$U(t) = (u(t), f(t), y(t)) \quad (۵-۱۳)$$

که در آن $S(U(t), y(t))$ نرخ تابع تغذیه، $\dot{V}(x(t))$ نرخ تابع ذخیره و $d(t)$ نرخ تابع اتلاف است. لم زیر شرایط لازم برای اتلافی بودن سیستم (۵-۱۰) را بیان می کند.

لم ۵-۱: سیستم در نظر گرفته شده در (۱۰) اتلافی نامیده می شود اگر ماتریس متقارن مثبت معین

Q و ماتریس های M و N_1 موجود باشند به نحوی که

$$A^T Q + QTA = -MM' \quad (۱۴-۵)$$

$$Q = CN_1 C \quad (۱۵-۵)$$

اثبات: تابع ذخیره زیر را برای سیستم (۵-۱۰) در نظر بگیرید:

$$V(x(t)) = x'(t)Qx(t) \quad (۱۶-۵)$$

با در نظر گرفتن مشتق این تابع، نرخ تابع ذخیره به صورت زیر ظاهر می شود:

$$\dot{V}(x(t)) = \dot{x}'(t)Qx(t) + x'(t)Q\dot{x}(t) \quad (۱۷-۵)$$

با در نظر گرفتن رابطه (۵-۱۰)، توصیف زیر را از رابطه (۵-۱۷) خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \dot{V}(x(t)) = & (TAx(t) + TBu(t) + TBf(t) + Hy(t))' Qx(t) \\ & + x'(t)Q(TAx(t) + TBu(t) + TBf(t) + Hy(t)) \end{aligned} \quad (۱۸-۵)$$

که می توان آن را به صورت زیر مرتب نمود:

$$\dot{V}(x(t)) = \begin{bmatrix} x(t) \\ u(t) \\ f(t) \\ \dot{y}(t) \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} A^T Q + QTA & QTB & QTB & QH \\ * & 0 & 0 & 0 \\ * & 0 & 0 & 0 \\ * & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ u(t) \\ f(t) \\ \dot{y}(t) \end{bmatrix} \quad (۱۹-۵)$$

با فرض این که ماتریس N_1 موجود باشد به نحوی که

$$Q = CN_1 C \quad (۲۰-۵)$$

آن گاه می توان رابطه (۵-۱۹) را به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\dot{V}(x(t)) = \begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \\ f(t) \\ \dot{y}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & N_1 CTB & N_1 CTB & N_1 CH \\ (CTB)' N_1 & 0 & 0 & 0 \\ (CTB)' N_1 & 0 & 0 & 0 \\ (CH)' N_1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \\ f(t) \\ \dot{y}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} x(t) \\ u(t) \\ f(t) \\ \dot{y}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A'TQ + QTA & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ u(t) \\ f(t) \\ \dot{y}(t) \end{bmatrix} \quad (21-5)$$

رابطه بیان شده در (21-5) معادل رابطه (5-12) می باشد، بدین صورت که

$$S(U(t), y(t)) = \begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \\ f(t) \\ \dot{y}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & N_1 CTB & N_1 CTB & N_1 CH \\ (CTB)' N_1 & 0 & 0 & 0 \\ (CTB)' N_1 & 0 & 0 & 0 \\ (CH)' N_1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \\ f(t) \\ \dot{y}(t) \end{bmatrix} \quad (22-5)$$

و

$$d(t) = \begin{bmatrix} x(t) \\ u(t) \\ f(t) \\ \dot{y}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A'TQ + QTA & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ u(t) \\ f(t) \\ \dot{y}(t) \end{bmatrix} \quad (23-5)$$

بنابراین با توجه به رابطه اخیر، سیستم توصیف شده در (5-10) اتلافی است اگر

$$\dot{V}(x(t)) - S(U(t), y(t)) < 0 \quad \text{باشد. این شرایط زمانی برقرار می شود که بتوان ماتریس } M \text{ یافت به}$$

نحوی که:

$$A'TQ + QTA = -MM' \quad (24-5)$$

با توجه به توصیف ارائه شده در (5-10) و با فرض برقراری شرط (5-14) و (5-15)، می توان با به

کارگیری نظریه اتلافی بودن، عیوب سیستم را تخمین زد. به همین منظور نظریه زیر ارائه می شود.

نظریه ۵-۱: با فرض برقراری شروط (5-14) و (5-15)، می توان عیب عملگر $(f(t))$ را در هر

لحظه از زمان با استفاده از ورودی و خروجی های سیستم و با استفاده از کمینه کردن رابطه زیر

محاسبه نمود:

$$\hat{f}(t) = \underset{\theta(t)}{\operatorname{argmin}} (Y(t) - \varphi(t)\theta(t)) \quad (5-25)$$

اگر ماتریس N_2 وجود داشته باشد به نحوی که

$$(TA)'Q + Q(TA) = CN_2C \quad (5-26)$$

که در آن

$$Y(t) := \dot{y}'(t)N_1y(t) + y'(t)N_1\dot{y}(t) - y'(t)N_2y(t) - 2y'(t)N_1C(TB)u(t) - 2y'(t)N_1CH\dot{y}(t) \quad (5-27)$$

$$\varphi(t) := 2y'(t)N_1C(TB) \quad (5-28)$$

اثبات: با فرض برقراری رابطه (5-15)، می توان نرخ تابع ذخیره ارائه شده در (5-18) را به صورت

زیر مرتب نمود:

$$\begin{aligned} \dot{y}'(t)N_1y(t) + y'(t)N_1\dot{y}(t) = & \quad (5-29) \\ x'(t) \left[(TA)'Q + Q(TA) \right] x(t) + 2y'(t)N_1C(TB)u(t) \\ + 2y'(t)N_1C(TB)f(t) + 2y'(t)N_1CH\dot{y}(t) \end{aligned}$$

با فرض وجود ماتریس N_2 به گونه ای که

$$(TA)'Q + Q(TA) = CN_2C \quad (5-30)$$

رابطه (5-29) به صورت زیر توصیف می شود:

$$\begin{aligned} \dot{y}'(t)N_1y(t) + y'(t)N_1\dot{y}(t) = & y'(t)N_2y(t) + 2y'(t)N_1C(TB)u(t) \\ & + 2y'(t)N_1C(TB)f(t) + 2y'(t)N_1CH\dot{y}(t) \end{aligned} \quad (5-31)$$

با تعریف $Y(t)$ و $\varphi(t)$ به صورت نشان داده شده در (5-27) و (5-28) می توان رابطه (5-31) را به

صورت معادله رگرسیون خطی زیر نوشت:

$$Y(t) = \varphi(t)f(t) \quad (5-32)$$

□

در ادامه توجه به نکات زیر ضروری می‌باشد:

نکته ۱) اگر چه در رابطه (۵-۲۷) مشتق خروجی با فرض بدون نویز بودن آن محاسبه شده است، ولی روش های زیادی برای حل این مساله ارائه شده است که از آن جمله می توان به [۹۲] اشاره نمود.

نکته ۲) اگرچه روش ارائه شده در این تحقیق برای تخمین عیوب عملگر است، ولی می توان روش مورد نظر را برای تخمین عیوب سنسور نیز استفاده کرد. بدین منظور کافی است تا مشابه روش ارائه شده در [۹۳] یک متغیر حالت کمکی به صورت $X(t) = [x(t) \ f_s(t)]^T$ تعریف شود به گونه ای که دارای پاسخ سریع تر از همه حالت های سیستم باشد. سپس با استفاده از رویت گر ورودی نامعلوم، عیوب سنسور نیز تخمین زده شوند. در این حالت بایستی ماتریس های Q ، N_1 و N_2 در رابطه (۵-۲۵) الی (۵-۲۸) متناسب با مدل تکمیل شده، اصلاح گردند.

۵-۲-۳- طراحی رویت گر ورودی نامعلوم

همان طور که در بخش بیان مساله توضیح داده شد، روش ارائه شده در این تحقیق بر اساس یک الگوریتم دو مرحله ای است. در مرحله اول عیب $f(t)$ توسط تخمین گر و با استفاده از رابطه اتلافی بودن، تخمین زده می شود. در مرحله دوم بایستی یک رویت گر ورودی نامعلوم طراحی شود تا به کمک آن حالتها و سایر عیوب سیستم تخمین زده شوند. به منظور طراحی رویت گر ورودی نامعلوم، سیستم (۵-۱۰) را به همراه عیوب تخمین زده شده در (۵-۲۵) را در نظر بگیرید:

$$\dot{x}(t) = TAx(t) + TBu(t) + TBf(t) + Hy(t) \quad (5-33)$$

با در نظر گرفتن رویت گر ورودی نامعلوم به صورت زیر

$$\dot{\hat{x}}(t) = TA\hat{x}(t) + TBu(t) + TB\hat{f}(t) + Hy(t) \quad (5-34)$$

$$\hat{y}(t) = C\hat{x}(t)$$

خطای تخمین به صورت زیر قابل توصیف است:

$$\dot{e}(t) = Ne(t) + TB\tilde{f}(t) \quad (5-35)$$

که در آن $N = TA - LC$ و $\tilde{f}(t) = f(t) - \hat{f}(t)$

هدف یافتن بهره رویتگر L است به گونه ای که خطای تخمین (5-35) پایدار و با ازاء هر مقدار $\tilde{f}(t) \in \ell_2$ خطای $e(t)$ محدود باشد.

$$\|e(\cdot)\|_2 \leq \|w(\cdot)\|_2 \quad (5-36)$$

در نظریه بعدی یک روش بهینه سازی محدب برای طراحی بهره L ارائه شده است.

نظریه 5-2: اگر ماتریس متقارن و مثبت معین S ، ماتریس G و عدد اسکالر و مثبت μ وجود داشته باشد به گونه ای که مساله بهینه سازی زیر

$$\begin{aligned} \min_{s.t.} \quad & \mu \\ \begin{bmatrix} G_{11} & STB \\ B'TS & -\mu I \end{bmatrix} \leq 0 \end{aligned} \quad (5-37)$$

$$G_{11} = A'T'S + STA - C'G' - GC + I \quad (5-38)$$

دارای پاسخ باشد، آن گاه پایداری رابطه (5-35) و برقراری شرط (5-36)، توسط بهره $L = S^{-1}G$ تضمین می شود.

اثبات: تابع لیپانوف زیر را در نظر بگیرید:

$$V(t) = e'(t)Se(t) \quad (5-39)$$

که مشتق آن به صورت زیر است

$$\dot{V}(t) = \dot{e}'(t)Se(t) + e'(t)S\dot{e}(t) \quad (۴۰-۵)$$

با ترکیب رابطه فوق با رابطه (۳۵-۵) داریم

$$\dot{V}(t) = \left(Ne(t) + TB\tilde{f}(t) \right)' Se(t) + e'(t)S \left(Ne(t) + TB\tilde{f}(t) \right) \quad (۴۱-۵)$$

که معادل رابطه زیر است

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) = & e'(t)(N'S + SN)e(t) \\ & + \tilde{f}'(t)B'TSe(t) + e'(t)STB\tilde{f}'(t) \end{aligned} \quad (۴۲-۵)$$

با توجه به این که شرط پایداری خطای رویت گر در (۳۵-۵) با در نظر گرفتن این که نسبت به ورودی $\tilde{f}(t)$ مقاوم باشد این است که

$$\dot{V}(t) \leq -e'(t)e(t) + \mu\tilde{f}'(t)\tilde{f}(t) \quad (۴۳-۵)$$

می توان رابطه (۴۲-۵) را با در نظر گرفتن (۴۳-۵)، به صورت نامساوی ماتریسی خطی زیر توصیف نمود:

$$\begin{bmatrix} e(t) \\ \tilde{f}(t) \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} N'S + SN + I & STB \\ B'TS & -\mu I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e(t) \\ \tilde{f}(t) \end{bmatrix} \leq 0 \quad (۴۴-۵)$$

که با توجه به این که $N = TA - LC$ و تغییر متغیر $G = SL$ به صورت زیر بازنویسی می شود:

$$\begin{bmatrix} G_{11} & STB \\ B'T'S & -\mu I \end{bmatrix} \leq 0 \quad (۴۵-۵)$$

$$G_{11} = A'T'S + STA - C'G' - GC + I$$

□

در ادامه توجه به نکته زیر ضروری می باشد.

نکته ۳) در ساختار ورودی نامعلوم (۵-۱۰)، می توان مشابه روش ارائه شده در [۹۴] و با در نظر

گرفتن خروجی به صورت زیر

$$\dot{y}(t) = C\dot{x}(t) \quad (5-46)$$

و سپس ترکیب آن با رابطه (5-9)

$$\dot{y}(t) = CAx(t) + CBu(t) + CEw(t) + CBf(t) \quad (5-47)$$

اثر ورودی نا معلوم $w(t)$ را به صورت زیر تخمین زد:

$$w(t) = (CE)^{\dagger} (\dot{y}(t) - CA\hat{x}(t) - CBu(t) - CB\hat{f}(t)) \quad (5-48)$$

۵-۲-۴- شبیه سازی عددی

در این بخش اثر روش پیشنهادی در اصلاح خروجی ارائه می گردد. بدین منظور، سیستم هیدرولیکی پیوسته در زمان توصیف شده در [89] را با معادله فضای حالت پیوسته و با تغییراتی اندک در

ماتریس خروجی به صورت زیر در نظر بگیرید:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -99 & -6.6 & 0 & 0 \\ 950 & -9 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -5000 & -150 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1123.6 \\ 0 & 0 \\ -2400 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} d(t) + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \Delta(t) \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0.3 \\ 0.2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 1.5 \\ 1 \\ 3 \end{bmatrix} f(t) \quad (5-49)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}$$

که در آن $d(t)$ اثر اغتشاش، $\Delta(t)$ اثر عدم قطعیت و $f(t)$ اثر عیب عمل گر می باشد. در این مثال

ورودی های $u_1(t)$ و $u_2(t)$ به صورت زیر

$$\begin{cases} u_1(t) = 100 \sin(0.3t) \\ u_2(t) = 50 \sin(0.1t) \end{cases}$$

و اغتشاش $d(t)$ به صورت رابطه زیر است.

$$d(t) = 20\sin(0.5t) \quad (5-50)$$

همچنین عدم قطعیت $\Delta(t)$ در لحظه $t = 5000s$ به سیستم اعمال می شود.

با در نظر گرفتن $G_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ و $G_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0.3 & 0.2 \end{bmatrix}$ ، می توان رابطه (5-42) را به فرم خطی

کسری (5-48) بیان نمود. به منظور توصیف رابطه (5-48) به صورت ساختار ورودی نامعلوم ارائه شده

در (5-10)، ماتریس E و ورودی نامعلوم $w(t)$ به صورت زیر تعریف می شوند

$$E = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \\ 0 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad w(t) = \begin{bmatrix} P(t) \\ d(t) \end{bmatrix}$$

در این مرحله با محاسبه ماتریس Q طبق رابطه (5-14) و ماتریس های N_1 و N_2 طبق (5-15) و

(5-26)، می توان $Y(t)$ و $\varphi(t)$ را برای تخمین عیب ساختاری $f(t)$ توسط رابطه (5-27) محاسبه

نمود.

در ادامه، با توجه به معلوم شدن مقدار $\hat{f}(t)$ در هر لحظه، همه شرایط لازم برای طراحی رویت گر

(5-34) فراهم است. در نهایت، با محاسبه نامعادله خطی ماتریسی (5-37) بهره رویت گر محاسبه

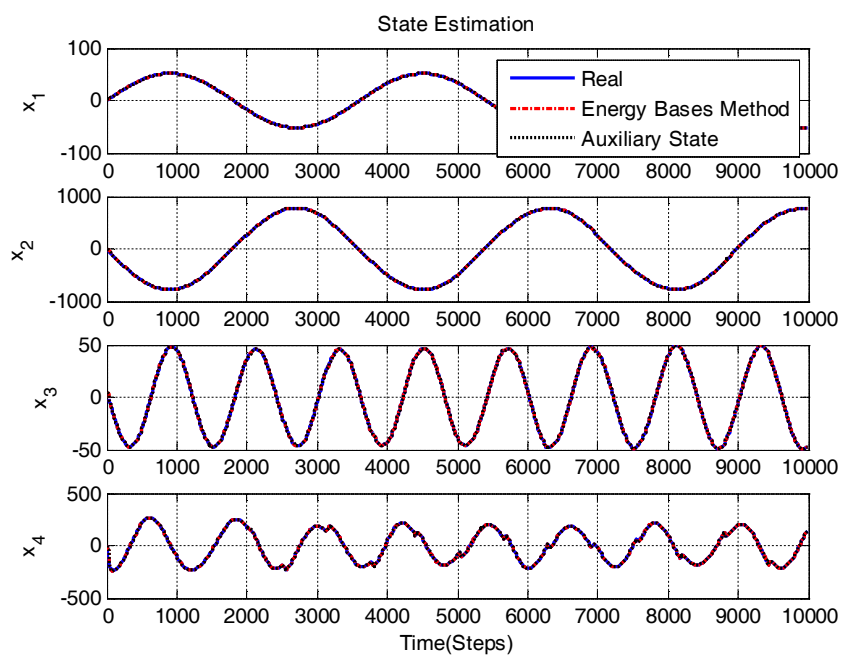
می گردد. در ادامه به منظور بررسی صحت روابط، نتایج برای دو روش متفاوت مقایسه شده اند. روش

اول استفاده از انرژی عیب جهت تخمین آن و سپس استفاده از رویت گر ورودی نامعلوم جهت

تخمین حالت ها و ورودی های نامعلوم است. روش دوم تعریف متغیر کمکی $X = \begin{bmatrix} x & f \end{bmatrix}$ ، مشابه روش

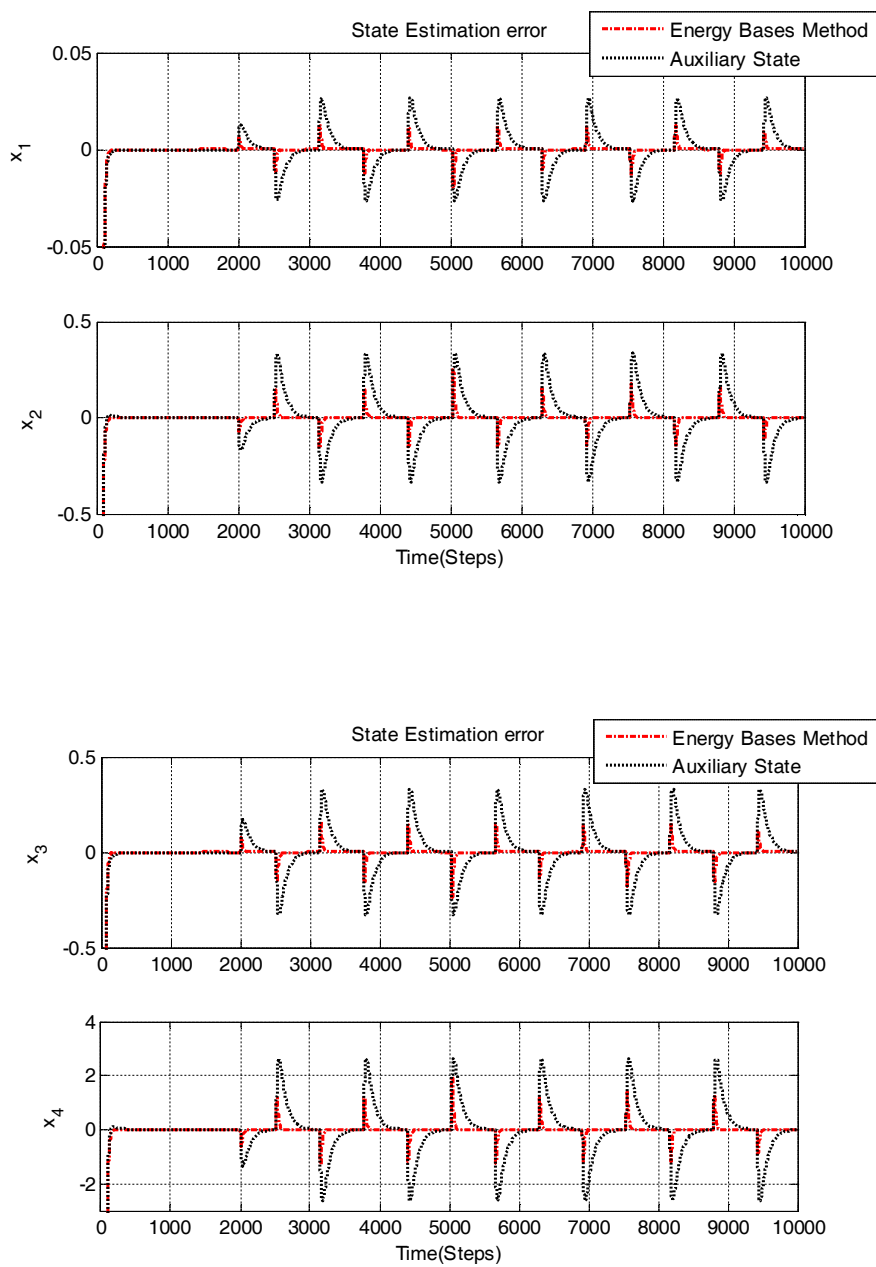
ارائه شده در [88] است. از این متغیر کمکی برای تخمین حالت های معادله فضای حالت جدید با

استفاده از رویت گر ورودی نامعلوم استفاده شده است.

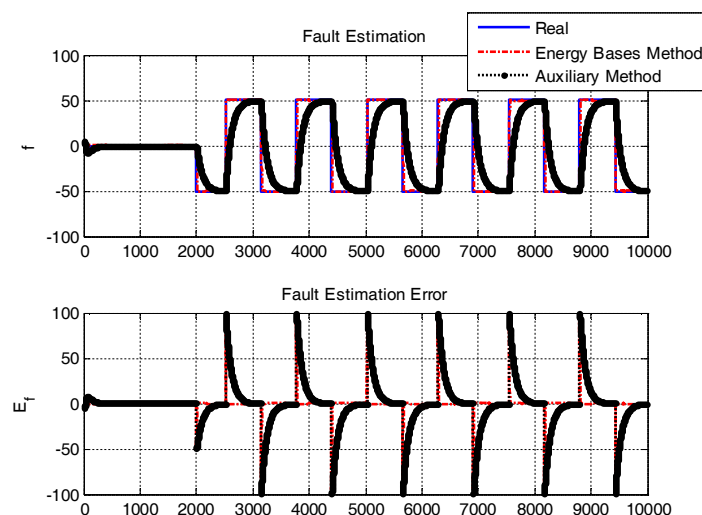


شکل ۵-۱) حالت های تخمین زده شده

اگرچه بررسی شکل (۵-۱) نشان می دهد که هر دو روش در تخمین حالت ها به طور یکسان عمل نموده اند، ولی خطای تخمین حالت (شکل ۵-۲) نشان گر برتری روش انرژی است. همین طور اثری از ورودی نامعلوم شامل $d(t)$ و عدم قطعیت $\Delta(t)$ در شکل ها مشاهده نمی شود. بررسی ها در شکل (۵-۳) نشان می دهد که تخمین عیوب عمل گر در روش انرژی با سرعت بالاتری انجام می پذیرد.



شکل ۵-۲) خطای تخمین حالت



شکل ۵-۳) عیب عملگر تخمین زده شده (بالا)، خطای تخمین عیب (پایین) است.

۵-۳- تخمین عیب عملگر از نوع ضرب شونده

۵-۳-۱ بیان مساله

سیستم خطی گسسته در زمان زیر را در نظر بگیرید:

$$\begin{cases} x(t) = Ax(t-1) + B\Delta(\gamma(t-1))u(t-1) + Ev(t-1) \\ y(t) = Cx(t) + Fb(t) \end{cases} \quad (5-51)$$

که در آن بردار حالت سیستم، $x(t) \in R^n$ ، ورودی معلوم سیستم، $u(t) \in R^{n_u}$ ، ورودی $v(t) \in R^{n_v}$ نامعلوم سیستم و $y(t) \in R^m$ بردار خروجی سیستم است. بردار ورودی $u(t)$ تحت تاثیر عیب ضرب شونده $\Delta(\gamma(t)) \in R^{n_u \times n_u}$ قرار دارد در حالی که بردار خروجی $y(t)$ متاثر از عیب جمع شونده (بایاس) $b(t) \in R^q$ است. به منظور سادگی از این پس فرض بر این است که عیب ضرب شونده دارای ساختار

زیراست

(۵۲-۵)

$$\Delta(\gamma(t)) = \begin{bmatrix} \gamma_1(t) & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \gamma_{n_u}(t) \end{bmatrix}$$

که در آن γ_i ها بیان گر فقدان کارایی i امین عمل گر هستند. واضح است که در صورت عدم وجود عیب، $\Delta(\gamma) = I_{n_u}$ و $b(t) = 0$ خواهند بود.

همچنین ورودی $u(t)$ عضو مجموعه $\Pi \subset R^{n_u}$ است که به صورت زیر تعریف می شود

$$\Pi = [\underline{u}_1, \bar{u}_1] \times \dots \times [\underline{u}_{n_u}, \bar{u}_{n_u}] \quad (۵۳-۵)$$

که در آن $\underline{u}_i \leq u_i \leq \bar{u}_i, i = 1, \dots, n_u$.

هدف از این تحقیق ارائه یک روش تخمین عیب مبتنی بر نظریه اتلافی بودن است که می تواند با پردازش اطلاعات ورودی و خروجی سیستم علاوه بر زمان رخداد عیب و ویژگی های آن، میزان جدیت عیب ضرب شونده را نیز تشخیص دهد. بدین منظور ساختار ورودی نامعلوم پیشنهاد شده است تا اثر عیب ضرب شونده از ورودی نامعلوم جدا شود. سپس با انجام یکسری عملیات جبری، رابطه تعادلی انرژی به صورت یک رگرسیون توصیف شده است که ضرایب آن درایه های ماتریس عیب ضرب شونده هستند. در نهایت با به کارگیری ریت گر ورودی نامعلوم پلی تاپیک، عیب جمع شونده و حالت های سیستم تخمین زده شده اند.

۵-۳-۲- تخمین عیب مبتنی بر نظریه اتلافی بودن

به منظور طراحی یک روش تخمین عیب، بایستی حالت کمکی زیر را برای سیستم در نظر بگیریم:

$$X(t) = \begin{bmatrix} x(t) \\ b(t) \end{bmatrix} \quad (۵۴-۵)$$

در این حالت، معادله فضای حالت کمکی معادل به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{cases} X(t) = \bar{A}X(t-1) + \bar{B}\Delta(\gamma(t-1))u(t-1) + \bar{E}w(t-1) \\ y(t) = \bar{C}X(t) \end{cases} \quad (55-5)$$

که در آن

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}, \quad \bar{B} = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} \quad (56-5)$$

$$\bar{E} = \begin{bmatrix} E & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}, \quad \bar{F} = \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix}, \quad \bar{C} = [C \quad F]$$

$$\Delta b(t) = b(t) - b(t-1), \quad w(t) = \begin{bmatrix} v(t) \\ \Delta b(t) \end{bmatrix}$$

با فرض در دسترس بودن ماتریس های $H = \bar{E}(\bar{C}\bar{E})^\dagger$ و $T = I - H\bar{C}$ به گونه ای که

$$\text{rank}(\bar{C}\bar{E}) = \text{rank}(\bar{E}) \quad (57-5)$$

آن گاه رابطه به صورت زیر قابل بازنویسی است:

$$\begin{cases} X(t) = T\bar{A}X(t-1) + T\bar{B}\Delta(\gamma(t-1))u(t-1) + T\bar{E}w(t-1) \\ \quad + Hy(t) \\ y(t) = \bar{C}X(t) \end{cases} \quad (58-5)$$

این نوع توصیف یک توصیف رایج در طراحی رویت گرهای ورودی نامعلوم است. توجه کنید که شرط

$$\text{rank}(\bar{C}\bar{E}) = \text{rank}(\bar{E}) \text{ تضمین می کند که } T\bar{E} = 0.$$

مشابه روش ارائه شده در [82] و [86] و با توجه به ساختار قطری $\Delta(\gamma)$ می توان روابط زیر را نتیجه

گرفت:

$$\Delta(\gamma(t-1))u(t-1) = U(u(t-1))\Gamma(\gamma(t-1)) \quad (59-5)$$

$$U(u(t-1)) = \text{diag}(u_1(t-1), \dots, u_{n_u}(t-1))$$

$$\Gamma(\gamma(t-1)) = [\gamma_1(t-1) \quad \dots \quad \gamma_{n_u}(t-1)]'$$

اکنون با تغییر متغیر $\bar{B}_u := \bar{B}U(u(t-1))$ می توان رابطه (58-5) را به صورت زیر بازنویسی نمود

$$\begin{cases} X(t) = T \bar{A} X(t-1) + T \bar{B}_u \Gamma(\gamma(t-1)) \\ \quad + Hy(t) \\ y(t) = \bar{C} X(t) \end{cases} \quad (5-60)$$

به منظور دستیابی به یک توصیف پلی‌تاپیک برای (5-60) می‌توان پارامتر قابل اندازه‌گیری p_i را با

نرمالیزه کرده سیگنال فیزیکی $u_i(t)$ و توسط رابطه زیر محاسبه نمود

$$p_i(t) = \frac{u_i(t) - \underline{u}_i}{\bar{u}_i - \underline{u}_i}, \quad i=1, \dots, n_u \quad (5-61)$$

آن‌گاه برای یک تابع پیوسته p_j ، مدل پلی‌تاپیک زیر بدست خواهد آمد

$$\begin{cases} X(t) = T \bar{A} X(t-1) + T \bar{B}_u(\rho(p)) \Gamma(\gamma(t-1)) \\ \quad + Hy(t) \\ y(t) = \bar{C} X(t) \end{cases} \quad (5-62)$$

که در آن

$$\bar{B}_u(\rho(p)) = \bar{B} \sum_{j=1}^{2^{n_u}} \rho_j(p) U_j, \quad \sum_{j=1}^{2^{n_u}} \rho_j(p) = 1, \quad j=1, \dots, 2^{n_u} \quad (5-63)$$

برای طراحی یک تخمین‌زن عیب اتلافی برای رابطه (5-62)، بایستی شرایط اتلافی بودن بررسی

شود. بدین منظور بردار ورودی $U_d(t)$ به صورت زیر تعریف شده است

$$U_d(t) := [\Gamma(\gamma(t-1)) \quad y(t)] \quad (5-64)$$

سپس شرایط اتلافی بودن در رابطه (5-62) برای جفت ورودی-خروجی $(U_d(t), y(t))$ توسط لم زیر

بررسی شده است.

لم (5-2) سیستم (5-62) با نرخ تغذیه

$$\varepsilon_{sup} = \begin{bmatrix} y(t-1) \\ \Gamma(t) \\ y(t) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 & \bar{A}' T Q T \bar{B}_u(\rho) & \bar{A}' T Q H \\ * & 0 & \bar{B}_u'(\rho) T' Q H \\ * & * & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(t-1) \\ \Gamma(t) \\ y(t) \end{bmatrix} \quad (5-65)$$

و تابع ذخیره $V(X(t)) = X'(t) Q X(t)$ اتلافی است اگر ماتریس متقارن مثبت معین Q و ماتریس N_1

موجود باشد به نحوی که

$$\bar{A}'TQT\bar{A} - Q \leq 0 \quad (5-66)$$

$$\bar{B}'_{u_i}TQT\bar{B}_{u_j} \leq 0, i, j = 1, \dots, n_u$$

$$HQH \leq 0$$

$$LTA = N_1\bar{C}$$

که در آن L یک ماتریس پایین مثلثی است که از تجزیه چولسکی ماتریس Q محاسبه شده است.

اثبات: به منظور ساخت رابطه تعادلی انرژی برای سیستم (5-62)، تابع ذخیره زیر را در نظر بگیرید:

$$V(X(t-1)) = X'(t-1)QX(t-1) \quad (5-67)$$

توجه کنید که

$$V(X(t)) = X'(t)QX(t) \quad (5-68)$$

با استفاده از رابطه (5-62)، می توان رابطه (5-68) را به صورت زیر نوشت

$$\begin{aligned} V(X(t)) = & X'(t-1)(\bar{A}'TQT\bar{A})X(t-1) \\ & + 2X'(t-1)\bar{A}'TQT\bar{B}_u(\rho)\Gamma(t-1) + 2X'(t-1)\bar{A}'TQH_y(t) \\ & + \Gamma'(t-1)\bar{B}'_u(\rho)TQT\bar{B}_u(\rho)\Gamma(t-1) + 2\Gamma'(t-1)\bar{B}'_u(\rho)TQH_y(t) \\ & + y'(t)HQH_y(t) \end{aligned} \quad (5-69)$$

با در نظر گرفتن رابطه (5-67) به همراه (5-69)، نرخ تغییرات تابع ذخیره

$$\Delta V(x(t)) = V(x(t)) - V(x(t-1))$$

$$\begin{aligned} \Delta V(X(t)) = & \begin{bmatrix} X(t-1) \\ \Gamma(t-1) \\ y(t) \end{bmatrix}' \\ & \begin{bmatrix} \bar{A}'TQT\bar{A} - Q & \bar{A}'TQT\bar{B}_u(\rho) & \bar{A}'TQH \\ * & \bar{B}'_u(\rho)TQT\bar{B}_u(\rho) & \bar{B}'_u(\rho)TQH \\ * & * & HQH \end{bmatrix} \\ & \begin{bmatrix} X(t-1) \\ \Gamma(t-1) \\ y(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5-70)$$

توجه کنید که با توجه به متقارن و مثبت بودن ماتریس Q می توان با به کارگیری تجزیه چولسکی،

ماتریس Q را به صورت ضرب دو ماتریس پایین مثلثی L و به صورت زیر نوشت

$$Q = L'L \quad (۷۱-۵)$$

با در نظر گرفتن L و با فرض در دسترس بودن ماتریس N_1 به گونه ای که

$$L\bar{A} = N_1\bar{C} \quad (۷۲-۵)$$

آن گاه رابطه (۷۰-۵) معادل رابطه زیر خواهد بود

$$\begin{aligned} \Delta V(X(t)) = & \begin{bmatrix} y(t-1) \\ \Gamma(t-1) \\ y(t) \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} 0 & \bar{A}'TQT\bar{B}_u(\rho) & \bar{A}'TQH \\ * & 0 & \bar{B}'_u(\rho)TQH \\ * & * & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(t-1) \\ \Gamma(t-1) \\ y(t) \end{bmatrix} \\ & + \begin{bmatrix} X(t-1) \\ \Gamma(t-1) \\ y(t) \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} \bar{A}'TQT\bar{A} - Q & 0 & 0 \\ * & \bar{B}'_u(\rho)TQT\bar{B}_u(\rho) & 0 \\ * & * & HQH \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(t-1) \\ \Gamma(t-1) \\ y(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (۷۳-۵)$$

رابطه (۷۳-۵) هم ارز رابطه تعادلی انرژی است اگر به صورت زیر بازنویسی شود

$$\Delta V(X(t)) = S(U_d(t), y(t)) + d(t) \quad (۷۴-۵)$$

که در آن

$$\begin{aligned} S(U_d(t), y(t)) = & \begin{bmatrix} y(t-1) \\ \Gamma(t-1) \\ y(t) \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} 0 & \bar{A}'TQT\bar{B}_u(\rho) & \bar{A}'TQH \\ * & 0 & \bar{B}'_u(\rho)TQH \\ * & * & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(t-1) \\ \Gamma(t-1) \\ y(t) \end{bmatrix} \\ d(t) = & \begin{bmatrix} X(t-1) \\ \Gamma(t-1) \\ y(t) \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} \bar{A}'TQT\bar{A} - Q & 0 & 0 \\ * & \bar{B}'_u(\rho)TQT\bar{B}_u(\rho) & 0 \\ * & * & HQH \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(t-1) \\ \Gamma(t-1) \\ y(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (۷۵-۵)$$

سیستم توصیف شده در (۷۵-۵) اتلافی است اگر $\Delta V(X(t)) - S(U_d(t), y(t)) \leq 0$ که این رابطه هم

ارز رابطه زیر است

$$\begin{bmatrix} \bar{A}'TQT\bar{A} - Q & 0 & 0 \\ * & \bar{B}'_u(\rho)TQT\bar{B}_u(\rho) & 0 \\ * & * & HQH \end{bmatrix} \leq 0$$

می توان روابط زیر را از رابطه فوق نتیجه گیری کرد:

$$\begin{aligned}\bar{A}'TQT\bar{A} - Q &\leq 0 \\ \bar{B}'_u(\rho)TQT\bar{B}_u(\rho) &\leq 0 \\ HQH &\leq 0\end{aligned}$$

□□

اکنون همه شرایط برای طراحی تخمین زن اتلافی مهیا است. بدین منظور بایستی لم زیر را در نظر گرفت

لم-۵ (۳) فرض کنید شرایط بیان شده در (۵-۶۶) برقرار باشد. همچنین فرض کنید ماتریس N_2 موجود باشد به گونه‌ای که

$$Q = \bar{C}'N_2\bar{C} \quad (۵-۷۶)$$

آن‌گاه سیستم توصیف شده در (۵-۶۲) را می‌توان به صورت زیر توصیف نمود

$$Y(t) = \varphi(t)\Gamma(t-1) \quad (۵-۷۷)$$

که در آن $Y(t)$ و $\varphi(t)$ به صورت زیر تعریف می‌شوند

$$\begin{aligned}Y(t) &:= y'(t) \begin{pmatrix} N_2 - ((\bar{C}T)^\dagger(I - \bar{C}H))' T'QT((\bar{C}T)^\dagger(I - \bar{C}H)) \\ -N_1 - HQH - 2((\bar{C}T)^\dagger(I - \bar{C}H))' T'LN_1 \end{pmatrix} y(t) \\ &\quad - y'(t-1)N_1'N_1y(t-1) - 2y'(t-1)N_1'LHy(t) \\ \varphi(t) &:= (2y'(t-1)N_1'L + 2y'(t)H'Q)T\bar{B}_u(\rho)\end{aligned} \quad (۵-۷۸)$$

اثبات: فرض کنید شرایط بیان شده در (۵-۶۶) برقرار باشد. آن‌گاه می‌توان نرخ تغییرات تابع ذخیره

(۵-۷۰) را به صورت زیر نوشت

$$\begin{aligned}X(t)QX(t) - X(t-1)QX(t-1) &= y'(t-1)N_1'N_1y(t-1) - X'(t-1)QX(t-1) \\ &\quad + 2y'(t-1)N_1'LT\bar{B}_u(\rho)\Gamma(t-1) + 2y'(t-1)N_1'LHy(t) \\ &\quad + \Gamma'(t-1)\bar{B}'_u(\rho)TQT\bar{B}_u(\rho)\Gamma(t-1) + 2\Gamma'(t-1)\bar{B}'_u(\rho)TQH y(t) \\ &\quad + y'(t)HQHy(t)\end{aligned} \quad (۵-۷۹)$$

با در نظر گرفتن تغییر متغیر (۵-۷۷) رابطه (۵-۷۹) هم ارز رابطه زیر خواهد بود

$$\begin{aligned}
y'(t)N_2y(t) &= y'(t-1)N_1'N_1y(t-1) + 2y'(t-1)N_1'LT\bar{B}_u(\rho)\Gamma(t-1) \\
&+ 2y'(t-1)N_1'LHy(t) + \Gamma'(t-1)\bar{B}_u'(\rho)TQT\bar{B}_u(\rho)\Gamma(t-1) \\
&+ 2\Gamma'(t-1)\bar{B}_u'(\rho)TQHy(t) + y'(t)HQHy(t)
\end{aligned}
\quad (۸۰-۵)$$

به منظور حذف اثر مرتبه دو $\Gamma(t-1)$ می توان خروجی $y(t)$ را به صورت زیر نوشت

$$\begin{aligned}
y(t) &= \bar{C}X(t) \\
&= \bar{C}T\bar{A}X(t-1) + \bar{C}T\bar{B}_u(\rho(p))\Gamma(t-1) + \bar{C}Hy(t)
\end{aligned}
\quad (۸۱-۵)$$

و سپس $\bar{B}_u(\rho)\Gamma(\gamma)$ را به صورت زیر از رابطه فوق استخراج نمود

$$\bar{B}_u(\rho)\Gamma(t-1) = (\bar{C}T)^\dagger (I - \bar{C}H)y(t) - \bar{A}X(t-1) \quad (۸۲-۵)$$

سپس با در نظر گرفتن (۸۲-۵)، می توان (۸۰-۵) را به صورت زیر نوشت

$$Y(t) = \varphi(t)\Gamma(t-1) \quad (۸۳-۵)$$

که در آن $Y(t)$ و $\varphi(t)$ مشابه (۷۹-۵) هستند.

□□

یک راه کار مناسب جهت تخمین عیوب و حالت های سیستم اجرای الگوریتم دو مرحله ای ارائه شده در

بخش ۴-۳-۲ است. آن گاه متغیر $\Gamma(t)$ را می توان توسط رابطه زیر تخمین زد

$$\hat{\Gamma}(t-1) := (\bar{\varphi}'(t)\bar{\varphi}(t))^{-1}\bar{\varphi}'(t)\bar{Y}(t) \quad (۸۴-۵)$$

در مرحله دوم با طراحی یک رویت گر حالت، حالت ها و عیوب سنسور تخمین زده می شوند. رویت گر

پیشنهادی در این مرحله به صورت زیر پیشنهاد شده است

$$\begin{cases} \hat{X}(t) = T\bar{A}\hat{X}(t-1) + T\bar{B}_u(\rho)\hat{\Gamma}(\gamma(t-1)) \\ \quad + Hy(t) + L_d(y(t) - \hat{y}(t)) \\ \hat{y}(t) = \bar{C}\hat{X}(t) \end{cases} \quad (۸۵-۵)$$

که با تعریف خطای رویت گر به صورت زیر

$$e_d(t-1) = X(t-1) - \hat{X}(t-1) \quad (۸۶-۵)$$

می‌توان خطای پیش‌بینی شده را به صورت زیر نوشت

$$e_d(t) = N_d e_d(t-1) + F_d(\rho) w_d(t-1) \quad (5-87)$$

که در آن

$$\begin{aligned} N_d &:= T\bar{A} - L_d\bar{C} \\ F_d(\rho) &:= T\bar{B}_u(\rho) \\ w_d(t-1) &:= \Gamma(t-1) - \hat{\Gamma}(t-1) \end{aligned} \quad (5-88)$$

در این مرحله هدف محاسبه بهره وابسته به پارامتر $L_d(\rho)$ است به گونه‌ای که رابطه تفاضلی (5-87)

برای همه تغییرات پارامتر $\rho(t-1)$ در زمان پایدار باشد و همچنین برای هر مقدار ورودی

خطای $e_d(t-1) \in \ell_2$ محدود باشد، به گونه‌ای که

$$\|e_d(\cdot)\|_2 < \|w_d(\cdot)\|_2 \quad (5-89)$$

یک روش محدب برای حل مساله بهینه سازی فوق در نظریه بعدی ارائه شده است.

نظریه 5-3) اگر ماتریس متقارن مثبت معین Σ ، ماتریس G ، بهره ماتریسی L_d و مقدار اسکالر

مثبت μ وجود داشته باشد به گونه‌ای که مساله بهینه سازی زیر

$$\min_{st.} \mu \quad (5-90)$$

$$\bar{N}_{ij} = \begin{bmatrix} -G_i' \Sigma_i G_i + G_i' + G_i & N & F_{d_j} \\ \star & \Sigma_j - I & 0 \\ \star & \star & \mu I \end{bmatrix} \geq 0$$

$$i = 1, \dots, n_u, \quad j = 1, \dots, n_u$$

$$\bar{N}_{ijk} = \begin{bmatrix} R_{11} & 2N & 2F_{d_j} \\ \star & 2(\Sigma_j - I) & 0 \\ \star & \star & \mu I \end{bmatrix} \geq 0$$

$$R_{11} = -G_i' \Sigma_i G_i - G_i' \Sigma_k G_i - G_i' \Sigma_i G_k + G_i' + G_i + G_k' + G_k$$

$$i = 1, \dots, n_u - 1, \quad j = 1, \dots, n_u, \quad k = i + 1, \dots, n_u$$

دارای پاسخ باشد، آن‌گاه پایداری رابطه (5-87) توسط بهره زیر تضمین می‌شود

$$L_d(\rho(t-1)) = \sum_{i=1}^{n_u} \rho_i(t-1)L_{d_i}, \quad \sum_{i=1}^{n_u} \rho_i(t-1) = 1 \quad (91-5)$$

اثبات:

تابع لیاپانوف وابسته به پارامتر زیر را در نظر بگیرید

$$V(e_d(t-1)) = e_d'(t-1)\Sigma(\rho(t-1))e_d(t-1) \quad (92-5)$$

توجه کنید که

$$V(e_d(t)) = e_d'(t)\Sigma(\rho(t))e_d(t) \quad (93-5)$$

که در آن $\Sigma(\rho(t))$ را می‌توان به صورت زیر نوشت

$$\Sigma(\alpha(t-1)) = \sum_{i=1}^{n_u} \alpha_i(t-1)\Sigma_i, \quad \Sigma_i = \Sigma_i', \quad \sum_{i=1}^{n_u} \alpha_i(t-1) = 1 \quad (94-5)$$

$$\alpha_i \geq 0, \quad i=1, \dots, n_u$$

با در نظر گرفتن رابطه (87-5) و با توجه به این که $\Sigma(\rho(t)) = \Sigma(\alpha(t-1))$ می‌توان رابطه (92-5) را به

صورت زیر نوشت

$$V(e_d(t)) = e_d'(t-1)N_d'\Sigma(\alpha)N_de_d(t-1) + e_d'(t-1)N_d'\Sigma(\alpha)F_d(\rho)w_d(t-1) \\ + w_d'(t-1)F_d'(\rho)\Sigma(\alpha)N_de_d(t-1) + w_d'(t-1)F_d'(\rho)\Sigma(\alpha)F_d(\rho)w_d(t-1) \quad (95-5)$$

با در نظر گرفتن (92-5) با (95-5)، تابع تفاضلی $\Delta V(t) = V(t) - V(t-1)$ به صورت زیر نوشته می‌شود.

$$\Delta V(t) = e_d'(t-1)(N_d'\Sigma(\alpha)N_d - \Sigma_\rho)e_d(t-1) + e_d'(t-1)N_d'\Sigma(\alpha)F_d(\rho)w_d(t-1) \\ + w_d'(t-1)F_d'(\rho)\Sigma(\alpha)N_de_d(t-1) + w_d'(t-1)F_d'(\rho)\Sigma(\alpha)F_d(\rho)w_d(t-1) \quad (96-5)$$

توجه کنید که پایداری خطای رویت گر (87-5) در صورتی تضمین می‌شود که

$$\Delta V(t) \leq -e_d'(t-1)e_d(t-1) + \mu w_d'(t-1)w_d(t-1) \quad (97-5)$$

که این رابطه هم ارز با رابطه زیر است

$$\begin{bmatrix} e_d(t-1) \\ w_d(t-1) \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} N_d'\Sigma(\alpha)N_d - \Sigma(\rho) + I & N_d'\Sigma(\alpha)F_d(\rho) \\ * & F_d'(\rho)\Sigma(\alpha)F_d(\rho) - \mu I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d(t-1) \\ w_d(t-1) \end{bmatrix} \leq 0 \quad (98-5)$$

همچنین توجه شود که در صورت برقراری نامساوی

$$\begin{bmatrix} N_d' \Sigma(\alpha) N_d - \Sigma(\rho) + I & N_d' \Sigma(\alpha) F_d(\rho) \\ * & F_d'(\rho) \Sigma(\alpha) F_d(\rho) - \mu I \end{bmatrix} \leq 0 \quad (۹۹-۵)$$

برقراری رابطه (۹۷-۵) برای $X(t) \neq 0$ و $w_d(t) \neq 0$ تضمین می شود. می توان رابطه (۹۹-۵) را به

صورت زیر بازنویسی نمود

$$\begin{bmatrix} \Sigma(\alpha) N_d \\ \Sigma(\alpha) F_d(\rho) \end{bmatrix}' \Sigma^{-1}(\alpha) \begin{bmatrix} \Sigma(\alpha) N_d \\ \Sigma(\alpha) F_d(\rho) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Sigma(\rho) - I & 0 \\ 0 & \mu I \end{bmatrix} \leq 0 \quad (۱۰۰-۵)$$

آن گاه با استفاده از لم متمرکز، رابطه (۱۰۰-۵) معادل رابطه زیر خواهد بود

$$\begin{bmatrix} \Sigma(\alpha) & \Sigma(\alpha) N_d & \Sigma(\alpha) F_d(\rho) \\ * & \Sigma(\rho) - I & 0 \\ * & * & \mu I \end{bmatrix} \geq 0 \quad (۱۰۱-۵)$$

با ضرب کردن رابطه فوق از راست و چپ در

$$\begin{bmatrix} \Sigma^{-1}(\alpha) & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (۱۰۲-۵)$$

رابطه زیر حاصل خواهد شد

$$\begin{bmatrix} \Sigma^{-1}(\alpha) & N_d & F_d(\rho) \\ * & \Sigma(\rho) - I & 0 \\ * & * & \mu I \end{bmatrix} \geq 0 \quad (۱۰۳-۵)$$

با یادآوری لم نامساوی محدب سازی، رابطه (۱۰۳-۵) هم ارز رابطه زیر خواهد بود

$$\begin{bmatrix} -G'(\alpha) \Sigma(\alpha) G(\alpha) + G'(\alpha) + G(\alpha) & N_d & F_d(\rho) \\ * & \Sigma(\rho) - I & 0 \\ * & * & \mu I \end{bmatrix} \geq 0 \quad (۱۰۴-۵)$$

با در نظر گرفتن قیود $\sum_{i=1}^{n_u} \alpha_i(t-1) = 1$ و $\sum_{i=1}^{n_u} \rho_i(t-1) = 1$ می توان رابطه (۱۰۴-۵) را به صورت زیر

بازنویسی نمود.

$$\sum_{i=1}^{n_u} \alpha_i^2 \sum_{j=1}^{n_u} \rho_j \bar{N}_{ij} + \sum_{i=1}^{n_u-1} \sum_{k=i+1}^{n_u} \alpha_i \alpha_k \sum_{j=1}^{n_u} \rho_j \bar{N}_{ijk} \geq 0 \quad (۱۰۵-۵)$$

که $\bar{N}_{ij}$ و $\bar{N}_{ijk}$ به صورت تعریف شده در (۵-۹۰) هستند.

□□

۵-۳-۳- شبیه‌سازی عددی

در این بخش میزان اثر بخشی روش ارائه شده توسط یک مثال نشان داده شده است. سیستم خطی گسسته در زمان زیر را در نظر بگیرید.

$$\begin{cases} x(t) = Ax(t-1) + B\Delta(\gamma(t-1))u(t-1) + Ev(t-1) \\ y(t) = Cx(t) + Fb(t) \end{cases}$$

که در آن

$$A = \begin{bmatrix} 0.3 & 0.2 & 0.1 \\ 0.6 & 0.1 & 0.1 \\ 0.2 & 0.3 & 0.5 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1.8 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0.5 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0.5 & 1 \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad F = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

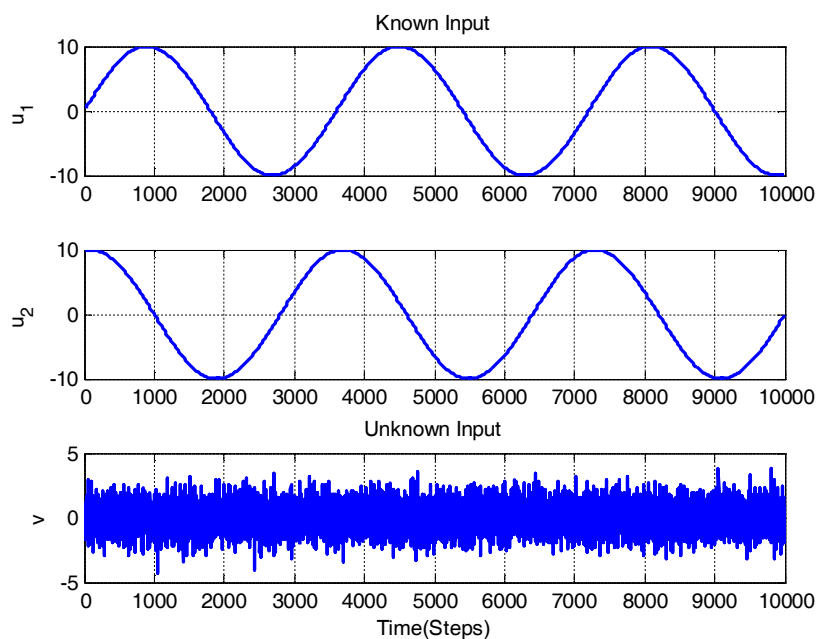
هدف از این شبیه‌سازی بررسی توانایی روش ارائه شده در تخمین عیب عدم کارایی عمل‌گر (Δ_γ)

است در حالی که سیستم تحت تاثیر ورودی معلوم نشان داده شده در شکل ۵-۴ (بالا) و ورودی

نامعلوم نشان داده شده در شکل ۵-۴ (پایین) قرار دارد. همچنین عیب جمع شونده سنسور (بایاس) به

صورت زیر تغییر می‌کند.

$$b(t) = \begin{cases} 0 & t < 500 \\ 5\sin(0.1t) & t > 500 \end{cases}$$



شکل ۵-۴) ورودی معلوم (بالا) و ورودی نامعلوم (پایین)

با تعریف متغیر کمکی $X(t) = \begin{bmatrix} x(t) \\ b(t) \end{bmatrix}$ مدل مجازی زیر قابل محاسبه است

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}, \quad \bar{B} = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} \quad (۵-۱۰۶)$$

$$\bar{E} = \begin{bmatrix} E & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}, \quad \bar{F} = \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix}, \quad \bar{C} = [C \quad F]$$

$$\Delta b(t) = b(t) - b(t-1), \quad w(t) = \begin{bmatrix} v(t) \\ \Delta b(t) \end{bmatrix}$$

به منظور استخراج ساختار ورودی نامعلوم (۵-۵۸)، ماتریس‌های T و H بایستی به صورت زیر

انتخاب شوند.

$$T = \begin{bmatrix} 0.6667 & -0.2037 & -0.4630 & -0.5185 \\ -0.3333 & 0.7963 & -0.4630 & -0.5185 \\ -0.3333 & -0.2037 & 0.5370 & -0.5185 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (۵-۱۰۷)$$

$$H = \begin{bmatrix} 0.1481 & 0.1111 & 0.0741 & 0.1852 \\ 0.1481 & 0.1111 & 0.0741 & 0.1852 \\ 0.1481 & 0.1111 & 0.0741 & 0.1852 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (۱۰۸-۵)$$

به منظور بدست آوردن مدل پلی تاپیک (۵-۶۲)، ماتریس ورودی $\bar{B}_u$ بایستی به صورت پلی تاپیک توصیف شود. در این حالت زیر مجموعه Π در (۵-۵۱) به صورت زیر تعریف خواهد شد

$$\Pi = [-10,10] \times [-10,10] \quad (۱۰۹-۵)$$

در مرحله بعد با در نظر گرفتن (۵-۶۱)، پارامتر قابل اندازه گیری p_i به صورت زیر محاسبه خواهد شد

$$p_1(t) = \frac{10 - u_1(t)}{10 - (-10)}, \quad p_2(t) = \frac{10 - u_2(t)}{10 - (-10)} \quad (۱۱۰-۵)$$

در نهایت پارامترهای برنامه ریزی شده به صورت زیر بدست می آیند

$$\begin{aligned} \rho_1(t) &= (1 - p_1) * (1 - p_2), & \rho_2(t) &= (1 - p_1) * p_2 \\ \rho_3(t) &= p_1 * (1 - p_2), & \rho_4(t) &= p_1 * p_2 \end{aligned} \quad (۱۱۱-۵)$$

با توجه به توضیحات بالا، می توان تقریب پلی تاپیک $\bar{B}_u$ را به صورت زیر بدست آورد

$$\bar{B}_u(\rho(p)) = \bar{B} \sum_{j=1}^4 \rho_j(p) U_j, \quad \sum_{j=1}^4 \rho_j(p) = 1, \quad j=1, \dots, 4 \quad (۱۱۲-۵)$$

در نتیجه مدل رگرسیون توضیح داد شده در (۵-۸۳) را می توان با انتخاب ماتریس های Q ، N_1 و N_2 به صورت زیر محاسبه نمود.

$$Q = \begin{bmatrix} 0.2436 & 0.1805 & 0.3001 & 0.4133 \\ 0.1805 & 0.1296 & 0.2272 & 0.3398 \\ 0.3001 & 0.2272 & 0.3635 & 0.4856 \\ 0.4133 & 0.3398 & 0.4856 & 0.5993 \end{bmatrix} \quad (۱۱۳-۵)$$

$$N_1 = \begin{bmatrix} 0.2347 & 0.2959 & 0.2105 & 0.0388 \\ 0.1038 & 0.1397 & 0.0865 & -0.0157 \\ -0.0794 & -0.0866 & -0.0814 & -0.0624 \\ -0.2213 & -0.2877 & -0.1919 & -0.0038 \end{bmatrix} \quad (5-114)$$

(5-115)

$$N_2 = \begin{bmatrix} -0.0989 & -0.0290 & 0.0143 & 0.1324 \\ -0.0290 & -0.0033 & 0.0034 & 0.0517 \\ 0.0143 & 0.0034 & -0.0019 & -0.0200 \\ 0.1324 & 0.0517 & -0.0200 & -0.1417 \end{bmatrix}$$

به منظور استفاده از الگوریتم پنجره زمانی توضیح داده شده در [80] جهت تخمین پارامتر، مدل رگرسیون توضیح داده شده در (5-83) را بایستی به صورت (5-85) نوشت. در این حالت می‌توان با استفاده از تکنیک حداقل مربعات (5-84) عیوب ناشی از فقدان کارایی را تخمین زد. آن‌گاه عیب تخمین زده شده به همراه رویت‌گر جهت تخمین عیوب سنسور و حالت‌های سیستم مورد استفاده قرار می‌گیرد.

با توجه به رابطه (5-87) و محاسبه بهره متغیر با پارامتر، شبیه‌سازی‌های لازم انجام و مقایسه شده‌اند. شکل‌های 5-5 و 6-5 نشان دهنده حالت‌های تخمین زده شده و خطای تخمین مربوطه می‌باشد. خطای تخمین حالت که در لحظه $t = 5000s$ شکل 6-5 مشاهده می‌شود، ناشی از عیب ضرب شونده عملگر است. شکل‌های 5-7 و 8-5 مربوط به نتایج ناشی از تخمین عیب فقدان کارایی با استفاده از روش انرژی است. نتایج ناشی از تخمین عیب با روش انرژی با نتایج تخمین به روش ارائه شده در [80] مقایسه شده‌اند. نتایج بیان‌گر برتری روش انرژی می‌باشند. در روش مبتنی بر $RLMS^1$ ، در لحظات وقوع عیب بایاس در سنسور، تخمین عیب عملگر تحت تاثیر قرار گرفته است، در حالی که روش مبتنی بر انرژی کاملاً نسبت به عیب سنسور مقاوم است. علت این مقاوم بودن در واقع در نظر گرفتن عیب سنسور به صورت حالت سیستم و حذف اثر آن در روابط توصیف کننده سیستم است.

¹ Recursive Least Mean Square

همچنین تخمین عیب بایاس و خطای مربوطه در شکل ۵-۹ نشان داده شده است. در نهایت کارایی هردورش با استفاده از رابطه خطای نسبی زیر مورد ارزیابی قرار گرفته است.

$$j_{\gamma} := \frac{1}{T_{oss}} \sum_t^{T_{oss}} Err(\gamma(t) - \gamma_{true}(t)) \quad (5-116)$$

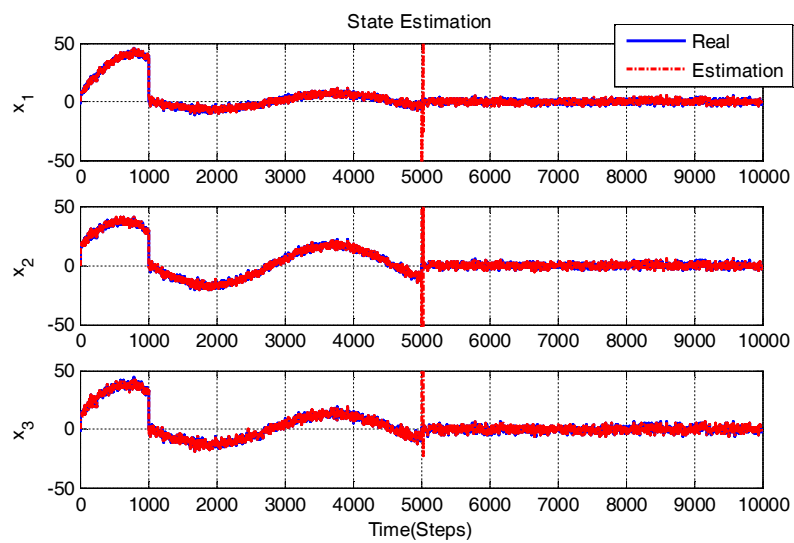
$$Err(\gamma(t) - \gamma_{true}(t)) := \frac{|\gamma - \gamma_{true}|}{\gamma_{true}}$$

که در آن T_{oss} بیان گر زمان شبیه سازی است. نتایج در جدول ۵-۱ نشان داده شده اند.

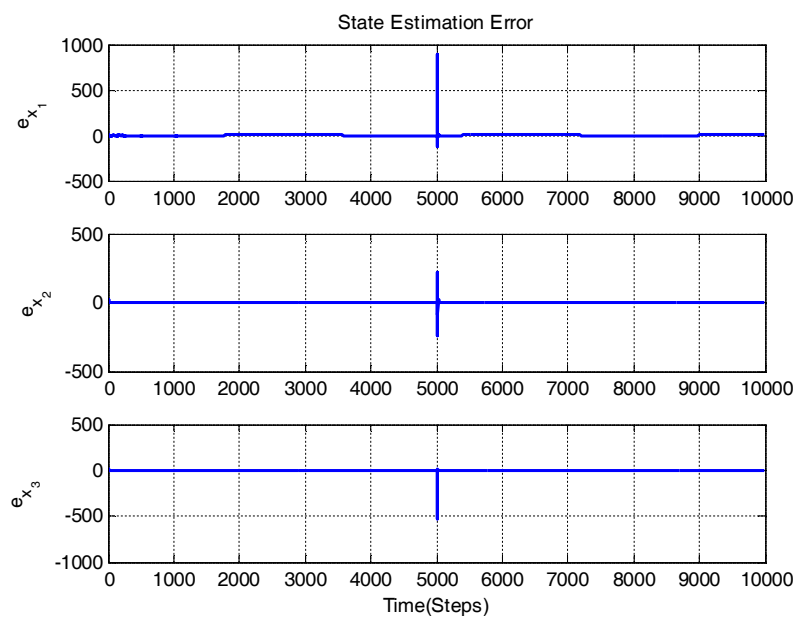
جدول ۵-۱) مقایسه کارایی دو روش مبتنی بر انرژی و روش ارائه شده در [80] در تخمین عیب ناشی از فقدان

کارایی عمل گر

j_{γ_2}	j_{γ_1}	
۰.۰۴۷۲	۰.۰۲۲۷	روش مبتنی بر انرژی
۰.۱۱۸۴	۰.۰۰۴۴	روش ارائه شده در [95]

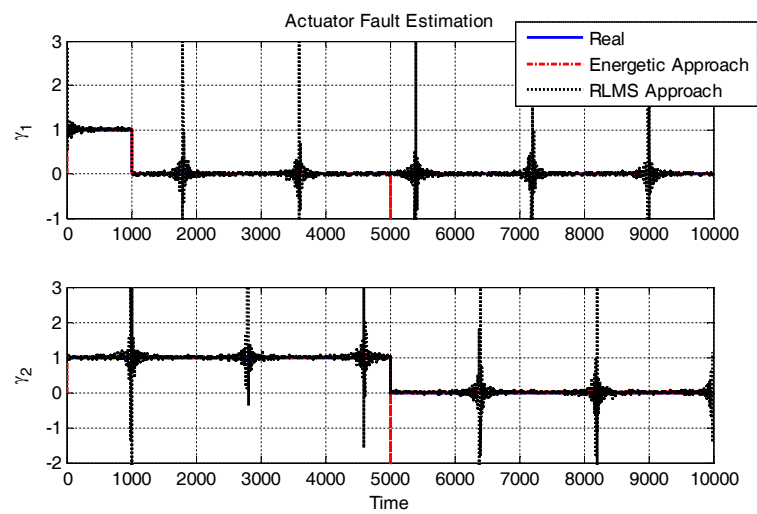


شکل ۵-۵) حالت‌های تخمین زده شده

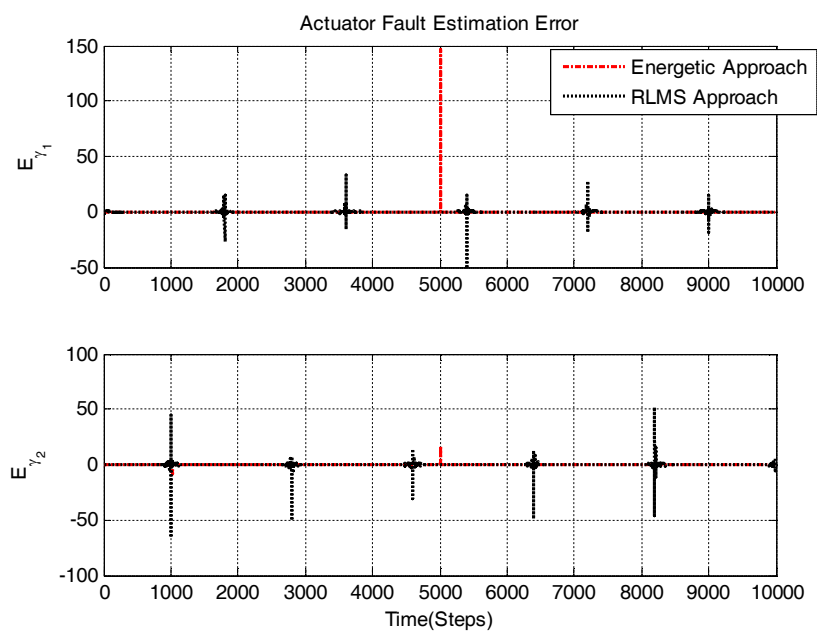


شکل ۵-۶) خطای تخمین حالت

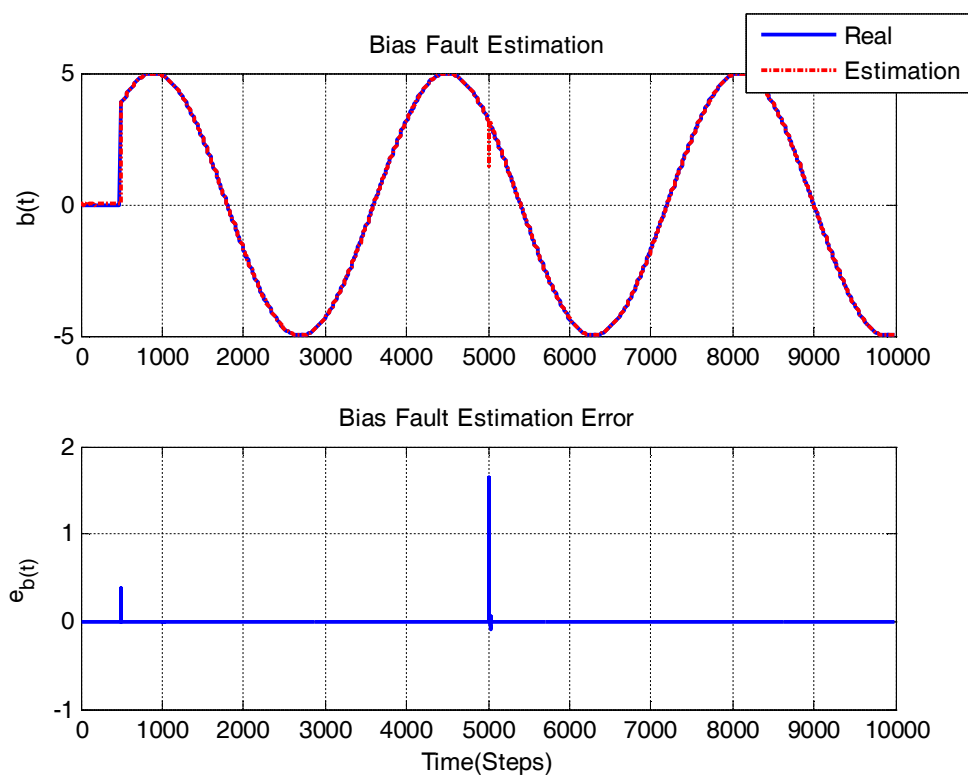
بررسی جدول ۵-۱ نیز نشان می‌دهد که اگرچه هردو روش در تخمین اولین درایه عیب عملکرد به خوبی عمل کرده‌اند، ولی روش مبتنی بر انرژی در تخمین دومین درایه از عیب به مراتب عملکرد بهتری داشته است.



شکل ۵-۷) تخمین عیب ناشی از فقدان کارایی



شکل ۵-۸) خطای تخمین عیب ناشی از فقدان کارایی



شکل ۵-۹ تخمین عیب بایاس (بالا) خطای تخمین عیب بایاس (پایین)

فصل ۶- استفاده از رابطه تعادلی انرژی جهت

تشخیص عیب در موتور القایی

۶-۱- مقدمه

موتورهای القایی قفسه سنجابی پرکاربردترین نوع موتورها در صنعت می‌باشند. بررسی‌ها نشان داده است که این موتورها حدود ۵۰-۴۰٪ مجموع انرژی تولید شده کشورهای توسعه یافته را مصرف می‌کنند [۹۵]. تشخیص به موقع خرابی‌های یک موتور می‌تواند از خسارات جبران ناپذیر جلوگیری کند [۹۶]. خرابی‌های یک موتور قفس سنجابی را می‌توان به دو دسته عیوب الکتریکی و مکانیکی تقسیم کرد. هر کدام از این خرابی‌ها در اثر عوامل و تنش‌های متعددی ایجاد می‌گردند. این تنش‌ها شامل تنش‌های حرارتی، مغناطیسی، مکانیکی، دینامیکی و محیطی می‌باشند. این تنش‌ها می‌توانند باعث ایجاد خرابی در قسمت‌های مختلف موتور از جمله محور روتور، سیم پیچ استاتور، هسته، بلبرینگ‌ها و قفسه روتور شوند.

۶-۲- بررسی انواع عیوب موتورهای القایی

عیوب موجود در یک موتور القایی به دو دسته عیوب الکتریکی و مکانیکی تقسیم‌بندی می‌شوند. عیوب الکتریکی شامل عیوب مربوط به سیم‌پیچ استاتور، شکستگی میله روتور، شکستگی حلقه انتهایی روتور و عیوب بیرونی می‌باشند [۹۷]. عیوب مکانیکی نیز به دو دسته خرابی یاطاقان‌ها و گریز از مرکز تقسیم می‌شود.

۶-۲-۱- انواع عیوب الکتریکی

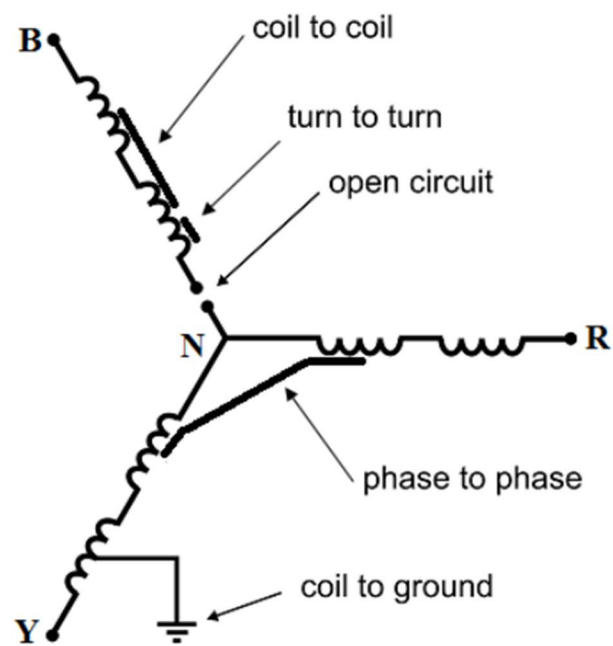
در صورت پدید آمدن این عیوب، معمولاً ماشین می‌تواند به کار خود ادامه دهد ولی در طولانی مدت برای ماشین ایجاد مشکل خواهد کرد.

۶-۲-۱-۱- عیوب مربوط به سیم‌پیچی

این عیوب حدود ۳۰-۴۰٪ مجموع خرابی‌های موتور القایی را شامل شده و تشخیص آن در مراحل

اولیه کاری بسیار دشوار می باشد. عیوب الکتریکی که در سیم پیچ استاتور اتفاق می افتد به دو دسته اصلی تقسیم می شود. دسته اول عدم تقارن در سیم پیچ های استاتور ناشی از عیب فاز باز می باشد که از اهمیت زیادی برخوردار نبوده و تنها باعث کاهش کارایی می شود. دسته دوم عدم تقارن ناشی از اتصال کوتاه تعدادی از دورها در یک کلاف از یک فاز، اتصال کوتاه بین دو کلاف از یک فاز، اتصال کوتاه بین دو فاز و اتصال کوتاه بین یک نقطه از کلاف با زمین است (شکل ۶-). عیوب ناشی از اتصال کوتاه دورها رابایستی در همان لحظات اولیه تشخیص داد در غیر این صورت منجر به آسیب های جبران ناپذیر در موتور خواهد شد. هدف این رساله تشخیص این نوع از عیوب می باشد [۹۸].

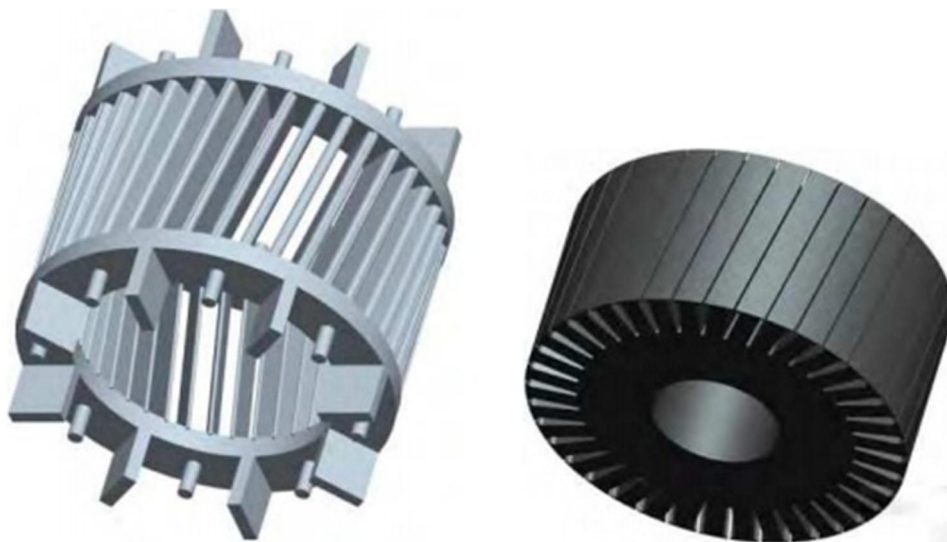
در حالت عادی کار موتور با توجه به این که سیم پیچ استاتور متقارن است، می توان نیروی محرکه مغناطیسی را توسط سری فوریه به صورت موج با هارمونیک پایه و هارمونیک مرتبه بالا تحلیل کرد. متقارن بودن سیم پیچ منجر به تولید موج نیرو محرکه مغناطیسی پایه با دامنه ثابت می شود. ایجاد هرگونه خرابی در سیم پیچ استاتور باعث از بین رفتن تقارن در نیرو محرکه مغناطیسی شده که نتیجه آن تولید نیرو محرکه با دامنه غیر ثابت است. در واقع وجود هرگونه عیب در سیم پیچ استاتور باعث می شود که موج پایه به دو قسمت مستقیم و معکوس با دامنه ثابت تقسیم شود. موج معکوس ناشی از خرابی موجود در استاتور می باشد [۹۹].



شکل ۶-۱- انواع مختلف عیوب سیم پیچ استاتور [۱۰۰]

۶-۲-۱- عیوب مربوط به شکستگی میله روتور و حلقه انتهایی (قفسه سنجابی) [99]

قفسه سنجابی موتور القایی شامل R میله روتور و دو حلقه انتهایی در دو طرف این میله ها است که در پوششی از آهن قرار گرفته اند. (شکل ۶-۲)



شکل ۶-۲ روتور قفسه سنجابی موتور القایی شامل میله های روتور و حلقه انتهایی [99]

در حالتی که قفس متقارن است مقادیر ریشه میانگین مربعات جریان میله‌ها ثابت خواهند بود. هرگونه خرابی در میله روتور باعث افزایش مقاومت نسبی میله شده و در نتیجه جریان عبوری از آن کاهش خواهد یافت. با توجه به ثابت بودن ریشه میانگین مربعات جریان‌ها، جریان میله‌های دیگر افزایش خواهد یافت و بنابراین تنش گرمایی مربوط به آن میله افزایش می‌یابد. این تنش گرمایی به میله‌های مجاور منتقل شده و باعث خرابی آن‌ها خواهد شد. علاوه بر شکستگی میله‌های روتور، شکستگی حلقه انتهایی یا شکستگی محل اتصال بار و حلقه انتهایی نیز می‌تواند منجر به عدم تقارن الکتریکی روتور شود. این عیوب منجر به اعوجاج در نیرو محرکه مغناطیسی روتور می‌شود. اثر این اعوجاج در نیرو محرکه مغناطیسی به صورت موج با حرکت مستقیم و معکوس ظاهر می‌شود. موج معکوس باعث القای ولتاژ در سیم‌پیچ استاتور می‌شود.

۶-۲-۲- انواع عیوب مکانیکی

حدود ۴۰-۵۰٪ عیوب مربوط به موتور القایی مرتبط با عیوب مکانیکی است. این عیوب را می‌توان به دو دسته آسیب یاطاقان‌ها و گریز از مرکز تقسیم کرد [96].

۶-۲-۲-۱- آسیب یاطاقان‌ها [96]

اکثر ماشینهای الکتریکی دارای ساچمه‌ها و یا عناصر غلطنده در یاطاقان‌ها می‌باشند. هر یک از یاطاقان‌ها شامل دو حلقه که یکی در داخل و دیگری در بیرون قرار دارند. یک دسته از ساچمه‌ها یا عناصر غلطنده، در جدار یاطاقان‌ها در بین این حلقه‌ها قرار گرفته‌اند. حتی در شرایط عادی و با بارهای متعادل نیز عیوب خستگی و فرسودگی در ماشین ممکن است اتفاق بیفتد. این عیوب ممکن است منجر به افزایش نوسانات وسطوح پارازیت‌ها و نویزها شوند.

عیوب وابسته به بلبرینگ‌ها می‌توانند، همانند عیوب قاب یاطاقان بیرونی، عیوب قاب یاطاقان درونی و عیوب ساچمه‌ها طبقه بندی شوند، که فرکانس‌های نوسانی جهت تشخیص این خطاها به صورت زیر

بدست می آید.

برای یک عیب قاب یاطاقان بیرونی:

$$f_v(\text{Hz}) = (N/2) \text{ fr} [1 - b_d \cos(\beta)/d_p] \quad (۱-۶)$$

برای یک عیب قاب یاطاقان درونی:

$$f_v(\text{Hz}) = (N/2) \text{ fr} [1 + b_d \cos(\beta)/d_p] \quad (۲-۶)$$

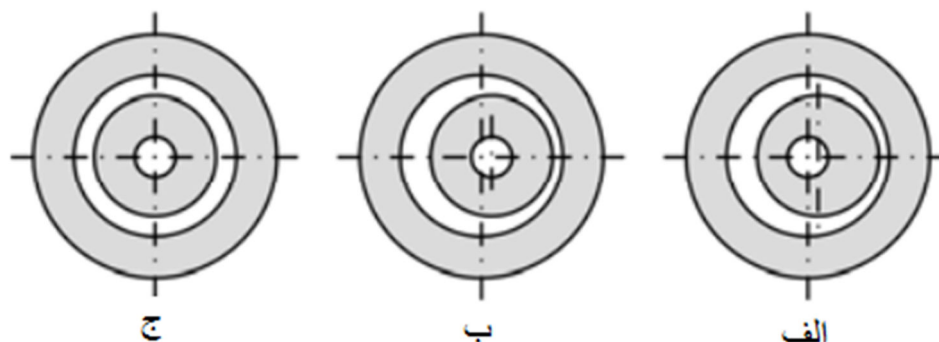
و برای عیوب ساچمه‌ها:

$$f_v(\text{Hz}) = d_p \text{ fr}/b_d \{ 1 - [b_d \cos(\beta)/d_p]^2 \} \quad (۳-۶)$$

که در این معادلات fr فرکانسی چرخشی، N تعداد ساچمه‌ها، d_p گام قطری گلوله‌ها، β زاویه تماس ساچمه‌ها (با جدار قاب یاطاقان)، b_d قطر ساچمه‌ها می باشد.

۶-۲-۲- عیوب گریز از مرکز

در ۲۰ سال اخیر عیوب گریز از مرکز در موتورهای القایی به طور گسترده‌ای توسط مهندسين مکانیک مورد بررسی قرار گرفته‌اند [96]. گریز از مرکز روتور معمولا به دو دسته استاتیک و دینامیک تقسیم می‌شود [99,96].

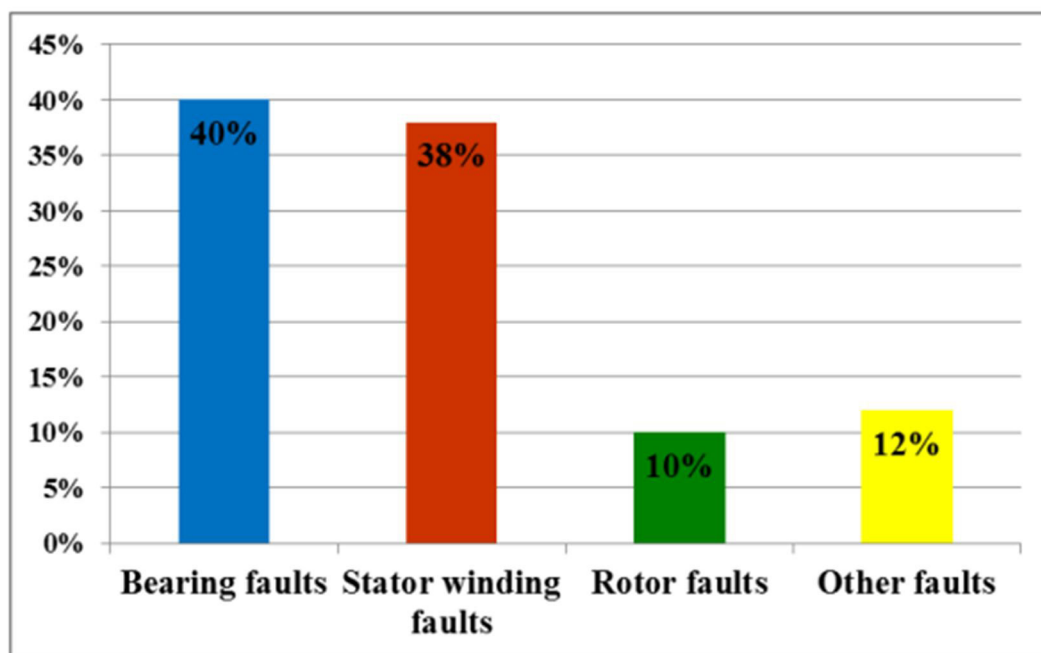


شکل ۶-۳ (الف) روتور در مرکز (ب) روتور با گریز از مرکز استاتیک (ج) روتور با گریز از مرکز دینامیک [99]

در حالت استاتیک محور چرخش روتور از مرکز هندسی استاتور جابجا می‌شود. گریز از مرکز می‌تواند

ناشی از غیر هم محوری یاطاقان‌ها باشد. از آن‌جا که میدان فاصله هوایی در این حالت غیر یکنواخت است بنابراین کشش مغناطیسی غیر متعادل ایجاد خواهد شد [99].

در حالت دینامیک، محور چرخش روتور هم تراز با مرکز استاتور است ولی محور چرخش از مرکز روتور جابجا می‌شود. گریز از مرکز دینامیکی می‌تواند ناشی از خمیدگی شافت، تشدید مکانیکی، سائیدگی یاطاقان و گریز از مرکز استاتیکی باشد [99]. در شکل ۶-۴ سهم هر یک از عیوب الکتریکی و مکانیکی موتور القایی به درصد مشخص شده است.



شکل ۶-۴- سهم هریک از عیوب الکتریکی و مکانیکی به درصد [۱۰۱]

۶-۲-۳- نمایش عیب

تکنیک‌های زیادی برای نمایش وضعیت موتور با استفاده از پارامترهای نمایش وجود دارد. این تکنیک‌ها به ۱۲ دسته زیر تقسیم می‌شوند [75]:

۶-۲-۳-۱- فلوی مغناطیسی

هرگونه اعوجاج در تراکم شار فاصله هوایی که ناشی از عیوب استاتور باشد ایجاد یک شار تک قطبی

در شانت خواهد کرد که این شار توسط بوبین‌های جستجو قابل تشخیص هستند [102].

۲-۳-۲-۶ توان

توان الکتریکی لحظه‌ای دارای ویژگی‌های مشخصی نسبت به جریان برای تشخیص پارامتر است. در واقع اجزاء مشخصه طیف توان مستقیماً در فرکانس اغتشاش ظاهر می‌شوند به گونه‌ای که از سرعت سنکرون موتور مستقل هستند [102].

۳-۳-۲-۶ دما

تخمین دما می‌تواند توسط مدل گرمایی و مدل مقاومت استاتور انجام شود، به شرطی که از غیر مسدود بودن تهویه اطمینان داشته باشیم [102].

۴-۳-۲-۶ تحلیل گاز

از بین رفتن عایق الکتریکی در موتور تولید گاز مونواکسید کربن خواهد کرد. این گاز از داخل مدار خنک کننده عبور می‌کند و توسط تکنیک‌های مادون قرمز قابل جذب است [102].

۵-۳-۲-۶ لرزش

لرزش بدنه استاتور تابعی از عیب سیم‌پیچ کلاف به کلاف، تک فاز شدن و عدم تقارن ولتاژ تغذیه است [102].

۶-۳-۲-۶ ولتاژ القایی

القاء ولتاژ در طول شافت ماشین نشان دهنده از بین رفتن سیم‌پیچ یا هسته استاتور است ولی روش قابل اطمینانی برای اندازه‌گیری این ولتاژ وجود ندارد [102].

۶-۲-۳-۷- نویز صوتی

طیف نویز در موتور توسط سه عامل سیستم تهویه، نیروی الکترومغناطیس و نویز صوتی ایجاد می‌شود. افزایش سرعت موتور باعث افزایش نویز الکترومغناطیسی می‌شود [102].

۶-۲-۳-۸- تغییر ناگهانی ولتاژ

در این روش پالس‌هایی با فرکانس و دامنه بالا به به طور همزمان به دو فاز موتور اعمال در حالی که فاز سوم زمین شده است. سپس از یک اسیلوسکوپ برای مقایسه انعکاس پالس‌ها به منظور تشخیص عیب عایق بندی بین سیم‌پیچ‌ها، کلاف‌ها و دسته کلاف‌ها استفاده می‌شود [102].

۶-۲-۳-۹- سرعت زاویه‌ای ناگهانی

با استفاده از تکنیک‌های اندازه‌گیری سرعت زاویه‌ای ناگهانی می‌توان لرزش‌های هسته استاتور را تعیین کرد. از طرفی لرزش‌های هسته استاتور ناشی از خطای عدم تقارن در موتور القایی است. اگر ولتاژ تغذیه غیرمتقارن باشد یا خطای سیم‌پیچ استاتور اتفاق افتاده باشد آن‌گاه سیگنال لرزشی دارای مولفه‌ای با دو برابر فرکانس تغذیه خواهد بود [102].

۶-۲-۳-۱۰- تحلیل مدار موتور

با اندازه‌گیری ویژگی‌های الکترومغناطیسی موتور به عنوان یک مدار الکتریکی می‌توان تغییرات موتور را مشخص و عیوب آن را شناسایی کرد [102].

۶-۲-۳-۱۱- جریان

جریانی که توسط یک موتور ایده‌آل رسم می‌شود تنها یک مولفه در منبع تغذیه دارد. روش تحلیل نشانه‌های جریان موتور^۱ با به کار بردن نتایج ناشی از تحلیل طیف جریان استاتور موتور القایی به

^۱ Motor Circuit Analysis(MCA)

تشخیص عیب در موتور می‌پردازد [102].

۶-۲-۳-۱۲ - گشتاور فاصله هوایی

گشتاور فاصله هوایی از به هم پیوستن گشتاورها و جریان‌ها ایجاد می‌شود. این گشتاور به عیوب ناشی از عدم تقارن حساس می‌باشد. اگر فرکانس هارمونیک‌های گشتاور فاصله هوایی صفر باشد به منزله شرایط عادی کاری موتور می‌باشد [102].

۶-۳ - بررسی روش‌های تشخیص عیب مربوط به سیم‌پیچ استاتور در موتورهای القایی

تشخیص اتصال کوتاه در سیم‌پیچ استاتور موتورهای القایی مورد مطالعه بسیاری از محققان قرار گرفته است. برخی از این روش‌ها براساس نتایج آزمایشگاهی و برخی بر اساس نتایج شبیه‌سازی می‌باشند. روش‌های تشخیص عیب مربوط به سیم‌پیچ استاتور در موتورهای القایی به دو دسته روش‌های مبتنی بر سیگنال و روش‌های مبتنی بر مدل تقسیم می‌شوند.

پیشنهاد‌های متعددی برای تشخیص عیوب استاتور در موتورهای القایی در حوزه روش‌های مبتنی بر سیگنال وجود دارد. اغلب این روش‌ها مبتنی بر اندازه‌گیری ولتاژ و جریان استاتور هستند. مزیت این دسته از روش‌ها عدم نیاز به دسترسی مستقیم به داخل موتور می‌باشد. از میان این روش‌ها، تکنیک تحلیل نشانه‌های جریان استاتور [۱۰۵، ۱۰۴، ۱۰۳، ۱۰۲] بیش از بقیه مورد استفاده قرار گرفته است. اگرچه برای تشخیص دقیق عیب نیازمند یک رزولوشن فرکانسی خوب می‌باشد [۱۰۶]. از دیگر روش‌های مورد استفاده در این دسته می‌توان به روش تحلیل نشانه‌های ولتاژ^۱ [۱۰۷] و تبدیل پارک^۲ [۱۱۱، ۱۱۰، ۱۰۹، ۱۰۸] اشاره نمود.

دسته‌ای دیگر از روش‌های پیشنهادی مبتنی بر نمایش جریان توالی منفی^۳ می‌باشند [۱۱۳، ۱۱۲].

^۱ Voltage Signature Analysis(VSA)

^۲ park transformation

^۳ Negative sequence current

این روش‌ها به عدم تقارن منبع تغذیه بسیار حساس هستند. بنابراین می‌توانند منجر به آلام‌های اشتباه شوند.[106] تکنیک‌های مشابه دیگر که مبتنی بر نمایش اجزاء توالی ماتریس امپدانس^۱ [۱۱۴,۱۱۵] هستند با دکوپله کردن اثرات ناخواسته ولتاژ تغذیه، باعث کاهش این حساسیت به منبع تغذیه می‌شوند. همه این روش‌ها مثل روش تحلیل نشانه‌های جریان برای حالت کار دائمی ماشین یعنی در شرایطی که سرعت و بار ثابت است، مناسب هستند.

تکنیک‌های مدرن مبتنی بر هوش مصنوعی نیز برای تشخیص عیوب موتور مورد استفاده قرار گرفته‌اند [۱۱۶,۱۱۷,۱۱۸,۱۱۹] که در آن‌ها از نظریه شبکه عصبی [116,118]، الگوریتم ژنتیک [118] و فازی [117,119] برای تشخیص عیب استفاده شده است.

اگرچه کلیه روش‌های ارائه شده مبتنی بر سیگنال از دقت بالایی برخوردار هستند ولی با توجه به این‌که اغلب این روش‌ها نیازمند استفاده از نیروی متخصص یا استفاده از روش‌های تشخیص الگو جهت تحلیل داده بدست آمده می‌باشند، لذا تشخیص عیب ممکن است در زمان کوتاه امکان‌پذیر نباشد. با توجه به این‌که تشخیص سریع عیب هدف اصلی در رویکرد تشخیص عیب می‌باشد، لذا روش‌های مبتنی بر مدل در [۹۸,۱۲۴,۹۸,۱۲۵,۱۲۶, 106,۱۲۳,۱۲۲,۱۲۱,۱۲۰] پیشنهاد شده است. اغلب این روش‌ها مبتنی بر تولید مانده می‌باشند. به عنوان مثال در [106] با استفاده از رویت‌گر تطبیقی سیگنال مانده تولید و سپس عیب مورد نظر تشخیص داده شده است. در [123] از کالمن فیلتر و در [98,۱۲۷] از رویت‌گر LPV برای تولید مانده استفاده شده است.

۶-۴- مدل‌سازی موتور القایی

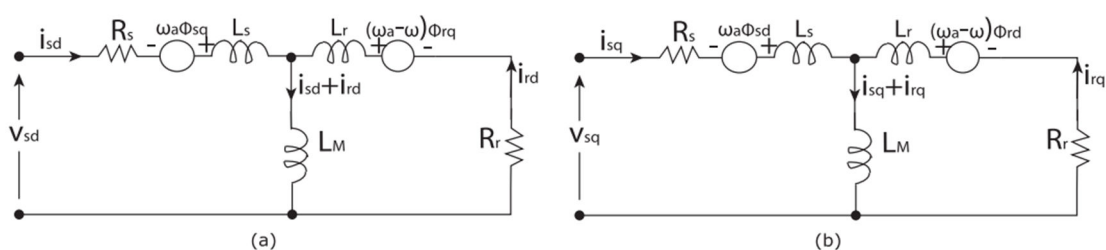
در زمینه تقریب مدل غیرخطی موتور القایی با مدل LPV تحقیقاتی انجام شده ولی اغلب این تحقیقات برای حالت حلقه باز می‌باشد در حالی‌که حلقه بسته بودن فرآیند منجر به مخفی شدن بعضی از عیوب می‌شود که توسط همه تکنیک‌های تشخیص عیب قابل شناسایی نیستند. در این

^۱ Sequence impedance matrix

تحقیق ابتدا مدل غیر خطی موتور القایی توصیف شده است سپس تقریب مدل شبه LPV آن با ترکیب مجموعه‌ای از مدل‌های خطی شده حول نقاط کار مناسب به دست آمده است. در این تحقیق برای خطی سازی از روش ژاکوبین استفاده شده است. این نوع مدل سازی باعث می شود تا بتوان از تکنیک‌های تشخیص عیب خطی برای سیستم‌های غیرخطی استفاده کرد به گونه‌ای که سطح قابل قبولی از کارایی در نقاط کار مختلف تضمین شده باشد [98].

۶-۴-۱ مدل غیرخطی موتور القایی

تکنیک‌های مختلفی برای مدل سازی و مطالعه رفتار گذرای ماشین‌های القایی ارائه شده است [98]. از میان این روش‌ها می توان به فریم d-q دینامیک، بردار فضا و بردار مارپیچ اشاره کرد. در این جا از مدل فریم چرخان d-q استفاده شده است. در شکل ۶- مدار معادل موتور القایی توصیف شده در این فریم چرخان نشان داده شده است. در این جا 'r' بیان گر روتور و 's' بیان گر استاتور است.



شکل ۶-۵- مدار معادل موتور القایی

این مدل بر اساس تبدیل کلارک_پارک محاسبه شده است که این تبدیل یک روش ریاضی برای ساده سازی تحلیل مدار سه فاز است.

حالت‌های زیر را برای سیستم در نظر بگیرید:

$$x_n^T = [\omega \quad \Phi_{rd} \quad \Phi_{rq} \quad i_{sd} \quad i_{sq}]^T \quad (6-4)$$

که در آن ω سرعت زاویه‌ای روتور و i_{sd} ، i_{sq} و Φ_{rd} و Φ_{rq} به ترتیب جریان‌ها و شارهای استاتور

برای دو محور d و q هستند. همچنین ورودی‌های کنترلی و خروجی‌های سیستم شامل:

$$u^T = [v_{sd}, v_{sq}]^T \quad (5-6)$$

$$y^T = [\omega, i_{sd}, i_{sq}]^T \quad (6-6)$$

می باشد که در آن v_{sd} و v_{sq} ورودی های کنترلی هستند. آن گاه رفتار دینامیکی موتور القایی

می تواند توسط توصیف فضای حالت غیرخطی زیر بیان شود:

$$\begin{cases} \dot{x}_{n1} = \frac{pL_M}{JL_r}(x_{n5}x_{n2} - x_{n4}x_{n3}) - \frac{k}{J}x_{n1} - \frac{C_r}{J} + \frac{pL_M}{JL_r}[(x_{n2} - 2L_M x_{n4})\mu_q f_d] \\ \quad - \frac{pL_M}{JL_r}[(x_{n3} - 2L_M x_{n5})\mu_d f_d] \\ \dot{x}_{n2} = \frac{L_M R_r}{L_r}x_{n4} - \frac{R_r}{L_r}x_{n2} + (\omega_a - x_{n1})x_{n3} - \frac{2}{3}L_M \frac{R_r}{L_r}\mu_d f_d \\ \dot{x}_{n3} = \frac{L_M R_r}{L_r}x_{n5} - \frac{R_r}{L_r}x_{n3} - (\omega_a - x_{n1})x_{n2} - \frac{2}{3}L_M \frac{R_r}{L_r}\mu_q f_d \\ \dot{x}_{n4} = \gamma x_{n4} + \omega_e x_{n5} + \frac{L_M}{L_r L_s \sigma}(\frac{R_r}{L_r}x_{n2} + x_{n1}x_{n3}) + \frac{1}{L_s \sigma}v_{sd} \\ \quad + \frac{2}{3}\mu_d f_d + \frac{2}{3}\frac{L_r^2 R_s + L_M^2 R_r}{(L_s L_r - L_M^2)L_r}\mu_d f_d \\ \dot{x}_{n5} = \gamma x_{n5} - \omega_e x_{n4} + \frac{L_M}{L_r L_s \sigma}(\frac{R_r}{L_r}x_{n3} - x_{n1}x_{n2}) + \frac{1}{L_s \sigma}v_{sq} \\ \quad + \frac{2}{3}\mu_q f_d + \frac{2}{3}\frac{L_r^2 R_s + L_M^2 R_r}{(L_s L_r - L_M^2)L_r}\mu_q f_d \end{cases} \quad (7-6)$$

$$\begin{cases} y_1 = x_{n1} + b \\ y_2 = x_{n4} \\ y_3 = x_{n5} \end{cases}$$

که در آن p بیان گر تعداد جفت قطب ها، k ضریب میرایی و j ممان اینرسی است. همچنین

پارامترهای L_s, R_s, L_r, R_r و مقاومت و اندوکتانس روتور و استاتور هستند، L_M اندوکتانس متقابل

روتور/استاتور است و $\sigma = 1 - \frac{L_M^2}{L_r L_s}$ فاکتور نشتی می باشد. به علاوه این که ω_a سرعت زاویه ای محور

چرخان $d-q$ است و C_r گشتاور بار و $\gamma = -\left(\frac{1}{\sigma}\right)\left(\frac{R_s}{L_s} + (1-\sigma)\frac{R_r}{L_r}\right)$ می باشد. همچنین عیب

f_d اشاره به جریان اتصال کوتاه استاتور دارد. به علاوه این که بردار $\mu_{qd} = [\mu_q, \mu_d]^T$ نشان دهنده

درصدی از سیم‌پیچ $d - q$ است که در اتصال کوتاه درگیر شده است. دامنه هرکدام از ورودی‌های μ_{qd} بیان‌گر درصد سیم‌پیچ اتصال کوتاه شده و جهت بردار بیان‌گر فاز معیوب است.

۶-۴-۲- تقریب LPV مدل غیرخطی موتور القایی [98]

در این قسمت روشی ساده برای تقریب مدل شبه LPV موتور القایی به گونه‌ای که بتوان مدل غیر خطی موتور القایی را توسط خانواده‌ای از سیستم‌های خطی توصیف کرد ارائه می‌شود. مدل غیرخطی موتور القایی را می‌توان به صورت فشرده و به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\begin{cases} \dot{x}_n(t) = \phi(x_n(t), f_d(t)) + Bu(t) \\ y(t) = Cx_n(t) + Fb(t) \end{cases} \quad (۸-۶)$$

اکنون می‌خواهیم رفتار این مجموعه از معادلات دیفرانسیل غیرخطی را توسط مدل فضای حالت شبه LPV به فرم زیر تقریب بزنیم:

$$\begin{cases} \dot{x}_n(t) = \sum_{i=1}^l \rho_i(t) A_i x_n(t) + \sum_{i=1}^l \rho_i(t) B_i u(t) \\ \quad + (\delta_1 x_n(t) + \delta_2) f_d(t) - \sum_{i=1}^l \rho_i(t) \gamma_{x,i} \\ y(t) = Cx_n(t) + Fb(t) \end{cases} \quad (۹-۶)$$

که در آن $x_n(t) \in R^n$ بردار حالت، $u(t) \in R^{n_u}$ ورودی معلوم و $y(t) \in R^m$ بردار خروجی است. همچنین خروجی‌های سیستم تحت تاثیر عیب بایاس $b(t) \in R^q$ هستند. توجه کنید که ماتریس‌های δ_1 و δ_2 به صورت زیر هستند.

$$\delta_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{pLM}{JL_r} \mu q & -\frac{pLM}{JL_r} \mu d & -2\frac{pLM}{JL_r} L_M \mu q & 2\frac{pLM}{JL_r} L_M \mu d \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (10-6)$$

$$\delta_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{2}{3} L_M \frac{R_r}{L_r} \mu d & -\frac{2}{3} L_M \frac{R_r}{L_r} \mu q & \frac{2}{3} (1 + \frac{L_r^2 R_s + L_M^2 R_r}{(L_s L_r - L_M^2) L_r}) \mu d & \frac{2}{3} (1 + \frac{L_r^2 R_s + L_M^2 R_r}{(L_s L_r - L_M^2) L_r}) \mu q \end{bmatrix}$$

ماتریس‌های A_i و B_i توسط خطی سازی ژاکوبین حالت و ورودی حول مجموعه‌ای از نقاط کار بدون عیب و اغتشاش و حول مقادیر نامی پارامترهای فیزیکی بدست می‌آید.

$$\dot{x} = A_i(x - x_i) + B_i(u - u_i) \quad (11-6)$$

$$A_i = \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x_i, u_i} \quad B_i = \left. \frac{\partial f}{\partial u} \right|_{x_i, u_i}$$

که در آن $\rho(t) = [\rho_1(t), \rho_2(t), \dots, \rho_l(t)]$ مجموعه‌ای از عبارات زمان بندی شده است که این عبارات مرتبط با پارامترهای فیزیکی قابل اندازه‌گیری سیستم می‌باشد و دارای ویژگی‌های زیر است:

$$0 \leq \rho_i(t) \leq 1, \forall i, \sum_{i=1}^t \rho_i(t) = 1 \quad (12-6)$$

عبارت

$$\gamma_{x,i} = A_i x_i + B_i u_i \quad (13-6)$$

به صورت آفست به سیستم اضافه می‌شود.

برای رسیدن به یک توصیف ساده شبه LPV ، ولتاژ استاتور v_{sd} و v_{sq} به عنوان متغیرهای زمان‌بندی شده در نظر گرفته شده‌اند. مزیت این کار این است که این متغیرها، متغیرهای ورودی سیستم می‌باشند و مستقیماً و بدون نیاز به سنسور در دسترس هستند و بنابراین در معرض خطای اندازه‌گیری، نویز و عیب نیستند. از طرف دیگر نتایج شبیه‌سازی بیانگر یک تطابق خوبی بین مدل شبه LPV و غیرخطی است.

این متغیرها در یک بازه محدود قرار دارند:

$$\begin{cases} v_{sd} \in [\underline{v}_{sd}, \bar{v}_{sd}] \\ v_{sq} \in [\underline{v}_{sq}, \bar{v}_{sq}] \end{cases} \quad (۱۴-۶)$$

با نرمال سازی این متغیرها به صورت زیر:

$$p_1(t) = \frac{v_{sd} - \underline{v}_{sd}}{\bar{v}_{sd} - \underline{v}_{sd}}; \quad p_2(t) = \frac{v_{sq} - \underline{v}_{sq}}{\bar{v}_{sq} - \underline{v}_{sq}} \quad (۱۵-۶)$$

پارامترهای برنامه ریزی شده به صورت زیر محاسبه می‌شوند:

$$\begin{cases} \rho_1 = p_1 * p_2; & \rho_2 = p_1 * (1 - p_2) \\ \rho_3 = (1 - p_1) * p_2; & \rho_4 = (1 - p_1) * (1 - p_2) \end{cases} \quad (۱۶-۶)$$

می‌توان به منظور سادگی در انجام محاسبات، مدل ارائه شده در (۹-۶) را به صورت ساده شده

زیر بازنویسی شده است

$$\begin{cases} \dot{x}_n(t) = A_p x_n(t) + B_p u(t) + E f(t) \\ \quad + G d(t) - \sum_{i=1}^l \rho_i(t) \gamma_{x,i} \\ y(t) = C x_n(t) + F b(t) \end{cases} \quad (۱۷-۶)$$

که در آن

$$E = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{2}{3} L_M \frac{R_r}{L_r} \\ -\frac{2}{3} L_M \frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{2}{3} (1 + \frac{L_r^2 R_s + L_M^2 R_r}{(L_s L_r - L_M^2) L_r}) \\ \frac{2}{3} (1 + \frac{L_r^2 R_s + L_M^2 R_r}{(L_s L_r - L_M^2) L_r}) & 0 \end{bmatrix} \quad (۱۸-۶)$$

$$f(t) = \mu_{qd} f_d(t), \quad d(t) = \delta_1 x_n(t) f_d(t)$$

توجه کنید که $f(t)$ به صورت اثر عیب در نظر گرفته شده است که این اثر شامل درصد اتصال

کوتاه و جهت بردار عیب است. به علاوه این که به منظور استفاده از ساختار ورودی نامعلوم، $d(t)$ به عنوان ورودی نامعلوم در نظر گرفته شده است.

۳-۴-۶ روش تشخیص عیب

سیستم توصیف شده در (۶-۱۷) را در نظر بگیرید. هدف از این بخش ارائه یک روش مبتنی بر انرژی برای تشخیص عیب اتصال کوتاه در سیم پیچ استاتور برای سیستم های پلی تاپیک است. سیستم پلی تاپیک به سیستمی اطلاق می شود که پارامترهای آن با زمان تغییر پیدا می کنند. این پارامترها معمولاً محدود بوده و مقادیر خود را از مجموعه Δ انتخاب می کنند که در آن Δ یک پلی تاپ محدب و فشرده است. این بدین معنی است که ماتریس سیستم

$$S_p := (A_p, B_p) \quad (۶-۱۹)$$

را می توان به صورت زیر تعریف نمود

$$S_p = \sum_{i=1}^l \rho_i(t) S_i, \sum_{i=1}^l \rho_i(t) = 1 \quad (۶-۲۰)$$

که در آن

$$S_i := (A_i, B_i) \quad (۶-۲۱)$$

ماتریس های ثابتی هستند با ابعاد متناسب. در حالت خاص این تعریف بدین معنی است که ماتریس های سیستم $S(t)$ و $t \in R^n$ متعلق به فضای محدب $S_1, \dots, S_N$ است.

$$S(t) \in \text{Conv}(S_1, \dots, S_N) \quad (۶-۲۲)$$

در ادامه به منظور طراحی یک سیستم تشخیص عیب، ابتدا یک حالت کمکی تعریف شده و سپس مدل مجازی مربوطه بیان شده است. سپس با به کارگیری ساختار ورودی نامعلوم، اثر عیب اتصال کوتاه سیم پیچ از سایر عیوب و ورودی نامعلوم سیستم تفکیک شده است. در مرحله بعد رابطه تعادلی

انرژی به صورت زیر تعریف شده است.

$$\varepsilon_{fault} = \varepsilon_{sup} - \varepsilon_{stor} - \varepsilon_{diss} \quad (۲۳-۶)$$

هدف از ارائه رابطه تعادلی انرژی توصیف انرژی عیب بر اساس سایر انرژی‌های سیستم و سپس بازنویسی آن به صورت تابعی از ورودی‌ها و خروجی‌های سیستم است تا بتوان اطلاعات عیب را از داخل انرژی آن استخراج نمود. بدین منظور ابتدا لازم است تا مفهوم اتلافی بودن و فرضیات استفاده شده، مورد بررسی قرار بگیرند.

تعریف ۶-۱) سیستم توصیف شده در (۶-۱۷) را بدون عیب و ورودی نامعلوم در نظر بگیرید. با در نظر گرفتن نرخ تغذیه $S(u, y)$ این سیستم اتلافی نامیده می‌شود اگر تابع ذخیره $V(x, \rho) = x'(t)Q(\rho)x(t) > 0$ و ورودی $u(t)$ وجود داشته باشند به گونه‌ای که نامساوی اتلافی

$$\partial_x V(x, \rho)\dot{x}(t) + \partial_\rho V(x, \rho)\dot{\rho}(t) \leq S(u, y) \quad (۲۴-۶)$$

برای همه مقادیر (x, u, y, ρ) برقرار باشد.

فرض ۶-۱) فرض بر این است که متغیرهای ورودی و خروجی سیستم قبل و بعد از اعمال عیب محدود هستند. بنابراین مجموعه‌های فشرده $\mathbb{U} \subset \mathbb{R}^{n_u}$ و $\mathbb{Y} \subset \mathbb{R}^m$ وجود دارند به گونه‌ای که متغیرهای ورودی و خروجی سیستم قبل و بعد از وقوع عیب محدود به این مجموعه‌ها هستند. یعنی بازاء همه مقادیر $t, u \in \mathbb{U}$ و $y \in \mathbb{Y}$ هستند.

فرض ۶-۲) فرض بر این است که جفت (A_ρ, C) رویت‌پذیر است.

فرض ۶-۳) فرض بر این است که مسیرهای $\rho(\cdot)$ پیوسته مشتق‌پذیر هستند به گونه‌ای که

$$\rho(t) \in \Delta, \quad \dot{\rho}(t) \in \Gamma, \quad \forall t \in R \quad (۲۵-۶)$$

که در آن Γ یک مجموعه فشرده است. این بدان معنا است که اسکالر مثبت μ_i وجود دارد به گونه‌ای که

$$|\dot{\rho}_i| \leq \mu_i \quad (۲۶-۶)$$

فرض ۷-۴) فرض بر این است که عیب بایاس دارای تغییرات آرامی است. یعنی

$$\dot{b}(t) \approx 0 \quad (۲۷-۶)$$

۴-۴-۶ استفاده از رویکرد انرژی برای تشخیص عیب

به منظور تشخیص عیب اتصال کوتاه در سیم پیچ استاتور، می توان با به کارگیری روش ارائه شده در [36]، عیب بایاس را به صورت عیب عملگر در نظر گرفت. بدین منظور کافی است که یک حالت کمکی با پاسخی سریع تر از سایر حالت های فیزیکی سیستم، به سیستم اضافه نمود.

$$X(t) = \begin{bmatrix} x_n(t) \\ b(t) \end{bmatrix} \quad (۲۸-۶)$$

سپس مدل مجازی مربوطه را به صورت زیر نوشت

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = \bar{A}_p X(t) + \bar{B}_p u(t) \\ + \bar{G}d(t) + \bar{E}\bar{f}(t) - offset \\ y(t) = \bar{C}X(t) \end{cases} \quad (۲۹-۶)$$

که در آن

$$\begin{aligned} \bar{A}_p &= \begin{bmatrix} A_p & 0 \\ 0 & \alpha \end{bmatrix}, \quad \bar{B}_p = \begin{bmatrix} B_p \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \bar{G} = \begin{bmatrix} G & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ \bar{C} &= [C \quad F], \quad \bar{E} = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \bar{f}(t) = [f(t) \quad 0]' \\ offset &= \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^l \rho_i(t) \gamma_{x,i} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \bar{d}(t) = [d(t) \quad \eta(t)]' \end{aligned} \quad (۳۰-۶)$$

در ادامه به منظور تفکیک اثر عیب ضرب شونده از ورودی نامعلوم سیستم، فرض بر این است که

ماتریس های $H = \bar{G}(\bar{C}\bar{G})^\dagger$ و $T = I - H\bar{C}$ در دسترس هستند به گونه ای که

$$rank(\bar{C}\bar{G}) = rank(\bar{G}) \quad (۳۱-۶)$$

آن‌گاه می‌توان ساختار ورودی نامعلوم زیر را برای توصیف سیستم پیشنهاد داد

$$\begin{aligned} \dot{X}(t) &= T\bar{A}_\rho X(t) + T\bar{B}_\rho u(t) + T\bar{E}\bar{f}(t) \\ &+ T\bar{G}\bar{d}(t) + H\dot{y}(t) - T \text{ offset} \\ y(t) &= \bar{C}X(t) \end{aligned} \quad (۳۲-۶)$$

رابطه (۳۲-۶) هم ارز رابطه زیر است

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= T\bar{A}_\rho X(t) + \bar{F}_w w(t) \\ y(t) &= \bar{C}x(t) \end{aligned} \quad (۳۳-۶)$$

که در آن $w(t)$ بردار ورودی بوده و به صورت زیر تعریف می‌شود

$$\bar{F}_w = \begin{bmatrix} T\bar{B}_\rho \\ T\bar{E} \\ H \\ -T \end{bmatrix}, \quad w(t) = \begin{bmatrix} u(t) \\ \bar{f}(t) \\ \dot{y}(t) \\ offset \end{bmatrix} \quad (۳۴-۶)$$

توجه کنید که شرط $rank(\bar{C}\bar{G}) = rank(\bar{G})$ تضمین می‌کند که $T\bar{G} = 0$.

به منظور طراحی روش تشخیص عیب مبتنی بر نظریه اتلافی بودن، بایستی اتلافی بودن رابطه (۳۲-۶)

(۳۲) بررسی شود. در ادامه شرایط اتلافی بودن برای (۳۲-۶) ارائه شده است.

لم ۷-۱) سیستم (۳۲-۶) با نرخ تغذیه

$$\varepsilon_{sup} = \begin{bmatrix} X(t) \\ u(t) \\ \bar{f}(t) \\ \dot{y}(t) \\ offset \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} 0 & N_\rho \bar{C}T\bar{B}_\rho & N_\rho \bar{C}T\bar{E}_\rho & N_\rho \bar{C}H & N_\rho \bar{C}T \\ * & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(t) \\ u(t) \\ \bar{f}(t) \\ \dot{y}(t) \\ offset \end{bmatrix} \quad (۳۵-۶)$$

و تابع ذخیره $V(X, \rho) = X'(t)Q(\rho)X(t)$ اتلافی نامیده می‌شود اگر فرض ۳-۶ برقرار باشد و

ماتریس متقارن و مثبت معین Q_i ، ماتریس Q_0 و ماتریس N_i وجود داشته باشند به گونه‌ای که

$$\bar{A}_i' T Q_j + Q_j T \bar{A}_i + \sum_{i=1}^N \mu_i (Q_i - Q_0) < 0, Q_i - Q_0 > 0 \quad (36-6)$$

$$Q_i = \bar{C} N_i \bar{C}, i = 1, \dots, N, \quad j = 1, \dots, N$$

اثبات

به منظور ساخت رابطه تعادلی (۲۳-۶) انرژی برای سیستم (۳۲-۶) تابع ذخیره زیر را در نظر بگیرید

$$V(X, \rho) = X'(t) Q(\rho) X(t) \quad (37-6)$$

آن‌گاه نرخ تغییرات تابع ذخیره در طول مسیرهای سیستم به صورت زیر خواهد بود

$$\begin{aligned} \dot{V}(X, \rho) &= \dot{X}'(t) Q(\rho) X(t) \\ &+ X'(t) Q(\rho) \dot{X}(t) + X'(t) Q(\dot{\rho}) X(t) \end{aligned} \quad (38-6)$$

با در نظر گفتن (۳۲-۶)، می‌توان رابطه (۳۸-۶) را به صورت زیر نوشت

$$\begin{aligned} \dot{V}(X, \rho) &= X'(t) (\bar{A}_\rho' T Q_\rho + Q_\rho T \bar{A}_\rho) X(t) \\ &+ u'(t) \bar{B}_\rho' T Q_\rho X(t) + X'(t) Q_\rho T \bar{B}_\rho u(t) \\ &+ \bar{f}'(t) \bar{E} T Q_\rho X(t) + X'(t) Q_\rho T \bar{E} \bar{f}(t) \\ &+ \dot{y}'(t) H Q_\rho X(t) + X'(t) Q_\rho H \dot{y}(t) \\ &- \text{offset}' T Q_\rho X(t) - X'(t) Q_\rho T \text{offset} \\ &+ X'(t) \dot{Q}_\rho X(t) \end{aligned} \quad (39-6)$$

که هم ارز رابطه زیر می‌باشد

$$\dot{V}(X, \rho) = \begin{bmatrix} X(t) \\ u(t) \\ \bar{f}(t) \\ \dot{y}(t) \\ \text{offset} \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} \bar{A}_\rho' T Q_\rho + Q_\rho T \bar{A}_\rho + \dot{Q}_\rho & Q_\rho T \bar{B}_\rho & Q_\rho T \bar{E} & Q_\rho H & Q_\rho T \\ * & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(t) \\ u(t) \\ \bar{f}(t) \\ \dot{y}(t) \\ \text{offset} \end{bmatrix} \quad (40-6)$$

با فرض در دسترس بودن ماتریس N_ρ به گونه‌ای که

$$Q_\rho = \bar{C} N_\rho \bar{C} \quad (41-6)$$

آن‌گاه رابطه (۴۰-۶) معادل رابطه زیر است

(۴۲-۶)

$$\dot{V}(x, \rho) = \begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \\ \bar{f}(t) \\ \dot{y}(t) \\ \text{offset} \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} 0 & N_p \bar{C}T\bar{B} & N_p \bar{C}T\bar{E} & N_p \bar{C}H & N_p \bar{C}T \\ * & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \\ \bar{f}(t) \\ \dot{y}(t) \\ \text{offset} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \\ \bar{f}(t) \\ \dot{y}(t) \\ \text{offset} \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} \bar{A}_p' T \mathcal{Q}_p + \mathcal{Q}_p T \bar{A}_p + \dot{\mathcal{Q}}_p & 0 & 0 & 0 & 0 \\ o & 0 & 0 & 0 & 0 \\ o & 0 & 0 & 0 & 0 \\ o & 0 & 0 & 0 & 0 \\ o & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \\ \bar{f}(t) \\ \dot{y}(t) \\ \text{offset} \end{bmatrix}$$

اکنون می‌توان رابطه بالا را به صورت زیر بازنویسی نمود

$$\varepsilon_{stor} = \varepsilon_{sup} - \varepsilon_{diss} - \varepsilon_{fault} \quad (۴۳-۶)$$

که در آن

$$\varepsilon_{stor} = \dot{V}(X, \rho) \quad (۴۴-۶)$$

و نیز

$$\varepsilon_{sup} = \begin{bmatrix} X(t) \\ u(t) \\ \bar{f}(t) \\ \dot{y}(t) \\ \text{offset} \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} 0 & N_p \bar{C}T\bar{B}_p & N_p \bar{C}T\bar{E} & N_p \bar{C}H & N_p \bar{C}T \\ * & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(t) \\ u(t) \\ \bar{f}(t) \\ \dot{y}(t) \\ \text{offset} \end{bmatrix} \quad (۴۵-۶)$$

آن‌گاه

$$\varepsilon_{diss} + \varepsilon_{fault} = \begin{bmatrix} X(t) \\ u(t) \\ \bar{f}(t) \\ \dot{y}(t) \\ \text{offset} \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} \bar{A}_p' T \mathcal{Q}_p + \mathcal{Q}_p T \bar{A}_p + \dot{\mathcal{Q}}_p & 0 & 0 & 0 & 0 \\ o & 0 & 0 & 0 & 0 \\ o & 0 & 0 & 0 & 0 \\ o & 0 & 0 & 0 & 0 \\ o & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(t) \\ u(t) \\ \bar{f}(t) \\ \dot{y}(t) \\ \text{offset} \end{bmatrix} \quad (۴۶-۶)$$

شرط لازم و کافی برای ائتلافی بودن سیستم (۴۶-۳۲) این است که $\varepsilon_{stor} - \varepsilon_{sup} < 0$ در نتیجه بایستی

$$\bar{A}_p' T Q_p + Q_p T \bar{A}_p + \dot{Q}_p < 0 \quad (۴۷-۶)$$

با توجه به (۶-۲۰) به راحتی می‌توان نتیجه گرفت که

$$\sum_{i=1}^N \dot{p}_i = 0 \Rightarrow \sum_{i=1}^N \dot{p}_i Q_0 = 0 \quad (۴۸-۶)$$

با در نظر گرفتن رابطه بالا با فرض ۶-۳، و نیز با فرض وجود Q_0 به گونه‌ای که $Q_i - Q_0 \geq 0$ آن‌گاه می‌توان نتیجه گرفت که

$$\begin{aligned} \dot{Q}_p &= \sum_{i=1}^N \dot{p}_i (Q_i - Q_0) \leq \sum_{i=1}^N |\dot{p}_i| (Q_i - Q_0) \\ &= \sum_{i=1}^N \mu_i (Q_i - Q_0) \end{aligned} \quad (۴۹-۶)$$

توجه کنید که ماتریس Q_0 یک متغیر اضافی است که جهت افزایش درجه آزادی به سیستم اضافه شده است. آن‌گاه می‌توان ادعا کرد که نامساوی (۴۷-۶) در صورتی برقرار است که

$$\bar{A}_p' T Q_p + Q_p T \bar{A}_p + \sum_{i=1}^N \mu_i (Q_i - Q_0) < 0 \quad (۵۰-۶)$$

که می‌توان آن را به صورت (۶-۳۶) بیان نمود.

□□

اکنون همه شرایط برای طراحی روش تشخیص عیب مبتنی بر نظریه اتلافی بودن فراهم است. در ادامه یک نظریه ارائه شده است که با استفاده از آن می‌توان عیوب سیستم را تنها با به کارگیری ورودی‌ها و خروجی‌های سیستم بدست آورد.

نظریه ۶-۱) فرض کنید نامساوی (۶-۳۶) برقرار باشد. آن‌گاه با فرض در دسترس بودن ماتریس $M(t)$ به گونه‌ای که

$$\bar{C} M(t) \bar{C} = \bar{A}_p' T Q_p + Q_p T \bar{A}_p \quad (۵۱-۶)$$

آن‌گاه سیستم توصیف شده در (۶-۳۲) را می‌توان به صورت رگرسیون زیر توصیف نمود

$$Y(t) = \varphi(t) \bar{f}(t) \quad (۵۲-۶)$$

که در آن

$$\begin{aligned}
 Y(t) &= \dot{y}'(t)N_{\rho}y(t) + y'(t)N_{\rho}\dot{y}(t) \\
 &\quad - y'(t)M(t)y(t) - 2\dot{y}'(t)H\bar{C}N_{\rho}y(t) \\
 &\quad - 2u'(t)\bar{B}'_pT'\bar{C}N_{\rho}y(t) \\
 &\quad + 2\text{offset}'\bar{C}T'N_{\rho}y(t) \\
 \varphi(t) &= 2y'(t)N'_{\rho}\bar{C}T\bar{E}
 \end{aligned} \tag{۵۳-۶}$$

اثبات:

فرض کنید شرایط بیان شده در لم ۶-۱ برقرار باشند. آن گاه می توان (۶-۳۹) را به صورت زیر نوشت

$$\begin{aligned}
 \dot{V}(X, \rho) &= \dot{y}'(t)N(\rho)y(t) + y'(t)N(\rho)\dot{y}(t) \\
 &\quad + X'(t)Q(\dot{\rho})X(t) \\
 &= X'(t)(\bar{A}'_pT'Q_{\rho} + Q_{\rho}T\bar{A}_p + \dot{Q}_{\rho})X(t) \\
 &\quad + 2\dot{y}'(t)H\bar{C}N_{\rho}y(t) + 2u'(t)\bar{B}'_pT'\bar{C}N_{\rho}y(t) \\
 &\quad + 2f'(t)\bar{E}T'\bar{C}N_{\rho}y(t) - 2\text{offset}'T'Q_{\rho}X(t)
 \end{aligned} \tag{۵۴-۶}$$

به علاوه با فرض در دسترس بودن ماتریس $M(t)$ به گونه ای که برای هر لحظه از زمان t

$$\bar{C}M(t)\bar{C} = \bar{A}'_pT'Q_{\rho} + Q_{\rho}T\bar{A}_p \tag{۵۵-۶}$$

آن گاه می توان رابطه (۶-۵۴) را به صورت زیر نوشت

$$\tag{۵۶-۶}$$

$$\begin{aligned}
 &\dot{y}'(t)N_{\rho}y(t) + y'(t)N_{\rho}\dot{y}(t) + X'(t)\dot{Q}_{\rho}X(t) \\
 &= y'(t)M(t)y(t) + 2\dot{y}'(t)H\bar{C}N_{\rho}y(t) \\
 &\quad + 2X'(t)\dot{Q}_{\rho}X(t) + 2u'(t)\bar{B}'_pT'\bar{C}N_{\rho}y(t) \\
 &\quad + 2f'(t)\bar{E}T'\bar{C}N_{\rho}y(t) - 2\text{offset}'T'\bar{C}'N_{\rho}y(t)
 \end{aligned}$$

رابطه بالا هم ارز است با

$$\tag{۵۷-۶}$$

$$\begin{aligned}
2y'(t)N_{\rho}'\bar{C}\bar{T}\bar{E}\bar{f}(t) &= \dot{y}(t)N_{\rho}y(t) + y'(t)N_{\rho}\dot{y}(t) \\
&- y'(t)M(t)y(t) - 2\dot{y}(t)H\bar{C}N_{\rho}y(t) \\
&- 2u'(t)\bar{B}'T\bar{C}N_{\rho}y(t) + 2\text{offset}'T\bar{C}N_{\rho}y(t)
\end{aligned}$$

که می‌توان آن را به صورت رگرسور زیر بازنویسی نمود

$$Y(t) = \varphi(t)\bar{f}(t) \quad (58-6)$$

که در آن

$$\begin{aligned}
Y(t) &= \dot{y}(t)N_{\rho}y(t) + y'(t)N_{\rho}\dot{y}(t) - y'(t)M(t)y(t) \\
&- 2\dot{y}(t)H\bar{C}N_{\rho}y(t) - 2u'(t)\bar{B}'T\bar{C}N_{\rho}y(t) + 2\text{offset}'T\bar{C}N_{\rho}y(t) \\
\varphi(t) &= 2y'(t)N_{\rho}'\bar{C}\bar{T}\bar{E}
\end{aligned} \quad (59-6)$$

□□

با توجه به رگرسور (۶-۵۲)، الگوریتم بهینه‌سازی ارائه شده در [80] را می‌توان برای تخمین عیب به کاربرد. بدین منظور بایستی به دنبال راه حل‌هایی باشیم که خطای تخمین زیر را کمینه نماید.

$$\hat{\bar{f}}(t) = \arg \min_{\bar{f}(t)} \int_0^t (Y(\tau) - \varphi(\tau)\bar{f}(t))^2 d\tau \quad (60-6)$$

۶-۴-۵- مثال شبیه‌سازی

در این بخش با ارائه پارامترهای موتور، قابلیت روش ارائه شده در تشخیص عیب بررسی شده است.

بدین منظور سیستم (۶-۹) را در نظر بگیرید به گونه‌ای که

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 63 & 13 & -3 & 0 \\ 0 & 4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -4 & 0 & 0 \\ 48 & 765 & 38603 & -0047 & 377 \\ 5 & -38603 & 765 & -377 & -47 \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 64 & -1 & -3 & 0 \\ 0 & -4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -4 & 0 & 0 \\ 48 & 765 & 38603 & -47 & 377 \\ -6 & -38603 & 765 & -377 & -47 \end{bmatrix}$$

همچنین

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & -41 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -4 & 28 & 0 & 0 \\ 0 & -28 & -4 & 0 & 0 \\ 0 & 765 & 33683 & -47 & 377 \\ 6 & -33683 & 765 & -377 & -47 \end{bmatrix}$$

$$A_4 = \begin{bmatrix} 0 & 41 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & -4 & 28 & 0 & 0 \\ 0 & -28 & -4 & 0 & 0 \\ -9 & 765 & 33683 & -47 & 377 \\ -6 & -33683 & 765 & -377 & -47 \end{bmatrix}$$

به علاوه این که

$$B_{1...4} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 189.011 & 0 \\ 0 & 189.011 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$E = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -0.0116 \\ -0.0058 & 0 \\ 0 & 32.0195 \\ 32.0195 & 0 \end{bmatrix}, G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

در این مثال به منظور تضمین سرعت پاسخ سریع تر برای حالت مجازی تعریف شده در (۶-۶) مقدار پارامتر $\alpha = -0.0056$ است. همچنین به منظور انجام درون یابی جهت بدست آوردن مدل خطی متغیر با پارامتر، نقاط تعادل سیستم مطابق جدول ۶-۱ انتخاب شده اند.

$$u = [u_1 \quad u_2]'$$

$$x = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4 \quad x_5]'$$

$$u^1 = [-70 \quad -8]'$$

$$x^1 = [219.5527 \quad -0.0282 \quad 0.2751 \quad -1.4128 \quad 6.8054]'$$

$$u^2 = [-70 \ 8]'$$

$$x^2 = [219.5527 \ 0.0346 \ 0.2744 \ 0.1591 \ 6.9487]'$$

$$u^3 = [0 \ -8]'$$

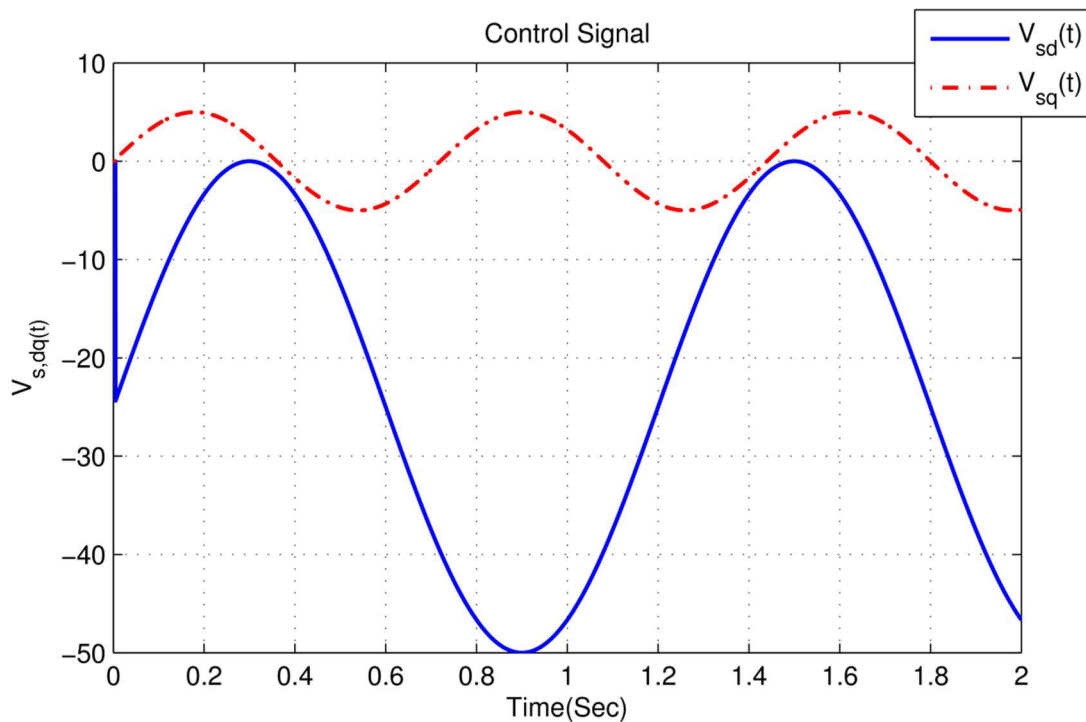
$$x^3 = [191.5748 \ -0.0369 \ 0.0502 \ -0.0637 \ -4.4144]'$$

$$u^4 = [0 \ 8]'$$

$$x^4 = [191.5748 \ 0.0369 \ -0.0502 \ 0.0637 \ 4.4144]'$$

جدول ۶-۱) نقاط تعادل برای بدست آوردن مدل خطی متغیر با پارامتر

ورودی $u(t) = [v_{sd}(t) \ v_{sq}(t)]'$ در شکل نشان داده شده است. فرض بر این است که این ورودی توسط کنترل تولید شده است.



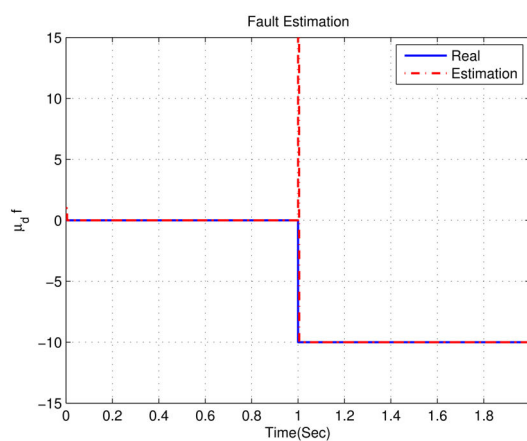
شکل ۶-۶) سیگنال کنترلی اعمالی به سیستم

همچنین اثر ناشی از عیب اتصال کوتاه به صورت زیر سیستم را تحت تاثیر قرار می‌دهند.

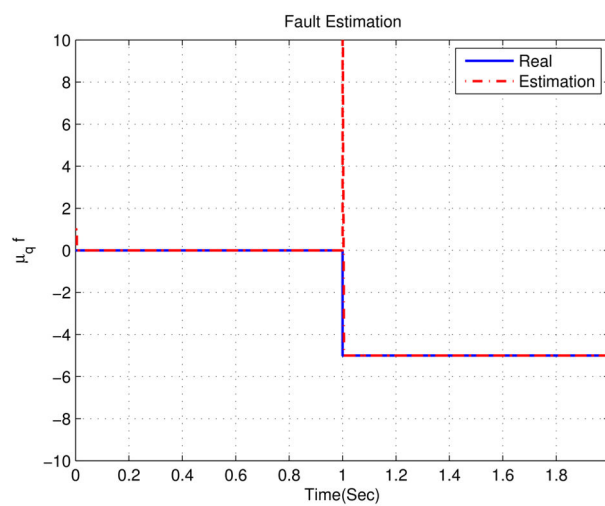
$$\mu_{qd} = [5 \ 10]'$$

نتایج حاصل از تشخیص عیب در شکل‌های ۶-۶ و ۶-۷ نشان داده شده‌اند. نتایج نشان می‌دهد که

روش ارائه شده عیب را به درستی و در زمان صحیح تشخیص داده است. اگرچه نمودارها اطلاعاتی از درصد سیم پیچ استاتور که دچار عیب شده است، نمی‌دهد ولی زمان دقیق رخداد عیب و میزان جدیت آن کامل مشخص است در حالی که در سایر روش‌های تشخیص عیب در موتور القایی که مبتنی بر تولید مانده هستند، این اطلاعات به درستی و با دقت بالا در دسترس نیستند. همچنین بررسی شکل‌ها نشان می‌دهد که اگرچه روش مبتنی بر انرژی در تخمین عیب از بالایی برخوردار است، ولی به دلیل این که از روش حداقل مربعات برای تخمین استفاده می‌شود، در لحظه تخمین عیب پرش وجود دارد.



شکل ۶-۷) تشخیص عیب اتصال کوتاه در سیم‌پیچ استاتور (μ_d)



شکل ۶-۸) تشخیص عیب اتصال کوتاه در سیم‌پیچ استاتور (μ_q)

فصل ۷- طراحی کنترل کننده تحمل پذیر

عیب برای سیستم‌های با تعداد سنسور و

عملگر زیاد مبتنی بر رویکرد انرژی

سیستم با تعداد عملگر و سنسور زیاد به سیستمی اتلاق می‌شود که دارای افزونگی عملگر و سنسور است. توزیع مناسب سیگنال کنترلی، به جای تغییر ساختار کنترل کننده، یک روش مهم در کنترل سیستم‌های هواپیما، زیردریایی و سایر سیستم‌های با تعداد عملگر زیاد است [۱]. از طرف دیگر، با توجه به این که در سیستم‌های حلقه بسته اطلاعات غلط از سیستم منجر به کاهش کارایی یا ناپایداری آن می‌شود [۲-۳]، لذا می‌توان در سیستم‌های با تعداد سنسور زیاد، به جای تغییر ساختار کنترل کننده، از ترکیب مناسب سیگنال‌های خروجی (مصالحه بین سنسورها) برای کاهش اثر عیب استفاده نمود [۴]. هدف اصلی رویکرد مصالحه بین سنسورها استخراج داده‌های مفید از بین سنسورهای موجود در سیستم است، در حالی که این سنسورها تحت تاثیر عیب و خرابی هستند [۴]. در این روش به جای مقاوم سازی کنترل کننده در برابر عیب، اثر عیب برای کنترل کننده مخفی می‌شود. در نتیجه به جای تغییر ساختار کنترل کننده، سیگنال‌های ورودی و خروجی کنترل کننده به گونه‌ای متناسب با عیب جابجایی می‌شوند که اثر عیب در خروجی سیستم ظاهر نشود [۵].

با در نظر گرفتن رویکرد اخیر در طراحی کنترل کننده تحمل‌پذیر عیب، روش سنسور مجازی توسط [۶] ارائه شد. عیب این روش این است که فرض شده است عیوب سنسور به درستی تخمین زده شده اند. رویکرد سنسور مجازی برای هدف طراحی کنترل کننده تحمل پذیر عیب فعال توسط [۷] مورد توجه قرار گرفت. در روش ارائه شده تنها عیوب جمع شونده مورد توجه قرار گرفته‌اند در حالی که عیوب ضرب شونده می‌توانند اثرات نامطلوب‌تری بر روی سیستم داشته باشند. روش سنسور مجازی توسط [۴] و به منظور مصالحه بین سنسورها مورد استفاده قرار گرفت، ولی روش مذکور به عیوب عملگر توجهی نداشته است. همچنین این روش راه‌کاری برای طراحی کنترل کننده تحمل پذیر عیب ارائه نداده است. از طرف دیگر رویکرد توزیع مناسب سیگنال کنترلی، به جای تغییر ساختار کنترل کننده، توسط محققین زیادی مورد بررسی قرار گرفته است [۸-۱۱]، ولی در اغلب این

روش‌ها فرض بر این است که خروجی سیستم در معرض عیب قرار ندارد.

هدف از این بخش طراحی یک کنترل کننده تحمل‌پذیر عیب با رویکرد توزیع مناسب سیگنال کنترلی به صورت تطبیقی برای مقاوم سازی در برابر عیوب عملگر و نیز استفاده از رویکرد مصالحه بین سنسورها جهت مقاوم سازی در برابر عیوب سنسورها است. عیوب در نظر گرفته شده شامل عیب ناشی از فقدان کارایی در عملگر که از دسته عیوب ضرب شونده است. همچنین برای سنسور دو نوع عیب در نظر گرفته شده است. نوع اول شامل عیب فقدان کارایی سنسور که به صورت ضرب شونده است. نوع دوم آن شامل عیب بایاس (آفت) می‌باشد که به صورت جمع شونده است. در حالی که رویکرد توزیع سیگنال کنترلی برای سیستم‌های با تعداد عملگر زیاد مورد استفاده قرار می‌گیرد، رویکرد مصالحه بین سنسورها به دنبال روش‌هایی برای ترکیب اطلاعات سنسورها در سیستم‌های با تعداد سنسور زیاد است. ایده کلیدی روش در شکل (۱) نشان داده شده است. در این روش ابتدا عیوب عملگر مبتنی بر رویکرد انرژی ارائه شده در [۱۲] تخمین زده می‌شود. سپس با طراحی یک رویت‌گر ورودی نامعلوم [۱۳] و ترکیب آن با روش تخمین پارامتر، حالت‌های سیستم و عیوب سنسور شامل عیوب جمع شونده و ضرب شونده، تخمین زده می‌شوند. در مرحله بعد با به کارگیری روش ارائه شده در [۴] بین سنسورها مصالحه انجام شده و نتیجه به صورت یک سیگنال واحد به کنترل کننده اعمال می‌شود. در نهایت واحد توزیع سیگنال کنترلی، با توزیع سیگنال‌های کنترلی مشابه روش ارائه شده در [۱۱] و با در نظر گرفتن محدودیت‌های عملگر، جهت کنترل سیستم مورد استفاده قرار می‌گیرد.

برخلاف روش روش [۴] که در آن روش مصالحه بین سنسورها برای حالت حلقه باز طراحی شده است، در رویکرد ارائه شده در این تحقیق سیستم به صورت حلقه بسته در نظر گرفته شده است. همچنین در این مقاله، نه تنها عیب سنسور، بلکه عیب عملگر هم مورد توجه قرار گرفته است. تفاوت کلیدی روش ارائه شده با [۷] در این است که هر دو نوع عیب ضرب شونده و جمع شونده مورد بررسی قرار گرفته‌اند. همچنین در این روش توزیع سیگنال کنترلی بر اساس تخمین حالت‌های سیستم است،

در حالیکه در روش ارائه شده در [۱۱] فرض بر این است که حالت‌های سیستم در دسترس هستند. در نهایت ویژگی‌های روش ارائه شده توسط یک مثال مورد بررسی قرار گرفته‌اند.

۷-۲- بیان مساله

سیستم خطی گسسته در زمان زیر را در نظر بگیرید:

$$\begin{aligned}x_p(t+1) &= Ax_p(t) + B\Lambda(\sigma(t))u(t) \\ y(t) &= \Delta(\gamma(t))C_y x_p(t) + Fb(t) \\ z(t) &= H_z C_y x_p(t)\end{aligned}\quad (۷-۱)$$

که در آن $x_p(t) \in R^n$ بردار حالت سیستم و $u(t) \in R^{n_u}$ ورودی معلوم است. همچنین $y(t) \in R^m$ بیان‌گر خروجی‌های سیستم است که متأثر از عیب جمع شونده ناشی از بایاس (آفست) $b(t) \in R^q$ و عیب ضرب شونده ناشی از فقدان کارایی $\Delta(\gamma(t)) \in R^{m \times m}$ است. از این پس به منظور سادگی محاسبات فرض بر این است که عیب $\Delta(\gamma(t))$ دارای ساختار زیر است:

$$\Delta(\gamma(t)) = \begin{bmatrix} \gamma_1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \gamma_m \end{bmatrix} \quad (۷-۲)$$

توجه به این نکته ضروری است که عملکرد عملگر تحت تاثیر عیب ضرب شونده

$$\Lambda(\sigma(t)) \in R^{n_u \times n_u} \text{ است که در آن}$$

$$\Lambda(\sigma(t)) = \begin{bmatrix} \sigma_1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{n_u} \end{bmatrix} \quad (۷-۳)$$

همچنین $z(t) \in R^r$, $r < m$ خروجی مجازی تعریف شده برای سیستم است و بیان‌گر اطلاعات مورد

نیاز برای طراحی کنترل کننده است. به علاوه این که بردار ورودی $u(t)$ متعلق به مجموعه Ω است به گونه‌ای که:

$$u(t) \in \Omega := \{u \in R^{n_u} \mid u^- \leq u \leq u^+\} \quad (۴-۷)$$

که در آن $u^- := [u_1^-, u_2^-, \dots, u_{n_u}^-]' \in R^{n_u}$ و $u^+ := [u_1^+, u_2^+, \dots, u_{n_u}^+]' \in R^{n_u}$ یک نامساوی است به گونه ای که $u_i^- \leq u_i \leq u_i^+, i=1, \dots, m$.

فرض ۷-۱) فرض بر این است که ماتریس $B\Lambda(\sigma)$ دارای رتبه ستونی کامل است.

$$\text{rank}(B\Lambda(\sigma)) = k < n_u \quad (۵-۷)$$

تعریف ۷-۱) سیستم توصیف شده در (۱) را بدون عیب در نظر بگیرید. با در نظر گرفتن نرخ تغذیه $S(u, y)$ ، این سیستم اتلافی نامیده می شود اگر تابع ذخیره $V(x_p(t)) = x_p'(t)Qx_p(t) > 0$ و تابع ورودی $u(t)$ موجود باشند، به گونه ای که نامساوی اتلافی

$$V(x_p(t+1)) - V(x_p(t)) \leq S(u, y) \quad (۶-۷)$$

برای همه $(x_p, u, y) \in R^n \times R^{n_u} \times R^m$ برآورده شود.

با فرض در دسترس بودن ورودی مجازی $v(t)$ و خروجی $y(t)$ ، هدف از این تحقیق محاسبه سیگنال کنترلی $u(t)$ و توزیع مناسب آن، تخمین خروجی مجازی $\hat{z}(t)$ و تخمین حالت $\hat{x}_p(t)$ است به گونه ای که:

$$\begin{aligned} B_y v(t) &= B\Lambda(\hat{\sigma}(t))u(t) \\ \hat{z}(t) &= H_z C_y \hat{x}_p(t) \end{aligned} \quad (۷-۷)$$

بدین منظور بایستی ابتدا عیوب و حالت های سیستم تخمین زده شوند. لذا در مرحله اول، با به کارگیری روش مبتنی بر انرژی ارائه شده در [۱۲] و با پردازش ورودی و خروجی های سیستم، عیب عملگر تخمین زده می شود. طبق روش ارائه شده در [۱۲] ابتدا ساختار رویت گر ورودی نامعلوم به گونه ای مورد استفاده قرار گرفته است که اثر همه ورودی های نامعلوم (شامل عیوب جمع شونده و ضرب شونده خروجی) به غیر عیب عملگر، از رابطه توصیف کننده سیستم حذف می شود. سپس با

توصیف رابطه تعادلی انرژی به صورت زیر:

$$\varepsilon_{\text{sup}} = \varepsilon_{\text{stor}} + \varepsilon_{\text{diss}} + \varepsilon_{\text{fault}} \quad (۷-۸)$$

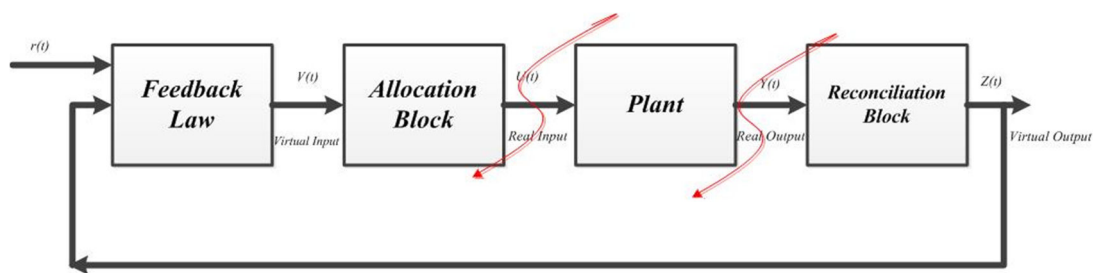
و با به کارگیری تکنیک‌های جبری این رابطه تعادلی به صورت یک رگرسیون ظاهر شده و سپس عیب عملگر تخمین زده شده است.

توجه به این نکته ضروری است که در رابطه (۷-۱)، ε_{sup} انرژی تغذیه، $\varepsilon_{\text{stor}}$ انرژی ذخیره شده، $\varepsilon_{\text{diss}}$ انرژی تلف شده و $\varepsilon_{\text{fault}}$ انرژی عیب می‌باشد.

نکته (۱) رابطه تعادلی انرژی بیان‌گر این است که اگر مقادیر انرژی تغذیه، انرژی ذخیره و انرژی اتلافی در دسترس باشد، می‌توان انرژی عیب را تخمین زد. با توجه به این که انرژی‌های فوق تابعی از حالت‌های سیستم هستند، لذا می‌توان با تخمین حالت‌ها، مقادیر انرژی‌های فوق را محاسبه نمود. ولی با توجه به استفاده از رویت‌گرهای حالت، تنها تقریبی از حالت‌ها در دسترس هستند. لذا با بکارگیری رابطه تعادلی انرژی مقدار قابل قبولی از عیب عملگر را نمی‌توان تخمین زد. به همین دلیل در این مقاله، مشابه روش ارائه شده در [۱۲] و با به کارگیری تکنیک‌های جبری اثر حالت‌های سیستم از رابطه توصیف‌کننده انرژی حذف و این انرژی‌ها به صورت تابعی از ورودی و خروجی‌های سیستم محاسبه شده‌اند. سپس با توصیف رابطه تعادلی انرژی به صورت یک رگرسیون، عیوب عملگر مورد تخمین قرار گرفته‌اند.

در مرحله بعد، با توصیف خروجی معادله (۷-۱) به صورت خطی-کسری و تعریف یک حالت مجازی و نیز استفاده از ساختار رویت‌گر ورودی نامعلوم، علاوه بر حذف عیب عملگر از رابطه (۷-۱)، عیوب سنسور و حالت‌های سیستم مورد تخمین قرار گرفته‌اند.

در نهایت، با کارگیری نتایج فوق، علاوه بر تخمین خروجی مجازی، سیگنال کنترلی محاسبه و به گونه‌ای توزیع شده است که هدف کنترلی سیستم برآورده گردد.



شکل ۷-۱) ساختار کلی سیستم

فرض ۲) با توجه به این که در این مساله عبارت $y(t+1)$ بسیار مورد استفاده قرار گرفته است، لذا فرض بر این است که با توجه به سنسورهای فیزیکی موجود، اطلاعات خروجی در لحظه $t+1$ در دسترس است. البته این فرض به معنای غیرعلی بودن سیستم نیست، بلکه بدون از دست رفتن عمومیت مساله و با تغییر متغیر $\tau = t+1$ می توان روابط را مجدد بازنویسی نمود.

۷-۳- تخمین عیب

۷-۳-۱- تخمین عیب جمع شونده سنسور(بایاس) و حالت های سیستم

با توجه به ساختار قطری $\Lambda(\sigma(t))$ ، می توان رابطه (۷-۱) را به صورت زیر بازنویسی نمود:

$$\begin{aligned} x_p(t+1) &= Ax_p(t) + BU(u(t))\sigma(t) \\ y(t) &= \Delta(\gamma(t))C_y x_p(t) + Fb(t) \end{aligned} \quad (7-9)$$

که در آن

$$\begin{aligned} \Lambda(\sigma(t))u(t) &= U(u(t))\sigma(t) \\ U(u(t)) &= \text{diag}(u_1(t) \quad \dots \quad u_{n_u}(t)) \\ \sigma(t) &= [\sigma_1(t) \quad \dots \quad \sigma_{n_u}(t)]' \end{aligned} \quad (7-10)$$

همچنین می توان خروجی رابطه (۷-۹) را با اضافه و کم کردن عبارت $C_y x_p(t)$ به صورت زیر

توصیف نمود:

$$\begin{aligned}
x_p(t+1) &= Ax_p(t) + BU(u(t))\sigma(t) \\
y(t) &= C_y x_p(t) + Fb(t) + P(t) \\
P(t) &= (I - \Delta_\gamma)q(t), \quad \|I - \Delta_\gamma(t)\|_2 \leq 1 \\
q(t) &= C_y x_p(t)
\end{aligned} \tag{۱۱-۷}$$

این نوع توصیف در واقع بیان خطی-کسری رابطه (۷-۹) است. اکنون می‌توان با تعریف حالت

مجازی $x(t) := [x_p(t) \ b(t)]'$ ، رابطه (۱۱-۷) را به صورت زیر نوشت:

$$\begin{aligned}
x(t+1) &= \bar{A}x(t) + \bar{B}_u \sigma(t) + \bar{F} \Delta b(t) \\
y(t) &= \bar{C}x(t) + P(t) \\
P(t) &= (I - \Delta_\gamma(t))q(t), \quad \|I - \Delta_\gamma(t)\|_2 \leq 1 \\
q(t) &= C_q x(t)
\end{aligned} \tag{۱۲-۷}$$

که در آن

$$\begin{aligned}
\bar{A} &= \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}, \quad \bar{B}_u = \begin{bmatrix} BU(u(t)) \\ 0 \end{bmatrix} \\
\bar{F} &= \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix}, \quad \bar{C} = [C_y \ F], \quad C_q = [C_y \ 0] \\
\Delta b(t) &= b(t+1) - b(t), \quad \|\Delta b(t)\| \leq \alpha
\end{aligned} \tag{۱۳-۷}$$

با فرض در دسترس بودن ماتریس‌های $H = \bar{B}_u (\bar{C} \bar{B}_u)^\dagger$ و $T = I - H\bar{C}$ به گونه‌ای که

$$\text{rank}(\bar{C} \bar{B}_u) = \text{rank}(\bar{B}_u) \tag{۱۴-۷}$$

رابطه (۱۲-۷) به صورت زیر توصیف خواهد شد:

$$\begin{aligned}
x(t+1) &= T\bar{A}x(t) + T\bar{B}_u U(u(t))\sigma(t) \\
&\quad + T\bar{F} \Delta b(t) + Hy(t+1) \\
y(t) &= \bar{C}x(t) + P(t) \\
P(t) &= (I - \Delta_\gamma)q(t), \quad |I - \Delta_\gamma| \leq 1 \\
q(t) &= C_q x(t)
\end{aligned} \tag{۱۵-۷}$$

توجه به این نکته ضروری است که شرط (۱۴-۷) تضمین می‌کند $T\bar{B}_u = 0$.

بنابراین با در نظر گرفتن رویت گر ورودی نامعلوم زیر

$$\hat{x}(t+1) = T\bar{A}\hat{x}(t) + Hy(t+1) + L(y(t) - \hat{y}(t)) \quad (16-7)$$

$$\hat{y}(t) = \bar{C}\hat{x}(t) + \hat{P}(t)$$

$$\hat{P}(t) = (I - \hat{\Delta}_\gamma)\hat{q}(t), \quad \|I - \hat{\Delta}_\gamma\|_2 \leq 1$$

$$\hat{q}(t) = C_q\hat{x}(t)$$

و تعریف خطای تخمین حالت $e(t) := x(t) - \hat{x}(t)$ و نیز $\tilde{P}(t) = P(t) - \hat{P}(t)$ و $\tilde{q}(t) = q(t) - \hat{q}(t)$ می توان

دینامیک خطای تخمین حالت را به صورت زیر نوشت:

$$e(t+1) = Ne(t) + F_p \tilde{P}(t) + F_w w(t) \quad (17-7)$$

$$\tilde{q}(t) = C_q e(t)$$

$$\tilde{P}(t) = (I - \hat{\Delta}_\gamma)\tilde{q}(t)$$

که در آن

$$N := T\bar{A} - L\bar{C}, \quad F_p := -L, \quad F_w := T\bar{F} \quad (18-7)$$

$$w(t) := \Delta b(t)$$

بنابراین هدف محاسبه بهره رویت گر است به گونه ای که دینامیک خطای رویت گر در رابطه (17-7)

برای کلیه مقادیر $\tilde{P}(t)$ و $\tilde{q}(t)$ و نیز $w(t) \in \ell_2$ پایدار باشد. بنابراین خطای $e(t)$ به صورت زیر محدود

خواهد بود:

$$\|e(\cdot)\|_2 \leq \delta \|w(\cdot)\|_2 \quad (19-7)$$

نظریه (1-7) فرض کنید ماتریس متقارن و مثبت معین Υ ، ماتریس S و اعداد اسکالر و مثبت λ و μ

موجود باشند به نحوی که مساله بهینه سازی زیر دارای پاسخ باشد:

$$\min_{\Upsilon, S, \lambda, \mu} \psi_1 \lambda + \psi_2 \mu \quad (20-7)$$

Subject to

$$\begin{bmatrix} Y & YN & YF_p & QF_w \\ * & Y-I-\lambda C'C & 0 & 0 \\ * & * & \lambda I & 0 \\ * & * & 0 & \mu I \end{bmatrix} \geq 0$$

که در آن $\psi_1, \psi_2 > 0$ فاکتورهای وزنی از پیش تعیین شده هستند. آنگاه محدود ماندن خطای

حالت (۷-۱۷) توسط بهره $L = Y^{-1}S$ تضمین می‌شود.

اثبات:

تابع لیپانوف زیر را در نظر بگیرید:

$$V(t) = e'(t)Ye(t) \quad (۷-۲۱)$$

با در نظر گرفتن (۷-۱۷) می‌توان نرخ تغییرات تابع لیپانوف (۷-۲۱) را به صورت زیر بیان نمود:

$$\begin{aligned} \Delta(V(t)) &= V(t+1) - V(t) \\ &= e'(t)(NQN - Y)e(t) + \tilde{P}'(t)(F_p'YF_w)w(t) \\ &\quad + 2e'(t)(N'YF_p)\tilde{P}(t) + 2e'(t)(N'YF_w)w(t) \\ &\quad + \tilde{P}'(t)(F_p'YF_p)\tilde{P}(t) + w'(t)(F_w'YF_w)w(t) \end{aligned} \quad (۷-۲۲)$$

پایداری رابطه (۷-۱۷) به شرطی تضمین می‌شود که

$$\Delta V(t) \leq -e'(t)e(t) + \mu w'(t)w(t) \quad (۷-۲۳)$$

برای هر $\tilde{P}(t)$ و $\tilde{q}(t)$ که در رابطه زیر صدق کند:

$$\|\tilde{P}(t)\|_2 \leq \|\tilde{q}(t)\|_2 \quad (۷-۲۴)$$

با در نظر گرفتن (۷-۲۱)، می‌توان رابطه (۷-۲۳) را به صورت زیر نوشت:

$$\begin{bmatrix} e(t) \\ \tilde{P}(t) \\ w(t) \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} N'YN - Y + I & N'YF_p & N'YF_w \\ * & F_p'YF_p & F_p'YF_w \\ * & * & F_w'YF_w - \mu I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e(t) \\ \tilde{P}(t) \\ w(t) \end{bmatrix} \leq 0 \quad (۲۵-۷)$$

همچنین رابطه (۲۴-۷) به صورت زیر نوشته خواهد شد:

$$\begin{bmatrix} e(t) \\ \tilde{P}(t) \\ w(t) \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} -CC & 0 & 0 \\ * & I & 0 \\ * & * & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e(t) \\ \tilde{P}(t) \\ w(t) \end{bmatrix} \leq 0 \quad (۲۶-۷)$$

اکنون با استفاده از روش $\mathbb{S}$ ، می‌توان ادعا کرد که نامساوی‌های بالا تنها در صورتی برقرار هستند

که مقدار اسکالر λ موجود باشد به نحوی که:

$$\begin{bmatrix} e(t) \\ \tilde{P}(t) \\ w(t) \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} N'YN - Y + I & N'YF_p & N'YF_w \\ * & F_p'YF_p & F_p'YF_w \\ * & * & F_w'YF_w - \mu I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e(t) \\ \tilde{P}(t) \\ w(t) \end{bmatrix} - \lambda \begin{bmatrix} e(t) \\ \tilde{P}(t) \\ w(t) \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} -CC & 0 & 0 \\ * & I & 0 \\ * & * & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e(t) \\ \tilde{P}(t) \\ w(t) \end{bmatrix} \leq 0 \quad (۲۷-۷)$$

که این رابطه هم ارز

$$\begin{bmatrix} N'YN - Y + I + \lambda CC & N'YF_p & N'YF_w \\ * & F_p'YF_p - \lambda I & F_p'YF_w \\ * & * & F_w'YF_w - \mu I \end{bmatrix} \leq 0 \quad (۲۸-۷)$$

اکنون با به کارگیری لم متمم شور، می‌توان رابطه (۲۸-۷) را به صورت زیر نوشت:

$$\begin{bmatrix} Y & YN & YF_p & YF_w \\ * & Y - I - \lambda CC & 0 & 0 \\ * & * & \lambda I & 0 \\ * & * & 0 & \mu I \end{bmatrix} \geq 0 \quad (۲۹-۷)$$

در نهایت با تغییر متغیر $YL = S$ ، نامعادله خطی ماتریسی رابطه (۲۰-۷) نتیجه می‌شود.

۷-۳-۲- تخمین عیب ناشی از فقدان کارایی در سنسور

در این قسمت با استفاده از روش تخمین پارامتر، عیوب ضرب شونده سنسور تخمین زده می‌شوند. در این روش فرض براین است که عیب فقدان کارایی سنسور ثابت و یا دارای تغییرات کمی است. در روش ارائه شده که مبتنی بر الگوریتم پنجره زمانی است، همواره از N نمونه آخر حالت و خروجی، که N به صورت تقریبی انتخاب می‌شود، برای تخمین عیب استفاده می‌کند. با این توضیحات رابطه خروجی سیستم به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$y(t-i) = \Delta(\hat{\gamma}(t)) C_y \hat{x}_p(t-i) + \hat{Fb}(t-i), i=0, \dots, N-1 \quad (۷-۳۰)$$

که این رابطه هم ارز با

$$y(t-i) - \hat{Fb}(t-i) = X(t-i) \hat{\gamma}(t), i=0, \dots, N-1 \quad (۷-۳۱)$$

است که در آن

$$X(t-i) := \text{diag} \left(C_y \hat{x}_p(t-i) \right) \quad (۷-۳۲)$$

است. بنابراین می‌توان مساله را به صورت رگرسیون زیر توصیف نمود:

$$Y_s(t) = \varphi_s(t) \gamma(t) \quad (۷-۳۳)$$

که در آن

$$Y_s(t) := \begin{bmatrix} y(t) - \hat{Fb}(t) \\ \vdots \\ y(t-N+1) - \hat{Fb}(t-N+1) \end{bmatrix} \quad (۷-۳۴)$$

مقادیر اندازه‌گیری شده و

$$\varphi_s(t) := \begin{bmatrix} X(t) \\ \vdots \\ X(t-N+1) \end{bmatrix} \quad (۷-۳۵)$$

رگر سورهای خطی هستند. آن گاه متغیر $\hat{\gamma}$ را می توان با حل مساله بهینه سازی زیر تخمین زد:

$$\begin{aligned} \hat{\gamma}(t) &:= \arg \min_{\gamma} \frac{1}{2} \|Y_s(t) - \Phi_s(t)\gamma\|_2^2 \\ \text{subject to} \\ \hat{\gamma} &\in \Gamma \end{aligned} \quad (36-7)$$

۷-۳-۳- تخمین عیب فقدان کارایی عملگر

روش ارائه شده در این تحقیق جهت تخمین عیب عملگر مبتنی بر نظریه اتلافی بودن است. در این روش، که به تفسیر در [۱۲] توضیح داده شده است، عیوب عملگر با به کارگیری داده های ورودی و خروجی سیستم انجام می پذیرد. به همین منظور ابتدا بایستی ایتدا بایستی اثر ورودی های نامعلوم ($P(t)$ و $\Delta b(t)$) از معادله فضای حالت سیستم حذف شوند. بنابراین می توان در قدم اول و به منظور حذف اثر $P(t)$ از خروجی معادله فضای حالت، با تعریف حالت مجازی $X_p(t) := [x(t) \ P(t)]^T$ رابطه (۷-۱۲) به صورت زیر بازنویسی شود.

$$\begin{aligned} X_p(t+1) &= A_p X_p(t) + B_p \sigma(t) \\ &\quad + E_p d(t) \\ y(t) &= C_p X_p(t) \end{aligned} \quad (37-7)$$

که در آن

$$\begin{aligned} A_p &:= \begin{bmatrix} \bar{A} & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}, B_p := \begin{bmatrix} \bar{B}_u \\ 0 \end{bmatrix}, E_p := \begin{bmatrix} \bar{F} & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \\ C_p &:= [\bar{C} \ I], d(t) := [\Delta b(t) \ \Delta P(t)] \\ \Delta P(t) &:= P(t+1) - P(t) \end{aligned} \quad (38-7)$$

در مرحله بعد و به منظور حذف اثرات ناشی از $d(t)$ در معادلات توصیف کننده سیستم، می توان

با تعریف $H_p = E_p (C_p E_p)^{\dagger}$ و $T_p = I - H_p C_p$ ، مشروط به این که $\text{rank}(C_p E_p) = \text{rank}(E_p)$ ، رابطه (۷-۳۷)

(۳۷) را به صورت زیر نوشت:

$$\begin{aligned} X_p(t+1) &= T_p A_p X_p(t) + T_p B_p \sigma(t) \\ &\quad + T_p E_p d(t) + H_p y(t+1) \\ y(t) &= C_p X_p(t) \end{aligned} \quad (۳۹-۷)$$

توجه به این نکته ضروری است که، همانند بخش قبل، شرط $rank(C_p E_p) = rank(E_p)$ تضمین می‌کند $T_p E_p = 0$. به منظور تخمین $\sigma(t)$ بایستی در مرحله اول ائتلافی بودن معادله فضای حالت توصیف شده در بالا اثبات شود. لذا لم زیر ارائه می‌شود.

لم (۱) سیستم توصیف شده در (۳۹-۷) با نرخ تغذیه

$$\varepsilon_{\sup} = \begin{bmatrix} y(t) \\ \sigma(t) \\ y(t+1) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 & A_p' T_p' Q T_p B_p & A_p' T_p' Q H_p \\ * & 0 & B_p' T_p' Q H_p \\ * & * & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(t) \\ \sigma(t) \\ y(t+1) \end{bmatrix} \quad (۴۰-۷)$$

و تابع ذخیره $X_p'(t) Q X_p(t)$ ائتلافی است اگر ماتریس مثبت معین و متقارن Q و ماتریس

N_1 موجود باشند به نحوی که

$$\begin{aligned} A_p' T_p' Q T_p A_p - Q &\leq 0 \\ B_p' T_p' Q T_p B_p &\leq 0 \\ H_p' Q H_p &\leq 0 \\ L_p T_p A_p &= N_1 C_p \end{aligned} \quad (۴۱-۷)$$

که در آن L_p ماتریس پایین مثلثی است که از تجزیه چولسکی ماتریس Q محاسبه شده است.

اثبات: مراجعه شود به (۳-۵).

اکنون می‌توان توسط نظریه ارائه شده در پایین، عیب $\sigma(t)$ را تخمین زد.

نظریه ۷-۲) فرض کنید شرایط ارائه شده در رابطه (۴۱-۷) از لم ۱ برقرار باشد. همچنین فرض کنید

ماتریس N_2 موجود باشد به نحوی که

$$Q = C_p' N_2 C_p \quad (۴۲-۷)$$

آن‌گاه سیستم توصیف شده در (۳۹-۷) به فرم رگرسیون زیر قابل توصیف است.

$$y_p(t) = \Phi_p(t) \sigma(t) \quad (۴۳-۷)$$

که در آن $y_p(t)$ و $\Phi_p(t)$ به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$y_p(t) := \quad (۴۴-۷)$$

$$y'(t)$$

$$\begin{pmatrix} N_2 - \left((C_p T_p)^{\dagger} (I - C_p H_p) \right)' T_p' Q T_p \left((C_p T_p)^{\dagger} (I - C_p H_p) \right) \\ - N_1 - H_p' Q H_p - 2 \left((C_p T_p)^{\dagger} (I - C_p H_p) \right)' T_p' L_p' N_1 \end{pmatrix}$$

$$y(t)$$

$$- y'(t-1) N_1 y(t-1) - 2 y'(t-1) N_1 L_p H_p y(t)$$

$$\Phi_p(t) := \left(2 y'(t-1) N_1 L_p + 2 y'(t) H_p' Q \right) T_p B_p$$

اثبات: مراجعه شود به فصل ۵.

اکنون می‌توان مشابه روش ارائه شده در قسمت قبل و با تعریف یک پنجره زمانی به طول N

رگر سور (۴۳-۷) را به صورت زیر نوشت:

$$Y_p(t) = \Phi_p(t) \sigma(t) \quad (۴۵-۷)$$

که در آن

$$Y_p(t) := \begin{bmatrix} y_p(t-N+1) \\ \vdots \\ y_p(t) \end{bmatrix}, \quad \Phi_p(t) := \begin{bmatrix} \phi_p(t-N+1) \\ \vdots \\ \phi_p(t) \end{bmatrix} \quad (۴۶-۷)$$

بنابراین می‌توان متغیر $\sigma(t)$ را توسط روش‌های متعدد از جمله حداقل میانگین مربعات خطای

دسته‌ای تخمین زد. در این صورت

$$\hat{\sigma}(t) = \left(\Phi_p'(t) \Phi_p(t) \right)^{-1} \Phi_p'(t) Y_p(t) \quad (۴۷-۷)$$

۴-۳-۷ الگوریتم جایابی سیگنال کنترل-مصالحه بین سنسورها

در این بخش روش کنترلی ارائه شده به صورت یک الگوریتم توضیح داده می‌شود.

الگوریتم جایابی سیگنال کنترل - مصالحه بین سنسورها

مقدار دهی اولیه:

۱- محاسبه L مطابق نظریه ۱-۷

۲- انتخاب مناسب N برای تخمین پارامتر

۳- مقدار دهی اولیه

$$\Lambda(\hat{\sigma}(t)) = I_{n_u}, \Delta(\hat{\lambda}(t)) = I_m, \hat{b}(t) = 0, t = 0, \dots, N-1$$

۴- ذخیره L و $\Lambda(\hat{\sigma}(t)) = I_{n_u}, \Delta(\hat{\lambda}(t)) = I_m, \hat{b}(t) = 0$ برای $t = 0, \dots, N-1$

محاسبات برخط ($t \geq N$):

۱- دریافت $y(t)$ از سنسورها

$$T_p = I - H_p C_p \text{ و } H_p = E_p (C_p E_p)^{\dagger} \text{ محاسبه ۲-}$$

۳- محاسبه Q, N_1, N_2 و L_p طبق شرایط توصیف شده در لم ۱ و نظریه ۲-۷

۴- محاسبه $\hat{\sigma}(t)$ طبق رابطه ارائه شده در (۷-۴۷)

$$T = I - H\bar{C} \text{ و } H = \bar{B}_u (\bar{C}\bar{B}_u)^{\dagger} \text{ محاسبه ۵-}$$

۶- تخمین حالت‌های سیستم و عیب ناشی از بایاس در سنسورها ($b(t)$) مطابق رویت گر ارائه

شده در (۷-۱۶)

۷- محاسبه $\hat{\gamma}(t)$ طبق رابطه ارائه شده در (۷-۳۶)

۸- تخمین خروجی واقعی طبق رابطه $\hat{y}(t) = C_y \hat{x}_p(t)$

۹- تخمین خروجی مجازی (خروجی مصالحه شده بین سنسورها) طبق رابطه $\hat{z}(t) = H_z \hat{y}(t)$ و

بازگشت آن به ورودی

۱۰- محاسبه سیگنال کنترلی $v(t)$

۱۱- حل مساله جایابی سیگنال کنترلی طبق روابط زیر به منظور محاسبه سیگنال

کنترلی مناسب

$$u(t) := \arg \min_{s, u} \|s\|_{Q_s}^2 + \|u\|_{Q_u}^2$$

$$B_v v(t) = BU(u(t))\hat{\sigma}(t) + s, u \in \Omega$$

که در آن $s \in R^n$ بردار اضافی پیریتی و $u(t) := \arg \min_{s, u} \|s\|_{Q_s}^2 + \|u\|_{Q_u}^2$ و $Q_u = Q_u' > 0$ ماتریس‌های

$$B_v v(t) = BU(u(t))\hat{\sigma}(t) + s, u \in \Omega$$

وزنی ثابت هستند.

۱۲- $t = t + 1$

۱۳- بازگشت به مرحله ۱

۷-۳-۵- شبیه‌سازی

به منظور بررسی توانایی روش ارائه شده در کنترل و تخمین عیوب، سیستم خطی گسسته در

زمان زیر مورد بررسی قرار گرفته است.

$$x_p(t+1) = Ax_p(t) + B\Lambda(\sigma(t))u(t) \quad (۷-۴۸)$$

$$y(t) = \Delta(\gamma(t))C_y x_p(t) + Fb(t)$$

که در آن

$$A = \begin{bmatrix} 0.098806 & 0.0096049 \\ -0.0032754 & 0.093033 \end{bmatrix}, F = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (49-7)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0.013 & 0.013 & 0.001 \\ 0 & 0 & 0.135 \end{bmatrix}, C_y = \begin{bmatrix} 10 & 0 \\ 0 & 1 \\ 15 & 1 \end{bmatrix}$$

همچنین فرض بر این است که $0 < \gamma(t) \leq 1$, $0 < \sigma(t) \leq 1$. هدف محاسبه خروجی مجازی $z(t)$ با در نظر گرفتن $H_z = [0.5 \ 0.5 \ 0]$ و سپس طراحی سیگنال کنترلی مناسب است. بدین منظور ابتدا رابطه (48-7) به صورت رابطه توصیف شده در (9-7) بازنویسی می‌شود. سپس با اضافه و کم کردن عبارت $C_y x_p(t)$ به خروجی رابطه (9-7)، به صورت خطی-کسری در رابطه (11-7) نتیجه می‌شود. اکنون با تعریف حالت مجازی $x(t) := [x_p(t) \ b(t)]^T$ می‌توان مدل فضای حالت سیستم را به صورت (12-7) توصیف نمود که در آن

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0.098806 & 0.0096049 & 0 \\ -0.0032754 & 0.093033 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \bar{F} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$\bar{B}_u = \begin{bmatrix} 0.013u_1(t) & 0.013u_2(t) & 0.001u_3(t) \\ 0 & 0 & 0.135u_3(t) \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\bar{C} = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 15 & 1 & 1 \end{bmatrix}, C_q = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 15 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

حال با تعریف $H = \bar{B}_u (\bar{C} \bar{B}_u)^\dagger$ و $T = I_3 - H \bar{C}$ و سپس بازنویسی سیستم به صورت (15-7)، می‌توان رویت گر (16-7) را تعریف نمود. اکنون با محاسبه بهره رویت گر توسط (20-7)، همگرایی خطای تخمین در (17-7) تضمین می‌شود. با استفاده از نتایج بدست آمده در رویت گر و تعریف $Y_s(t)$ و $\varphi_s(t)$ به صورت روابط (34-7) و (35-7)، می‌توان عیب ضرب شونده سنسورها را توسط رابطه (36-7) تخمین زد.

از طرف دیگر با تعریف حالت مجازی $X_p(t) := [x(t) \ P(t)]^T$ و بازتعریف رابطه (12-7) به صورت

(۷-۳۷) به گونه ای که

$$A_p = \begin{bmatrix} 0.098806 & 0.0096049 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.0032754 & 0.093033 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$E_p = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, C_p = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 15 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$B_p = \begin{bmatrix} 0.013u_1(t) & 0.013u_2(t) & 0.001u_3(t) \\ 0 & 0 & 0.135u_3(t) \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

و تعریف $H_p = E_p (C_p E_p)^{\dagger}$ و $T_p = I_6 - H_p C_p$ می توان شرایط اتلافی بودن را توسط رابطه (۷-۷)

(۴۱) لم ۱ بررسی نمود. در نهایت با به کارگیری رابطه (۷-۴۷) عیب ضرب شونده عملگر تخمین زده

می شود که در آن $y_p(t)$ و $\varphi_p(t)$ طبق رابطه (۷-۴۴) از نظریه ۷-۲ قابل محاسبه هستند.

نتایج در شکل های ۷-۲ تا ۷-۹ نشان داده شده اند. شکل ۷-۲ بیان گر حالت های تخمین زده شده

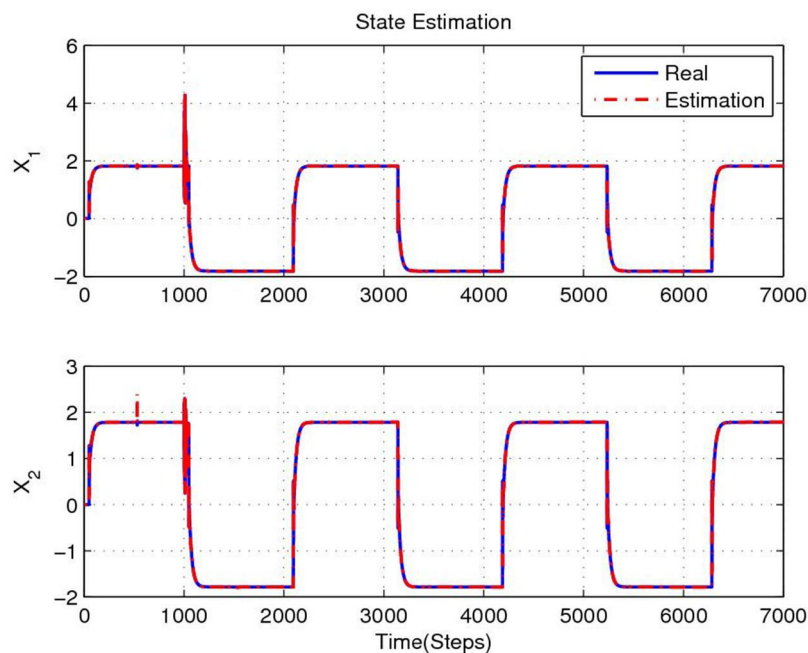
است. همچنین خطای تخمین حالت در شکل ۷-۳ نشان داده شده است. اثر عیب ناشی از فقدان

کارایی عملگر بر تخمین حالت های سیستم که در لحظه $t = 1000s$ اتفاق افتاده است، در این شکل

کاملاً مشخص است. اگرچه سیستم در لحظه $t = 1500s$ تحت تاثیر عیب ناشی از فقدان کارایی

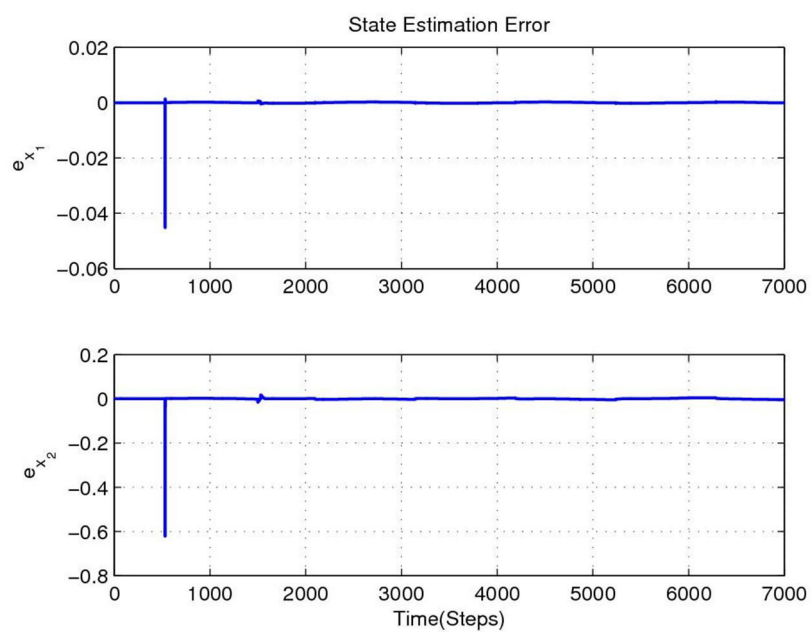
سنسور قرار گرفته است، ولی این عیب اثری بر تخمین حالت ها و عیب عملگر ندارد. علت این عدم

تاثیر، مخفی کردن اثر عیب سنسور در روابط توصیف کننده سیستم است.

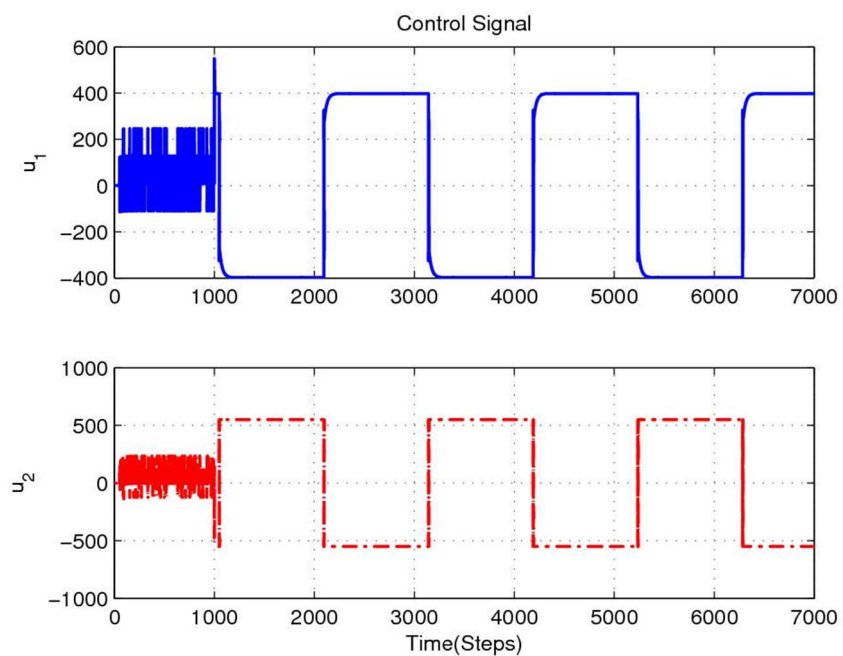


شکل ۷-۲) تخمین حالت‌های سیستم

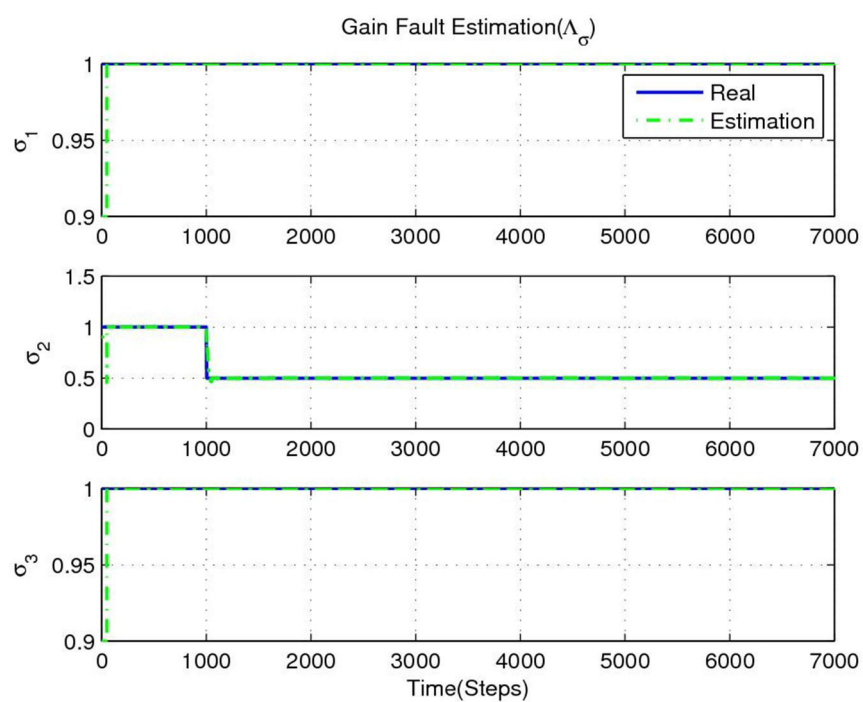
در شکل‌های ۷-۵ و ۷-۶ نتایج ناشی از تخمین عیوب عملگر و خطای تخمین با استفاده از رابطه تعادلی انرژی نشان داده شده‌اند. همچنین شکل‌های ۷-۷ و ۷-۸ نشان دهنده نتایج ناشی از روش استفاده شده برای تخمین عیب ضرب شونده (فقدان کارایی) سنسور می‌باشد. همچنین در شکل ۷-۹ عیب ناشی از بایاس در سنسور و تخمین آن مقایسه شده‌اند. در نهایت با انتخاب مناسب پارامترهای کنترل کننده انتگرالی-تناسبی و توزیع مناسب سیگنال‌های کنترلی خروجی سیستم به صورت ردیابی تنظیم شده است. سیگنال کنترلی و خروجی ردیابی در شکل‌های ۷-۴ و ۷-۱۰ نشان داده شده‌اند. توجه به این نکته ضروری است که در شکل ۷-۱۰ خطوط خط-نقطه مربوط به خروجی مصالحه شده ناشی از بازسازی به صورت $H_z C_y \hat{x}_p(t)$ و خطوط نقطه-نقطه مربوط به خروجی مصالحه شده به صورت واقعی و به شکل $H_z C_y y(t)$ است. این شکل نشان می‌دهد که اگر چه مصالحه بین خروجی‌های روشی مناسب برای اهداف کنترلی است، ولی در صورت بازسازی خروجی و سپس مصالحه بین آن‌ها پاسخ بهتری را در خروجی خواهیم داشت.



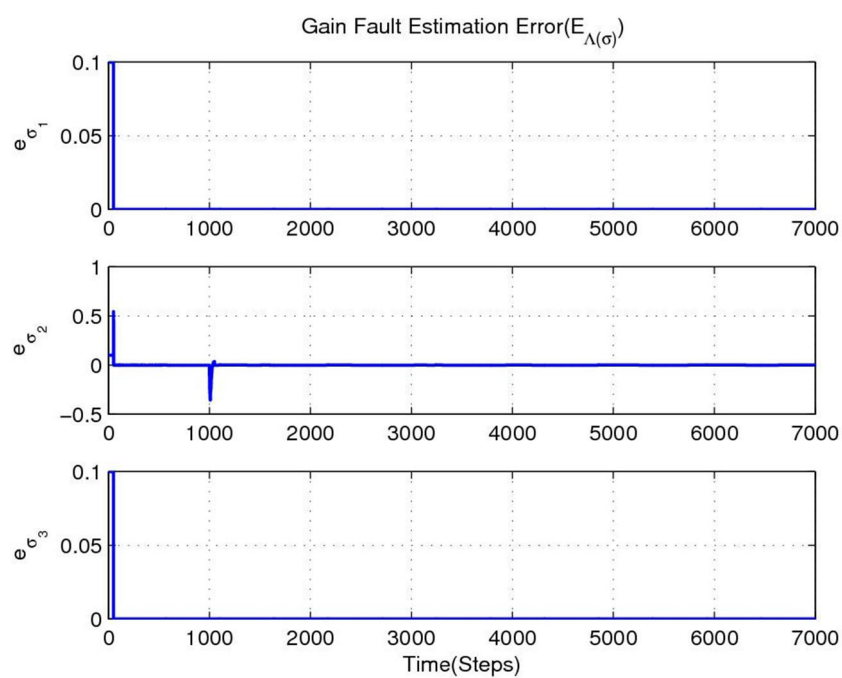
شکل ۷-۳ خطای تخمین حالت‌های سیستم



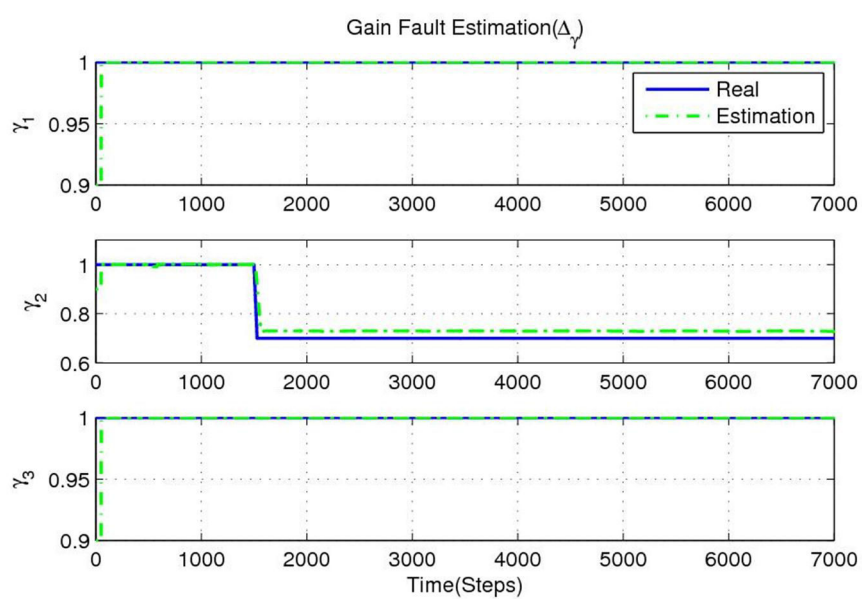
شکل ۷-۴ سیگنال کنترلی



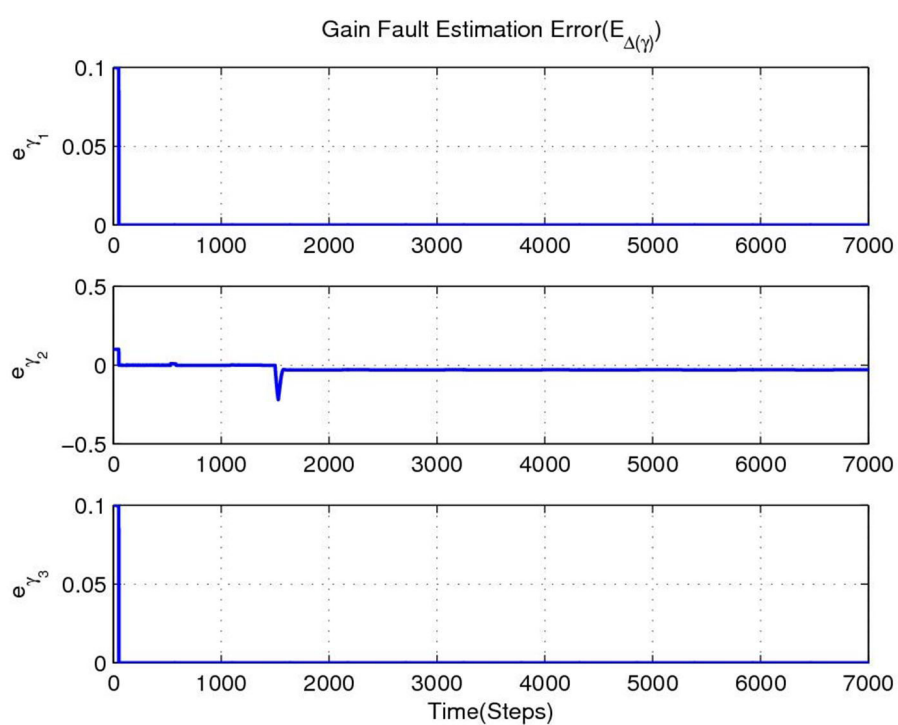
شکل ۷-۵) تخمین عیب ناشی از فقدان کارایی عملگر



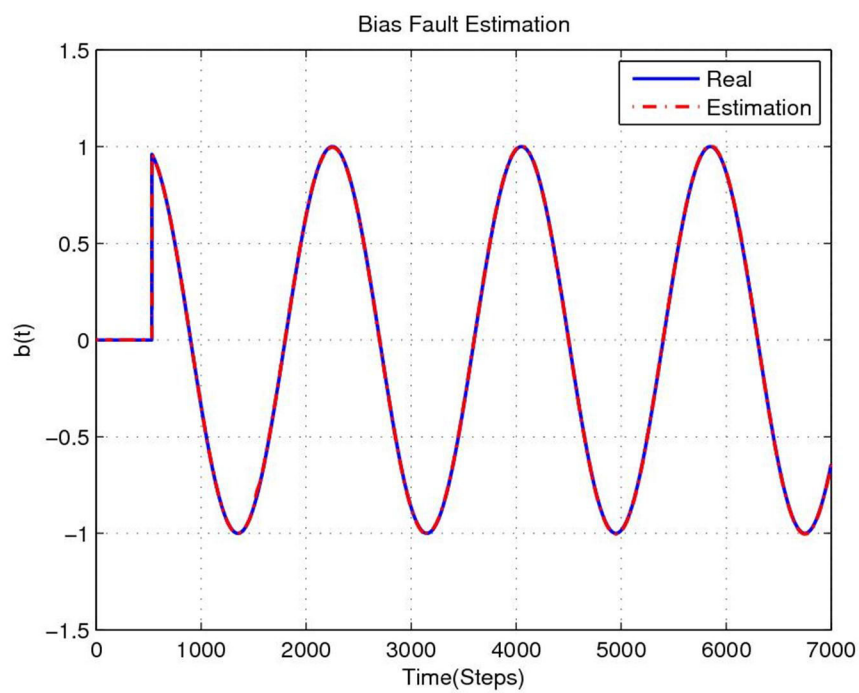
شکل ۷-۶) خطای تخمین عیب ناشی از فقدان کارایی عملگر



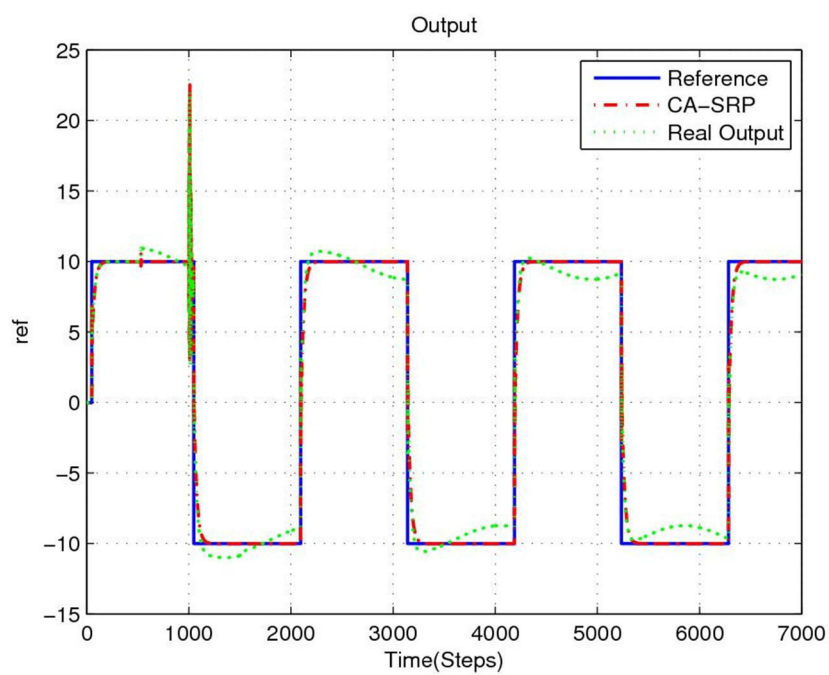
شکل ۷-۷ تخمین عیب ناشی از فقدان کارایی سنسور



شکل ۷-۸ خطای تخمین عیب ناشی از فقدان کارایی سنسور



شکل ۷-۹ تخمین عیب ناشی از آفست در سنسور



شکل ۷-۱۰ خروجی کنترل شده

فصل ۸- نتیجه‌گیری و پیشنهادات

۸-۱- نتیجه گیری

در این رساله سیستم‌های کنترل تحمل‌پذیر عیب برای سیستم‌های خطی گسسته و پیوسته در زمان و همچنین سیستم‌های خطی متغیر با پارامتر مورد مطالعه و بررسی قرار گرفتند. راه‌کار ارائه شده مبتنی بر روش مخفی‌سازی عیب از دید کنترل کننده به جای تغییر ساختار کنترل کننده است. بدین منظور بایستی عیوب سیستم تخمین زده شوند. روش‌های ارائه شده مبتنی بر مدل سیستم می باشند لذا در مدل‌سازی‌ها سیستم‌ها در معرض سه نوع عیب قرار گرفته‌اند که شامل عیب ساختاری، عیب سنسور و عیب عمل‌گر می باشد. همچنین روش‌های متفاوتی برای تخمین این عیوب ارائه شده است.

روش‌های ارائه شده برای تخمین عیب شامل دو دسته روش هستند. روش‌های تک مرحله‌ای و روش‌های دو مرحله‌ای که در اولی عیوب و حالت‌های سیستم در یک مرحله تخمین زده می‌شوند در حالی که در روش دوم عیوب در یک مرحله و حالت‌ها در مرحله بعد تخمین زده می‌شوند. به منظور تخمین عیوب ساختاری و عملگر ابتدا اتلافی بودن سیستم مورد بررسی قرار گرفته است. سپس با به کارگیری روش مبتنی بر انرژی و پیشنهاد رابطه تعادلی انرژی سیستم عیوب ساختاری یا عیب عملگر سیستم تخمین زده شده‌اند. با به کارگیری نتایج حاصل از تخمین در مرحله بعد برای تخمین حالت‌ها و عیوب سنسور استفاده شده است.

در ادامه به منظور تخمین عیوب سنسور و با فرض این که سیستم مورد آزمایش در معرض دو نوع عیب ضرب شونده و جمع شونده قرار دارد، چهار روش ارائه شده است. در دو روش اول که از نوع روش‌های دو مرحله‌ای است ابتدا با ترکیب روش حداقل مربعات با الگوریتم پنجره زمانی عیب ضرب شونده تخمین و سپس با نتایج آن برای تخمین حالت‌های سیستم و عیب جمع شونده استفاده شده است. در دو روش دوم با تعریف یک حالت کمکی، همه حالت‌های سیستم به همراه عیوب در یک مرحله تخمین زده شده‌اند. نتایج نشان می‌دهند که اگرچه در روش‌های تک مرحله‌ای دقت تخمین

بهبود یافته است ولی این افزایش دقت در ازاء افزایش حجم محاسبات آفلاین سیستم است.

در نهایت نتایج بر روی دو سیستم موتور القایی و سیستم سه مخزن پیاده‌سازی شده‌اند. در سیستم سه مخزن با فرض وجود نشتی در یکی از مخازن و در نظر گرفتن نشتی به صورت عیب ساختاری در مدل سیستم، دبی خروجی آن با روش انرژی تخمین زده شده است. همچنین این سیستم به عنوان یک مثال کاربردی برای تخمین عیب ضرب شونده سنسور با استفاده از روش دو مرحله‌ای مورد استفاده قرار گرفته است. سیستم موتور القایی نیز به عنوان یک سیستم که در معرض عیب اتصال کوتاه سیم‌پیچ استاتور است، جهت بررسی نتایج استفاده شده است. مدل موتور القایی یک مدل غیر خطی است، در حالی که روش‌های تخمین عیب ارائه شده در این رساله مبتنی بر روش‌های خطی است. بنابراین به منظور استفاده از روش‌های خطی در مدل‌های غیرخطی، از مدل خطی متغیر با پارامتر برای موتور استفاده شده است. همچنین روش تخمین عیب مبتنی بر انرژی برای سیستم‌های خطی متغیر با پارامتر تعمیم داده شده است. با توجه به این که عیب اتصال کوتاه سیم‌پیچ استاتور به عنوان عیب ساختاری است، لذا از روش انرژی برای تخمین عیب استفاده شده است.

در نهایت با ترکیب روش‌های ارائه شده و استفاده از روش مصالحه بین سنسورها، یک سیستم تحمل‌پذیر عیب طراحی شده است. در این سیستم به جای تغییر ساختار کنترل کننده، سیگنال‌های کنترلی به نحوی تغییر می‌کنند تا سیستم تحمل‌پذیر عیب باشد.

۸-۲- پیشنهادات

- ۱- گسترش روش انرژی برای تخمین عیوب در سیستم‌های غیرخطی
- ۲- گسترش روش انرژی برای تخمین عیوب ضرب شونده سنسور
- ۳- تخمین درصد سیم‌پیچ اتصال کوتاه شده در موتور القایی
- ۴- ارائه روشی به منظور محاسبه مختصات دکارتی نشتی در سیستم سه مخزن
- ۵- تخمین عیب نشتی در سیستم سه مخزن در حالی که سیال داخل مخزن در حالت تلاطم قرار

دارد.

۶- استفاده از روش شناسایی زیرفضایی جهت تخمین عیوب ضرب شونده سنسور به صورت یک

مرحله‌ای

-
- [2] Shi, Fong "Observer based Active Fault Tolerant control of descriptor system" Ph.D. Dissertation, University of Hull, 2013
 - [3] Alwi, Halim, Christopher Edwards, and Chee Pin Tan. *Fault detection and fault-tolerant control using sliding modes*. Springer, 2011
 - [4] Jia, Qingxian, et al. "Robust fault reconstruction via learning observers in linear parameter-varying systems subject to loss of actuator effectiveness." *Control Theory & Applications, IET* 8.1 (2014): 42-50.
 - [5] Papageorgiou, George, et al. "Taking robust LPV control into flight on the VAAC Harrier." *Decision and Control, 2000. Proceedings of the 39th IEEE Conference on*. Vol. 5. IEEE, 2000.
 - [6] Shamma, Jeff S., and James R. Cloutier. "Gain-scheduled missile autopilot design using linear parameter varying transformations." *Journal of Guidance, Control, and Dynamics* 16.2 (1993): 256-263.
 - [7] Barker, Jeffrey M., Gary J. Balas, and Paul A. Blue. "Gain-scheduled linear fractional control for active flutter suppression." *Journal of guidance, control, and dynamics* 22.4 (1999): 507-512.
 - [8] Gáspár, Péter, Zoltán Szabó, and József Bokor. "LPV design of fault-tolerant control for road vehicles." *International Journal of Applied Mathematics and Computer Science* 22.1 (2012): 173-182.
 - [9] Patton, Ron, Lejun Chen, and Supat Klinkhieo. "An LPV pole-placement approach to friction compensation as an FTC problem." *International Journal of Applied Mathematics and Computer Science* 22.1 (2012): 149-160.
 - [10] Bokor, Jozsef, and Balas, Gary "Detection filter design for LPV systems—a geometric approach." *Automatica* 40.3 (2004): 511-518.
 - [11] Henry, David, and Zolghadri, Ali. "Robust fault diagnosis in uncertain linear parameter-varying systems." *Systems, Man and Cybernetics, 2004 IEEE International Conference on*. Vol. 6. IEEE, 2004.
 - [12] Henry, David, et al. " H_∞/H_- LPV solutions for fault detection of aircraft actuator faults: Bridging the gap between theory and practice." *International Journal of Robust and Nonlinear Control* (2014).
 - [13] Astorga-Zaragoza, Carlos., et al. "Fault diagnosis for a class of descriptor linear parameter-varying systems." *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing* 26.3 (2012): 208-223.
 - [14] Hamdi, Habib, et al. "Fault detection and isolation in linear parameter-varying descriptor systems via proportional integral observer." *International journal of adaptive control and signal processing* 26.3 (2012): 224-240.
 - [15] Chen, Lejun, and Ron J. Patton. "Polytope LPV estimation for non-linear flight control." *The*

-
- Proceedings of IFAC WorldCongress* (2011): 6680-6685.
- [16] Wang, Hanbin, Huamin Chen, and ZhengXin Weng. "Fault estimation for LPV system with LFT parameter dependence." *Information and Automation (ICIA), 2014 IEEE International Conference on*. IEEE, 2014.
- [17] Zhang, Ke, Bin Jiang, and Wei Chen. "An improved adaptive fault estimation design for polytopic LPV systems with application to helicopter models." *Asian Control Conference, 2009. ASCC 2009. 7th*. IEEE, 2009.
- [18] Alwi, Halim, Christopher Edwards, and Andrés Marcos. "Actuator and sensor fault reconstruction using an LPV sliding mode observer." *AIAA guidance, navigation, and control conference*. 2010.
- [19] Alwi, Halim, and Christopher Edwards. "Development and application of sliding mode LPV fault reconstruction schemes for the ADDSAFE Benchmark." *Control Engineering Practice* 31 (2014): 148-170.
- [20] Alwi, Halim, and Christopher Edwards. "Robust fault reconstruction for linear parameter varying systems using sliding mode observers." *International Journal of Robust and Nonlinear Control* 24.14 (2014): 1947-1968.
- [21] Wang, Zhenhua, et al. "Actuator fault estimation observer design for discrete-time linear parameter-varying descriptor systems." *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing* (2014).
- [22] Rodrigues, Mickael, et al. "Sensor fault detection and isolation filter for polytopic LPV systems: A winding machine application." *Journal of Process Control* 23.6 (2013): 805-816.
- [23] Li, Xiaohang, and Fanglai Zhu. "Simultaneous time-varying actuator and sensor fault reconstruction based on PI observer for LPV systems." *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing* (2014).
- [24] Patton, Ron J., Lejun Chen, and S. Klinkhieo. "LPV approach to friction estimation as a fault diagnosis problem." *Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR), 2010 15th International Conference on*. IEEE, 2010.
- [25] Patton, Ron J., and S. Klinkhieo. "LPV fault estimation and FTC of a two-link manipulator." *American Control Conference (ACC), 2010*. IEEE, 2010.
- [26] Dong, Jianfei, Balázs Kulcsár, and Michel Verhaegen. "Fault Detection and Estimation based on Closed-loop Subspace Identification for Linear Parameter Varying Systems." *DX-09 June 14-17 Stockholm* (2009): 107.
- [27] Blesa, Joaquim, Vicenç Puig, and Jordi Saludes. "Identification and fault diagnosis for LPV uncertain systems." *Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC), 2011 50th IEEE Conference on*. IEEE, 2011.
- [28] Blesa, Joaquim, Vicenç Puig, and Jordi Saludes. "Robust identification and fault diagnosis based on uncertain multiple input-multiple output linear parameter varying parity equations and zonotopes." *Journal of Process Control* 22.10 (2012): 1890-1912.

-
- [29] Varrier, Sébastien, Damien Koenig, and John Jairo Martinez Molina. "Robust fault detection for vehicle lateral dynamics." *51st IEEE Conference on Decision and Control (CDC 2012)*. 2012.
 - [30] Dong, Jianfei, Balázs Kulcsár, and Michel Verhaegen. "Fault detection for LPV systems using model parameters that can be estimated via linear least squares." *International Journal of Robust and Nonlinear Control* 24.14 (2014): 1989-1999.
 - [31] Varrier, Sébastien, Damien Koenig, and John J. Martinez. "Robust fault detection for Uncertain Unknown Inputs LPV system." *Control Engineering Practice* 22 (2014): 125-134.
 - [32] Ma, Ling, and Youmin Zhang. "DUKF-based GTM UAV fault detection and diagnosis with nonlinear and LPV models." *Mechatronics and Embedded Systems and Applications (MESA), 2010 IEEE/ASME International Conference on*. IEEE, 2010.
 - [33] Efimov, Denis, Tarek Raïssi, and Ali Zolghadri. "Set Adaptive Observers for Linear Parameter-Varying Systems: Application to Fault Detection." *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control* 136.2 (2014): 021006.
 - [34] Balas, Gary, József Bokor, and Zoltán Szabó. "Failure detection for LPV systems-a geometric approach." *American Control Conference, 2002. Proceedings of the 2002*. Vol. 6. IEEE, 2002.
 - [35] Varga, Andras. "On parametric solution of fault detection problems." *Proc. IFAC 2011 World Congress, Milano, Italy*. 2011.
 - [36] Casavola, Alessandro, et al. "A fault detection filter design method for a class of linear time-varying systems." *Control and Automation, 2008 16th Mediterranean Conference on*. IEEE, 2008.
 - [37] Millérioux, Gilles, et al. "Bounded state reconstruction error for LPV systems with estimated parameters." *Automatic Control, IEEE Transactions on* 49.8 (2004): 1385-1389.
 - [38] Bara, G. Iulia, et al. "Parameter-dependent state observer design for affine LPV systems." *International journal of control* 74.16 (2001): 1601-1611.
 - [39] Lopez-Estrada, Francisco-Ronay, et al. "Fault Diagnosis Based on Robust Observer for Descriptor-LPV Systems with Unmeasurable Scheduling Functions*." *19th IFAC World Congress, IFAC'14*. 2014.
 - [40] Estrada, Francisco Ronay López. *Model-based fault diagnosis observer design for descriptor LPV system with unmeasurable gain scheduling*. Diss. Université de Lorraine, 2014.
 - [41] Henry, David. "Structured fault detection filters for LPV systems modeled in an LFR manner." *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing* 26.3 (2012): 190-207.
 - [42] Grenaille, Sylvain, David Henry, and Ali Zolghadri. "A method for designing fault diagnosis filters for LPV polytopic systems." *Journal of Control Science and Engineering* 2008 (2008): 1.
 - [43] Wei, Xiukun, and Michel Verhaegen. "Mixed H_2/H_∞ fault detection observer design for LPV systems." *Decision and Control, 2008. CDC 2008. 47th IEEE Conference on*. IEEE, 2008.
 - [44] Armeni, Saverio, Alessandro Casavola, and Edoardo Mosca. "Robust fault detection and isolation for LPV systems under a sensitivity constraint." *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing* 23.1 (2009): 55-72.
 - [45] Cai, Xuejing, and Fen Wu. "Robust fault detection and isolation for parameter-dependent LFT

-
- systems." *International Journal of Robust and Nonlinear Control* 20.7 (2010): 764-776.
- [46] Gagliardi, Gianfranco, Alessandro Casavola, and Domenico Famularo. "A fault detection and isolation filter design method for Markov jump linear parameter-varying systems." *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing* 26.3 (2012): 241-257.
- [47] Yang, Hao, Vincent Cocquempot, and Bin Jiang. "Fault tolerance analysis for switched systems via global passivity." *Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on* 55.12 (2008): 1279-1283.
- [48] Chen, Wen, et al. "Energy based fault detection for dissipative systems." *Control and Fault-Tolerant Systems (SysTol), 2010 Conference on*. IEEE, 2010.
- [49] Krokavec, Dušan, and Anna Filasová. "Novel fault detection criteria based on linear quadratic control performances." *International Journal of Applied Mathematics and Computer Science* 22.4 (2012): 929-938.
- [50] Zhang, Youmin, and Jin Jiang. "Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems." *Annual reviews in control* 32.2 (2008): 229-252.
- [51] Edwards, Christopher, Spurgeon, Sarah K., and Patton, Ron J.. "Sliding mode observers for fault detection and isolation." *Automatica* 36.4 (2000): 541-553.
- [52] Alwi, Halim, Christopher Edwards, and Chee Pin Tan. *Fault detection and fault-tolerant control using sliding modes*. Springer Science & Business Media, 2011.
- [53] Castanon, Luis E. Garza and Martinez, Adriana Vargas " **Artificial Intelligence Methods in Fault Tolerant Control**, Automation Control—Theory and Practice, AD Rodić (Ed.), ISBN: 978-953-307-039-1, INTECH." (2009).
- [54] Patton, Ron J., Paul M. Frank, and Clarke, Robert N.. *Fault diagnosis in dynamic systems: theory and application*. Prentice-Hall, Inc., 1989.
- [55] Venkatasubramanian, Venkat, et al. "A review of process fault detection and diagnosis: Part I: Quantitative model-based methods." *Computers & chemical engineering* 27.3 (2003): 293-311.
- [56] Chen, Jie, and Ron J. Patton. *Robust model-based fault diagnosis for dynamic systems*. Springer Publishing Company, Incorporated, 2012.
- [57] Briat, Corentin. *Linear Parameter-Varying and Time-Delay Systems*. Springer, 2014.
- [58] Mohammadpour, Javad, and Scherer, Carsten W. *Control of linear parameter varying systems with applications*. Springer Science & Business Media, 2012.
- [59] Bruzelius, Fredrik. *Linear parameter-varying systems-an approach to gain scheduling*. Chalmers University of Technology,, 2004.
- [60] Balas, Gary J. "Linear, parameter-varying control and its application to a turbofan engine." *International Journal of Robust and Nonlinear Control* 12.9 (2002): 763-796.
- [61] Wu, Chuquan, Multiplicative fault estimation using sliding mode observer with application, in: International Conference on Control, Automation and Robotics (ICCAR), 2015, IEEE, 2015, pp.

-
- 163-167.
- [62] Tan, Chi Pin., Edwards Christopher, Multiplicative fault reconstruction using sliding mode observers, in: 5th Asian Control Conference, 2004., Vol. 2, IEEE, 2004, pp. 957-962.
 - [63] Gao zhwei., Zhao Q., Duan G.-R., Multiplicative fault estimation for a type of nonlinear uncertain system, in: 30th Chinese Control Conference (CCC), 255 2011, IEEE, 2011, pp. 4355-4360.
 - [64] Gao, zhwei., G. Duan, Robust adaptive fault estimation for a class of nonlinear systems subject to multiplicative faults, *Circuits, Systems, and Signal Processing* 31 (6) (2012) 2035-2046.
 - [65] Shi Feng, Patton Ron J., A robust adaptive approach to wind turbine pitch actuator component fault estimation, in: UKACC International Conference on Control (CONTROL), 2014, IEEE, 2014, pp. 468-473.
 - [66] Z. Gao, Fault estimation and fault-tolerant control for discrete-time dynamic systems, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62 (6) (2015) 3874-3884.
 - [67] Y. Cui, K. Zhang, B. Jiang, Dissipativity-based fault estimation observer design for linear multi-agent systems with disturbances, in: *Control and Decision Conference (CCDC)*, 2016 Chinese, IEEE, 2016, pp. 2705-2709.
 - [68] I. Gahlouz, E. Tarasov, C. Sueur, B. O. Bouamama, Bond graph uio ap- 305 proach for fault components monitoring, in: *Conference on Control and Fault-Tolerant Systems (SysTol 2013)*, IEEE, 2013, pp. 73-78.
 - [69] C. Fantuzzi, C. Secchi, Energetic approach to parametric fault detection and isolation, *structure* 9 (2004) 10.
 - [70] Theilliol, Didier, Hassan Noura, and Dominique Sauter. "Fault-tolerant control method for actuator and component faults." In *Decision and Control*, 1998. Proceedings of the 37th IEEE Conference on, vol. 1, pp. 604-609. IEEE, 1998.
 - [71] Noura, Hassan, Didier Theilliol, and Dominique Sauter. "Actuator fault-tolerant control design: demonstration on a three-tank-system." *International Journal of Systems Science* 31, no. 9 (2000): 1143-1155.
 - [72] Rincon-Pasaye, J. Juan, Rafael Martinez-Guerra, and Alberto Soria-Lopez. "Fault diagnosis in nonlinear systems: An application to a three-tank system." In *American Control Conference*, 2008, pp. 2136-2141. IEEE, 2008.
 - [73] Li, Linlin, Steven X. Ding, Jianbin Qiu, and Ying Yang. "Real-time fault detection approach for nonlinear systems and its asynchronous T-S fuzzy observer-based implementation." *IEEE transactions on cybernetics* 47, no. 2 (2017): 283-294.
 - [74] Q. Lei, J. Bao, Dissipativity based fault detection and diagnosis for linear systems, in: *IEEE Conference on Control Applications (CCA) 2015*, IEEE, 2015, pp. 133-138.
 - [75] L. M. Silverman, H. Meadows, Controllability and observability in timevariable linear systems, *SIAM Journal on Control* 5 (1) (1967) 64-73.
 - [76] W. M. H. Heemels, J. Daafouz, G. Millerioux, Observer-based control of discrete-time LPV systems with uncertain parameters, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 55 (9) (2010) 2130-2135.

-
- [77] V. F. Montagner, R. C. Oliveira, V. J. Leite, P. L. Peres, Gain scheduled state feedback control of discrete-time systems with time-varying uncertainties: an LMI approach, in: 44th IEEE Conference on Decision and Control, 330 2005 and 2005 European Control Conference. CDC-ECC'05., IEEE, 2005, pp. 4305-4310
 - [78] M. De Oliveira, J. Camino, R. Skelton, A convexifying algorithm for the design of structured linear controllers, in: Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control, 2000., Vol. 3, IEEE, 2000, pp. 2781-2786.
 - [79] F. D. Adegas, J. Stoustrup, Robust structured control design via LMI optimization, IFAC Proceedings Volumes 44 (1) (2011) 7933-7938.
 - [80] A. Casavola, E. Garone, Fault-tolerant adaptive control allocation schemes for over-actuated systems, International Journal of Robust and Nonlinear Control 20 (17) (2010) 1958-1980.
 - [81] Ding, Steven X. *Model-based fault diagnosis techniques: design schemes, algorithms, and tools*. Springer Science & Business Media, 2008.
 - [82] Nguyen MQ, Sename O, Dugard L. A switched LPV observer for actuator fault estimation. IFAC-PapersOnLine. 2015;48(26):194{199.
 - [83] Tan CP, Edwards C. Multiplicative fault reconstruction using sliding mode observers. In: Control Conference, 2004. 5th Asian. vol. 2. IEEE; 2004. p.957-962.
 - [84] Blake D, Brown M. Simultaneous, multiplicative actuator and sensor fault estimation. In: Control Conference (ECC), 2007 European. IEEE; 2007. p. 408-414.
 - [85] Gao C, Zhao Q, Duan G. Robust actuator fault diagnosis scheme forsatellite attitude control systems. Journal of the Franklin Institute.2013;350(9):2560-2580.
 - [86] Rotondo D, Luopez-Estrada FR, Nejari F, Ponsart JC, Theilliol D, Puig V. Actuator multiplicative fault estimation in discrete-time LPV systems using switched observers. Journal of the Franklin Institute. 2016;
 - [87] Shahriari-kahkeshi M, Sheikholeslam F, Askari J. Adaptive fault detection and estimation scheme for a class of uncertain nonlinear systems. Nonlinear Dynamics. 2015;79(4):2623-2637
 - [88] Mesic S, Verdult V, Verhaegen M, Kanev S. Estimation and robustness analysis of actuator faults based on Kalman ltering. In: proceedings of the 5th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes, Washington, DC, USA; 2003. p. 9-11.
 - [89] C. Gao, Q. Zhao, and G.-R. Duan. *Multiplicative fault estimation for a type of nonlinear uncertain system*. In Control Conference (CCC), 2011 30th Chinese, pages 4355–4360. IEEE, 2011.
 - [90] K. Zhou and J. C. Doyle. *Essentials of robust control*, volume 104. Prentice hall Upper Saddle River, NJ, 1998
 - [91] S.-H.Wang, P. Dorato, and E. Davison. *Observing the states of systems with unmeasurable disturbances*. 1975.
 - [92] A. Dabroom, H. K. Khalil, *Numerical differentiation using high-gain observers*, in Proceedings of the 36th IEEE Conference on Decision and Control Vol. 5, No. December, pp. 4790–4795, 1997.

-
- [93] J. Park, R. Giorgio and B.R. William "On the representation of sensor faults in fault detection filters." *Automatica* 30.11 (1994): 1793-1795.
- [۹۴] باقرپور اردکانی، اسماعیل، محمد رضا حائری یزدی، و محمد محبوب. "تخمین گر ورودی نامعلوم برای تشخیص نقص حسگر در سیستم‌های خطی با عدم قطعیت نامنطبق." *مهندسی مکانیک مدرس* ۱۵.۴ (۲۰۱۵): ۲۹۲-۳۰۰.
- [95] K. K. Pandey et al, "Review on Fault Diagnosis in Three-Phase Induction Motor", MEDHA – 2012, Proceedings published by International Journal of Computer Applications (IJCA)
- [96] Bellini, Alberto, et al. "Advances in diagnostic techniques for induction machines." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55 (2008): 4109-4126.
- [97] Da Silva, Aderiano M. *Induction motor fault diagnostic and monitoring methods*. Diss. Faculty Of the Graduate School, Marquette University, 2006.
- [98] Casavola, Alessandro, and Gianfranco Gagliardi. "Fault detection and isolation of electrical induction motors via LPV fault observers: A case study." *International Journal of Robust and Nonlinear Control* (2014).
- [99] Zhang "Fault detection" In-Teh (2010)
- [100] Karmakar, Subrata, et al. "Turn-to-turn fault diagnosis of an Induction motor by the analysis of Transient and Steady state Stator current." *Innovative Systems Design and Engineering* 5.2 (2014): 65-74.
- [101] Ompusunggu, Agusmian P., et al. "Winding fault diagnosis of a 3-phase induction motor powered by frequency-inverter drive using the current and voltage signals."
- [102] Sharifi, Rasool, and Mohammad Ebrahimi. "Detection of stator winding faults in induction motors using three-phase current monitoring." *ISA transactions* 50.1 (2011): 14-20.
- [103] Treetrong, Jugrapong. "Fault detection and diagnosis of induction motors based on higher-order spectrum." *Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists*. Vol. 2. 2010.
- [104] Seera, Manjeevan, et al. "Fault detection and diagnosis of induction motors using motor current signature analysis and a hybrid FMM–CART model." *Neural Networks and Learning Systems, IEEE Transactions on* 23.1 (2012): 97-108.
- [105] Kumar, K. Vinoth, and S. Suresh Kumar. "LabVIEW based condition monitoring of induction machines." *International Journal of Intelligent Systems and Applications (IJISA)* 4.3 (2012): 56.
- [106] De Angelo, Cristian H., et al. "Online model-based stator-fault detection and identification in induction motors." *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 56.11 (2009): 4671-4680.
- [107] Manop, Chalermchat, Vijit Kinnarees, and Suphot Chunwiphat. "SVM-based stator fault diagnosis for induction motors using dq0 voltage components." *International Journal of Innovative Computing, Information and Control* 6.10 (2010): 4539-4553.
- [108] Cardoso, AJ Marques, S. M. A. Cruz, and D. S. B. Fonseca. "Inter-turn stator winding fault diagnosis in three-phase induction motors, by Park's vector approach." *Energy Conversion, IEEE Transactions on* 14.3 (1999): 595-598.
- [109] Cruz, Sérgio MA, and AJ Marques Cardoso. "Stator winding fault diagnosis in three-phase

-
- synchronous and asynchronous motors, by the extended Park's vector approach." *Industry applications, IEEE Transactions on* 37.5 (2001): 1227-1233.
- [110] Amaral, T. G., et al. *Image Processing based Classifier for Detection and Diagnosis of Induction Motor Stator Fault*. INTECH Open Access Publisher, 2009.
- [111] Pires, V. Fernão, Tito G. Amaral, and J. F. Martins. "Stator winding fault diagnosis in induction motors using the dq current trajectory mass center." *Industrial Electronics, 2009. IECON'09. 35th Annual Conference of IEEE*. IEEE, 2009.
- [112] Kliman, G. B., et al. "A new approach to on-line turn fault detection in AC motors." *Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS'96., Conference Record of the 1996 IEEE*. Vol. 1. IEEE, 1996.
- [113] Tallam, Rangarajan M., et al. "Neural network based on-line stator winding turn fault detection for induction motors." *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*. Vol. 1. IEEE, 2000.
- [114] Kohler, Jeffery L., Joseph Sottile, and Frederick C. Trutt. "Alternatives for assessing the electrical integrity of induction motors." *Industry Applications Society Annual Meeting, 1989., Conference Record of the 1989 IEEE*. IEEE, 1989.
- [115] Lee, Sang Bin, Rangarajan M. Tallam, and Thomas G. Habetler. "A robust, on-line turn-fault detection technique for induction machines based on monitoring the sequence component impedance matrix." *Power Electronics, IEEE Transactions on* 18.3 (2003): 865-872.
- [116] Ballal, M. S., H. M. Suryawanshi, and Mahesh K. Mishra. "ANN based system for the detection of winding insulation condition and bearing wear in single phase induction motor." *Journal of Electrical Engineering & Technology* 2.4 (2007): 485.
- [117] Saravanakumar, R., K. Vinoth Kumar, and K. K. Roy. "Fuzzy Logic based fault detection in induction machines using Labview." *International Journal of Computer Science and Network Security* 9.9 (2009): 226-243.
- [118] Leite, D. F., et al. "Evolutionary neural network applied to induction motors stator fault detection." *IEEE International Electric Machines & Drives Conference*. 2009.
- [119] Khireddine, M. S., et al. "Fault detection and diagnosis in induction motor using artificial intelligence technique." *MATEC Web of Conferences*. Vol. 16. EDP Sciences, 2014.
- [120] Aguayo, J., et al. "Stator winding fault detection for an induction motor drive using actuator as sensor principle." *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC'03. 2003 IEEE 34th Annual*. Vol. 3. IEEE, 2003.
- [121] Arkan, M., D. Kostic-Perovic, and P. J. Unsworth. "Modelling and simulation of induction motors with inter-turn faults for diagnostics." *Electric Power Systems Research* 75.1 (2005): 57-66.
- [122] Aguayo, J., et al. "Stator Winding-Fault Detection for the Induction Motor Drives." *Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference, 2006*. Vol. 2. IEEE, 2006.
- [123] Bagheri, F., H. Khaloozadeh, and K. Abbaszadeh. "Stator fault detection in induction machines

by parameter estimation using adaptive kalman filter." *Iranian Journal of Electrical & Electronic Engineering* 3.3 (2007): 72-82.

- [124] Obaid Mustafa, M., George Nikolakopoulos, and Thomas Gustafsson. "A fault diagnosis scheme for three phase induction motors based on uncertainty bounds." *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2012.
- [125] Espinoza Trejo, Diego Rivelino, et al. "Relaxed fault conditions for stator short-circuit fault isolation in induction motors." *Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes*. Vol. 8. No. 1. 2012.
- [126] Kowalski, Czeslaw T., Robert Wierzbicki, and Marcin Wolkiewicz. "Stator and Rotor Faults Monitoring of the Inverter-Fed Induction Motor Drive using State Estimators." *Automatika–Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications* 54.3 (2013).
- [127] Casavola, Alessandro, and Gianfranco Gagliardi. "Fault detection and isolation of electrical induction motors via LPV fault observers." *Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes*. Vol. 8. No. 1. 2012.

Abstract

Linear Parameter Varying systems are linear dynamical systems whose mathematical description depends on parameters that change values over time. LPV approximation could be equivalent to the original nonlinear system. Recently, considerable attention has been focused on the LPV fault detection approaches, due to possibility of using linear approaches for LPV systems. In this thesis a model based fault estimation approach is presented for a class of Linear Parameter Varying (LPV) systems subject to sensor, actuator and component faults using dissipativity theory and Energetic approach. Please notice that both multiplicative and additive fault has been considered. In order to estimate the faults, an energetic based approach is considered. Finally, a fault tolerant approach for overactuated-oversensed systems subject to multiplicative and additive faults has been presented. All the theorem and Lema are proofed using Lyapunov theory and Linear Matrix Inequality (LMI).

Keywords:

Fault Estimation, Energetic Approach, LPV, Multiplicative Faults, Linear Matrix Inequality, Dissipativity



Shahrood University of Technology
Faculty of Electrical and Robotics Engineering

Ph.D. Thesis in Control Engineering

Fault Detection in Polytopic LPV Systems using Dissipativity Theory

By:

Hamid Behzad

Supervisor:

Dr. M. A. Sadrnia

Advisors:

Dr. A. Darabi

Dr. A. Ramezani

January 2019