

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده مهندسی برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی کنترل

تشخیص خطای سنسور برای وسیله نقلیه هوایی بدون سرنشین
بوسیله فیلتر کالمن تطبیقی

نگارنده :

مصطفی هروی

استاد راهنما :

دکتر محمدعلی صدرنیا

تیر ۱۳۹۹

شماره ۱۷۴۵، ج ۱
تاریخ ۹۸، ۴، ۲۵

باسمه تعالی



فرم شماره (۳) صورتجلسه نهایی دفاع از پایان نامه دوره کارشناسی ارشد

با نام و یاد خداوند متعال، ارزیابی جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد خانم / آقای مصطفی هروی با شماره دانشجویی ۹۵۱۵۹۷۴ رشته مهندسی برق گرایش (کنترل) تحت عنوان: تشخیص خطای سنسور برای وسیله نقلیه هوایی بدون سرنشین بوسیله فیلتر کالمن تطبیقی که در تاریخ ۹۹/۴/۲۵ با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید به شرح ذیل اعلام می-گردد:

الف) درجه عالی: نمره ۱۹-۲۰ ☐ ب) درجه خیلی خوب: نمره ۱۸-۱۸/۹۹ ☐
 ج) درجه خوب: نمره ۱۷/۹۹-۱۶ ☒ د) درجه متوسط: نمره ۱۵/۹۹-۱۴ ☐
 ه) کمتر از ۱۴ غیر قابل قبول و نیاز به دفاع مجدد دارد ☐
 نوع تحقیق: نظری ☒ عملی ☐

اعضاء	مرتبه علمی	نام و نام خانوادگی	عضو هیأت داوران
	دانشیار	دکتر همدینی	۱- استاد راهنمای اول
	_____	_____	۲- استاد راهنمای دوم
	_____	_____	۳- استاد مشاور
	دانشیار	دکتر همدانپور	۴- نماینده تحصیلات تکمیلی
	استاد	دکتر الفی	۵- استاد امتحن اول
	دانشیار	دکتر علی زارره	۶- استاد امتحن دوم

نام و نام خانوادگی رئیس دانشکده:

تاریخ و امضاء و مهر دانشکده:

۹۹/۴/۲۸

تعهد نامه

اینجانب **مصطفی هروی** دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته **برق کنترل** دانشکده **برق و رباتیک** دانشگاه صنعتی

شاهرود نویسنده پایان نامه **تشخیص خطای سنسور برای وسیله نقلیه هوایی بدون سرنشین بوسیله فیلتر**

کالمن تطبیقی تحت راهنمایی دکتر محمدعلی صدرنیا متعهد می شوم:

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

* متن این صفحه نیز باید در ابتدای نسخه های تکثیر شده پایان نامه وجود داشته باشد .

چکیده :

در این پایان نامه، ابتدا مجموعه‌ای از فیلترهای کالمن غیرخطی برای تشخیص و شناسایی عیب‌های رخ داده در سنسورها طراحی خواهد شد. این فیلترها این قابلیت را دارند که در شرایطی که مشخصات آماری نویز معلوم نباشد، عیب‌های رخ داده در سنسورها را به صورت صحیح و دقیق تشخیص دهند. همچنین با بررسی سناریوهای مختلف عیب سنسور، توانایی رویکردهای پیشنهادی برای تشخیص و شناسایی عیب روی سیستم یک وسیله نقلیه هوایی بدون سرنشین شبیه‌سازی می‌شود. برای این کار از ساختار یک سیستم تحمل پذیر عیب فعال استفاده خواهیم کرد. در این ساختار، اطلاعات به دست آمده از واحد تشخیص و شناسایی عیب به واحد طراحی کنترل کننده ی تحمل پذیر عیب فرستاده می‌شود، در این واحد بر اساس کنترل مد لغزشی ترمینال غیر تکین، کنترل کننده ی تحمل پذیر عیبی طراحی خواهد شد که در صورت بروز عیب در سنسور، پایداری و عملکرد مطلوب سیستم را حفظ کند.

کلمات کلیدی : سیستم‌های تشخیص عیب، کنترل کننده ی تحمل پذیر عیب، فیلترهای کالمن، سیستم

وسيله نقلیه هوایی بدون سرنشین، سیستم تحمل پذیر عیب فعال، کنترل مد لغزشی ترمینال غیر تکین

فهرست مطالب

فصل اول.....	۱
مقدمه.....	۱
۱-۱ روش های تشخیص و شناسایی عیب.....	۳
۲-۱ تاریخچه کارهای انجام شده.....	۹
فصل دوم.....	۱۱
تشخیص و شناسایی عیب.....	۱۱
۱-۲ مفاهیم اصلی :.....	۱۲
۲-۲ انواع عیب :.....	۱۲
۳-۲ نحوه ی مدل کردن عیب :.....	۱۷
۴-۲ کنترل کننده های تحمل پذیر عیب.....	۱۸
۵-۲ روش های تشخیص و شناسایی عیب :.....	۲۴
۶-۲ روش طراحی کنترل کننده تحمل پذیر عیب :.....	۲۵
فصل سوم.....	۲۷
دینامیک وسیله نقلیه هوایی بدون سرنشین، فرآیند تشخیص عیب به وسیله ی فیلتر کالمن و طراحی کنترل کننده ی تحمل پذیر عیب.....	۲۷
۱-۳ دینامیک هلیکوپتر بدون سرنشین.....	۲۸
۲-۳ طراحی سیستم های تشخیص و شناسایی عیب.....	۳۰
۳-۳ فیلتر کالمن :.....	۳۰
۵-۳ فیلتر کالمن توسعه یافته تطبیقی :.....	۳۴
۶-۳ الگوریتم فیلتر کالمن توسعه یافته تطبیقی :.....	۴۰
۷-۳ فیلتر کالمن Unscented :.....	۴۱
۸-۳ تبدیل Unscented :.....	۴۲
۹-۳ تبدیل unscented مقیاس بندی شده :.....	۴۳
۱۰-۳ فیلتر کالمن unscented تطبیقی :.....	۴۸
۱۱-۳ طراحی کنترل کننده ی تحمل پذیر عیب.....	۵۱
فصل چهارم.....	۵۹
شبیه سازی و آنالیز نتایج.....	۵۹
۱-۴ بررسی عیب سنسور، شبیه سازی و آنالیز نتایج.....	۶۰
فصل پنجم.....	۸۵
نتیجه گیری و پیشنهادات.....	۸۵
فهرست مراجع :.....	۸۸

فهرست اشکال

۴.....	شکل (۱-۱) تقسیم بندی روش های FDD [3]
۷.....	شکل (۲-۱) ساختار کلی تخمین گر حالت [8]
۸.....	شکل (۳-۱) طرح رویترگر [8]
۱۳.....	شکل (۱-۲) سیستم تحت خطا های مختلف [3]
۱۴.....	شکل (۲-۲) انواع عیب های محرک : (a) عیب شناور ، (b) عیب گیر کردن ، (c) عیب hard-over ، (d) عیب کاهش کارایی [4]
۱۶.....	شکل (۳-۲) انواع عیب های سنسور [3]
۱۶.....	شکل (۴-۲) عیب دینامیک مدل
۲۲.....	شکل (۵-۲) ساختار کلی یک سیستم تحمل پذیر عیب فعال [5]
۲۳.....	شکل (۶-۲) وجود تاخیر در فرآیند FDD [5]
۲۸.....	شکل (۱-۳) پیکربندی هلیکوپتر چهار موتوره [25]
۵۸.....	شکل (۲-۳) طرح FTC عیب سنسور
۶۲.....	شکل (۱-۴) الف ، سیگنال مانده سنسور اول
۶۲.....	شکل (۱-۴) ب ، سیگنال مانده سنسور دوم
۶۳.....	شکل (۱-۴) ج ، سیگنال مانده سنسور سوم
۶۳.....	شکل (۱-۴) د ، سیگنال مانده سنسور چهارم
۶۴.....	شکل (۱-۴) و ، سیگنال مانده سنسور پنجم
۶۴.....	شکل (۱-۴) ه ، سیگنال مانده سنسور ششم
۶۵.....	شکل (۲-۴) الف ، سیگنال ورودی کنترلی u_1
۶۶.....	شکل (۲-۴) ب ، سیگنال ورودی کنترلی u_2
۶۶.....	شکل (۲-۴) ج ، سیگنال ورودی کنترلی u_3
۶۷.....	شکل (۲-۴) د ، سیگنال ورودی کنترلی u_4
۶۸.....	شکل (۳-۴) الف، موقعیت حالت X
۶۹.....	شکل (۳-۴) ب، موقعیت حالت Y
۷۰.....	شکل (۳-۴) ج، موقعیت حالت Z
۷۱.....	شکل (۳-۴) د، موقعیت حالت α
۷۲.....	شکل (۳-۴) و ، موقعیت حالت β
۷۳.....	شکل (۳-۴) ی، موقعیت حالت γ
۷۵.....	شکل (۴-۴) الف ، سیگنال ورودی کنترلی u_1
۷۶.....	شکل (۴-۴) ب ، سیگنال ورودی کنترلی u_2
۷۶.....	شکل (۴-۴) ج ، سیگنال ورودی کنترلی u_3
۷۷.....	شکل (۴-۴) د ، سیگنال ورودی کنترلی u_4

۷۸.....	شکل (۵-۴) الف، موقعیت حالت X
۷۹.....	شکل (۵-۴) ب، موقعیت حالت Z
۸۰.....	شکل (۵-۴) ج، موقعیت حالت y
۸۱.....	شکل (۵-۴) د، موقعیت حالت α
۸۲.....	شکل (۵-۴) و، موقعیت حالت β
۸۳.....	شکل (۵-۴) ی، موقعیت حالت γ

فهرست جداول

۶۱.....	جدول (۱-۴) سناریو اول عیب های سنسور
۶۵.....	جدول (۲-۴) میانگین عیب های شناسایی شده توسط فیلتر AEKF
۷۴.....	جدول (۳-۴) سناریوی دوم عیب های سنسور
۷۵.....	جدول (۴-۴) میانگین عیب های شناسایی شده توسط فیلترهای AUKF

فصل اول

مقدمه

امروزه، سیستم های پیچیده ی غیرخطی در گوشه کنار زندگی ما موجود هستند. سیستم های پیچیده در هر صنعتی مثل راکتورهای شیمیایی -هسته ای و ربات های صنعتی مشاهده می شوند. این سیستم ها به طور مداوم با هدف خدمت به انسان به کار گرفته می شوند تا آنجایی که خطایی در آنها رخ داده و معیوب شوند. خطاها در سیستم های پیچیده، اتفاقاتی هستند که به ندرت و در زمان های پیش بینی نشده ای رخ می دهند. خطا به صورت زیر تعریف می شود:

"خطا، انحراف غیرمجاز حداقل یکی از مشخصه های ذاتی و یا پارامتری سیستم از شرایط استاندارد یا عادی خود است". [3]

پیش بینی و جلوگیری از وقوع خطا در سیستم های دینامیکی دشوار است. بروز خطا در سیستم های بحرانی - ایمنی می تواند منجر به خسارات مالی و انسانی شود. برای مثال می توان به حادثه 1986 چرنوبیل و انفجار سایت هسته ای در اوکراین، سقوط هواپیمای DC-8-71F در سال 2000 و سقوط هواپیمای Beechcraft 1900D در سال 2003 و همچنین سقوط هواپیمای مسافربری DC-10 در شیکاگو که در این حادثه یکی از موتورهای آن کار افتاد و باعث بروز خطاهای زیادی شد لذا عامل تمام این حوادث بروز خطا در بخش های مختلف آن ها است. [4]

سؤال این است که آیا می توان جلوی بروز چنین حوادثی را گرفت یا خیر؟ باوجود اینکه در بیشتر مواقع نمی توان مانع از بروز خطا در سیستم های پیچیده شد، با این وجود می توان از عواقب آن جلوگیری کرد یا از شدت آن کاست. برای کاهش احتمال وقوع حوادث فاجعه بار، مهم ترین گام استفاده از روش های تشخیص و شناسایی خطا¹ است. این سیستم ها برای افزایش قابلیت اطمینان و امنیت سیستم های پیچیده ی غیرخطی در مباحث تئوری و عملی طراحی شده اند. [3,4]

صنایع در حوزه های متفاوت، به ویژه صنعت هوانوردی و نظامی، زمان و انرژی زیادی برای ایجاد سیستم های هوشمند و تطبیقی که توانایی تشخیص خطا را داشته باشند، صرف کرده اند. روش های تشخیص و شناسایی

¹ Fault Detection and Diagnosis (FDD)

خطا به صورت گسترده ای برای دستیابی به عملکردی مطلوب در شرایطی که خطایی در سیستم اتفاق افتاده، مورد مطالعه و استفاده قرار گرفته اند. سیستم های کنترلی مرسوم در زمان وقوع خطا قادر نیستند عملکرد مطلوب خود را حفظ کنند و حتی بعد از وقوع خطا گاهی باعث می شوند که سیستم پایداری خود را نیز از دست دهد. برای کاهش احتمال وقوع اتفاقات فاجعه باری مانند آنچه اشاره کردیم، سیستم های بحرانی- ایمنی باید خصوصیتی از افزایش ایمنی و قابلیت اطمینان را دارا باشند. این امر انگیزه ای برای به وجود آمدن رویکردی به نام کنترل تحمل پذیر خطا^۱ شده است. [5]

مطالعات و بررسی های انجام شده از این حکایت دارد که استفاده از نگرش های تحمل پذیر خطا می توانست مانع خاموش شدن و انفجار راکتور چرنوبیل و مابقی حوادث هوایی بیان شده شوند. همه ی این مثال ها عامل محرکی است برای لزوم افزایش تحمل پذیری خطا در سیستم های کنترلی بحرانی- ایمنی تا ازین راه بتوان میزان قابلیت اطمینان و ایمنی این سیستم ها را افزایش داد. این سیستم کنترلی به این دلیل که قادر است در حضور خطا عملکرد مطلوب و پایداری سیستم را تضمین کند با کنترل کننده های مرسوم متفاوت است. به همین دلیل هدف سیستم تشخیص و شناسایی خطا ارائه ی اطلاعاتی درباره ی خطا (اندازه، زمان و نوع) است. وقتی که این اطلاعات به دست آمد، می توان کنترل کننده ی تحمل پذیر خطای مؤثری ارائه کرد. [6]

۱-۱ روش های تشخیص و شناسایی عیب

روش های FDD براساس اطلاعات قبلی^۲ به دست آمده از فرآیند، به دو دسته ی کلی مدل مرجع^۳ و داده مرجع^۴ تقسیم می شوند. اطلاعات قبلی اصولاً برطبق تجربه های قبلی حاصل از دانش مبتنی بر پیشینه^۵ بدست می آید.

¹ Fault tolerant control (FTC)

² A priori

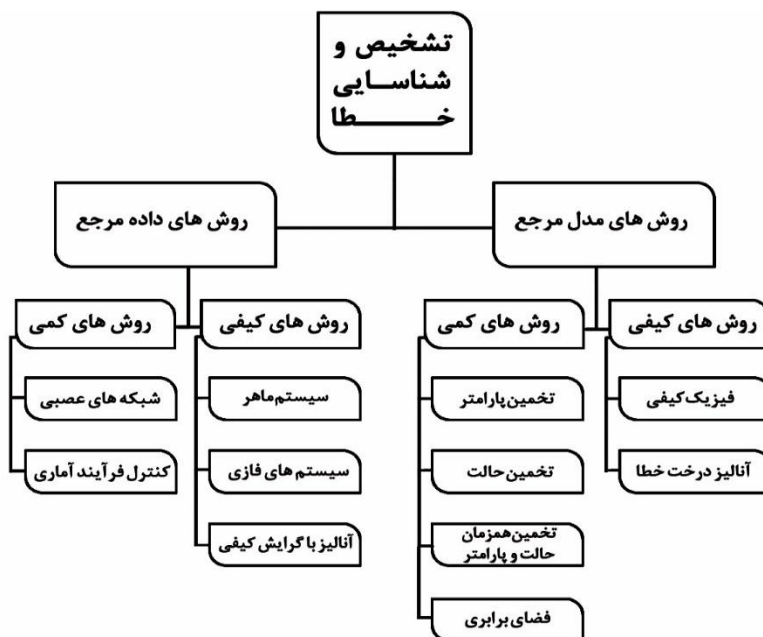
³ Model-Based

⁴ Data-Based

⁵ History-Based

روش های مدل مرجع برای تشخیص خطا در دینامیک مدل، سنسور و محرک از وابستگی مابین سیگنال های قابل اندازه گیری مختلفی که در سیستم وجود دارند، استفاده می کنند. این وابستگی ها بر طبق مدل ریاضی از سیستم بیان می شوند. روش های FDD مدل مرجع بر طبق تعریفی که می توان از سیستم ارائه کرد به دو دسته ی مدل مرجع کمی^۱ و مدل مرجع کیفی^۲ تقسیم می شوند. در روش های مدل مرجع کمی، سیستم بر اساس توابع ریاضی که ارتباط مابین ورودی ها و خروجی های سیستم را بیان می کنند، توصیف می شوند؛ ولی در روش های مدل مرجع کیفی، مدل بر اساس توابع کمی که در بخش های مختلف سیستم متمرکز شده اند، بیان می شود. [1,3]

روش های داده مرجع، در اصل مبتنی است بر حجم زیادی از اطلاعات تاریخی^۳ از فرآیند. روش FDD داده مرجع نیز بر اساس نحوه ی بیان اطلاعات قبلی به دو بخش کیفی و کمی دسته بندی می شود.



(شکل ۱-۱) تقسیم بندی روش های FDD [3]

¹ Quantitative

² Qualitative

³ Historical

الف) تشخیص و شناسایی عیب داده مرجع

در این قسمت می توانیم به روش های معروفی که در زیرمجموعه ی روش های داده مرجع قرار می گیرند، اشاره کنیم: [1]

- سیستم ماهر¹ :

یک برنامه ی کامپیوتری هوشمند است که برای حل مسائلی که به اندازه ی کافی سخت بوده و نیاز به مهارت بالای انسانی برای حل آن دارد، از روش های دانش بنیان و استنتاجی استفاده می کند . مشکل عمده ی آن در به روز کردن آن بوده و همچنین وابستگی زیاد آن به ویژگی های سیستم است.

- روش های مبتنی بر شبکه های عصبی :

از مهم ترین و پرکاربردترین شبکه های عصبی می توانیم به الگوریتم های self- و back-propagation و organizing maps ، شبکه های ART2 و الگوریتم های خوشه بندی K-mean اشاره کنیم. از محدودیت های آن نیز می توانیم به سه مورد اشاره کنیم:

- تنها براساس اطلاعات تاریخی فرآیند می باشد.
- نمی توان آنها را به فضاهای اندازه گیری نامعلوم و ناشناخته بسط داد.
- قادر نیستند خطاهای متعدد را پوشش دهند.

مانع اصلی در روش های مبتنی بر داده این است که ارتباط بین سیگنال های اندازه گیری شده در سیستم را مورد نظر قرار نمی دهد، ازاین رو دراین پایان نامه از روش مدل مرجع برای تشخیص و شناسایی خطا استفاده کرده ایم.

¹ Expert system (ES)

ب) تشخیص و شناسایی عیب مدل مرجع

تکنیک های متفاوتی برای طراحی سیستم های FDD که از مدل های مرجع کمی استفاده می کنند، وجود دارد. این تکنیک ها ، مانده هایی را تولید می کنند که نشان دهنده اختلاف رفتار فعلی سیستم و رفتاری است که بر طبق مدل از سیستم انتظار می رود. در سیستمی که به صورت مناسب کار می کند، این سیگنال مانده باید صفر باشد که بیانگر این است که در سیستم خطایی وجود ندارد و زمانی که خطایی اتفاق می افتد، سیگنال مانده باید از صفر بیشتر باشد. در نتیجه، سیگنال های مانده حاوی اطلاعاتی از خطاها می باشند. این فرآیند به دو مرحله ی زیر دسته بندی می شود: [1,4]

- تولید مجموعه ای از مانده ها

- تصمیم گیری و ایزوله کردن خطاها (زمان، محل، و اندازه خطا)

در ارزیابی و بررسی سیگنال خطا، تولید سیگنال مانده ی دقیق، نقش بسیار مهمی دارد. تکنیک های متفاوتی برای تولید سیگنال مانده وجود دارد، این تکنیک ها که می توان از آن به عنوان روش های تشخیص خطای مدل مرجع نام برد، به چهار بخش کلی دسته بندی می شوند:

▪ روش تخمین پارامتر :

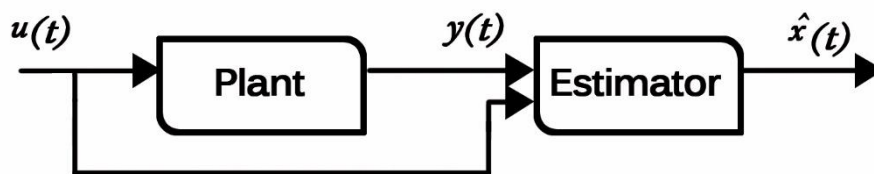
تخمین پارامتر بر طبق این فرض ایجاد شده است که خطاها در پارامترهای فیزیکی سیستم نمود پیدا می کنند. ایده ی اصلی این تکنیک، تخمین پارامترهای واقعی فرآیند خطادار به صورت آنلاین، بوسیله روش های تخمین پارامتر می باشد. در این صورت، تخمینی از خروجی های فرآیند خطادار را دارا خواهیم بود که به آنها خروجی های مرجع اطلاق می شود. هر تغییری در پارامترهای سیستم در خروجی های سیستم منعکس خواهد شد و در آن صورت بین خروجی های سیستم و خروجی های مرجع تفاوتی ایجاد خواهد شد. این تفاوت را سیگنال های مانده اطلاق خواهیم کرد. [7]

عدم همگرایی پارامتر تخمین زده شده به مقدار واقعی آن، مشکل دیگری است که این تکنیک ها با آن روبه رو هستند. در واقع، خطای تخمین به صفر همگرا می شود ولی لزوماً پارامترها به سمت مقدار واقعی میل نمی کنند. برای اینکه این اتفاق رخ نیفتد، باید سیگنال ورودی شرط تحریک پذیری^۱ را داشته باشد.

به بیانی، PE سیگنال ورودی باید برابر و یا بیشتر از تعداد پارامترهای تخمین زده شده ی سیستم باشد.

▪ روش تخمین حالت :

این روش بر طبق این فرض بنا شده است که خطاها در حالت های سیستم فیزیکی نمود پیدا می کنند. ایده ی اصلی آن است که حالت های سیستم واقعی بدون خطا را به صورت آنلاین، به کمک تکنیک های تخمین حالت، تخمین زد.



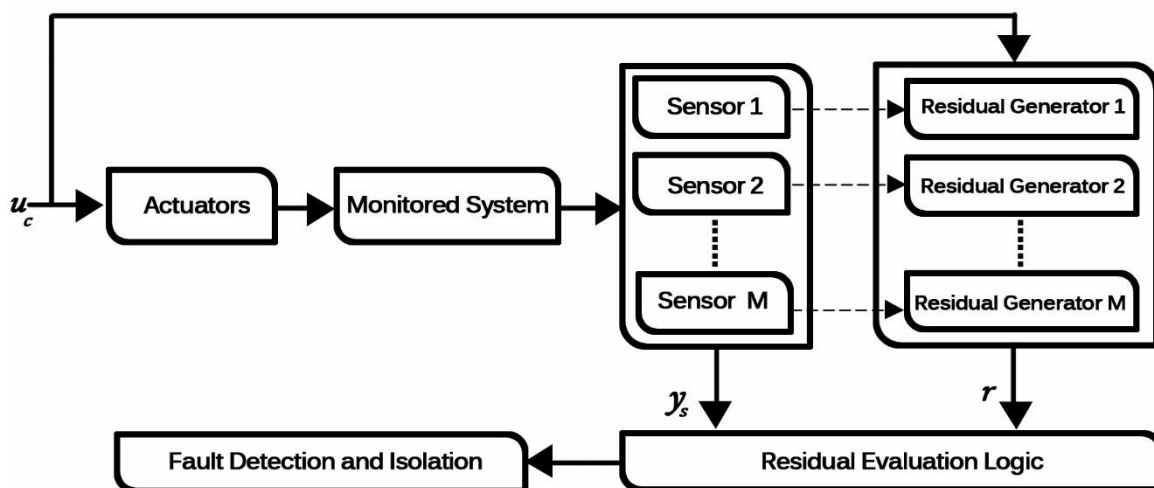
(شکل ۱-۲) ساختار کلی تخمین گر حالت [8]

در شکل (۱-۲) یک رویتگر برای هر خروجی سیستم جهت تشخیص خطای سنسور مورد استفاده قرار گرفته است. به دلیل اینکه هر رویتگر فقط برای بازسازی یکی از خروجی های سیستم استفاده شده، این روش نیازمند رویت پذیر بودن کامل سیستم برای هر یک از متغیرهای اندازه گیری شده نیست. به عبارتی، بوسیله بانکی از تخمین گرها، این رویکرد راه حلی انعطاف پذیر، مقاوم و گزینشی ارائه می دهد که قادر است خطاهای متعدد و حتی همزمان را در سنسورها تشخیص، ایزوله و شناسایی کند. هرچند از نظر محاسباتی طراحی یک رویتگر برای هر خروجی سیستم در سیستم های پیچیده تر، مشکل به نظر می رسد با این وجود توانایی بالای این روش در

¹ Persistent Exciation

مواجهه با خطاهای سنسور، آن را به یکی از روش های موردتوجه در تشخیص و شناسایی خطا تبدیل کرده است.

[8]



شکل (۳-۱) طرح روینگر [8]

فیلترهای کالمن به فراوانی در سیستم های اتفاقی مورد استفاده قرار گرفته اند. براساس مدل سیستم نامی، اگر یک فیلتر کالمن به خوبی طراحی شده باشد و متغیرهای سیستم تحت توزیع گوسی باشند، اثبات شده است که یک تخمین گر حالت بهینه از نظر خطای تخمین است. به دلیل سادگی و بهینه بودن این نوع از فیلترها، فیلترهای کالمن در کاربردهای فراوانی مورد استفاده قرار گرفته است. [9]

▪ روش فضای برابری :

فضای برابری برای تبدیل مدل فضای حالت یا ورودی-خروجی سیستم مانیتور شده به مجموعه ای از روابط برابری، برای دستیابی به بهترین عملکرد در تشخیص و شناسایی خطا، ارائه شده است. باین وجود، این نگرش دارای محدودیت هایی است: [10]

- یک مدل تحلیلی دقیق از سیستم مدل شده مورد نیاز است.
- به اندازه گیری های دقیق و قابل اعتماد سنسور احتیاج دارد.

- برای کاربردهای واقعی و آنلاین احتیاج به توانایی محاسباتی بالایی دارد.

▪ روش تخمین همزمان حالت و پارامتر :

یکی از نگرش های جدید در حوزه ی تشخیص و شناسایی خطای مبتنی بر مدل مرجع و تولید سیگنال مانده، استفاده از روش های تخمین همزمان حالت و پارامترهای سیستم است. این روش به دلیل توانایی در شناسایی خطاهای محرک، سنسور، سرعت تشخیص و دیگر موارد مورد توجه قرار گرفته است. [5]

دراین پایان نامه از روش فیلترهای کالمن برای تشخیص خطا استفاده کرده ایم.

۱-۲ تاریخچه کارهای انجام شده

تکنیک های شناسایی و جداسازی عیب (FDI) در صنایع به طور گسترده ای مورد استفاده قرار گرفته اند تا عیب های سنسورها و محرک ها را شناسایی کنند. اگر یک عیب شناسایی شود، ساختار کنترل کننده را می توان تغییر داد تا بهترین پاسخ ممکن را از سیستم بگیرد یا سیستم را متوقف کند. روش های مبتنی بر رویکرد تشخیص عیب بسیار کاربردی و مناسب است و ببرد و جونز نخستین گام را برای (FDI) مبتنی بر رویکرد برداشتند. [11] یکی از اولین روش ها در تولید مانده ، تشخیص عیب با استفاده از فیلتر کالمن بوده است. [3] در اوایل دهه 80 میلادی روش فضای برابری توسط چو و ویلسکای ابداع شد و اولین روشی بود که مقاوم بودن برای آن تعریف شد. [12] روش ساختار ویژه در دهه 80 میلادی توسط پتن و همکارانش پیشنهاد شد. [3] پس از چند سال پتن و همکارانش از روش تخصیص ساختار ویژه استفاده کردند برای آن که حساسیت مانده را به عدم قطعیت کمینه سازد در حالی که حساسیت مانده به خطا بیشینه مقدار را داشته باشد. [7] روش مبتنی بر رویکرد تطبیقی یکی از روش هایی است که به دلیل آن که دقت بالایی دارد بسیار مناسب است و در اوایل دهه 70 میلادی رویکرد تطبیقی برای سیستم های خطی مورد مطالعه و بررسی قرار گرفت. [8] تشخیص عیب در سیستم های دینامیکی یکی از کتاب های جامع در زمینه تشخیص عیب است که روش های مختلف و کاربردهای آن ها را بررسی کرده است توسط پتن، فرانک و کلارک در سال 1989 تالیف شده است. [10]

تکنیک های FDI برای وسایل نقلیه خودکار به عنوان خودرو، هواپیما، هواپیماهای بالک ثابت، و پهپادهای شیب دار و وسایل نقلیه زیر آب اعمال شده است. در رویکرد FDI مبتنی بر مدل، تمام اطلاعات مربوط به سیستم از جمله اطلاعاتی در مورد دینامیک ها برای نظارت بر رفتار سیستم استفاده می شود. اغلب مقالات منتشر شده در سالهای اخیر در سیستم های FDI برای وسایل نقلیه خودکار نیز از روش های مبتنی بر رویکرد استفاده می کنند. ایده اولیه دیدگاه یا روش مبتنی بر رویکرد یا فیلتر، تخمین خروجی سیستم از اندازه گیری ها با استفاده از مشاهدات لئونبرگر در یک وضعیت قطعی یا فیلترهای کالمن در یک حالت تصادفی است. [13]

چندین روش برای FDI در وسایل نقلیه خودکار استفاده شده است. شبکه های عصبی برای شناسایی خطاهای سنسور و محرک مورد استفاده در مدل ریاضی B-747 مورد استفاده قرار گرفته اند. [4]

یک بانک از فیلترهای کالمن و شبکه های عصبی نیز برای شناسایی عیب حسگر در یک مدل شبیه سازی UAV ارتفاع بالا ناسا و داده های پرواز واقعی B-737 استفاده شده است. [13]

از فیلترهای کالمن نیز برای شناسایی عیب در هواپیما استفاده شده است، با استفاده از یک مدل شبیه سازی خطی از پهپاد چشم عقاب رویگرهای خطی برای شناسایی عیب محرک در هلیکوپترهای خودکار استفاده شده اند. [14,15]

اکنون چند پایان نامه ای را که در زمینه تشخیص عیب با روش های مختلف انجام شده است معرفی می کنیم:

- تشخیص خطا با استفاده از فیلتر کالمن بهبود یافته با منطق فازی توسط محسن بیاری ارائه شده است. [16]

- تشخیص خطای مقاوم با استفاده از رویکرد ورودی نامعلوم بر روی زیردریایی بدون سرنشین توسط فهیمه قربانی و شکی ارائه شده است. [17]

- آشکارسازی و جداسازی خطای محرک با استفاده از رویکرد تطبیقی روی هواپیمای بدون سرنشین توسط حانیه عطاری ارائه شده است. [18]

فصل دوم

تشخیص و شناسایی عیب

۱-۲ مفاهیم اصلی :

- **خطا^۱** : انحراف غیرمجاز حداقل یکی از مشخصه های ذاتی و یا پارامتری سیستم از شرایط استاندارد / عادی و یا قابل قبول.

- **عیب^۲** : وقفه ای دائمی در توانایی سیستم در اجرای دستورات خواسته شده تحت شرایط عملیاتی از پیش مشخص شده است.

- **تشخیص خطا^۳** : تعیین وجود خطا در سیستم و همچنین مشخص کردن زمان وقوع آن.

- **ایزوله کردن خطا^۴** : تعیین نوع و محل خطا که بعد از تشخیص خطا تعریف میشود.

- **تعیین خطا^۵** : تعیین اندازه و سبب خطا که بعد از ایزوله سازی خطا تعریف میشود.

معمولاً به ترکیب ایزوله کردن خطا و تعیین خطا در اصطلاح، شناسایی خطا گفته می شود. [5]

لازم به ذکر است به دلیل اینکه در اصلاح عموم معمولاً کلمه خطا به کار برده می شود، لذا در این پایان نامه هرکجا که از کلمه خطا و یا عیب استفاده شد، منظور همان کلمه Fault می باشد.

۲-۲ انواع عیب :

خطاها یا همان عیب ها به سه بخش کلی تقسیم می شوند که شکل (۱-۲) نمایشی از خطا های رخ داده در هر یک از زیرسیستم های یک فرآیند را نشان می دهد :

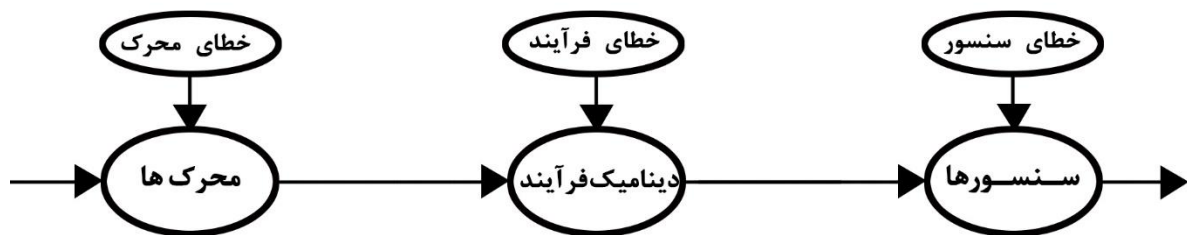
¹ Fault

² Failure

³ Fault Detection

⁴ Fault Isolation

⁵ Fault Identification



شکل (۱-۲) سیستم تحت خطاهای مختلف [3]

محرک وسیله ای مکانیکی است که انرژی خارجی را به انرژی جنبشی لازم تبدیل می کند و یک مؤلفه ی

ضروری در سیستم های کنترلی است که به صورت گسترده ای در کاربردهای صنعتی استفاده می شود.

دسته بندی خطاها یا همان عیب های محرک به نوع محرک نیز وابسته است، باین وجود می توانیم آنها را به

چهار نوع کلی زیر تقسیم کنیم : [19,4]

- **گیر کردن در یک موقعیت^۱**: گیر کردن در یک موقعیت، زمانی رخ می دهد که محرک در یک موقعیت

گیر کرده و هیچ عکس العملی به سیگنال کنترلی نشان ندهد. این عیب، به دلیل مشکلات مکانیکی

مثل کاهش روغن کاری محرک ها اتفاق می افتد. این نوع از عیب عامل بروز حادثه در پرواز ۱۰۸۰

سن دیگو در سال ۱۹۷۷ و پرواز ۹۶ انتاریو در سال ۱۹۷۲ است.

- **عیب شناور^۲**: عیب های شناور زمانی اتفاق می افتند که محرک آزادانه، بدون هیچ نیروی اعمالی

حرکت کند. دو پرواز سالهای ۱۹۸۵ ژاپن و ۲۰۰۳ بغداد به دلیل بروز این نوع از عیب دچار سانحه شدند.

- **عیب Hard over**: در این نوع از عیب محرک، سطح کنترلی با بیشترین مقدار سرعت خود به مقدار

بیشینه یا کمینه ی خود حرکت می کند. این عیب معمولاً در سیستم های کنترلی هواپیما اتفاق می

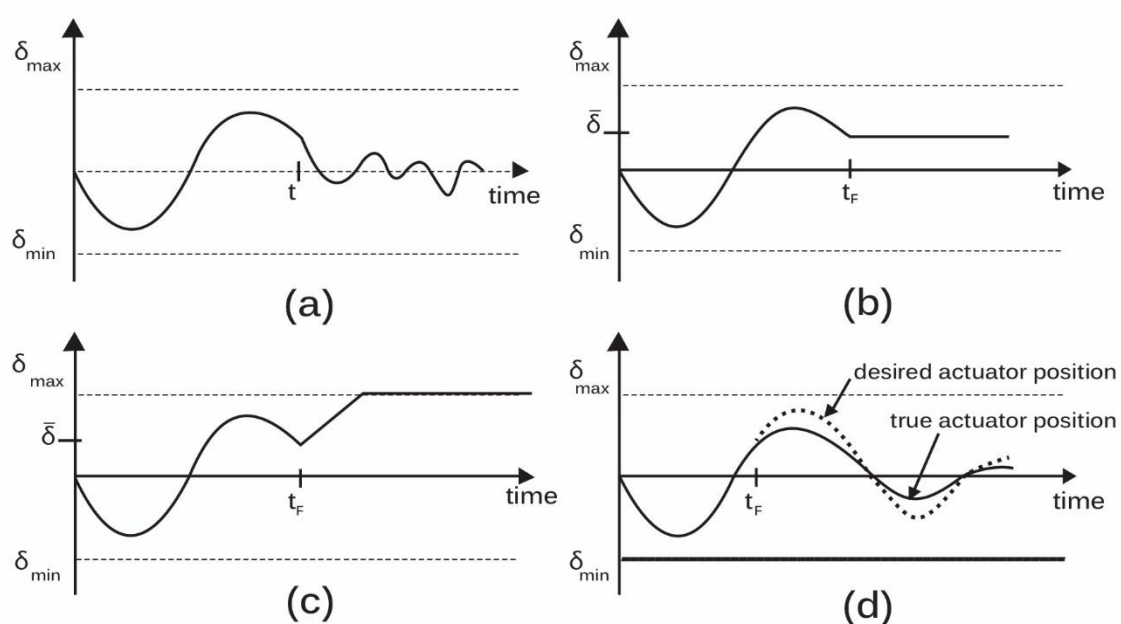
افتد و باعث تغییر مکان سریع و آنی محرک ایرودینامیک هواپیما به مقدار بیشینه یا کمینه ی مجاز

¹ Lock in place

² Float

تعریف شده می شود. بروز این عیب در پرواز ۸۵ سال ۲۰۰۲ آلاسکا باعث اتفاق افتادن حادثه ی هوایی دیگری شد.

- **عیب کاهش کارایی** : نوع چهارم عیب محرک زمانی رخ می دهد که کارایی یک یا مجموعه ای از محرک ها کم می شود. این نوع از عیب جزء عیب های رایج در انواع محرک می باشد.



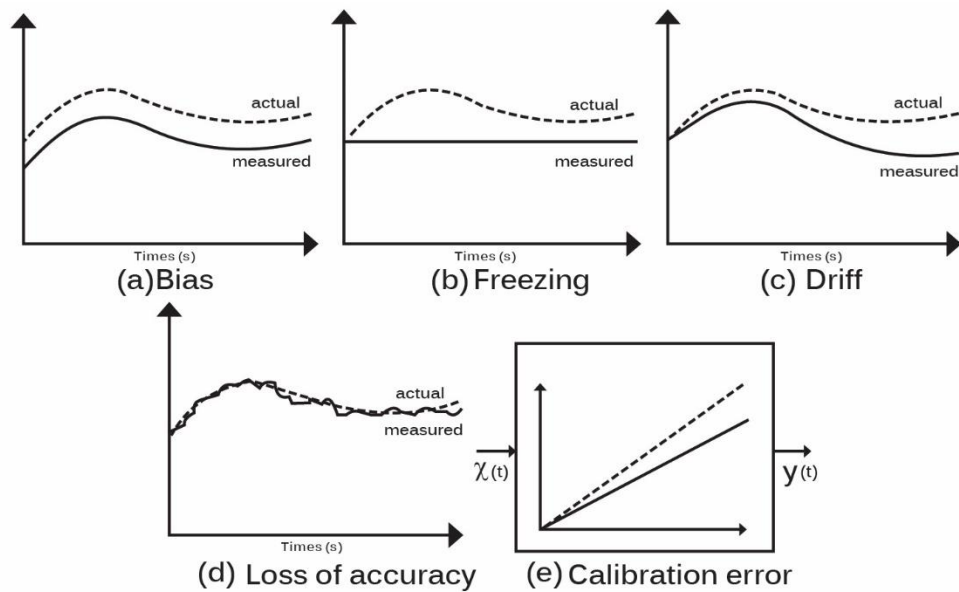
شکل (۲-۲) انواع عیب های محرک : (a) عیب شناور ، (b) عیب گیر کردن ، (c) عیب hard-over ، (d) عیب کاهش کارایی [4]

حسگر یا سنسور، وسیله ای است که از حالت های درونی، سیگنال های سیستم را دریافت و اندازه گیری کرده و سپس آنها را به سیگنال های خروجی مناسبی تبدیل می کند تا در محیط بیرون استفاده شود. عیب های سنسور را می توان به پنج دسته ی زیر تقسیم کرد: [2,20]

- عیب بایاس^۱ : عیب بایاس در واقع یک خطا یا افست بین سیگنال های واقعی و اندازه گیری شده می باشد.
 - عیب دریفت^۲ : عیب دریفت سنسور، شرایطی است که خطای اندازه گیری در طول زمان افزایش پیدا می کند. این عیب، به علت کاهش میزان حساسیت سنسور ممکن است رخ دهد. میزان دقت سنسور زمانی کاهش می یابد که سنسور هرگز مقادیر واقعی متغیرهای فیزیکی سیستم را نشان ندهد.
 - عیب کاهش دقت : این عیب، به دلیل آغشته شدن سیگنال های اندازه گیری به نویز، اتفاق می افتد.
 - عیب ثابت ماندن : فریز شدن سیگنال های سنسور نشان دهنده ی این است که سنسور یک مقدار ثابت را به جای مقادیر واقعی بیان می کند.
 - عیب کالیبراسیون : عیب کالیبراسیون بیان اشتباه مفهوم واقعی حالتها از سیگنالهای الکتریکی و الکترونیکی است که از خود سیگنال خارج میشود. اطلاعاتی که بوسیله سنسورها ارائه میشوند معمولاً به فرم ولتاژ یا جریان هستند لذا برای درک مفهوم فیزیکی واقعی حالت ها یا سیگنال های اندازه گیری شده نیازمند ابزار واسطه هستیم. این عیب در اثر کالیبراسیون اشتباه این ابزار ایجاد می شود.
- از عیب های سنسور که در حوادث هوایی اتفاق افتاده است می توانیم به پرواز ۱۲۴ سال ۲۰۰۵ استرالیا اشاره کنیم. [4]

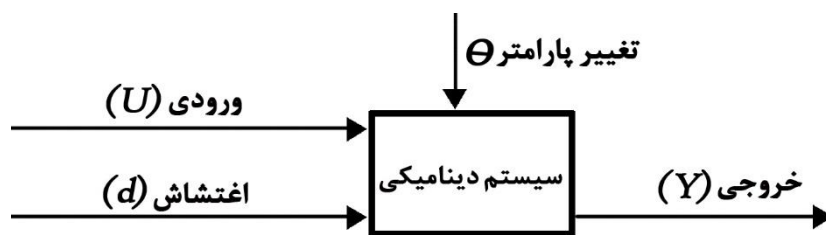
¹ Bias

² Drift



شکل (۳-۲) انواع عیب های سنسور [3]

عیب دینامیکی^۱ مدل که در شکل (۴-۲) نشان داده شده است، به شکل تغییر پارامتر θ در سیستم، مدل می شود. این تغییر باعث می شود که مدل نامی دینامیک سیستم معتبر نباشد.



شکل (۴-۲) عیب دینامیک مدل

¹ Components Faults

ضروری است به این نکته اشاره کنیم که خطاها یا همان عیبها را میتوانیم بر طبق زمان رخ دادن آنها نیز به دو دسته ی عیب ناگهانی^۱ و عیب بدوی^۲ نیز تقسیم کنیم.

اثرات عیب ناگهانی معمولاً واضح و معین هستند؛ سیستم یک تغییر ناگهانی غیرمنتظره از خود بروز می دهد. عیب های بدوی، عیب هایی آرام و ظریف هستند که اثرات آنها به وضوح قابل مشاهده نیست بااین وجود، اگر به مدت طولانی نادیده گرفته شوند باعث کاهش کارایی سیستم و گاهی باعث خرابی های عظیم و فاجعه باری می شوند. [1]

۲-۳ نحوه ی مدل کردن عیب :

- **فرم ضرب شونده :** مدل کردن خطاها یا همان عیبها به فرم ضرب شونده بیشتر در عیب های محرک مورد استفاده قرار می گیرد. عیب های محرک سوء عمل محرک های سیستم را نشان می دهند و می توان آنها را به صورت کاهش کارایی محرک بیان کرد. عیب محرک را می توان توسط سیستم خطی پیوسته زیر بیان کرد :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) - B\eta u(t) + w(t)$$

$$Y(t) = Cx(t) + v(t) \quad (1-2)$$

$$\eta = \text{diag}\{\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_m\}$$

که $x(t) \in R^n$ ، $u(t) \in R^l$ ، $y(t) \in R^l$ به ترتیب حالت، ورودی کنترلی، متغیرهای خروجی سیستم می باشند. $W(t)$ و $v(t)$ نیز بیانگر نویزهای سیستم می باشند. در رابطه فوق η عددی مابین صفر و یک است که $\eta_j = 0$ ، بیانگر آن است که محرک j ام به درستی کار می کند و $\eta_j = 1$ ، نشان می دهد که محرک j ام به کلی خراب شده است.

¹ Abrupt

² Incipient

هدف FDD این است که میزان کاهش کارایی η_j را معین کند. باید این نکته را مد نظر قرار داد که عیب های محرک ضرب شونده با این وجود که به طور مستقیم دینامیک سیستم کنترلی را تحت تأثیر قرار نمی دهند، اما به طور مؤثری می توانند بر روی دینامیک سیستم حلقه بسته اثر گذاشته و حتی سبب ناپایداری سیستم شوند.

• فرم جمع شونده :

نمایش عیب های سنسور به فرم جمع شونده، از عمومیت بیشتری نسبت به مدل ضرب شونده برخوردار است. یک فضای حالت با عیب های جمع شونده را می توان به صورت زیر نشان داد :

$$x_{t+1} = Ax(t) + Bu_t + Ff_t \quad (2-2)$$

$$y_t = Cx_t + Du_t + Ef_t \quad (2-3)$$

که $f_t \in R^{n_f}$ ، سیگنال توصیف کننده ی عیب ها می باشد. این نوع از مدل سازی را می توان برای مدل کردن انواع عیب های سنسور، محرک و دینامیک مدل استفاده کرد. این نوع از مدل سازی به دلیل آنکه عیب ها را به صورت یک سیگنال نشان می دهد نه با تغییراتی در ماتریس های فضای حالت، به همین دلیل برای طراحی سیستم های FDD مناسب بوده و بسیاری از روش های طراحی FDD برای تشخیص عیب سنسور از این نوع مدل برای بیان کردن عیب ها استفاده می کنند. [1]

۲-۴ کنترل کننده های تحمل پذیر عیب

تعریف سیستم های کنترل تحمل پذیر عیب : سیستم های کنترلی که دارای این توانایی هستند که به طور خودکار مؤلفه های معیوب سیستم را اصلاح کنند. همچنین این سیستم ها قادر هستند قابلیت اطمینان سیستم را افزایش دهند و پایداری و عملکرد مطلوب سیستم را در صورت وقوع عیب حفظ کنند.

به اینگونه از سیستم ها در اصطلاح سیستم های خود-اصلاح^۱، خود-طراح^۲، و قابل پیکربندی مجدد^۳ نیز گفته می شود. [5]

سیستم های کنترل تحمل پذیر عیب موجود به دو دسته کلی تقسیم می شوند:

الف) سیستم های کنترل تحمل پذیر عیب غیرفعال^۴:

در این روش ساختار کنترل کننده ثابت است و کنترل کننده نسبت به عیب های مشخص ازپیش تعیین شده ، مقاوم است. سیستم های کنترل تحمل پذیر عیب غیرفعال بر اساس روش های طراحی کنترل کننده ی مقاوم، طراحی شده اند و هدف آنها غیر حساس کردن سیستم حلقه بسته در مقابل برخی از عیب های از پیش تعریف شده می باشد. این نگرش ها احتیاجی به تشخیص آنلاین عیب ندارند و ازاین رو به علت حجم محاسباتی کمتر، بیشتر مورد توجه قرار گرفته اند؛ اما کارایی آنها به خاطر ایرادهایی که دارند، بسیار محدود است. ازجمله ایرادهای آن ها عبارتند از : [5]

- برای دستیابی به این مقاومت در برابر عیب ها، معمولاً مجموعه ای از عیب های محدود که اصولاً تأثیرات جزئی بر عملکرد سیستم دارند، در نظر گرفته می شوند.
- افزایش مقاومت سیستم در برابر طیف وسیعی از عیب ها، تنها به شرطی به دست می آید که از کاهش عملکرد مطلوب نامی سیستم چشم پوشی کنیم. از آنجایی که عیب ها تأثیراتی هستند که به ندرت در سیستم رخ می دهند به همین دلیل منطقی نیست که برای دستیابی به مفهوم تحمل پذیر بودن در مقابل طیف وسیعی از عیب ها، عملکرد بدون عیب^۵ سیستم را به طور قابل ملاحظه ای کاهش دهیم.

¹ Self-repairing

² Self-designing

³ Reconfigurable

⁴ Passive Fault-tolerant control systems (PFTCS)

⁵ Fault-free

- بیان بعضی از روش های غیرفعال برای FTC :

✓ **کنترل قابل اعتماد¹**: هدف نگرش کنترل کننده ی غیرفعال آن است که سیستم حلقه بسته را قابل

اعتماد و معتبر کند تا بدین وسیله پایداری و عملکرد مطلوب سیستم در زمان هایی که عیبی پیش

بینی شده اتفاق افتاد؛ همچنان حفظ شود. هدف، پیدا کردن کنترل کننده ای است که عملکرد عیب

دار سیستم را برای همه ی عیب های پیش بینی شده بهینه کند. از ایرادهای این روش می توان موارد

زیر را اشاره کرد : [6]

❖ این روش تنها برای سیستم های خطی که به شکل زیر بیان می شوند قابل اعمال است :

$$\dot{x} = Ax(t) + Bw(t)$$

$$z(t) = C_1 x(t) \quad (۴-۲)$$

$$y(t) = C_2 x(t)$$

و بسط دادن این روش به سیستم های غیرخطی با پارامترهای زیاد، مشکل خواهد بود.

❖ این روش به این دلیل که به صورت غیرفعال به ارائه ی کنترل کننده ی قابل اعتماد پرداخته است از

این رو فاقد سیستم FDD بوده و این فرض شده است که عیب های سنسور دارای یک رابطه ی

مشخص و از پیش تعیین شده هستند. در حالی که عیب ها، اتفاق هایی نامشخص و پیش بینی نشده

هستند. [20]

¹ Reliable Control

❖ پارامترهای مورد نیاز برای تنظیم کردن در این روش وابسته به سیستم بوده و با توجه به اینکه تعداد این پارامترها زیاد است، تنظیم کردن آن برای سیستم های خطی پیچیده تر نیز مشکل به نظر می رسد.

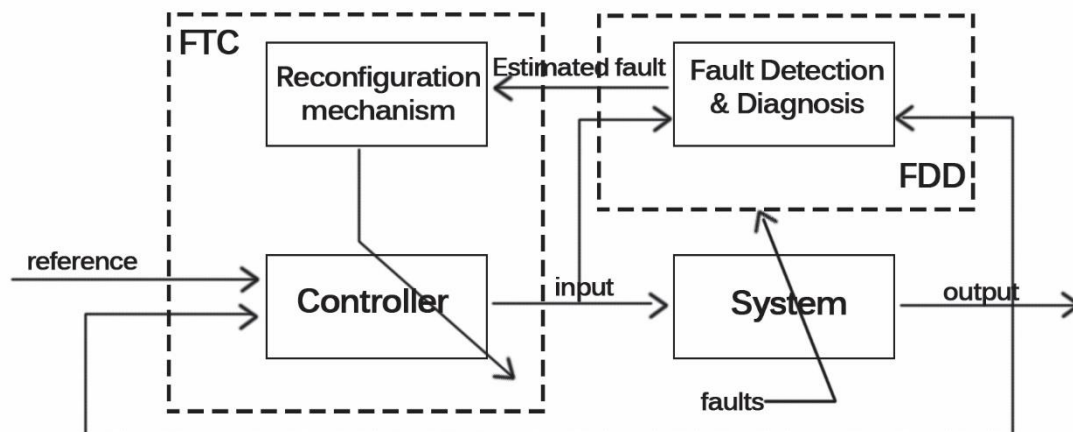
✓ **کنترل مقاوم** : این روش کنترلی، دسته ی دیگری از روش های غیرفعال است که هدف آن طراحی یک کنترل کننده ی مقاوم است که نه تنها در شرایط عادی قادر به ارائه ی عملکردی مطلوب است، بلکه در هنگام وقوع عیب نیز این توانایی را تا حدودی دارا است. کنترل مقاوم، کنترل در حضور عدم قطعیت هاست به گونه ای که رفتار و عملکرد سیستم در تمام حالت های ممکن قابل قبول باشد.

ب) سیستم های کنترل تحمل پذیر عیب فعال^۱ :

درمقابل روش های PFTC، نگرش های تحمل پذیر عیب فعال بر اساس طراحی مجدد سیستم کنترلی استوار هستند. در این روش ساختار کنترل کننده به گونه ای می باشد که از عیب بازسازی شده ، در قانون کنترل به نحوی استفاده می شود که بتواند سیستم حلقه بسته را نسبت به عیب های رخ داده در اجزای مختلف ، مقاوم نماید. این تکنیک معمولاً نیازمند یک رویکرد تشخیص و شناسایی عیب می باشد.

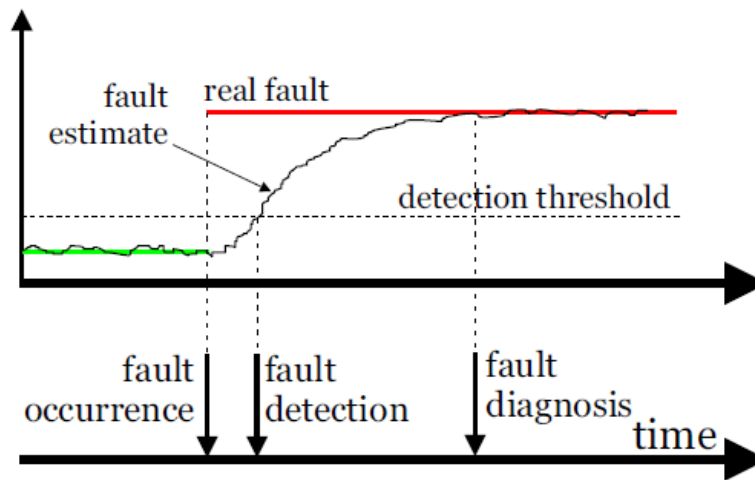
در بیشتر طرح های موجود برای FTC ، هنگامی که عیب در محرک یا سنسور اتفاق می افتد، واحد FDD منبع آن عیب را تشخیص داده و شناسایی می کند. سپس این اطلاعات به مکانیزمی به نام مکانیزم پیکربندی مجدد ارسال می شود. این واحد کنترلی تلاش خواهد کرد تا سیستم را با عیب وفق داده و درجه ای از پایداری و عملکرد مطلوب سیستم را مهیا کند.

¹ Active Fault-tolerant control systems (AFTCS)



شکل (۵-۲) ساختار کلی یک سیستم تحمل پذیر عیب فعال [5]

در طراحی سیستم های AFTC ، موارد مهمی دخالت دارند که باید مورد نظر قرار گرفته شوند. احتمالاً مهمترین آن یکپارچه سازی بین واحد FDD و واحد FTC است. بیشتر مطالعات انجام شده یا تنها بر یکی از واحد های گفته شده متمرکز شده اند و واحد دیگر را مورد بررسی قرار نداده اند و یا با این فرض ادامه داده اند که واحد دیگر به شکل کامل و دقیق وظایف خود را انجام می دهد. به طور مثال، در طراحی کنترل کننده ی AFTC ، این فرض را می کنند که سیستم FDD به شکل کاملاً دقیق و آنلاین عیب های اتفاق افتاده را با کمترین میزان تأخیر شناسایی می کند. در این صورت هیچ تضمینی وجود ندارد که عملکرد سیستم بعد از وقوع عیب مطلوب باشد و یا حتی پایداری سیستم اقناع شود. برای ایجاد ارتباط بین این دو واحد باید ابتدا معین شود که چه اطلاعاتی توسط FTC از FDD مورد نیاز است و چه اطلاعاتی اصولاً می تواند بوسیله FDD ارائه شود. اطلاعات مبهم به دست آمده از FDD که به شکل غیر صحیح بوسیله FTC تفسیر می شوند، امکان دارد به از بین رفتن پایداری کل سیستم منجر شود. در شکل (۶-۲) می توان مشاهده کرد که تأخیر به وجود آمده در واحد FDD به چه شکلی باعث تولید اطلاعات مبهم یا اطلاعاتی با تأخیر زمانی می شود. [21]



شکل (۶-۲) وجود تاخیر در فرآیند FDD [5]

- معرفی برخی از روش های فعال برای FTC :

✓ **کنترل تطبیقی** : یکی از روش های مقابله با تغییرات در سیستم شامل اغتشاش و عیب، به کار بردن مکانیزم تطبیقی می باشد. کنترل تطبیقی برای تنظیم خودکار پارامترهای کنترل کننده به جهت حفظ عملکرد مطلوب سیستم در شرایطی استفاده می شود که شاهد تغییراتی در پارامترها یا ساختار سیستم هستیم. تئوری کنترل تطبیقی در شرایطی که پارامترها به طور آهسته با زمان تغییر کنند به طور موثری جوابگوی عملکرد مطلوب خواهد بود، با این وجود این فرض که تغییرات پارامترها به آهستگی انجام می گیرند معمولاً در هنگام وقوع عیب، صدق نمی کند؛ به این دلیل که پارامترها در صورت وقوع عیب معمولاً رفتاری غیرخطی از خود نشان می دهند. به همین دلیل کنترل تطبیقی به تنهایی توانایی مقابله با عیب ها را ندارد. [2]

✓ **کنترل مد لغزشی** : SMC یکی از روش های کنترلی مقاوم است و همچنین یک کنترل غیرخطی و یک کنترل ساختار متغیر است. این کنترل کننده نسبت به اغتشاشات، تغییر پارامترها، نویزهای مزاحم و نامعینی های موجود کاملاً مقاوم می باشد. این ویژگی مقاوم بودن SMC ، از تابع سوئیچ

سریع آن نشأت گرفته است که مسیر حالت را وادار می کند به سطح لغزش نزدیک شده و بر روی آن باقی بماند. این ویژگی SMC آن را تبدیل به یکی گزینه های مناسب برای طراحی FTC کرده است.

[22]

۲-۵ روش های تشخیص و شناسایی عیب :

در این پایان نامه برای تشخیص و شناسایی عیب از فیلترهای کالمن که یکی از روش های مدل مرجع در بحث FDD هستند، استفاده می شود. از آنجایی که سیستم مورد نظر ما در این پایان نامه یک سیستم غیرخطی است، لذا در گام اول نیاز داریم که از نسخه ی غیرخطی این فیلتر استفاده کنیم. در گام بعدی استفاده از فیلترهای کالمن نیاز به داشتن مدل دقیق سیستم و دانستن مشخصات آماری نویز است. هرگاه هر کدام از شرط های گفته شده نقض شود که معمولاً در شرایط عملی این اتفاق رخ می دهد، این کار منجر به کاهش عملکرد فیلتر کالمن و در برخی موارد ممکن است باعث واگرایی تخمین نیز شود. از این رو در این پایان نامه این فرض را می کنیم که مدل دقیق سیستم در دسترس است، اما داشتن مشخصات آماری نویز به صورت دقیق ممکن نیست و هرگونه عدم تطابق بین نویزهایی که بر سیستم اثر می کنند با نویزهایی که توسط فیلتر کالمن فرض می شوند، سبب بروز خطا در تخمین می شود. از این رو در این پایان نامه از فیلترهای کالمنی استفاده می کنیم که در شرایطی که این مشخصات در دسترس نباشند نیز بتوان، بهترین عملکرد را از فیلتر به دست آورد.

برای تشخیص و شناسایی عیب های سنسور از فیلتر کالمن توسعه یافته تطبیقی^۱ استفاده خواهیم کرد. در این روش ابتدا به بررسی الگوریتم فیلتر توسعه یافته ی استاندارد موجود می پردازیم و در ادامه الگوریتم جدیدی را بر مبنای این فیلتر استفاده می کنیم که در حضور عدم قطعیت های مشخصات آماری نویز نیز عملکرد به مراتب بهتری از فیلتر EKF رایج دارد. در ادامه از فیلتر کالمن^۲ Unscented نیز استفاده خواهیم کرد.

^۱ Adaptive Extended Kalman Filter (AEKF)

^۲ Unscented Kalman Filter (UKF)

۶-۲ روش طراحی کنترل کننده تحمل پذیر عیب :

استفاده از کنترل کننده های پیکربندی مجدد روشی پیشنهادی برای رسیدن به سه هدف عمده است :

- نگه داشتن عملکرد سیستم در محدوده ای قابل قبول در طول فرآیند

- افزایش کارایی فرآیند

- دستیابی به هدف سیستم های تحمل پذیر عیب

کنترل مد لغزشی مرسوم به صورت گسترده ای در سیستم های غیرخطی مورد استفاده قرار گرفته است.[23] برای ارتقاء عملکرد کنترل کننده مد لغزشی، روشی به نام کنترل مد لغزشی ترمینال بیان خواهد شد. یکی از معایب کنترل مد لغزشی، پایین بودن نرخ همگرایی حالت های سیستم به سمت نقطه تعادل است که به دلیل استفاده از تابع سطح لغزش خطی بر مبنای حالت سیستم است. به منظور بهبود نرخ همگرایی در این روش یک جمله ی غیرخطی به سطح لغزش اضافه شده است تا عملکرد همگرایی را بهبود بخشد. با این وجود مطالعات بیشتر بر روی این روش نشان داد که این تکنیک طراحی دارای مشکل تکینگی بوده و در برخی موارد که حالت ها به صفر می رسند، دامنه ی سیگنال کنترلی به شدت افزایش پیدا کرده و نامحدود می شود. این ایراد توسط روشی به نام کنترل مد لغزشی ترمینال غیرتکین تصحیح شد. [24]

دراین پایان نامه بر پایه ی کنترل مد لغزشی ترمینال غیر تکین، کنترل کننده ی تحمل پذیر عیبی طراحی خواهد شد که در صورت بروز عیب در سنسور همچنان پایداری و عملکرد مطلوب سیستم را حفظ می کند. این روش در مقایسه با طراحی FTC مبتنی بر مد لغزشی مرسوم، نه تنها ویژگی های این روش اعم از سادگی اجرا و مقاوم بودن در برابر نامعینی ها و اغتشاشات را داراست، بلکه حالت های سیستم را وادار می کند تا در زمان محدودتری به اهداف کنترلی تعریف شده همگرا شوند، خطای حالت ماندگار در آن کمتر بوده و میزان مصرف انرژی آن نیز کمتر است. علاوه بر این، به کمک این روش مشکل تکینگی موجود در روش مد لغزشی ترمینال نیز حل خواهد شد.

فصل سوم

دینامیک وسیله نقلیه هوایی بدون سرنشین، فرآیند

تشخیص عیب به وسیله ی فیلتر کالمن و طراحی

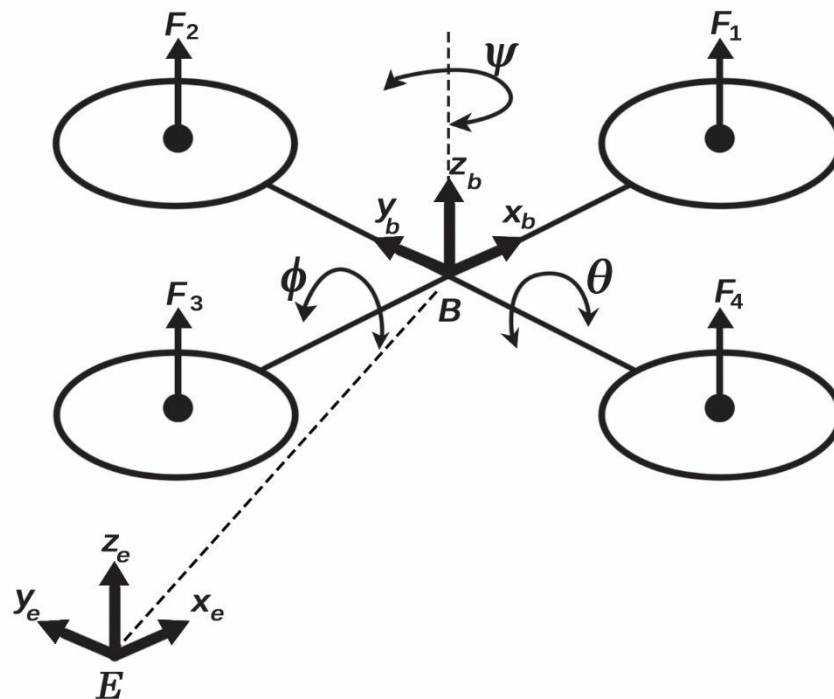
کنترل کننده ی تحمل پذیر عیب

در این فصل ابتدا به معرفی سیستم وسیله نقلیه هوایی بدون سرنشین مورد نظرمان می پردازیم و سپس به طراحی سیستم تشخیص و شناسایی عیب و کنترل کننده ی تحمل پذیر عیب بر مبنای دینامیک این سیستم خواهیم پرداخت.

سیستم وسیله نقلیه هوایی بدون سرنشین مورد نظر ما در این پایان نامه ، یک هلیکوپتر چهار موتوره است که در ادامه به معرفی دینامیک این سیستم خواهیم پرداخت.

۱-۳ دینامیک هلیکوپتر بدون سرنشین

دینامیک پهناد ارائه شده در شکل (۱-۳) را می توانیم به فرم زیر بیان کنیم :



شکل (۱-۳) پیکربندی هلیکوپتر چهار موتوره [25]

$$\ddot{x} = u_1(\cos \alpha \sin \beta \cos \gamma + \sin \alpha \sin \gamma) \quad (۱-۳)$$

$$\ddot{y} = u_1(\cos \alpha \sin \beta \sin \gamma - \sin \alpha \cos \gamma)$$

$$\ddot{z} = u_1(\cos \alpha \cos \beta) - g$$

$$\ddot{\alpha} = u_2 l$$

$$\ddot{\beta} = u_3 l$$

$$\dot{\gamma} = u_4$$

اگر متغیرهای فضای حالت را به صورت $x = [x, y, z, \alpha, \beta, \gamma]^T$ و سیگنال ورودی را به صورت $u =$

$[u_1, u_2, u_3, u_4]^T$ فرض کنیم، در حالت برداری داریم:

$$\ddot{x} = f(x) + g(x)u \quad (2-3)$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -g \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$g(x) = \begin{bmatrix} (\cos \alpha \sin \beta \cos \gamma + \sin \alpha \sin \gamma) & 0 & 0 & 0 \\ (\cos \alpha \sin \beta \sin \gamma - \sin \alpha \cos \gamma) & 0 & 0 & 0 \\ (\cos \alpha \cos \beta) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

از آن جایی که ماتریس $g(x)$ یک ماتریس 6×4 است، در نتیجه معکوس پذیر نخواهد بود. با در نظر گرفتن

$U = [u^T, u_s^T]^T$ و $G(x) = [g(x), g_s]$ و $v = g_s u_s$ که $u_s = [u_5, u_6]^T$ خواهیم داشت:

$$\ddot{X} = f(x) + G(x)U - v \quad (3-3)$$

$$g_s = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$v = g_s u_s = [u_5 \quad u_6 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T$$

حال که دینامیک سیستم در اختیار ما قرار دارد می توانیم برای طراحی سیستم تشخیص و شناسایی خطا و همچنین طراحی کنترل کننده ی تحمل پذیر خطا اقدام کنیم. برای این کار در ادامه فصل به معرفی الگوریتم فیلترهای کالمن و کنترل کننده ی تحمل پذیر خطای مورد نظرمان خواهیم پرداخت.

۳-۲ طراحی سیستم های تشخیص و شناسایی عیب

با توجه به بحث های صورت گرفته در فصل های قبل و مشخص نمودن قدرت و توانایی روش های مدل مرجع تشخیص و شناسایی خطا، در این پایان نامه از این روش برای طراحی سیستم های FDD استفاده خواهیم کرد. در این فصل از روش های FDD مدل مرجعی بر مبنای فیلتر کالمن غیرخطی استفاده خواهیم کرد.

۳-۳ فیلتر کالمن :

فیلتر کالمن یک فیلتر کارآمد بازگشتی است که حالت های سیستم دینامیک خطی را از دنباله ی داده های نویزی اندازه گیری شده، تخمین می زند. سیستم خطی گسسته-زمان زیر را در نظر می گیریم [32] :

$$\begin{cases} x_{k+1} = F_{k+1,k}x_k + w_k \\ y_k = H_kx_k + v_k \end{cases} \quad (4-3)$$

بردار حالت مشخص شده با x_k ، به عنوان حداقل مجموعه ای از داده هاست که برای توصیف منحصر به فرد رفتار دینامیکی سیستم تعریف می شود که زیرنویس k ، بیانگر زمان گسسته است. مجموعه ای از داده های مشاهده شده، y_k ، برای تخمین حالت x_k ، استفاده می شود. $F_{k+1,k}$ ماتریس گذر حالت سیگنال x_k از زمان k تا زمان $k+1$ است و H_k ماتریس اندازه گیری است. نویز فرآیند w_k و نویز اندازه گیری v_k را به صورت، جمع شونده ، گوسی، با میانگین صفر و توزیع احتمال نرمال به شکل زیر در نظر گرفته ایم :

$$w \sim N(0, Q) \quad (5-3)$$

$$\begin{cases} v \sim N(0, R) \end{cases}$$

که Q ماتریس کواریانس نویز فرآیند و R ماتریس کواریانس نویز اندازه گیری می باشد.

الگوریتم فیلتر کالمن را برای سیستم (۳-۴) در سه مرحله ی زیر بیان می کنیم [32]:

الف) مقدار دهی اولیه :

$$\begin{cases} P_0 = E[(x_0 - \hat{x}_0)(x_0 - \hat{x}_0)^T] \\ \hat{x}_0 = E[x_0] \end{cases} \quad (۳-۶)$$

ب) به روز رسانی زمانی :

$$\hat{x}_k^- = F_{k,k-1} \hat{x}_{k-1}^- \quad (۳-۷) \text{ انتشار تخمین حالت}$$

$$P_k^- = F_{k,k-1} P_{k-1} F_{k,k-1}^T \quad (۳-۸) \text{ انتشار کواریانس خطا}$$

ج) به روز رسانی اندازه گیری :

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1} \quad (۳-۹) \text{ محاسبه ماتریس بهره کالمن}$$

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k (y_k - H_k \hat{x}_k^-) \quad (۳-۱۰) \text{ به روز رسانی تخمین حالت}$$

$$P_k = (I - K_k H_k) P_k^- \quad (۳-۱۱) \text{ به روز رسانی کواریانس خطا}$$

تنظیم نویز سیستم $Q(k)$ ، و ماتریس کواریانس نویز اندازه گیری $R(k)$ برای داشتن عملکرد مناسب فیلتر کالمن لازم و ضروری است. اصولاً این ماتریس ها را می توان به صورت آفلاین قبل از شروع فرآیند اندازه گیری کرد. این کار برای اندازه گیری ماتریس $R(k)$ منطقی به نظر می رسد زیرا باید قادر باشیم تا به صورت آفلاین تعدادی نمونه از اندازه گیری های سیستم داشته باشیم تا واریانس آن را مشخص کنیم، اما به دست آوردن $Q(k)$ مقداری دشوار است.

در این بین، محاسبه ی مقدار اولیه ماتریس کواریانس خطا، P_0 نیز ضروری است. برای مثال اگر P_0 را برابر صفر در نظر بگیریم در آن صورت فیلتر، اندازه گیری ها را نادیده گرفته و به عبارتی نمی تواند هیچ اطلاعاتی از آن بدست آورد. اگر P_0 را به شدت بزرگ انتخاب کنیم، در آن صورت فیلتر به اندازه گیری ها بیشتر اهمیت داده و مقادیر حالت ها را نادیده می گیرد که به نوسانات شدید در تخمین حالت و پارامتر منجر می شود. نکته ی مهم آن است که تنظیم اولیه این پارامتر در کواریانس نهایی P_k نیز اثرگذار است. ۳-۴ فیلتر کالمن توسعه یافته :

فیلتر کالمن به صورت گسترده ای برای تخمین مقادیری که در محیط های نویزی، اندازه گیری شده است، برای پیش بینی متغیرهای تغییرپذیر بازمان، بر اساس مدل فضای حالت خطی، استفاده می شود. عیب فیلتر کالمن آن است که سیستم تخمین زده شده باید خطی باشد؛ اما اکثر سیستم های فیزیکی غیرخطی هستند. از این رو، فیلتر کالمن توسعه یافته را برای حل این مشکل استفاده می کنیم. EKF استفاده از فیلتر کالمن را با کمک خطی سازی، برای سیستم های غیرخطی گسترش داده است. ایده ی اصلی EKF، خطی کردن مدل قبل از اعمال الگوریتم فیلتر کالمن است. در این روش، سیستم غیرخطی حول تخمین فیلتر کالمن خطی سازی خواهد شد. برای خطی سازی عموماً از بسط مرتبه ی اول سری تیلور استفاده می شود. در این جا فیلتر کالمن توسعه یافته را برای تخمین خطا های رخ داده در سنسورها، معرفی می کنیم.

سیستم غیرخطی توصیف شده با مدل فضای حالت زیر را در نظر بگیرید:

$$\begin{cases} x_{k+1} = f(x_k) + w_k \\ y_k = h(x_k) + v_k \end{cases} \quad (۱۲-۳)$$

که w_k و v_k نویزهای فرآیند و اندازه گیری دارای خصوصیات زیر هستند:

$$E[w_k] = 0 \quad (13-3 \text{ آ})$$

$$E[v_k] = 0 \quad (13-3 \text{ ب})$$

$$Cov[w_k] = Q \quad (13-3 \text{ ج})$$

$$Cov[v_k] = R \quad (13-3 \text{ د})$$

$$Cov[w_k, w_i] = 0 \quad i \neq k \quad (13-3 \text{ ه})$$

$$Cov[v_k, v_i] = 0 \quad i \neq k \quad (13-3 \text{ و})$$

$$Cov[w_k, v_i] = 0 \quad i \neq k \quad (13-3 \text{ ز})$$

روابط (13-3 آ) و (13-3 ب) نشان می دهد که نویزهای فرآیند و اندازه گیری دارای میانگین صفر هستند و ماتریس های کواریانس آنها را به ترتیب در روابط (13-3 ج) و (13-3 د) نشان داده ایم. از طرف دیگر روابط (13-3 ه) و (13-3 و) مشخص می کنند که توزیع های تصادفی که بر روی حالت های سیستم اثر می گذارند در زمان های مختلف به هم وابسته نیستند؛ به طور مشابه، نویزهای اندازه گیری نیز در زمان های مختلف از هم مستقل هستند. در نهایت رابطه ی (13-3 ز) بیانگر این موضوع است که نویزهای اندازه گیری و فرآیند به هم وابسته نیستند. تابع $f(x_k)$ بیانگر تابع ماتریس گذر متغیر بازمان غیرخطی و $h(x_k)$ بیانگر ماتریس اندازه گیری متغیر با زمان غیرخطی است. EKF در واقع خطی کردن مدل حالت معادله ی (12-3) در هر گام زمانی، حول تخمین حالت جدید است. پس از خطی کردن سیستم، فیلتر کالمن خطی را جهت تخمین حالت های سیستم، اعمال می کنیم.

این الگوریتم را در سه گام بیان می کنیم [2] :

الف) مقدار دهی اولیه :

$$\hat{x}_0 = E[x_0] \quad (۱۴-۳)$$

$$P_0^+ = E[(x_0 - \hat{x}_0)(x_0 - \hat{x}_0)^T] \quad (۱۵-۳)$$

ب) به روز رسانی زمانی :

$$\hat{x}_k^- = f(\hat{x}_k) \quad (۱۶-۳)$$

$$F_{k-1} = \left(\frac{\partial f(\hat{x})}{\partial x} \right) \Big|_{x = \hat{x}_{k-1}} \quad (۱۷-۳)$$

$$P_k^- = F_{k-1} P_{k-1}^+ F_{k-1}^T + Q_{k-1} \quad (۱۸-۳)$$

ج) به روز رسانی اندازه گیری :

$$H_k = \left(\frac{\partial h(\hat{x})}{\partial x} \right) \Big|_{x = \hat{x}_k^-} \quad (۱۹-۳)$$

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1} \quad (۲۰-۳)$$

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k (y_k - h(\hat{x}_k^-)) \quad (۲۱-۳)$$

$$P_k^+ = (I - K_k H_k) P_k^- \quad (۲۲-۳)$$

۳-۵ فیلتر کالمن توسعه یافته تطبیقی :

مدل دینامیکی سیستم زیر را در نظر می گیریم [2] :

$$\begin{cases} x_k = f_{k-1}(x_{k-1}) + w_{k-1} \\ y_k = h_k(x_k) + v_k \end{cases} \quad (۲۳-۳)$$

با فرض اینکه نویزهای اندازه گیری و فرآیند تابع توزیع گوسی هستند و دارای میانگین r و q ، با کواریانس R و Q هستند، تخمین های $\hat{Q}$ ، $\hat{R}$ ، $\hat{q}$ و $\hat{r}$ به گونه ای به دست می آید که تابع چگالی شرطی زیر ماکزیمم شود. با این فرض که $j = 0, 1, \dots, k$ و $\hat{x}_{(j|k)}$ مقادیر تخمین زده شده ی $x_0, x_1, \dots, x_k$ باشد.

$$J^* = p[(X_k, q, Q, r, R|Y_k)] \quad (24-3)$$

که $X_k = [x_0, x_1, \dots, x_k]$ و $Y_k = [y_0, y_1, \dots, y_k]$ می باشد. با در نظر گرفتن خواص احتمال شرطی داریم:

$$J^* = \frac{P[X_k, q, Q, r, R, Y_k]}{P[Y_k]} \quad (25-3)$$

با فرض اینکه اندازه گیری های خروجی در زمان های مختلف به هم وابسته نبوده و از هم مستقل باشند، می توان ترم $P[Y_k]$ را از رابطه ی فوق حذف کرد، در این صورت، مسئله ی تخمین به ماکزیمم کردن تابع چگالی بدون شرط زیر تبدیل می شود [34]:

$$\begin{aligned} J &= p[X_k, q, Q, r, R, Y_k] \\ &= p[Y_k|X_k, q, Q, r, R] \times p[X_k|q, Q, r, R] \times p[q, Q, r, R] \end{aligned} \quad (26-3)$$

که $p[q, Q, r, R]$ مربوط است به اطلاعات قبلی، لذا می توانیم به عنوان مقدار ثابت در نظر بگیریم. با فرض این که رابطه ی (۳-۱۰) برقرار بوده و شرایط اولیه حالت های سیستم و کواریانس خطا از نویزهای فرآیند و اندازه گیری مستقل است، و با در نظر گرفتن قانون ضرب در احتمال شرطی داریم:

$$p[(X_k|q, Q, r, R)] = p[x_0] \prod_{j=1}^k p[x_j|x_{j-1}, q, Q] \quad (27-3)$$

که :

$$p[x_0] = \frac{1}{(2\pi)^{n/2} |P_0|^{1/2}} \exp \left\{ \frac{-1}{2} \|x_0 - \hat{x}_0\|_{P_0^{-1}}^2 \right\} \quad (۲۸-۳)$$

و :

$$\prod_{j=1}^k p[x_j | x_{j-1}, q, Q] = \prod_{j=1}^k \frac{1}{(2\pi)^{n/2} |Q|^{1/2}} \exp \left\{ \frac{-1}{2} \|x_j - f_{j-1}(x_{j-1})\|_{Q^{-1}}^2 \right\} \quad (۲۹-۳)$$

در نتیجه :

$$\begin{aligned} p[x_0] \prod_{j=1}^k p[x_j | x_{j-1}, q, Q] \\ = C_1 |P_0|^{-1/2} |Q|^{-k/2} \times \exp \left\{ \frac{-1}{2} \|x_0 - \hat{x}_0\|_{P_0^{-1}}^2 + \sum_{j=1}^k \|x_j - f_{j-1}(x_{j-1})\|_{Q^{-1}}^2 \right\} \end{aligned} \quad (۳۰-۳)$$

که n معرف ابعاد حالت سیستم، $\frac{1}{(2\pi)^{n(k+1)/2}}$ یک مقدار ثابت، $\|U\|_A^2 = U^T A U$ فرم کوادراتیک ، و $|U|$ بیانگر دترمینان ماتریس U است. با در نظر گرفتن این موضوع که دنباله ی اندازه های Y_k به همدیگر وابسته نیستند [2] :

$$\begin{aligned} p[Y_k | X_k, q, Q, r, R] &= \prod_{j=1}^k p[y_j | x_j, r, R] = \prod_{j=1}^k \frac{1}{(2\pi)^{\frac{m}{2}} |R|^{\frac{1}{2}}} \exp \left\{ \frac{-1}{2} \|y_j - h_j(x_j) - r\|_{R^{-1}}^2 \right\} \\ &= C_2 |R|^{-k/2} \exp \left\{ \frac{-1}{2} \sum_{j=1}^k \|y_j - h_j(x_j) - r\|_{R^{-1}}^2 \right\} \end{aligned} \quad (۳۱-۳)$$

که m ابعاد اندازه گیری ها و $C_2 = \frac{1}{(2\pi)^{(mk)/2}}$ یک مقدار ثابت است. با جایگذاری روابط (۳۰-۳) و (۳۱-۳) در رابطه (۲۶-۳) داریم :

$$\begin{aligned} J &= C_1 C_2 |P_0|^{-1/2} |Q|^{-k/2} |R|^{-k/2} p[q, Q, r, R] \\ &\times \exp \left\{ \frac{-1}{2} \left[\|x_0 - \hat{x}_0\|_{P_0^{-1}}^2 + \sum_{j=1}^k \|x_j - f_{j-1}(x_{j-1})\|_{Q^{-1}}^2 + \sum_{j=1}^k \|y_j - h_j(x_j) - r\|_{R^{-1}}^2 \right] \right\} \\ &= C |Q|^{-k/2} |R|^{-k/2} \exp \left\{ \frac{-1}{2} \left[\sum_{j=1}^k \|x_j - f_{j-1}(x_{j-1}) - q\|_{Q^{-1}}^2 + \sum_{j=1}^k \|y_j - h_j(x_j) - \right. \right. \\ &\left. \left. r\|_{R^{-1}}^2 \right] \right\} \end{aligned} \quad (۳۲-۳)$$

که :

$$C = C_1 C_2 |P_0|^{-1/2} p[q, Q, r, R] \times \exp \left\{ \|x_0 - \hat{x}_0\|_{P_0^{-1}}^2 \right\} \quad (۳۳-۳)$$

یک مقدار ثابت است. با لگاریتم گیری از دوطرف رابطه فوق داریم :

$$\begin{aligned} J &= \ln C - \frac{k}{2} \ln |Q| - \frac{k}{2} \ln |R| \\ &- \frac{1}{2} \sum_{j=1}^k \|x_j - f_{j-1}(x_{j-1}) - q\|_{Q^{-1}}^2 - \frac{1}{2} \sum_{j=1}^k \|y_j - h_j(x_j) - r\|_{R^{-1}}^2 \end{aligned} \quad (۳۴-۳)$$

توجه به این نکته الزامی است که نقاط اکسترمم J و $\ln J$ یکسان هستند، لذا با مشتق گیری از $\ln J$ و

بافرض اینکه مقادیر اولیه حالت ها و تخمین ها معلوم هستند:

$$\left(\frac{\partial \ln J}{\partial q} \right) \Big|_{\substack{x_{j-1} = \hat{x}_{j-1}, x_j = \hat{x}_j \\ q = \hat{q}_k}} = 0$$

$$\left(\frac{\partial \ln J}{\partial Q} \right) \Big|_{\substack{x_{j-1} = \hat{x}_{j-1}, x_j = \hat{x}_j \\ Q = \hat{Q}_k}} = 0 \quad (۳۵-۳)$$

$$\left(\frac{\partial \ln J}{\partial r} \right) \Big|_{\substack{x_j = \hat{x}_{(j|j-1)} \\ r = \hat{r}_k}} = 0$$

$$\left(\frac{\partial \ln J}{\partial R} \right) \Big|_{\substack{x_j = \hat{x}_{(j|j-1)} \\ R = \hat{R}_k}} = 0$$

تخمین گر آماری نویز به صورت زیر به دست می آید :

$$\begin{aligned}\hat{Q}_k &= \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k \{ [\hat{x} - f_{j-1}(\hat{x}_{j-1}) - q][\hat{x} - f_{j-1}(\hat{x}_{j-1}) - q]^T \} \\ \hat{q}_k &= \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k [\hat{x} - f_{j-1}(\hat{x}_{j-1})] \\ \hat{R}_k &= \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k \{ [y_j - h_j(\hat{x}_{j|j-1}) - r][y_j - h_j(\hat{x}_{j|j-1}) - r]^T \} \\ \hat{r}_k &= \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k [y_j - h_j(\hat{x}_{j|j-1}) - r]\end{aligned}\quad (36-3)$$

در این روابط $f_{j-1}(\hat{x}_{j-1})$ و $h_j(\hat{x}_{j|j-1})$ برای الگوریتم EKF، با توجه به سیستم بیان شده در رابطه ی (3-23) برابر است با :

$$f_{j-1}(\hat{x}_{j-1}) = f_{k-1}(\hat{x}_{k-1}) \quad (37-3)$$

$$h_j(\hat{x}_{j|j-1}) = h_k(\hat{x}_k^-) \quad (38-3)$$

که $\hat{x}_{k-1}$ بیانگر تخمین حالت ها بعد از به روز رسانی اندازه گیری هاست و $\hat{x}_k^-$ تخمین حالت در مرحله ی به روز رسانی زمانی است. اگر فرض کنیم برای مقادیر اندازه گیری شده ی $\varepsilon_k = y_k - \hat{y}_k$ ، مقدار میانگین و کواریانس حساب شده، دقیق باشد، آنگاه می توان بیان کرد که $E[\varepsilon_k] = 0$ از طرفی از الگوریتم EKF داریم :

$$\hat{x}_k^- = f_{k-1}(\hat{x}_{k-1}) + q \quad (39-3)$$

$$\hat{y}_k = h_k(\hat{x}_k^-) + r$$

$$\hat{x}_k - \hat{x}_k^- = K_k \varepsilon_k$$

با در نظر گرفتن این روابط، امید ریاضی $\hat{q}_k$ را می توان به صورت زیر محاسبه کرد [34] :

$$E[\hat{q}_k] = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k E[\hat{x} - f_{j-1}(\hat{x}_{j-1})] \quad (40-3)$$

$$= \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k E[\hat{x} - \hat{x}_j^- + q]$$

$$= \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k E[K_j \varepsilon_j + q] = q$$

$$E[\hat{r}_k] = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k E[y_j - h_j(\hat{x}_j^-)] \quad (41-3)$$

$$= \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k E[y_j - \hat{y}_j + r] = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k E[\varepsilon_j + r] = r$$

می بینیم که مقدار تخمین های $\hat{r}_k$ و $\hat{q}_k$ ، دارای بایاس نمی باشند.

برای تخمین های $\hat{R}_k$ و $\hat{Q}_k$ داریم :

$$\hat{R}_k = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k \{[y_j - \hat{y}_j][y_j - \hat{y}_j]^T\} = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k (\varepsilon_j \varepsilon_j^T) \quad (42-3)$$

که $E[\varepsilon_k \varepsilon_k^T] = P_{yy,k}$ و $P_{yy,k} = H_k P_k^- H_k^T + R$ کواریانس اندازه گیری پیش بینی شده است. در

نتیجه :

$$E[\hat{R}_k] = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k E[\varepsilon_j \varepsilon_j^T] \quad (43-3)$$

$$= \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k \{H_k P_k^- H_k^T + R\} = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k \{H_k P_k^- H_k^T\} + R$$

مشاهده می کنیم که تخمین رابطه ی (39-3) برای $\hat{R}_k$ بایاس است. برای داشتن تخمین غیربایاس می

توانیم به فرم زیر عمل کنیم :

$$\hat{R}_k = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k \{\varepsilon_j \varepsilon_j^T - H_j P_j^- H_j^T\} \quad (44-3)$$

بافرض اینکه مقادیر زیر از الگوریتم EKF معین هستند :

$$P_k^- = F_{k-1} P_{k-1}^+ F_{k-1}^T + Q \quad (45-3)$$

$$P_k^+ = P_k^- - K_k P_{yy,k} K_k^T \quad (46-3)$$

به طور مشابه برای تخمین $\hat{Q}_k$ داریم :

$$E[\hat{Q}_k] = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k \{ [\hat{x}_j - \hat{x}_j^-][\hat{x}_j - \hat{x}_j^-]^T \} \quad (47-3)$$

$$= \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k \{ K_j E[\varepsilon_j \varepsilon_j^T] K_j^T \} = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k \{ P_j^- - P_j^+ \}$$

$$= \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k \{ F_{j-1} P_{j-1}^+ F_{j-1}^T + Q - P_j^+ \}$$

$$\Rightarrow \hat{Q}_k = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k \{ K_j \varepsilon_j \varepsilon_j^T K_j^T + P_j^+ - F_{j-1} P_{j-1}^+ F_{j-1}^T \}$$

حال اگر تخمین های بدست آمده برای کواریانس و میانگین نویز اندازه گیری و فرآیند را به صورت بازگشتی بازنویسی کرده و از یک فاکتور فراموشی به فرم $\Gamma_k = (1 - \rho)(1 - \rho^k)$ استفاده کنیم که $0 < \rho < 1$ ، الگوریتم فیلتر کالمن توسعه یافته تطبیقی برای سیستم ۲۳-۳ را می توانیم به صورت خلاصه بیان کنیم (بافرض اینکه میانگین نویزهای اندازه گیری و فرآیند ، صفر هستند).

۳-۶ الگوریتم فیلتر کالمن توسعه یافته تطبیقی :

الف) مقداردهی اولیه

$$\hat{x}_0 = E[x_0] \quad (48-3)$$

$$P_0 = E[(x_0 - \hat{x}_0)(x_0 - \hat{x}_0)^T] \quad \hat{Q}_0 = Q_0 \quad \hat{R}_0 = R_0$$

ب) محاسبه ماتریس های ژاکوبین

$$F_{k-1} = \left(\frac{\partial f_{k-1}}{\partial x} \right) \Big|_{x = \hat{x}_{k-1}} \quad H_k = \left(\frac{\partial h_k}{\partial x} \right) \Big|_{x = \hat{x}_k^-} \quad (49-3)$$

ج) به روز رسانی زمانی

$$\hat{x}_k^- = f(\hat{x}_{k-1}) \quad (50-3)$$

$$P_k^- = F_{k-1} P_{k-1}^+ F_{k-1}^T + \hat{Q}_{k-1}$$

د) به روز رسانی اندازه گیری

ماتریس بهره کالمن:

$$P_{yy,k} = H_k P_k^- H_k^T + \hat{R}_k \quad (51-3)$$

$$P_{xy,k} = P_k^+ H_k^T \quad K_k = P_{xy,k} P_{yy,k}^{-1}$$

به روز رسانی حالت:

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k (y_k - h_k(\hat{x}_k^-)) \quad (52-3)$$

به روز رسانی کواریانس:

$$P_k^+ = (I - K_k H_k) P_k^- \quad (53-3)$$

و) اعمال تخمین های حاصل :

$$\Gamma_k = \frac{1-\rho}{1-\rho^k} \quad 0 < \rho < 1 \quad \xi_k = (y_k - h_k(\hat{x}_k^-)) \quad (54-3)$$

$$\hat{R}_k = (1 - \Gamma_k) \hat{R}_{k-1} + \Gamma_k [\xi_k \xi_k^T - H_k P_k^- H_k^T]$$

$$\hat{Q}_k = (1 - \Gamma_k) \hat{Q}_{k-1} + \Gamma_k [K_k \xi_k \xi_k^T K_k^T - F_k P_k^+ F_k^T + P_k^+]$$

۷-۳ فیلتر کالمن Unscented :

فیلتر کالمن توسعه یافته، غیر خطی های سیستم را با خطی سازی سیستم در هر گام زمانی از طریق ماتریس های ژاکوبین، تقریب می زند. این فیلتر به دلیل آن که جمله های مرتبه ی بالای سری تیلور را در نظر نمی گیرد، یک فیلتر نیمه بهینه غیرخطی است. از معایب و اشکالات آن می توان به احتمال واگرا و ناپایدار شدن ، مشکل بودن محاسبه ی ماتریس های ژاکوبین، و سرعت کم همگرایی پارامترهای تخمین اشاره کرد. این نوع از فیلتر کالمن برای غلبه بر کاستی های EKF معرفی شد. این فیلتر یکی از انواع فیلترهای sigma-point

است که از روش خطی سازی آماری استفاده می کند. UKF بیشتر در شناسایی سیستم های غیرخطی، آموزش شبکه های عصبی و مسائل مربوط به تخمین همزمان حالت و پارامتر مورد استفاده قرار می گیرد. [9] برای تشخیص و شناسایی خطاهای رخ داده در سنسور، الگوریتم تطبیقی ارائه می کنیم که مانده های تولید شده از این روش در مقابل نویزهای موجود با مشخصات آماری نامعلوم، از اعلام خطاهای نادرست جلوگیری می کند.

۳-۸ تبدیل Unscented :

این تبدیل روشی است برای محاسبه مشخصات آماری متغیر تصادفی، تحت یک تبدیل غیرخطی. این روش بر این اساس ساخته شده است که تقریب زدن توزیع احتمالی راحت تر از تقریب یک تابع غیرخطی دلخواه است. فرض می کنیم متغیر تصادفی x با بعد L از طریق تابع غیرخطی دلخواه زیر انتشار می یابد:

$$y = g(x) \quad (3-55)$$

همچنین متغیر گفته شده دارای میانگین $\bar{x}$ و کواریانس P_x است. برای محاسبه ی مشخصات آماری y با استفاده از UT، به شکل زیر پیش می رویم :

در ابتدا مجموعه ای از نمونه های وزن دار به ابعاد $2L + 1$ که در اصطلاح sigma-points نامیده می شوند، به وجود می آوریم. مجموعه S_i به گونه ای انتخاب می شوند که به شکل کامل مقدار واقعی میانگین و کواریانس متغیر تصادفی پیشین x را احاطه کند.

روشی که الزامات بیان شده را اقلع کند، به فرم زیر بیان می کنیم: [32]

$$X_0 = \bar{x} \quad , \quad w_0 = \frac{\kappa}{L+\kappa} \quad ; \quad i = 0 \quad (3-56)$$

$$X_i = \bar{x} + \left(\sqrt{(L+\kappa)P_x} \right)_i \quad , \quad w_i = \frac{1}{2(L+\kappa)} \quad ; \quad i = 0, 1, \dots, L \quad (3-57)$$

$$X_i = \bar{x} - \left(\sqrt{(L+\kappa)P_x} \right)_i \quad , \quad w_i = \frac{1}{2(L+\kappa)} \quad ; \quad i = L + 1, \dots, 2L \quad (3-58)$$

w_i وزنی است که به sigma-point ، i ام به گونه ای اختصاص داده شده است که $\sum_{i=0}^{2L} w_i = 1$ شود.

κ پارامتر قابل تنظیم بوده و $(\sqrt{(L + \kappa)P_x})_i$ ستون یا سطر i ام ماتریس ریشه ی دوم ماتریس

کواریانس وزنی $(L + \kappa)P_x$ است.

هریک از این sigma-point ها را به وسیله تابع غیرخطی زیر انتشار می دهیم :

$$Y_i = g(X_i) \quad i = 0, 1, \dots, 2L \quad (59-3)$$

میانگین، کواریانس، و کواریانس متقابل y را از طریق روابط زیر تقریب می زنیم:

$$\bar{y} \approx \sum_{i=0}^{2L} w_i Y_i$$

$$P_y \approx \sum_{i=0}^{2L} w_i (Y_i - \bar{y})(Y_i - \bar{y})^T$$

$$P_{xy} \approx \sum_{i=0}^{2L} w_i (X_i - \bar{x})(Y_i - \bar{y})^T \quad (60-3)$$

روش انتخاب sigma-point ها در UT به نحوی است که اگر ابعاد فضای حالت افزایش یابد، در آن حالت، شعاع کره ای که sigma-point را محدود می کند، افزایش می یابد. اگر میزان غیرخطی سیستم در اصطلاح severe باشد، این روند انتخاب کردن ممکن است باعث ایجاد مشکلاتی از جمله ایجاد ماتریس های نیمه معین غیر مثبت، شود. از این رو روشی به نام تبدیل unscented مقیاس بندی شده ارائه شده است که در این پایان نامه از این روش استفاده می کنیم.

۳-۹ تبدیل unscented مقیاس بندی شده :

در این روش مجموعه ی sigma-point های اصلی را با مجموعه زیر جایگزین می کنیم [26]:

$$X'_i = X_0 + \alpha(X_i - X_0) \quad i = 0, 1, \dots, 2L \quad (61-3)$$

α پارامتری مثبت است که می توان به دلخواه آن را کوچک ($0 < \alpha < 1$)، انتخاب کرد تا اثر مرتبه های بالا را کم کند. این نوع فرمول بندی باعث می شود که آزادی عمل بیشتری در کنترل sigma-point ها داشته باشیم و در نتیجه از ایجاد ماتریس های کواریانس نیمه معین غیرمثبت جلوگیری کنیم.

به تعبیری مجموعه ی sigma-point های $S = w_i, X_i ; i = 0, \dots, 2L$ به کمک رابطه های ۳-۵۶ تا ۳-۵۸ محاسبه می شود. این مجموعه به کمک رابطه ی زیر به مجموعه sigma-point های زیر تبدیل می شود:

$$S' = \{w_i', X_i' ; i = 0, \dots, 2L\}$$

$$X_i' = X_0 + \alpha(X_i - X_0)$$

$$w_i' = \begin{cases} \frac{w_0}{\alpha^2 + (1 - \frac{1}{\alpha^2})} & i = 0 \\ \frac{w_i}{\alpha^2} & i = 1, \dots, 2L \end{cases} \quad (۳-۶۲)$$

در حالت کلی ، می توانیم انتخاب sigma-point ها را بوسیله روابط زیر بازنویسی کنیم :

$$X_0 = \bar{x} \quad w_0^{(m)} = \frac{\lambda}{L + \lambda} \quad ; \quad i = 0 \quad (۳-۶۳)$$

$$X_i = \bar{x} + (\sqrt{(L + \kappa)P_x})_i \quad i = 1, \dots, L \quad ,$$

$$w_0^{(c)} = \frac{\lambda}{L + \lambda} + (1 - \alpha^2 + \beta) \quad ; \quad i = 0$$

$$X_i = \bar{x} - (\sqrt{(L + \kappa)P_x})_i \quad i = L + 1, \dots, 2L \quad ,$$

$$w_i^{(m)} = w_i^{(c)} = \frac{1}{2(L + \kappa)} \quad ; \quad i = 1, \dots, 2L$$

در روابط فوق پارامتر تنظیم دوم به فرم $\lambda = \alpha^2(L + \kappa) - L$ تعریف کرده ایم. پارامتر سوم، β نیز در وزن sigma-point صفر، برای محاسبه ی کواریانس اثر دارد.

نحوه ی محاسبه ی SUT :

۱- تعیین پارامترهای α ، β و κ

پارامتر $\kappa \geq 0$ تنظیم می شود تا نیمه معین مثبت بودن ماتریس کواریانس را تضمین کند. مقدار دقیق κ خیلی مهم نیست و معمولاً $\kappa = 0$ یک انتخاب رایج است. اما $0 \leq \alpha \leq 1$ تنظیم می شود. این پارامتر نحوه ی توزیع sigma-point ها را مشخص می کند و در حالت ایده آل بایستی کوچک باشد. β پارامتری بزرگتر یا مساوی صفر است که برای ترکیب اطلاعاتی از ممان های مرتبه بالای توزیع استفاده می شود. برای توزیع های گوسی بهترین انتخاب $\beta = 2$ می باشد.

۲- محاسبه ی مجموعه ی sigma-point ها

مجموعه ای از $2L + 1$ sigma-point مقیاس بندی شده را با تنظیم $\lambda = \alpha^2(L + \kappa) - L$ و به کمک رابطه ی SUT محاسبه می کنیم. در این روابط L بیانگر ابعاد x است.

۳- انتشار

Sigma-point های ایجاد شده را از طریق رابطه ی زیر انتشار می دهیم:

$$Y_i = g(X_i) \quad i = 0, \dots, 2L \quad (3-64)$$

۴- محاسبه میانگین، کواریانس و کواریانس متقابل :

$$\bar{y} \approx \sum_{i=0}^{2L} w_i^{(m)} Y_i \quad (۳-۶۵)$$

$$P_y \approx \sum_{i=0}^{2L} w_i^{(c)} (Y_i - \bar{y})(Y_i - \bar{y})^T \quad (۳-۶۶)$$

$$P_{xy} \approx \sum_{i=0}^{2L} w_i^{(c)} (X_i - \bar{x})(Y_i - \bar{y})^T \quad (۳-۶۷)$$

پیاده سازی فیلتر کالمن Unscented :

نویزهای فرآیند و اندازه گیری را به صورت جمله های جمع شونده با فرضیات ارائه شده در رابطه ی (۳-۱۳) در نظر می گیریم. بدین صورت که :

$$x_k = f(x_{k-1}, u_{k-1}) + w_{k-1} \quad (۳-۶۸)$$

$$y_k = h(x_k) + v_k$$

در این حالت دیگر نیازی به ترکیب بردار حالت و نویزها نیست و ابعاد sigma-point ها را برابر با ابعاد بردار حالت فرض می کنیم ($L = n_x$). الگوریتم با این فرض که شرایط اولیه $\hat{x}_0$ و P_0 مشخص هستند، به فرم بازگشتی شروع می شود. UKF از روش تبدیل بحث شده در بخش قبل استفاده می کند. پارامترهای تنظیم در طول الگوریتم ثابت فرض می شوند و در هر گام زمانی پارامترهای یکسانی از UT در فیلتر استفاده می شوند. در هر گام گسسته-زمان K، در ابتدا بایستی sigma-point ها با استفاده از تخمین حالت $\hat{x}_{k-1}$ و P_{k-1} تولید شوند : [32]

$$X_{(k-1|k-1)}^{(i)} = \quad (۳-۶۹)$$

$$[\hat{x}_{k-1|k-1} \quad \hat{x}_{k-1|k-1} + \sqrt{L + \lambda} \sqrt{P_{k-1|k-1}} \quad \hat{x}_{k-1|k-1} - \sqrt{L + \lambda} \sqrt{P_{k-1|k-1}}]$$

سپس هریک از sigma-point ها ، از طریق تابع غیرخطی f انتشار می یابند. از آن جایی که نویز فرآیند جمع شونده با میانگین صفر در نظر گرفته شده است، لذا می توان آن را از تابع پیش بین حذف کرد :

$$\gamma_{k|k-1}^{(i)} = f(X_{k-1|k-1}^{(i)}, u_{k-1}) \quad i = 0, 1, \dots, 2L \quad (70-3)$$

حال که این نقاط انتشار یافتند، میانگین و کواریانس posteriori به شکل زیر محاسبه می شوند :

$$\hat{x}_{k|k-1} = \sum_{i=0}^{2L} w_i^{(m)} \gamma_{k|k-1}^{(i)}$$

$$P_{k|k-1} = \sum_{i=0}^{2L} \left\{ w_i^{(c)} \left(\gamma_{k|k-1}^{(i)} - \hat{x}_{k|k-1} \right) \left(\gamma_{k|k-1}^{(i)} - \hat{x}_{k|k-1} \right)^T \right\} + Q_{k-1} \quad (71-3)$$

هستند که تخمین های حالت k زمان در کواریانس و میانگین پیش بینی شده ی تخمین های فوق روابط به معنای قبل از تبدیل هم گفته می شود در حالی a priori [26] نیز نامیده می شوند. a priori و میانگین به معنای مرحله ای است که هنوز a priori که در این مرحله تبدیل پایان یافته است. دراین مورد منظور از می a priori اندازه گیری ها در دسترس نیستند. لذا در این پایان نامه به مرحله ی قبل از تبدیل، مرحله ی گوییم.

حال نقاط انتشار داده شده بعداز به روز شدن sigma-point ها از طریق تابع خروجی انتشار می یابند :

$$X_{k|k-1}^{(i)} = [\hat{x}_{k|k-1} \quad \hat{x}_{k|k-1} + \sqrt{L + \lambda} \sqrt{P_{k|k-1}} \quad \hat{x}_{k|k-1} - \sqrt{L + \lambda} \sqrt{P_{k|k-1}}] \quad (72-3)$$

حال هریک از ستون های $X_{k|k-1}^{(i)}$ را از طریق تابع خروجی انتشار می دهیم :

$$Y_{k|k-1}^{(i)} = h(X_{k|k-1}^{(i)}) \quad i = 0, 1, \dots, 2L \quad (73-3)$$

از این ماتریس در ادامه برای محاسبه ی خروجی تخمین، ماتریس کواریانس خروجی و ماتریس کواریانس

متقابل بین حالت و خروجی، استفاده می کنیم :

$$\hat{y}_{k|k-1} = \sum_{i=0}^{2L} w_i^{(m)} Y_{k|k-1}^{(i)} \quad (۷۴-۳)$$

$$P_k^{yy} = \sum_{i=0}^{2L} \left\{ w_i^{(c)} (Y_{k|k-1}^{(i)} - \hat{y}_{k|k-1}) (Y_{k|k-1}^{(i)} - \hat{y}_{k|k-1})^T \right\} + R_k$$

$$P_k^{xy} = \sum_{i=0}^{2L} \left\{ w_i^{(c)} (Y_{k|k-1}^{(i)} - \hat{y}_{k|k-1}) (Y_{k|k-1}^{(i)} - \hat{y}_{k|k-1})^T \right\}$$

از این ماتریس های کواریانس برای محاسبه ی ماتریس بهره ی کالمن استفاده خواهیم کرد.

$$K_k = P_k^{xy} (P_k^{yy})^{-1} \quad (۷۵-۳)$$

از این بهره در ادامه برای به روزرسانی تخمین های حالت و کواریانس استفاده خواهیم کرد.

$$\hat{x}_{k|k} = \hat{x}_{k|k-1} + K_k (y_k - \hat{y}_{k|k-1}) \quad (۷۶-۳)$$

$$P_{k|k} = P_{k|k-1} - K_k P_k^{yy} K_k^T$$

حال از این تخمین ها به عنوان تخمین $k-1$ برای گام بعدی در الگوریتم استفاده خواهیم کرد.

۱۰-۳ فیلتر کالمن unscented تطبیقی :

در این بخش ، از ترکیب تخمین گر نویز و فیلتر کالمن unscented برای تخمین متغیرهای حالت و نویزهای

نامعلوم سیستم به صورت هم زمان و آنلاین استفاده می کنیم. در این الگوریتم مقادیر $f_{j-1}(x_{j-1})$ و

$h_j(\hat{x}_{j|j-1})$ به صورت زیر بیان می شود :

$$f_{j-1}(x_{j-1}) = \sum_{i=0}^{2L} w_i^{(m)} f(X_{k-1}^{(i)}, u_{k-1}) \quad (۷۷-۳)$$

$$h_j(\hat{x}_{j|j-1}) = \sum_{i=0}^{2L} w_i^{(m)} h(X_{k|k-1}^{(i)}, u_k)$$

با در نظر گرفتن سیستم غیر خطی گسسته-زمان (۶۸-۳)، الگوریتم فیلتر کالمن unscented تطبیقی را طبق مراحل زیر معرفی می کنیم: [26]

$$X_{k-1|k-1}^{(i)} = \quad (۷۸-۳)$$

$$[\hat{x}_{k-1|k-1} \quad \hat{x}_{k-1|k-1} + \sqrt{L + \lambda} \sqrt{P_{k-1|k-1}} \quad \hat{x}_{k-1|k-1} - \sqrt{L + \lambda} \sqrt{P_{k-1|k-1}}]$$

$$\gamma_{k|k-1}^{(i)} = f(X_{k-1|k-1}^{(i)}, u_{k-1}) + \hat{q}_{k-1} \quad (۷۹-۳)$$

$$\hat{x}_{k|k-1} = \sum_{i=0}^{2L} w_i^{(m)} \gamma_{k|k-1}^{(i)} \quad (۸۰-۳)$$

$$P_{k|k-1} = \sum_{i=0}^{2L} \left\{ w_i^{(c)} (\gamma_{k|k-1}^{(i)} - \hat{x}_{k|k-1}) (\gamma_{k|k-1}^{(i)} - \hat{x}_{k|k-1})^T \right\} + \hat{Q}_{k-1}$$

$$(۸۱-۳)$$

$$X_{k|k-1}^{(i)} = [\hat{x}_{k|k-1} \quad \hat{x}_{k|k-1} + \sqrt{L + \lambda} \sqrt{P_{k|k-1}} \quad \hat{x}_{k|k-1} - \sqrt{L + \lambda} \sqrt{P_{k|k-1}}]$$

$$(۸۲-۳)$$

$$\hat{y}_{k|k-1} = \sum_{i=0}^{2L} w_i^{(m)} Y_{k|k-1}^{(i)} \quad (۸۳-۳)$$

$$P_k^{yy} = \sum_{i=0}^{2L} \left\{ w_i^{(c)} (Y_{k|k-1}^{(i)} - \hat{y}_{k|k-1}) (Y_{k|k-1}^{(i)} - \hat{y}_{k|k-1})^T \right\} + \hat{R}_k \quad (۸۴-۳)$$

$$P_k^{xy} = \sum_{i=0}^{2L} \left\{ w_i^{(c)} (\gamma_{k|k-1}^{(i)} - \hat{x}_{k|k-1}) (Y_{k|k-1}^{(i)} - \hat{y}_{k|k-1})^T \right\} \quad (۸۵-۳)$$

$$K_k = P_k^{xy} (P_k^{yy})^{-1} \quad (۸۶-۳)$$

$$\hat{x}_{k|k} = \hat{x}_{k|k-1} + K_k (y_k - \hat{y}_{k|k-1}) \quad (۸۷-۳)$$

$$P_{k|k} = P_{k|k-1} - K_k P_k^{yy} K_k^T \quad (۸۸-۳)$$

$$\Gamma_k = \frac{1-\rho}{1-\rho^k} \quad 0 < \rho < 1 \quad , \quad \xi_k = y_k - \hat{y}_{k|k-1} - \hat{r}_k$$

$$(۸۹-۳)$$

$$\hat{R}_k = (1 - \Gamma_k) \hat{R}_{k-1} \quad (۹۰-۳)$$

$$+ \Gamma_k \left[\xi_k \xi_k^T - \sum_{i=0}^{2L} \left\{ w_i^{(c)} (Y_{k|k-1}^{(i)} - \hat{y}_{k|k-1}) (Y_{k|k-1}^{(i)} - \hat{y}_{k|k-1})^T \right\} \right]$$

$$\hat{Q}_k = (1 - \Gamma_k) \hat{Q}_{k-1} \quad (۹۱-۳)$$

$$+ \Gamma_k \left[K_k \xi_k \xi_k^T K_k^T + P_k - \sum_{i=0}^{2L} w_i^{(c)} (\gamma_{k|k-1}^{(i)} - \hat{x}_{k|k-1}) (\gamma_{k|k-1}^{(i)} - \hat{x}_{k|k-1})^T \right]$$

$$\hat{r}_k = (1 - \Gamma_k) \hat{r}_{k-1} + \Gamma_k \left[y_k - \sum_{i=0}^{2L} w_i^{(m)} h(X_{k|k-1}^{(i)}, u_k) \right] \quad (۹۲-۳)$$

$$\hat{q}_k = (1 - \Gamma_k) \hat{q}_{k-1} + \Gamma_k \left[\hat{x}_k - \sum_{i=0}^{2L} w_i^{(m)} f(X_{k-1}^{(i)}, u_{k-1}) \right] \quad (۹۳-۳)$$

اگر حاصل $\hat{Q}_k$ و $\hat{R}_k$ ، ماتریس های منفی باشند می توانیم از روابط زیر به جای آن ها استفاده کنیم :

$$if \hat{R}_k < 0 \Rightarrow \hat{R}_k = \hat{R}_{k-1} \quad (۹۴-۳)$$

$$+\Gamma_k \left(\sum_{i=0}^{2L} \left\{ w_i^{(c)} (Y_{k|k-1}^{(i)} - \hat{y}_{k|k-1}) (Y_{k|k-1}^{(i)} - \hat{y}_{k|k-1})^T \right\} \right)$$

$$if \hat{Q}_k < 0 \Rightarrow \hat{Q}_k = \hat{Q}_{k-1} \quad (95-3)$$

$$+\Gamma_k \left(\sum_{i=0}^{2L} \left\{ w_i^{(c)} (\gamma_{k|k-1}^{(i)} - \hat{x}_{k|k-1}) (\gamma_{k|k-1}^{(i)} - \hat{x}_{k|k-1})^T \right\} \right)$$

۳-۱۱ طراحی کنترل کننده ی تحمل پذیر عیب

در تئوری کنترل، کنترل مد لغزشی نوعی کنترل ساختار متغیر است؛ یک روش کنترل غیرخطی که با استفاده از کنترل سوئیچینگ فرکانس بالا، دینامیک سیستم غیرخطی را تغییر می دهد. [20] برای یک سیستم دینامیکی، کنترل مد لغزشی از یک بهره ی عملاً نامحدود استفاده می کند تا مسیرها را وادار کند تا در محدوده ی مد لغزشی تعیین شده حرکت کنند. کنترل مد لغزشی برای سیستم هایی که دارای نامعینی در مدل، تغییرات پارامتر و اغتشاشات خارجی است، یک کنترل کننده ی مقاوم مناسب است. از نظر محاسباتی، نسبت به کنترل کننده های تطبیقی ساده تر است. مزیت و قدرت اصلی این روش کنترلی، مقاوم بودن آن است. از آنجایی که سیستم کنترلی میتواند به سادگی سوئیچ کردن بین دو حالت باشد، در نتیجه نیاز نیست که به تغییرات پارامتر حساس باشد.

کنترل مد لغزشی ترمینال

برای بهبود عملکرد SMC نوع جدیدی از آن به نام کنترل مد لغزشی ترمینال (TSMC) ارائه شده است که در مقایسه با SMC از نظر مقاوم بودن در مقابل اغتشاشات موجود، تفاوتی ندارد اما با معرفی یک جمله ی غیرخطی در مد لغزش و تنظیم کردن دقیق و صحیح آن، خطای ردیابی نهایی و بهره ی کنترل کننده ی TSMC به صورت قابل ملاحظه ای کاهش می یابد. [24] به عبارتی، کنترل مد لغزشی ترمینال برای ایجاد

امکان همگرایی سریع تر خطای ردیابی به سمت صفر در زمان محدود ارائه شده است. با این حال TSMC دارای مشکل تکینگی است.

طراحی کنترل کننده :

سیستم غیرخطی مرتبه دوم زیر را در نظر بگیرید:

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

$$\dot{x}_2 = f(x) + b(x)u + d(x) \quad (96-3)$$

که $x \in R^2$ بیانگر بردار حالت سیستم، $f(x)$ و $b(x) \neq 0$ دو تابع غیرخطی از x ، u سیگنال کنترلی، $d(x)$ بیانگر نامعینی ها و اغتشاشات بوده و فرض شده است که $|d(x)| \leq l_d$ ، که $l_d > 0$ یک مقدار عددی ثابت است.

هدف سیستم کنترلی SMC در این جا طراحی قانون کنترلی ای برای $u(x)$ است که سیستم (96-3) را در همسایگی $x = [0,0]^T$ پایدار سازد. یک سطح TSM را می توانیم به فرم زیر تعریف کنیم: [22]

$$s = x_2 + \beta x_1^{q/p} \quad (97-3)$$

که $\beta > 0$ ثابت طراحی، p و q هر دو اعداد فرد مثبت هستند که $p > q$.

شرط کافی برای وجود مد لغزش به صورت زیر تعریف می شود: [24]

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} s^2 \leq -\eta |s| \quad \eta > 0 \quad (98-3)$$

زمانی که سیستم به سطح لغزش $s = 0$ می رسد، حرکت ایده آل مد لغزش را می توانیم توسط رابطه ی غیرخطی زیر توصیف کنیم :

$$x_2 + \beta x_1^{q/p} = 0 \quad (99-3)$$

اگر سیگنال کنترلی u ، به نوعی طراحی شود که باعث شود سیستم (۹۶-۳) شرط دسترسی به سطح لغزش (۹۸-۳) را اقناع کند، سیستم می تواند در زمان محدود به $s = 0$ برسد. فرض می کنیم که زمانی است که s از شرایط اولیه $s(0) \neq 0$ به صفر می رسد، و زمان رسیدن از $s(0) \neq 0$ به $s = 0$ ، t_r باشد، به تعبیری $s(t = t_r) = 0$ است. زمانی که $s \geq 0$ از رابطه ی (۹۸-۳) به رابطه ی زیر خواهیم رسید :

$$\dot{s} \leq -\eta \quad (۱۰۰-۳)$$

$$\int_{s=s(0)}^{s=s(t_r)} ds \leq \int_{t=0}^{t=t_r} -\eta dt$$

$$s(t_r) - s(0) \leq -\eta t_r$$

$$t_r \leq \frac{s(0)}{\eta}$$

$$\text{if } s \leq 0 \Rightarrow t_r \leq -\frac{s(0)}{\eta} \quad \text{or} \quad t_r \leq \frac{|s(0)|}{\eta} \quad (۱۰۱-۳)$$

اکنون با این فرض که t_s زمان رسیدن از $x_1(t_r) \neq 0$ به $x_1(t_s + t_r) = 0$ است ($s = 0$) در این صورت خواهیم داشت :

$$\dot{x}_1 = -\beta x_1^{q/p} \quad (۱۰۲-۳)$$

$$\int_{x_1(t_r)}^0 x_1^{-q/p} dx_1 = \int_{t_r}^{t_r+t_s} -\beta dt$$

$$-\frac{p}{p-q} x_1^{1-q/p}(t_r) = -\beta t_s$$

$$\Rightarrow t_s = \frac{p}{\beta(p-q)} |x_1(t_r)|^{1-q/p}$$

با در نظر گرفتن سطح TSM بیان شده در رابطه (۳-۹۷) و سیستم بیان شده در رابطه (۳-۹۶) و با فرض اینکه شرط کافی برای وجود TSM به صورت $s\dot{s} \leq -\eta|s|$ است، سیگنال کنترلی u را می توانیم به فرم زیر به دست آوریم :

$$\dot{s} = \dot{x}_2 + \beta \frac{q}{p} x_1^{q/p-1} \dot{x}_1 \quad (۳-۱۰۳)$$

$$= f(x) + b(x)u + d(x) + \beta \frac{q}{p} x_1^{q/p-1} \dot{x}_2$$

$$\Rightarrow u = -b^{-1}(x) \left[f(x) + \beta \frac{q}{p} x_1^{q/p-1} \dot{x}_2 + k \operatorname{sgn}(s) \right]$$

در این جا k مقدار ثابتی است که بر مبنای حداکثر اغتشاشات و تغییرات پارامتری نتیجه می شود.

قضیه : سیستم مرتبه ی دوم ارائه شده در رابطه ی (۳-۹۶) در زمان محدود به سطح مد لغزش $s = 0$

خواهد رسید و سپس در زمان محدود در $s = 0$ به صفر همگرا خواهد شد، اگر سطح مد لغزش را به

صورت (۳-۹۷) انتخاب کنیم و ورودی کنترلی را به صورت زیر در نظر بگیریم : [24]

$$u = -b^{-1}(x) \left[f(x) + \beta \frac{q}{p} x_1^{q/p-1} \dot{x}_2 + k \operatorname{sgn}(s) \right] , \quad k = l_d + \eta \quad (۳-۱۰۴)$$

اثبات :

تابع لیاپانوف $V = \frac{s^2}{2}$ را در نظر می گیریم. مشتق آن $\dot{V} = s\dot{s}$ می باشد. برای سطح TSM رابطه ی (۳-۹۷)

مشتق s نسبت به زمان t و با استفاده از سیستم (۳-۹۶)، به صورت زیر است :

$$\dot{s} = \dot{x}_2 + \beta \frac{q}{p} x_1^{q/p-1} \dot{x}_1 = \dot{x}_2 + \beta \frac{q}{p} x_1^{q/p-1} \dot{x}_2 \quad (۳-۱۰۵)$$

$$= f(x) + d(x) + b(x)u + \beta \frac{q}{p} x_1^{q/p-1} \dot{x}_2$$

با جایگذاری u حاصل از رابطه ی (۳-۱۰۵) داریم :

$$\dot{s} = d(x) - k \operatorname{sgn}(s) \quad (۱۰۶-۳)$$

$$s\dot{s} = sd(x) - k|s| \leq -\eta|s| \quad (۱۰۷-۳)$$

$$\Rightarrow -k + l_d \leq -\eta$$

$$\Rightarrow k \geq \eta + l_d$$

پدیده ی تکینگی :

می توانیم در رابطه ی (۱۰۴-۳) مشاهده کنیم که جمله ی دوم آن ، یعنی جمله ای که شامل $x_1^{q/p-1}x_2$ است، امکان دارد در شرایطی که $x_1 \rightarrow 0$ و $x_2 \neq 0$ است باعث بروز تکینگی شود. این شرایط مادامی که در مد لغزش هستیم رخ نمی دهد زیرا مادامی که $s = 0$ است، $x_2 = -\beta x_1^{q/p}$ است لذا از آن جایی که $p > q$ است در نتیجه $x_1^{q/p-1}x_2$ با $x_1^{2q-p/p}$ برابر بوده و غیر تکین است. مشکل تکینگی ممکن است در زمان رسیدن به سطح لغزش رخ دهد، زمانی که کنترل کافی برای آنکه تضمین کند مادامی که $x_1 \rightarrow 0$ است، $x_2 \neq 0$ باقی بماند، وجود نداشته باشد. کنترل کننده ی TSM رابطه ی (۱۰۴-۳) در شرایطی که $x_2 \neq 0$ وقتی $x_1 \rightarrow 0$ است، قبل از آنکه حالت های سیستم به سطح $s = 0$ برسند، نمیتواند یک سیگنال محدود را تضمین کند؛ زیرا در این حالت با توجه به آن که $\frac{q}{p} - 1 < 0$ لذا $\beta \frac{q}{p} x_1^{q/p-1} x_2$ و این سبب واگرایی سیگنال کنترلی خواهد شد.

طراحی کنترل کننده مد لغزشی ترمینال غیر تکین :

برای غلبه بر مشکل تکینگی در روش TSMC، از این کنترل کننده استفاده خواهیم کرد. برای غلبه بر خطاهای سنسور این کنترل کننده را اصلاح خواهیم کرد تا به یک کنترل کننده ی تحمل پذیر خطا برسیم.

مدل NTSM پیشنهاد شده به شکل زیر است : [30]

$$s = x_1 + \frac{1}{\beta} x_2^{p/q} \quad (۱۰۸-۳)$$

پارامترهای β ، p ، q مانند روابط (۹۷-۳) می باشند، با این تفاوت که $1 < p/q < 2$ و $p > q$ است. برای بدست آوردن سیگنال کنترلی، مشتق سطح لغزش معرفی شده در رابطه ی (۱۰۸-۳) را محاسبه می کنیم و با صفر قرار دادن آن سیگنال کنترلی را به صورت زیر بدست می آوریم :

$$\dot{s} = \dot{x}_1 + \beta^{-1} \frac{p}{q} x_2^{p/q-1} \dot{x}_2 \quad (۱۰۹-۳)$$

$$= x_2 + \beta^{-1} \frac{p}{q} x_2^{p/q-1} [f(x) + b(x)u + d(x)]$$

$$\Rightarrow u = -b^{-1}(x) \left[f(x) + \beta \frac{q}{p} x_2^{2-p/q} + k \operatorname{sgn}(s) \right]$$

قضیه : برای سیستم ارائه شده در رابطه (۹۶-۳) با NTSM رابطه ۱۰۸-۳ اگر سیگنال کنترلی به فرم زیر طراحی شود، آنگاه در زمان محدودی می توان به سطح NTSM رابطه (۱۰۸-۳) رسید. همچنین حالت های x_1 و x_2 نیز در زمان محدود به صفر همگرا خواهند شد. [24]

$$u = -b^{-1}(x) \left[f(x) + \beta \frac{q}{p} x_2^{2-p/q} + (l_d + \eta) \operatorname{sgn}(s) \right], \quad 1 < \frac{p}{q} < 2$$

$$, \eta > 0 \quad (۱۱۰-۳)$$

اثبات : برای NTSM رابطه ی (۱۰۸-۳) مشتق آن را به صورت زیر داریم :

$$\dot{s} = \dot{x}_1 + \frac{1}{\beta} \frac{p}{q} x_2^{p/q-1} \dot{x}_2 = x_2 + \frac{1}{\beta} \frac{p}{q} x_2^{p/q-1} \dot{x}_2 \quad (۱۱۱-۳)$$

$$= x_2 + \frac{1}{\beta} \frac{p}{q} x_2^{p/q-1} [f(x) + b(x)u + d(x)]$$

$$= x_2 + \frac{1}{\beta} \frac{p}{q} x_2^{p/q-1} \left[d(x) - \beta \frac{q}{p} x_2^{2-p/q} - (l_d + \eta) \operatorname{sgn}(s) \right]$$

$$= \frac{1}{\beta} \frac{p}{q} x_2^{p/q-1} [d(x) - (l_d + \eta) \text{sgn}(s)]$$

$$\Rightarrow s\dot{s} = \frac{1}{\beta} \frac{p}{q} x_2^{p/q-1} [d(x)s - (l_d + \eta) \text{sgn}(s)s] \quad (112-3)$$

$$\leq -\frac{1}{\beta} \frac{p}{q} \eta x_2^{p/q-1} |s|$$

از آن جایی که p و q اعداد مثبت فردی هستند که $1 < \frac{p}{q} < 2$ ، آن گاه برای $x_2 \neq 0$ با انتخاب مناسب پارامترهای p و q رابطه ی $x_2^{p/q-1} > 0$ برقرار می باشد.

$$\text{if } \rho(x_2) = \frac{1}{\beta} \frac{p}{q} \eta x_2^{p/q-1}$$

$$\Rightarrow s\dot{s} \leq -\rho(x_2)|s| \quad \rho(x_2) > 0 \quad \text{for } x_2 \neq 0 \quad (113-3)$$

لذا برای $x_2 \neq 0$ شرایط لیاپانوف برای پایداری برآورده شده و حالت های سیستم می توانند در زمان محدود به مد لغزش $s = 0$ همگرا شوند. با در نظر گرفتن رابطه ی زیر که از جایگذاری سیگنال کنترلی (۱۱۰-۳) در سیستم (۹۶-۳) حاصل می شود :

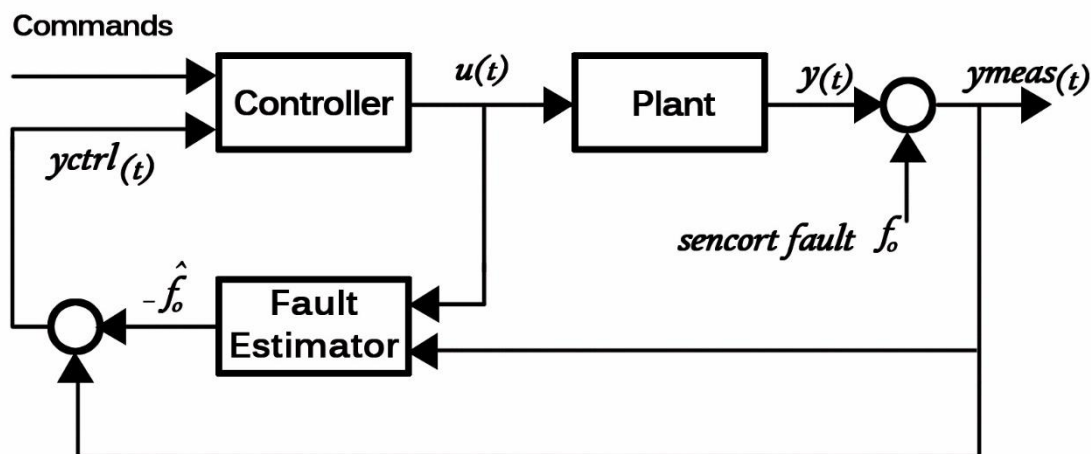
$$\dot{x}_2 = -\beta \frac{q}{p} x_2^{2-p/q} + d(x) - (l_d + \eta) \text{sgn}(s) \quad (114-3)$$

$$\text{for } x_2 = 0 ; \quad \dot{x}_2 = d(x) - (l_d + \eta) \text{sgn}(s) \quad (115-3)$$

برای $s > 0$ داریم $\dot{x}_2 \leq -\eta$ ، و همچنین برای $s < 0$ داریم $\dot{x}_2 \geq \eta$ که نشان می دهد $x_2 = 0$ جذب کننده نیست و $s = 0$ در زمان محدود بدون تکین شدن سیگنال کنترلی بدست می آید.

کنترل کننده تحمل پذیر عیب سنسور :

ایده اصلی این روش برای مقابله با خطاهای رخ داده در سنسور این است که با کمک سیستم تشخیص و شناسایی خطا، ابتدا خطاهای رخ داده در سنسور را شناسایی کنیم سپس از این اطلاعات برای تصحیح اندازه گیری های مخدوش شده استفاده می کنیم، قبل از آن که این سیگنال مخدوش به سیستم کنترل کننده وارد شود. بدین طریق تنها با ایجاد یک تغییر کوچک در حلقه ی فیدبک، می توان این ایده را پیاده سازی کرد. این ایده را می توان در سیستم های مختلفی به کار برد و از نظر محاسباتی بسیار ساده تر و در نتیجه سریع تر از دیگر روش ها می باشد. شکل زیر خلاصه ای از روشی که به کار خواهیم برد را نشان می دهد :



شکل ۲-۳ طرح FTC عیب سنسور

هدف این است که سیستم شناسایی عیب را به گونه ای طراحی کنیم که عیب های رخ داده در سنسور را تخمین بزند ($\hat{f}_0$) ، بعد از این مرحله، ایده ی اصلی این است که سیگنال ورودی سیستم کنترلی را به صورت زیر اصلاح نماییم : [5]

$$y_{ctrl}(t) = y_{means}(t) - \hat{f}_0 \quad (۱۱۶-۳)$$

در این جا f_0 عیب سنسور نامعلومی است که اندازه گیری های $y(t)$ را مخدوش می کند، به کمک این روش یک سیستم تحمل پذیر عیب سنسور خواهیم داشت که از کنترل کننده ی NTSM بهره می برد.

فصل چهارم

شبیه سازی و آنالیز نتایج

۴-۱ بررسی عیب سنسور، شبیه سازی و آنالیز نتایج

همانطور که در فصل دوم اشاره کردیم، برای تشخیص و شناسایی عیب های رخ داده در سنسورها از فیلترهای کالمنی به نام AEKF و یا AUKF استفاده خواهیم کرد. روش کار به این صورت است که برای هر یک از سنسورهای سیستم، یک فیلتر کالمن غیرخطی طراحی می کنیم که مسئول کنترل سیگنال مانده ی حاصل از آن سنسور است، اگر این سیگنال مانده از یک سطح آستانه ای تجاوز کند، سیستم FDD متوجه بروز عیب در سیستم خواهد شد. در ادامه از اطلاعات حاصل شده برای ایجاد اصلاحات لازم در سیگنال خروجی قبل از ورود به کنترل کننده NTSMC استفاده خواهد شد. در این فصل، منظور از سنسورهای اول تا دوازده به ترتیب، مکان حالت اول تا ششم، سرعت زاویه ای حالت اول تا حالت ششم است. همچنین فرض کرده ایم خطاهای سنسور تنها در موقعیت حالت های اول تا ششم رخ خواهند داد و از بررسی خطاهای سرعت زاویه ای این حالت ها صرف نظر می کنیم.

ابتدا به بررسی نحوه ی عملکرد بانکی از فیلترهای AEKF در کنار کنترل کننده ی NTSM می پردازیم. فرض می کنیم عیب های سنسور مطابق جدول (۴-۱) رخ داده است. در این جدول در زمان های مشخص شده، خروجی سنسور با خروجی واقعی دارای اختلافی به اندازه ی بیان شده می باشد. برای مثال در سنسور اول از لحظه ی دوم به بعد خروجی سنسور با خروجی واقعی دارای اختلاف $10(m)$ است. از طرفی فرضیات زیر را داریم :

ماتریس های کواریانس نویز را به صورت زیر تعریف کرده ایم :

$$Q = (10^{-5})I_{12 \times 12} \quad , \quad R = 0.001I_{12 \times 12}$$

$$\hat{Q}_0 = (10^{-8})I_{12 \times 12} \quad , \quad \hat{R}_0 = 0.01I_{12 \times 12}$$

پارامترهای کنترل کننده را به صورت زیر در نظر گرفته ایم :

$$q = 5$$

$$p = 7$$

$$\beta = \text{diag}([2 \ 2 \ 2 \ 2 \ 2 \ 2])$$

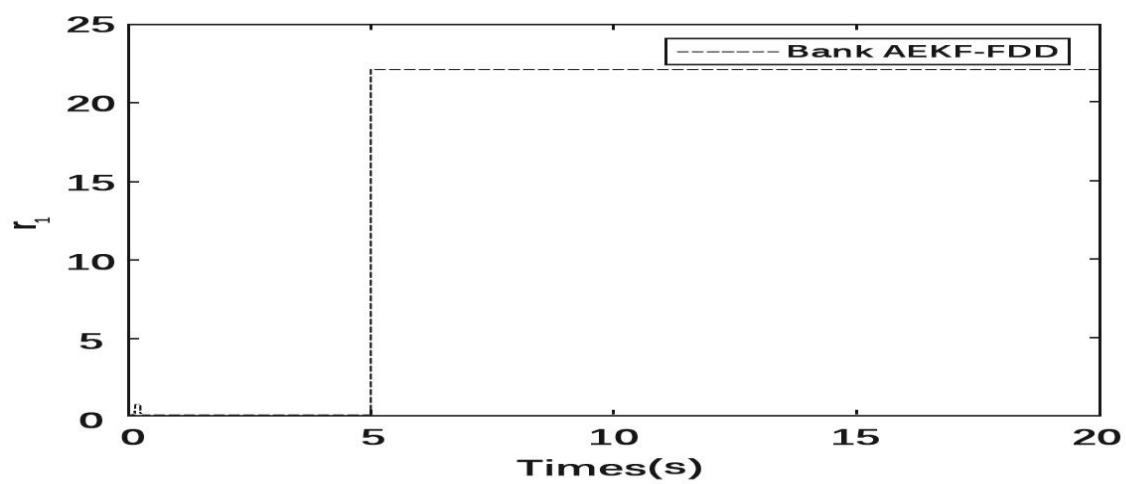
$$\eta = \text{diag}([200 \ 200 \ 70 \ 50 \ 50 \ 50])$$

سطح آستانه ی مورد نظر را برابر 5 در نظر گرفته ایم.

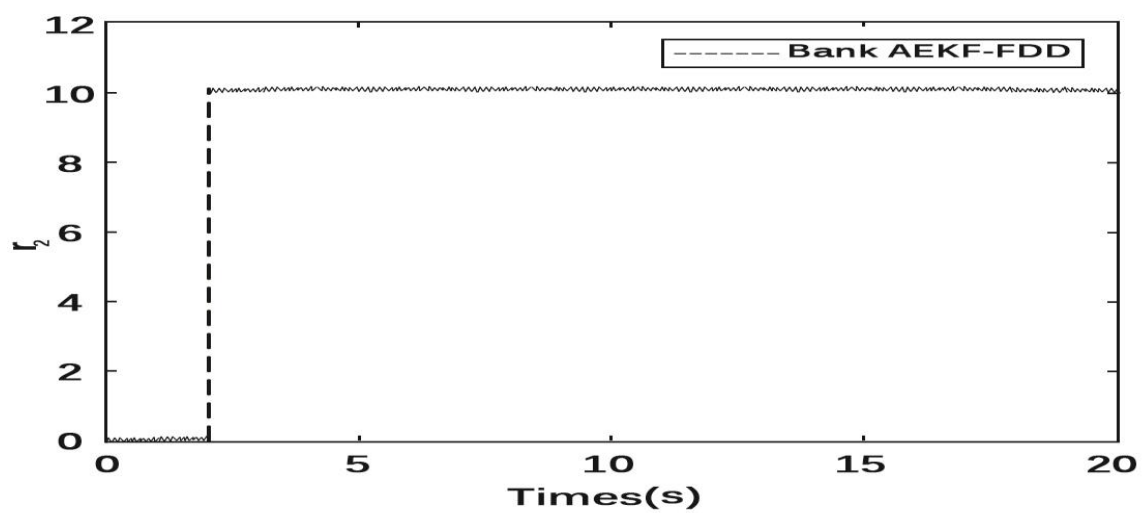
جدول (۱-۴) سناریو اول عیب های سنسور

سنسورها	سنسور ۱	سنسور ۲	سنسور ۳	سنسور ۴	سنسور ۵	سنسور ۶
زمان بر حسب ثانیه	2	5	10	8	15	10
اندازه عیب	10(m)	22(m)	8(m)	8(deg)	10(deg)	10(deg)

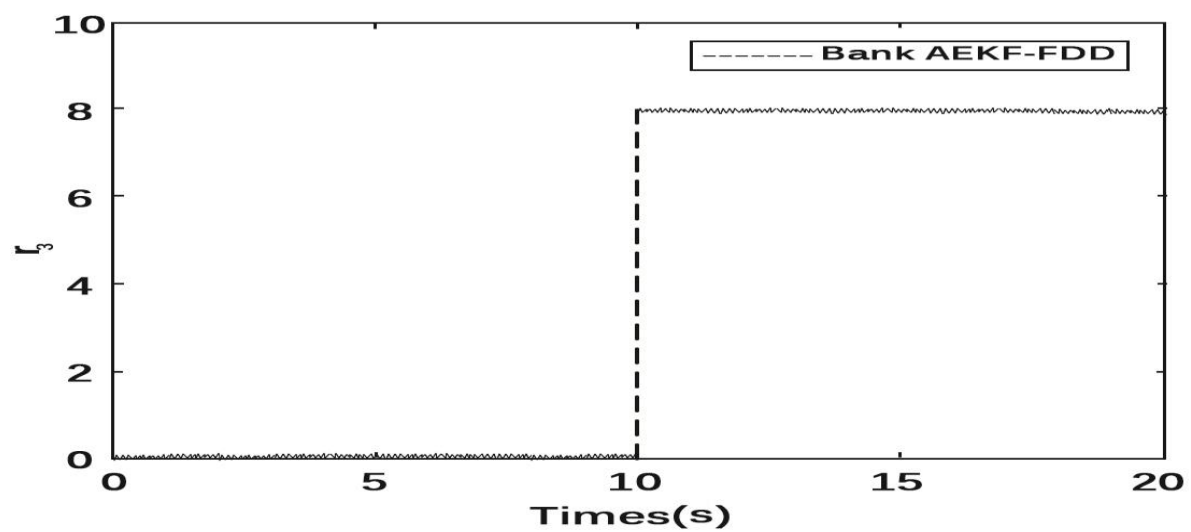
از این جدول می توانیم نتیجه بگیریم که بعد از زمان های بیان شده برای هر سنسور، خروجی واقعی سیستم و خروجی سنسور به اندازه ی عیب بیان شده با هم اختلاف خواهند داشت. سیستم AEKF-FDD این اختلاف موجود در هر لحظه را شناسایی کرده و با تصحیح آن، سیگنال خروجی را به کنترل کننده ارسال می کند. بدین ترتیب می توانیم سیگنال مانده برای هریک از سنسورها را در شکل (۱-۴) الف تا شکل (۱-۴) ه، مشاهده کنیم. میانگین عیب های رخ داده در هر سنسور بعد از تشخیص عیب نیز، در جدول (۲-۴) ارائه شده است.



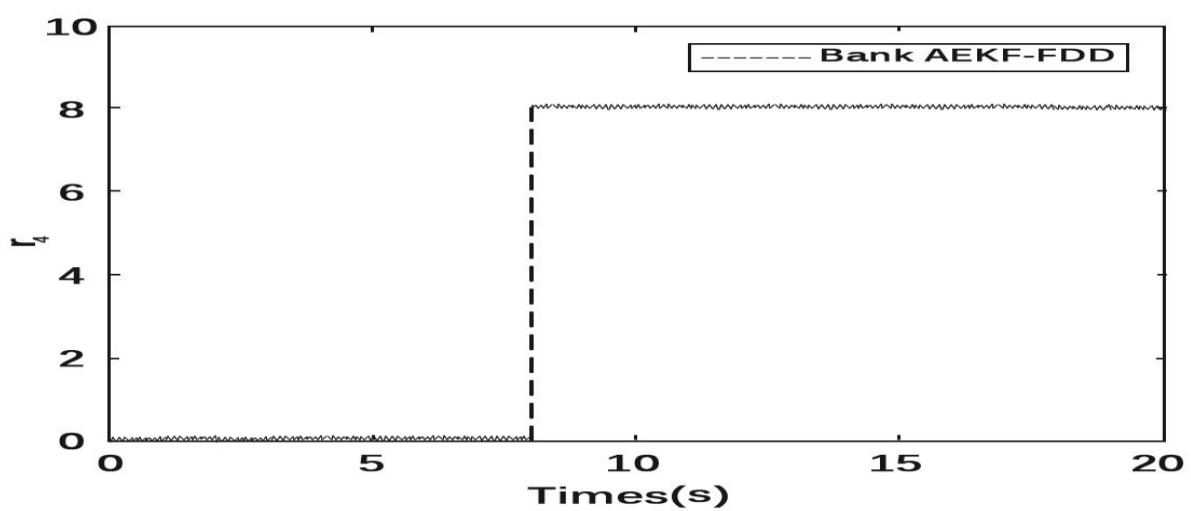
شکل (۴-۱) الف ، سیگنال مانده سنسور اول



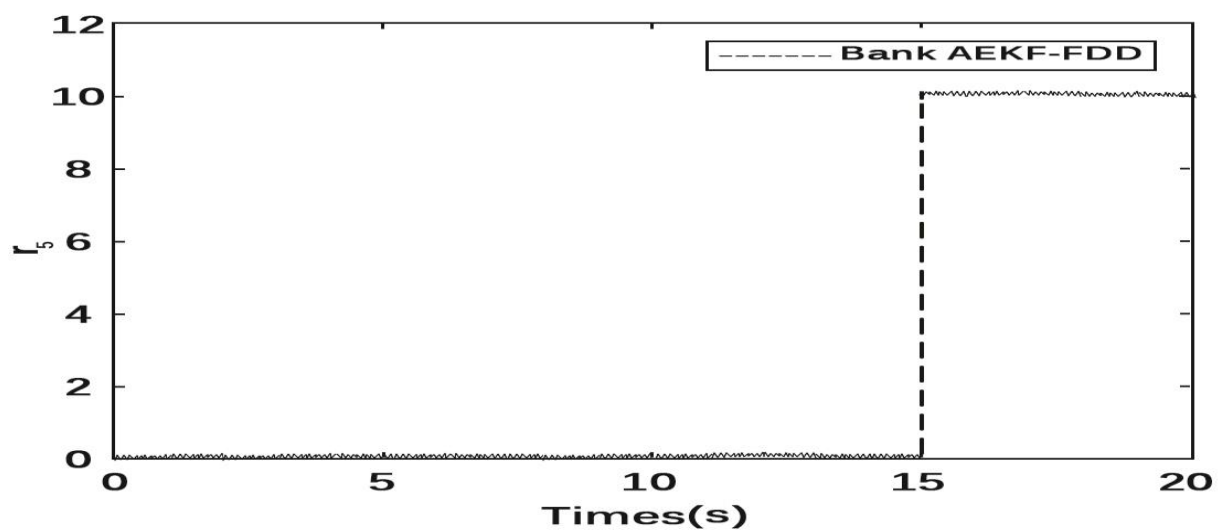
شکل (۴-۱) ب ، سیگنال مانده سنسور دوم



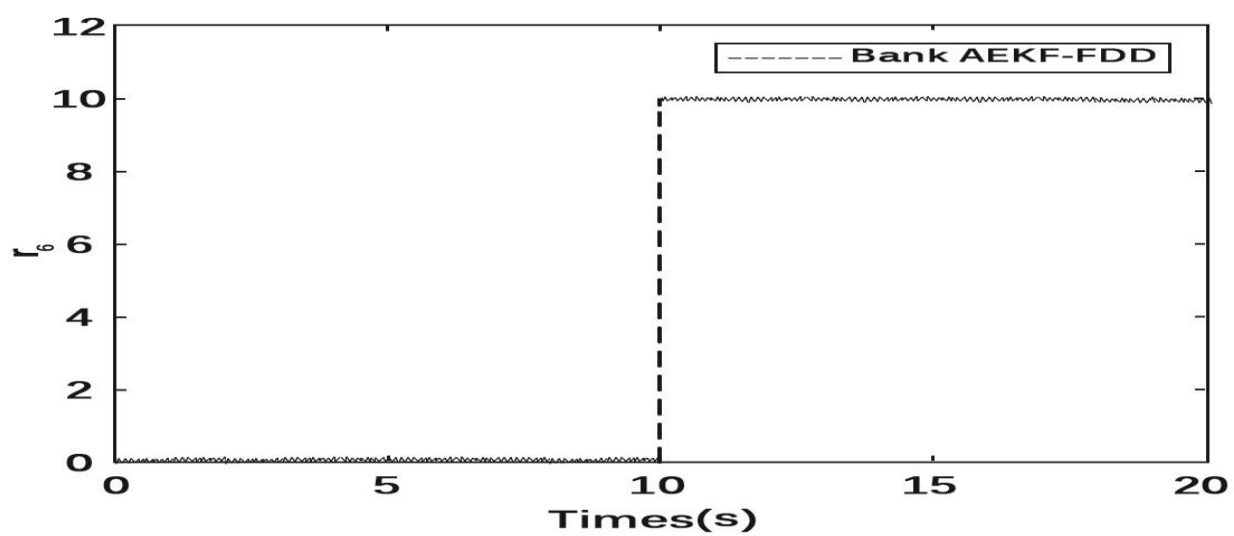
شکل (۱-۴) ج ، سیگنال مانده سنسور سوم



شکل (۱-۴) د ، سیگنال مانده سنسور چهارم



شکل (۴-۱) ، سیگنال مانده سنسور پنجم



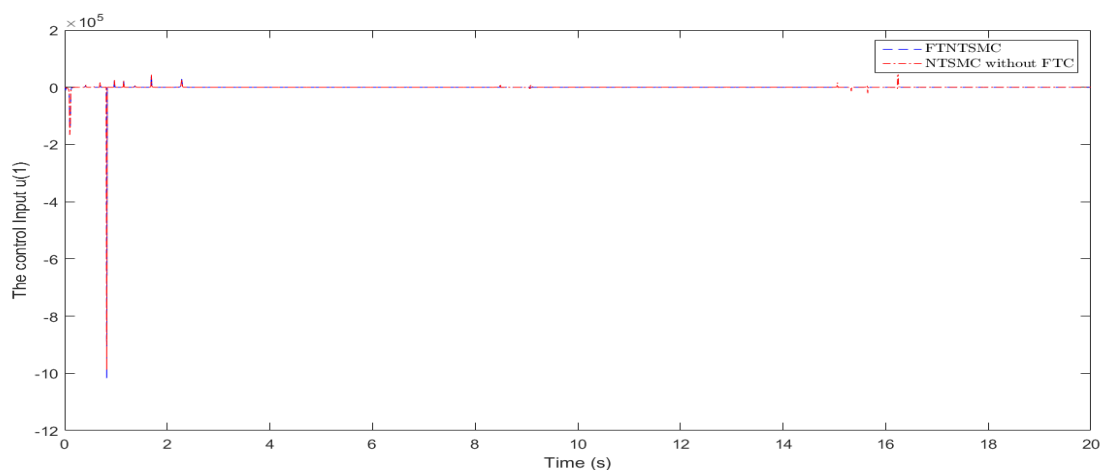
شکل (۴-۱) ه ، سیگنال مانده سنسور ششم

جدول (۲-۴) میانگین عیب های شناسایی شده توسط فیلتر $AEKF$

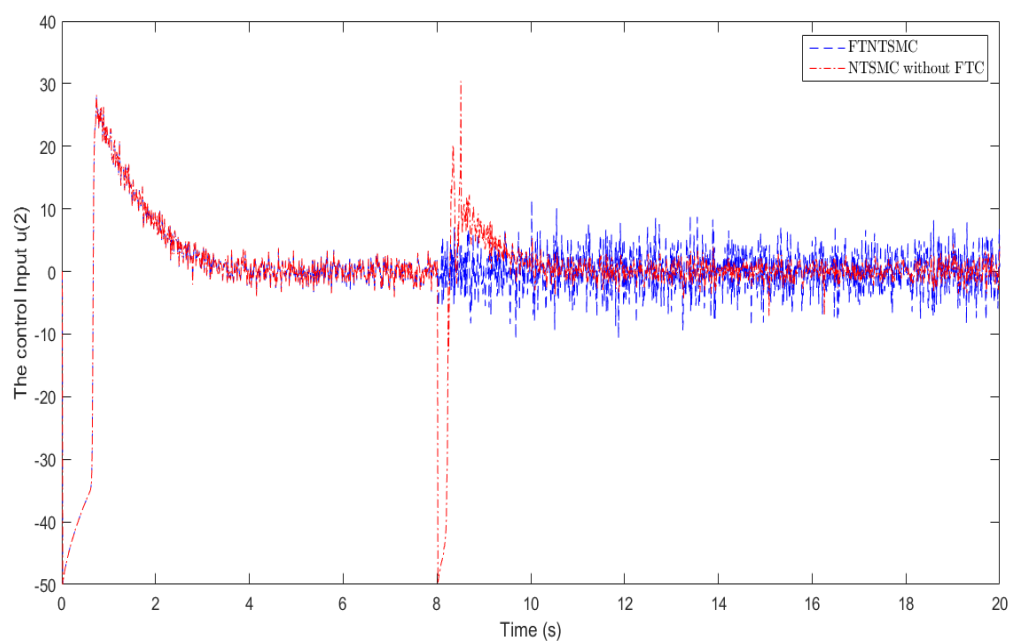
سنسورها	سنسور ۱	سنسور ۲	سنسور ۳	سنسور ۴	سنسور ۵	سنسور ۶
اندازه عیب	10.0638(m)	22.0247(m)	7.9724(m)	8.0063 (deg)	10.02 64(deg)	10.005 2 (deg)

باتوجه به شکل های (۱-۴) الف تا (۱-۴) ه مشاهده می کنیم که بعد از بروز عیب ، سیگنال مانده اندازه ی عیب رخ داده در هر لحظه را برای هریک از سنسورها شناسایی می کند. در ادامه هنگامی که سیستم $AEKF$ -FDD این عیب را شناسایی کرد با اصلاح آن، سیگنال خروجی را به کنترل کننده ارسال می کند.

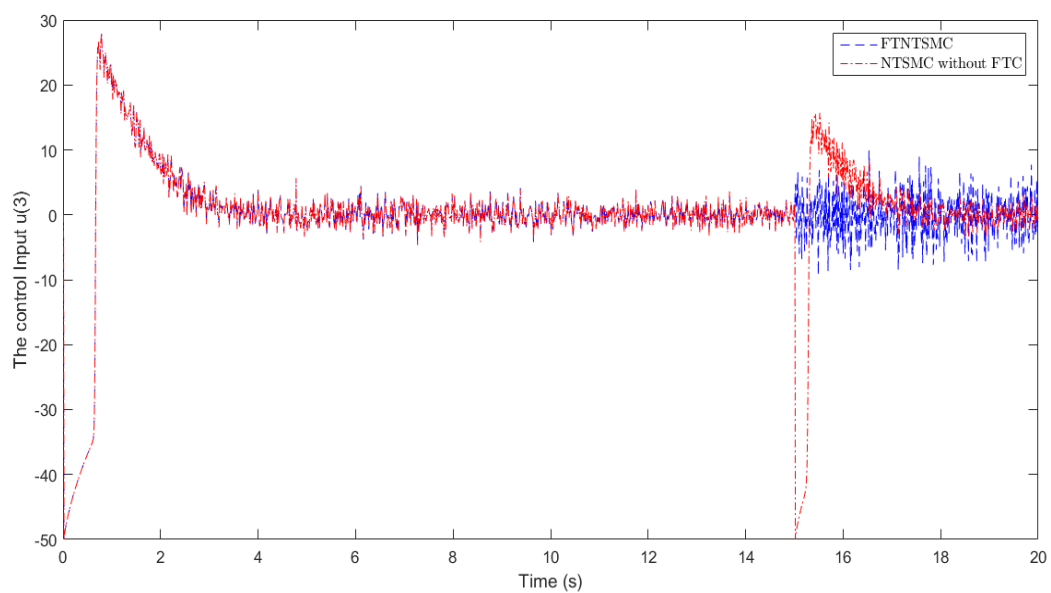
در شکل های (۲-۴) الف تا (۲-۴) د ، این سیگنال ها را مشاهده خواهیم کرد.



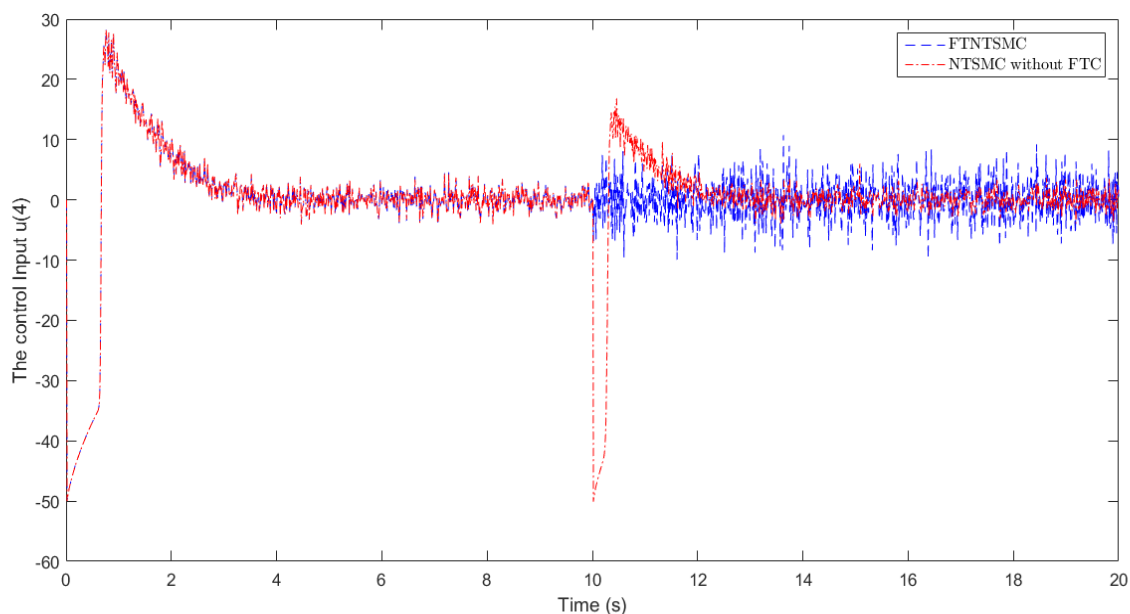
شکل (۲-۴) الف ، سیگنال ورودی کنترلی u_1



شکل (۲-۴) ب ، سیگنال ورودی کنترلی u_2

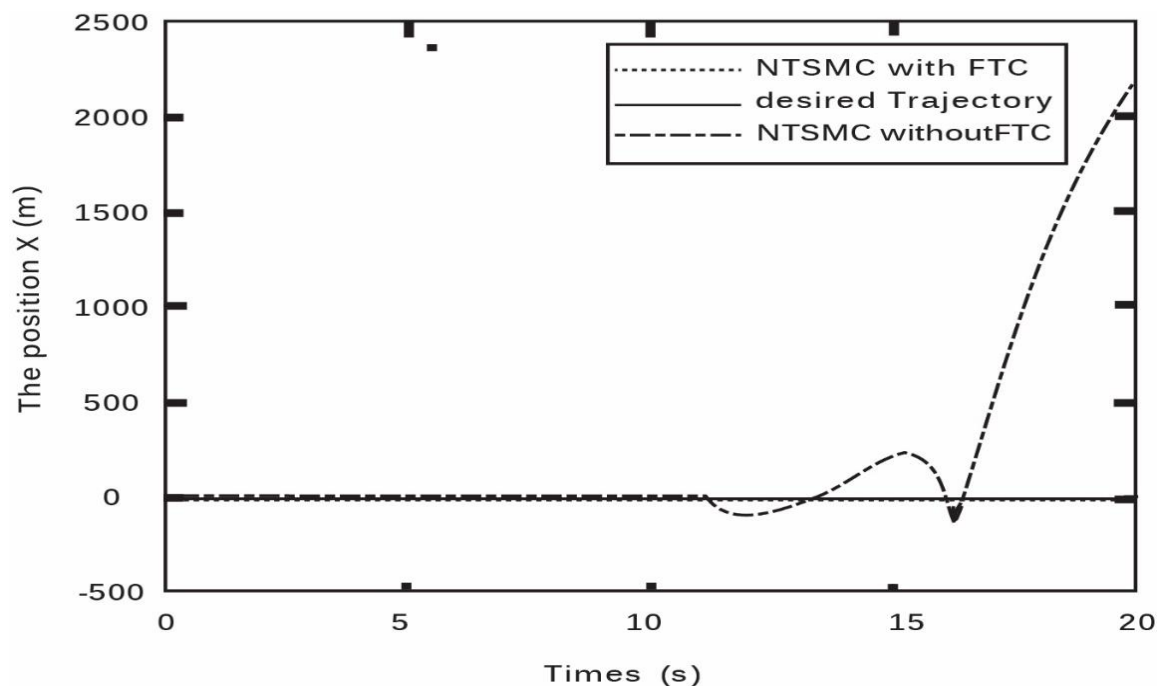


شکل (۲-۴) ج ، سیگنال ورودی کنترلی u_3



شکل (۴-۲) د، سیگنال ورودی کنترلی u_4

در ادامه با در نظر گرفتن تمامی موارد گفته شده می توانیم نحوه ی عملکرد سیستم های FDD و FTC را در شکل های (۳-۴) الف تا (۳-۴) ی مشاهده کنیم. همانطور که واضح است، سیستم تشخیص و شناسایی عیب به همراه کنترل کننده ی تحمل پذیر عیب قادر است عملکرد مطلوب سیستم را در حضور عیب حفظ کند. مشخص است که پس از وقوع عیب سنسور، کنترل کننده مرسوم که در برابر عیب مقاوم نیست، نتوانسته عملکرد مطلوب سیستم را حفظ کند.



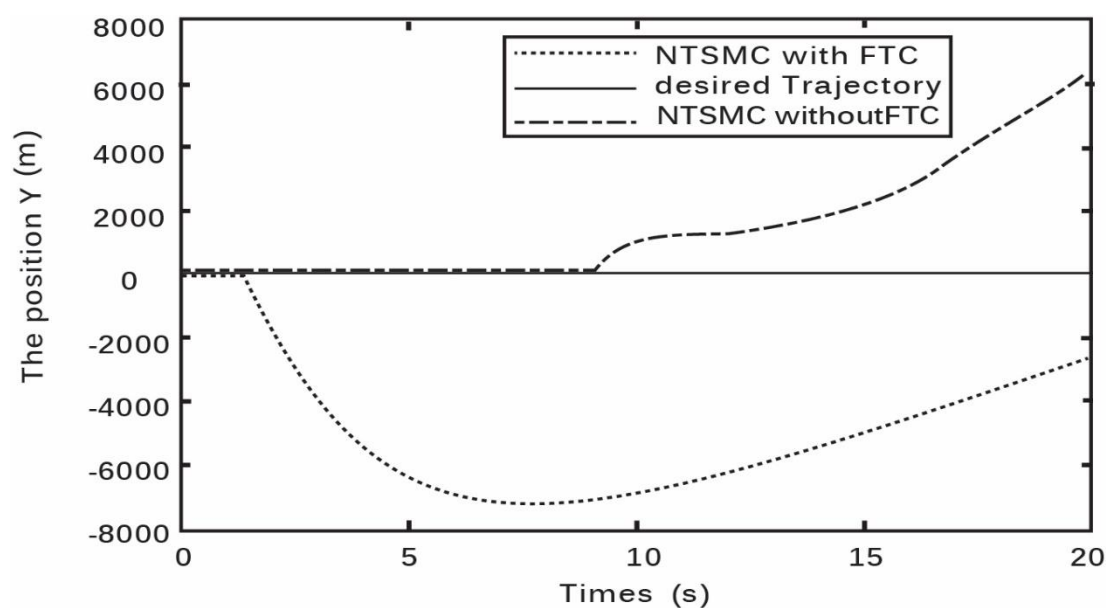
شکل (۳-۴) الف، موقعیت حالت x

همانطور که در شکل مشاهده می کنیم، موقعیت حالت X که همان مکان سنسور اول می باشد بعد از وقوع عیب که طبق جدول (۱-۴) در زمان ثانیه ی دوم اتفاق می افتد، در عدم حضور سیستم FTC یا همان کنترل تحمل پذیر عیب، مسیر دلخواه مورد نظر را ردیابی نمی کند و بعد از مدتی ناپایدار می شود. اما در حضور کنترل کننده ی تحمل پذیر عیب مشاهده می شود که با وجود وقوع خطا، مسیر دلخواه را ردیابی می کند.

این اتفاق در واقع به دلیل اصلاح سیگنال ورودی سیستم کنترلی طبق شکل (۲-۳) که در فصل قبل بیان کردیم، به وقوع می پیوندد. لذا مشاهده می کنیم که کنترل تحمل پذیر عیب سنسور چه تاثیری بر حالت های سیستم می گذارد.

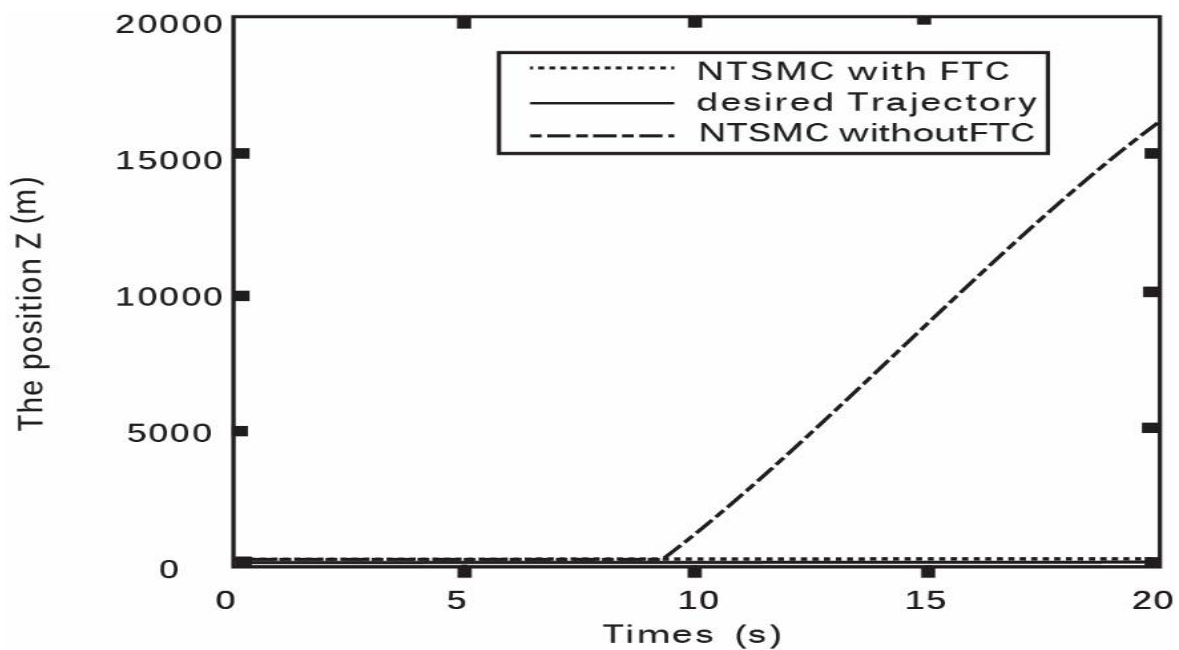
کنترل کننده ی تحمل پذیر عیبی که بر پایه ی کنترل مد لغزشی ترمینال غیر تکین طراحی کردیم در صورت بروز عیب در سنسور ، پایداری و عملکرد مطلوب سیستم را حفظ می کند و همچنین حالت های سیستم را وادار می کند تا با سرعت مناسبی به مسیر دلخواه کنترلی تعریف شده ، همگرا شوند.

این ویژگی را در نمودار حالت های بعدی نیز مشاهده می کنیم.



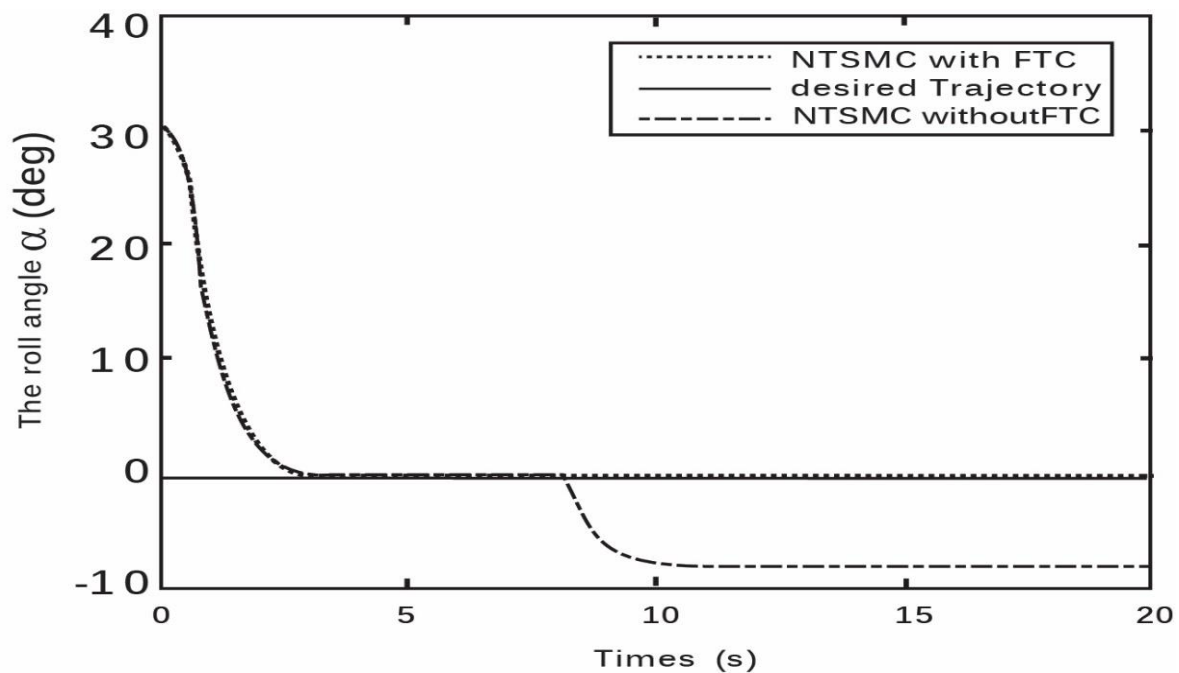
شکل (۳-۴) ب، موقعیت حالت y

در شکل (۳-۴) ب، مشاهده می کنیم که موقعیت حالت Y همان مکان سنسور دوم می باشد، بعد از وقوع خطا یا همان عیب که طبق جدول (۴-۱) در زمان ثانیه ی پنجم اتفاق می افتد، در عدم حضور سیستم FTC یا همان کنترل تحمل پذیر خطا، مسیر دلخواه مورد نظر را ردیابی نمی کند و بعد از مدتی ناپایدار می شود. اما در حضور کنترل کننده ی تحمل پذیر خطا که در نمودار با نقطه چین ریز رسم شده، مشاهده می شود که با وجود وقوع خطا در ثانیه ی پنجم، با سرعت همگرایی مناسبی به سمت مسیر دلخواه مورد نظر می رود.



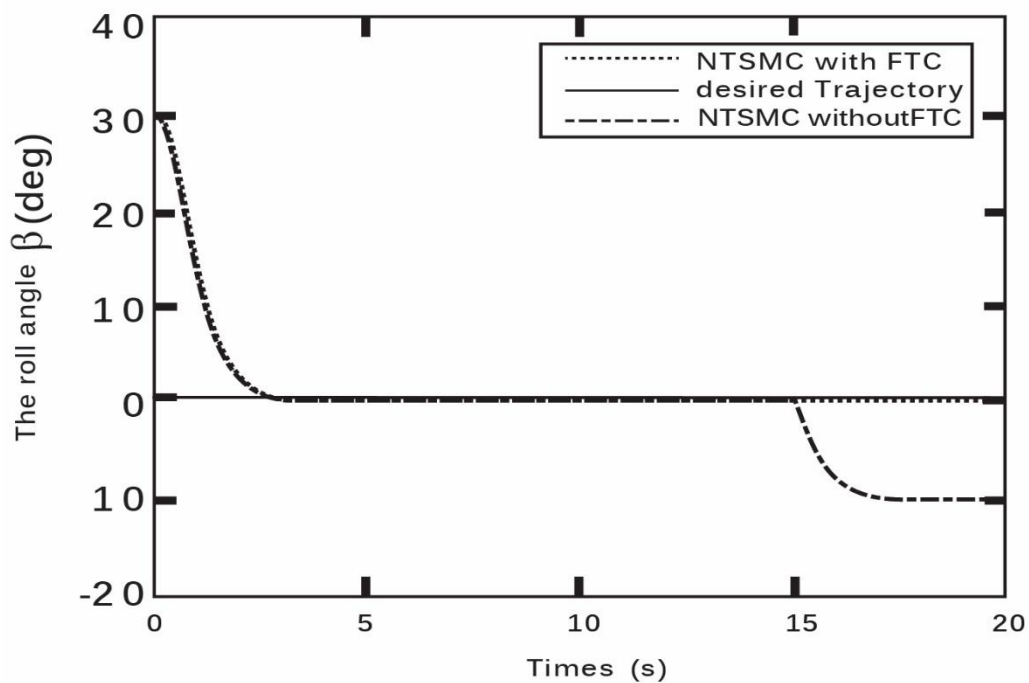
شکل (۳-۴) ج، موقعیت حالت z

در شکل (۳-۴) ج، موقعیت حالت z را که همان سنسور سوم می باشد مشاهده می کنیم. در این شکل می بینیم که بعد از وقوع خطا یا همان عیب که طبق جدول (۴-۱) در ثانیه ی ۱۰ اتفاق می افتد، نمودار خط چین درشت که همان موقعیت حالت z در عدم حضور سیستم FTC می باشد، با سرعت زیادی واگرا می شود و قادر نیست مسیر دلخواه را ردیابی کند. اما نمودار نقطه چین ریز که همان موقعیت حالت z در حضور کنترل کننده ی تحمل پذیر خطا می باشد، مسیر دلخواه را ردیابی می کند و به آن همگرا می شود.



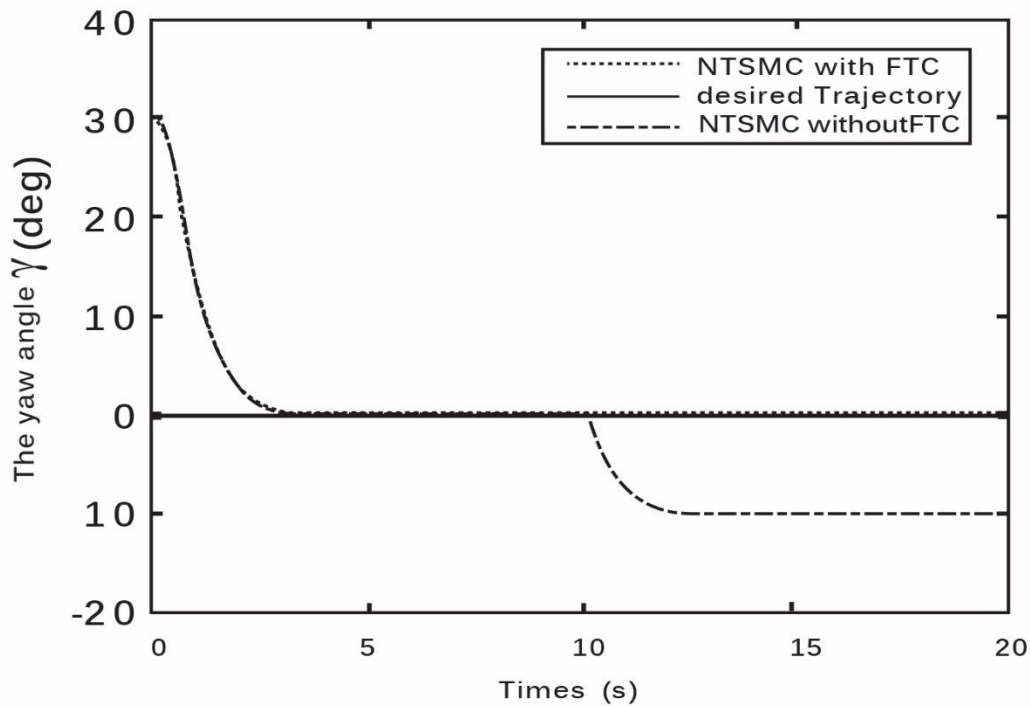
شکل (۳-۴) د، موقعیت حالت α

همانطور که در شکل (۳-۴) د، مشاهده می کنیم موقعیت حالت α که همان مکان سنسور چهارم می باشد بلافاصله بعد از وقوع خطا که طبق جدول (۱-۴) در زمان ثانیه ی ۸ اتفاق می افتد، در عدم حضور سیستم FTC یا همان کنترل تحمل پذیر خطا، مسیر دلخواه مورد نظر را ردیابی نمی کند و بعد از مدتی ناپایدار می شود. اما در حضور کنترل کننده ی تحمل پذیر خطا که در شکل با نمودار نقطه چین ریز نمایش داده شده، مشاهده می شود که با وجود وقوع خطا، مسیر دلخواه را ردیابی می کند.



شکل (۳-۴) و ، موقعیت حالت β

در شکل (۳-۴) و ، مشاهده می کنیم که موقعیت حالت β که همان مکان سنسور پنجم می باشد، بعد از وقوع خطا که طبق جدول (۱-۴) در ثانیه ی ۱۵ اتفاق می افتد، در عدم حضور سیستم FTC یا همان کنترل تحمل پذیر خطا، مسیر دلخواه مورد نظر را ردیابی نمی کند و بلافاصله از ردیابی مسیر دلخواه منحرف می شود. این نمودار در شکل با خط چین درشت نمایش داده شده است. اما در حضور کنترل کننده ی تحمل پذیر خطا که در نمودار با نقطه چین ریز رسم شده، مشاهده می شود که با وجود وقوع خطا در ثانیه ی ۱۵، به سمت مسیر دلخواه مورد نظر همگرا می شود.



شکل (۳-۴) ی، موقعیت حالت γ

در شکل (۳-۴) ی، موقعیت حالت γ را که همان سنسور ششم می باشد مشاهده می کنیم. در این شکل می بینیم که بعد از وقوع خطا که طبق جدول (۱-۴) در ثانیه ی ۱۰ اتفاق می افتد، نمودار خط چین درشت که همان موقعیت حالت γ در عدم حضور سیستم FTC می باشد، بلافاصله از ردیابی مسیر دلخواه باز می ماند. اما نمودار نقطه چین ریز که همان موقعیت حالت γ در حضور کنترل کننده ی تحمل پذیر خطا می باشد، مسیر دلخواه را ردیابی می کند و به آن همگرا می شود.

در ادامه به بررسی و مقایسه ی سیستم FDD مبتنی بر فیلتر AUKF می پردازیم. ماتریس های کواریانس نویز را به صورت زیر تعریف کرده ایم :

$$Q = (10^{-5})I_{12 \times 12} \quad , \quad R = 0.001I_{12 \times 12}$$

$$\hat{Q}_0 = (10^{-8})I_{12 \times 12} \quad , \quad \hat{R}_0 = 0.01I_{12 \times 12}$$

پارامترهای تنظیم UKF را به صورت زیر فرض کرده ایم :

$$\alpha = 0.15$$

$$L = 6$$

$$\beta = 2$$

$$\kappa = 0$$

مقدار سطح آستانه را 5 فرض کرده ایم. از طرفی فرض می کنیم که عیب های سنسور مطابق جدول (۳-۴) رخ داده اند.

جدول (۳-۴) سناریوی دوم عیب های سنسور

سنسورها	سنسور ۱	سنسور ۲	سنسور ۳	سنسور ۴	سنسور ۵	سنسور ۶
زمان بر حسب ثانیه	—	—	15	8	15	10
اندازه عیب	—	—	8(m)	8(deg)	9(deg)	10(deg)

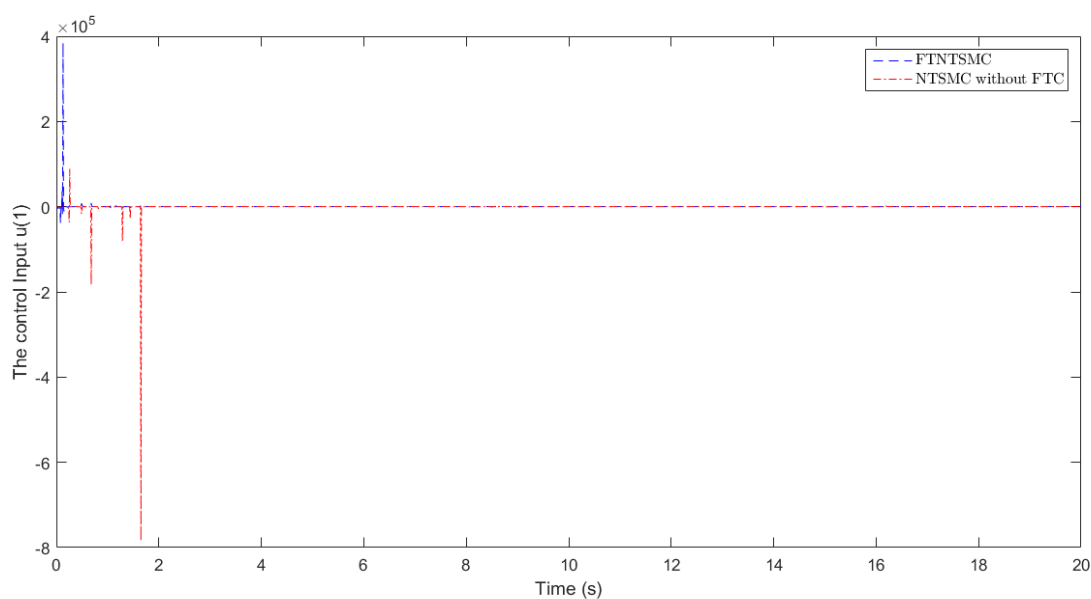
میانگین عیب های تشخیص داده شده توسط فیلترهای AUKF در جدول (۴-۴) ارائه شده است.

جدول (۴-۴) میانگین عیب های شناسایی شده توسط فیلترهای $AUKF$

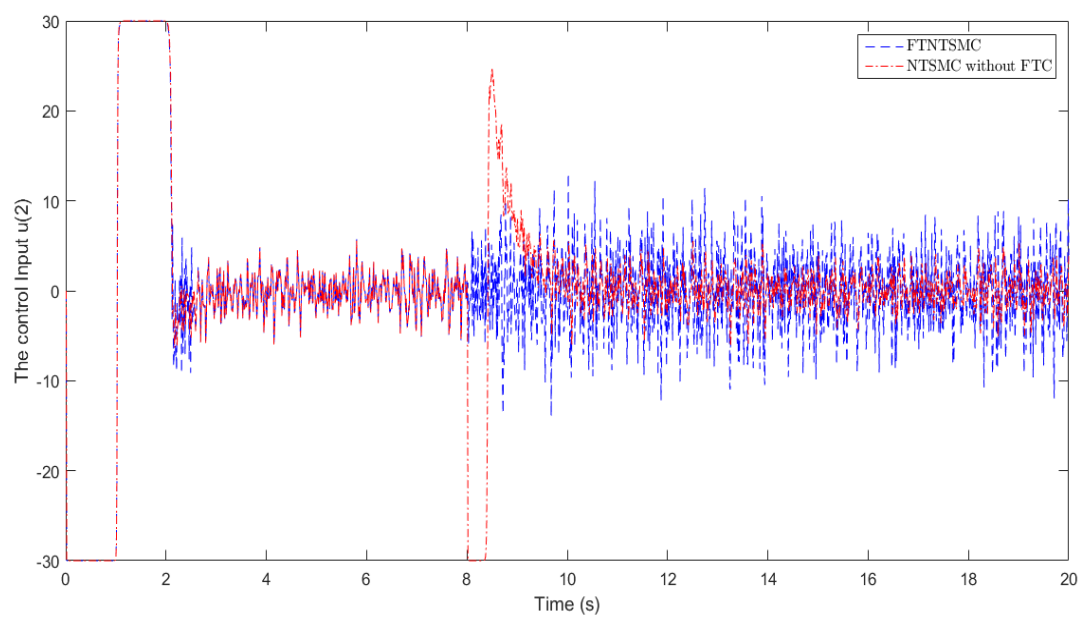
سنسورها	سنسور ۱	سنسور ۲	سنسور ۳	سنسور ۴	سنسور ۵	سنسور ۶
اندازه خطا	—	—	7.9830(m)	7.9960 (deg)	9.9502 (deg)	10.0353 (deg)

حال باتوجه به اینکه سیستم FDD متوجه بروز خطا در سیستم شد و تشخیص خطا را انجام داد از اطلاعات به دست آمده برای ایجاد اصلاحات لازم در سیگنال خروجی قبل از ورود به کنترل کننده NTSMC استفاده خواهد شد.

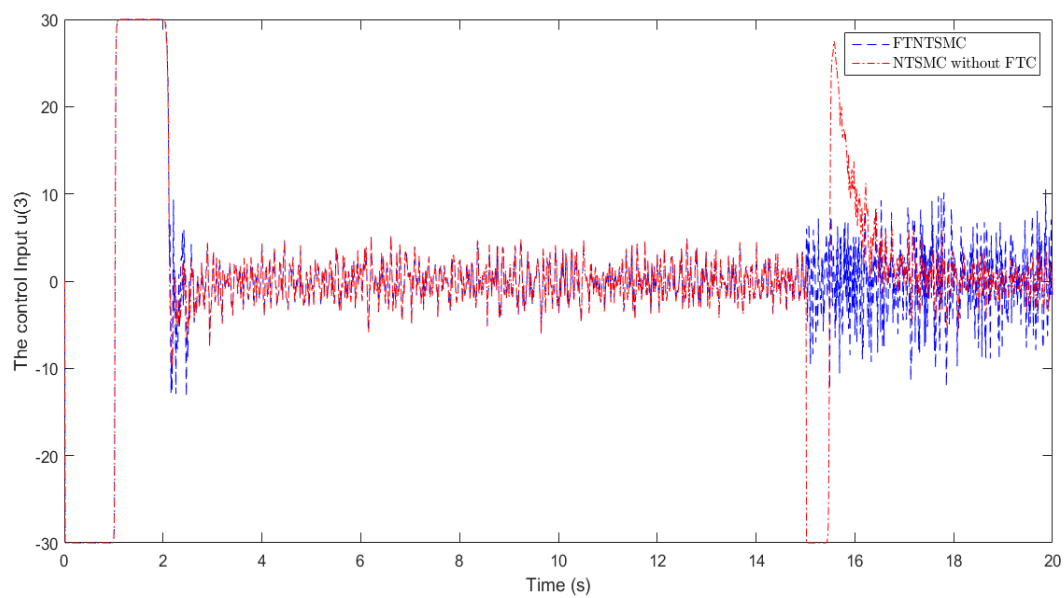
در ادامه در شکل های (۴-۴) الف تا (۴-۴) د ، این سیگنال ها را رسم کرده ایم.



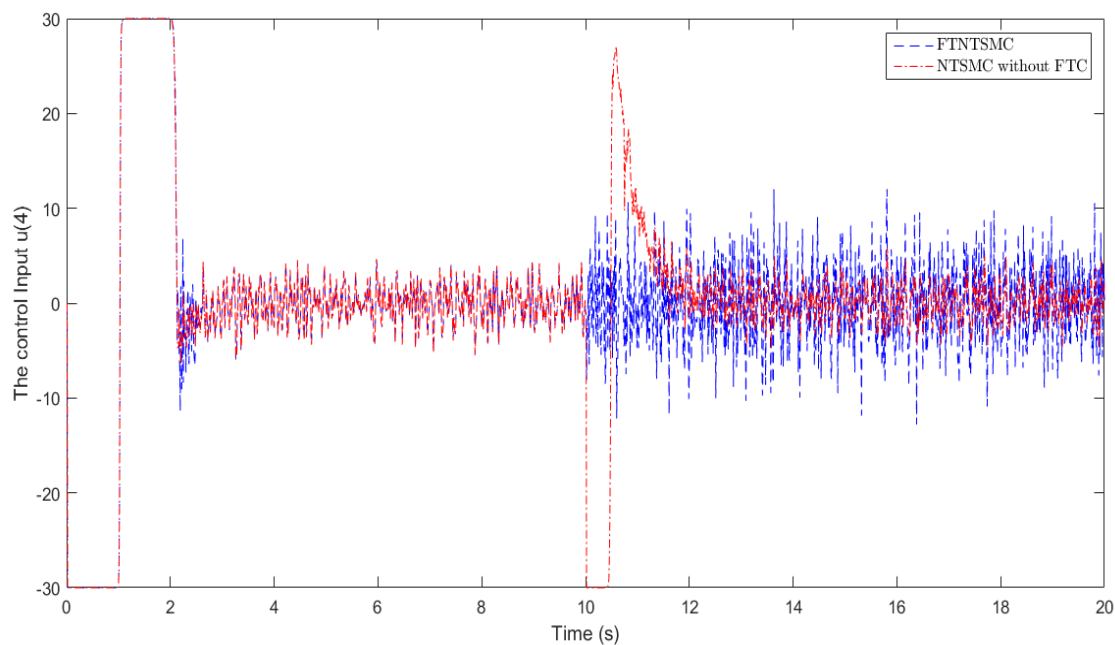
شکل (۴-۴) الف ، سیگنال ورودی کنترلی u_1



شکل (۴-۴) ب ، سیگنال ورودی کنترلی u_2

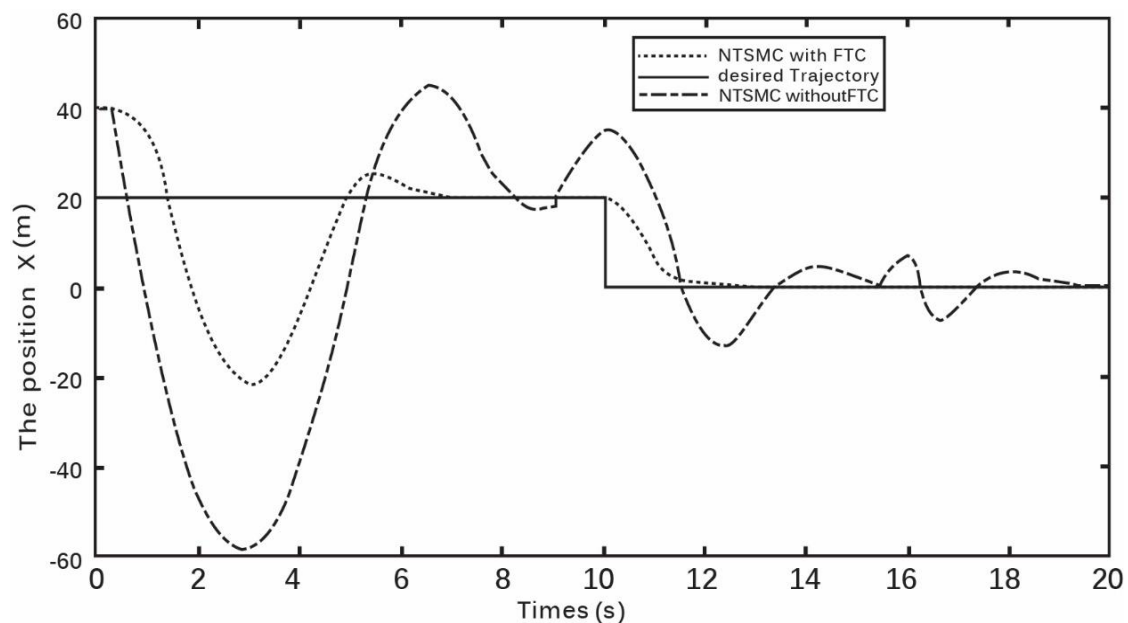


شکل (۴-۴) ج ، سیگنال ورودی کنترلی u_3



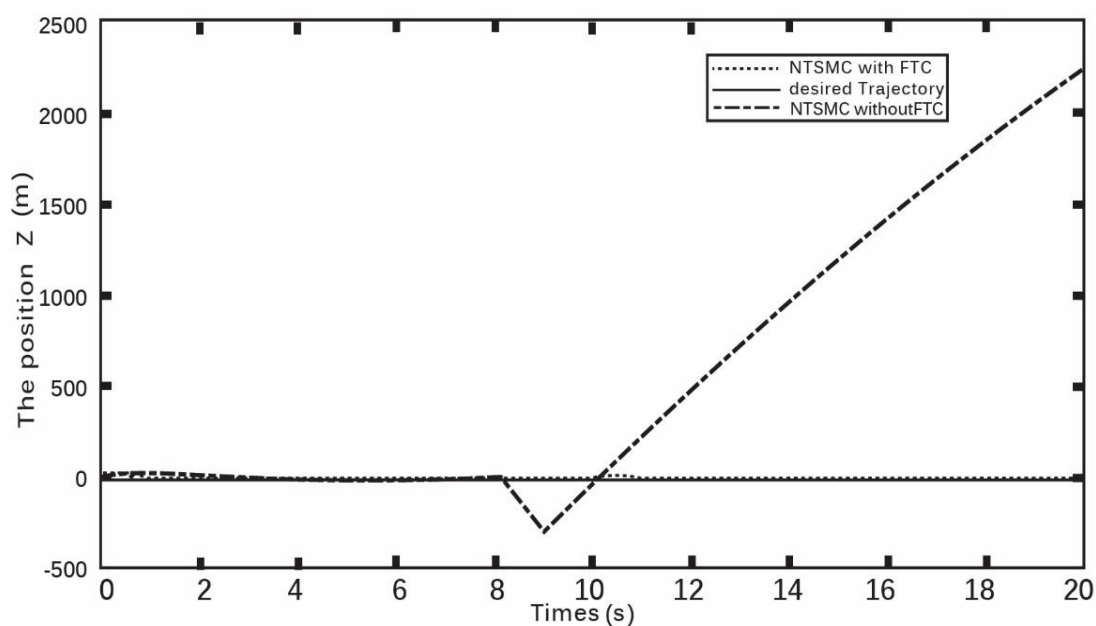
شکل (۴-۴) د ، سیگنال ورودی کنترلی u_4

در ادامه در شکل های (۵-۴) الف ، تا (۵-۴) ی ، عملکرد این سیستم FDD به همراه کنترل کننده ی تحمل پذیر خطا را نمایش می دهیم به این صورت که حالت های سیستم را بررسی می کنیم که در حضور و عدم حضور کنترل کننده ی تحمل پذیر خطا ، مسیر دلخواه مورد نظر ما را ردیابی می کنند یا توانایی انجام این کار را ندارند.



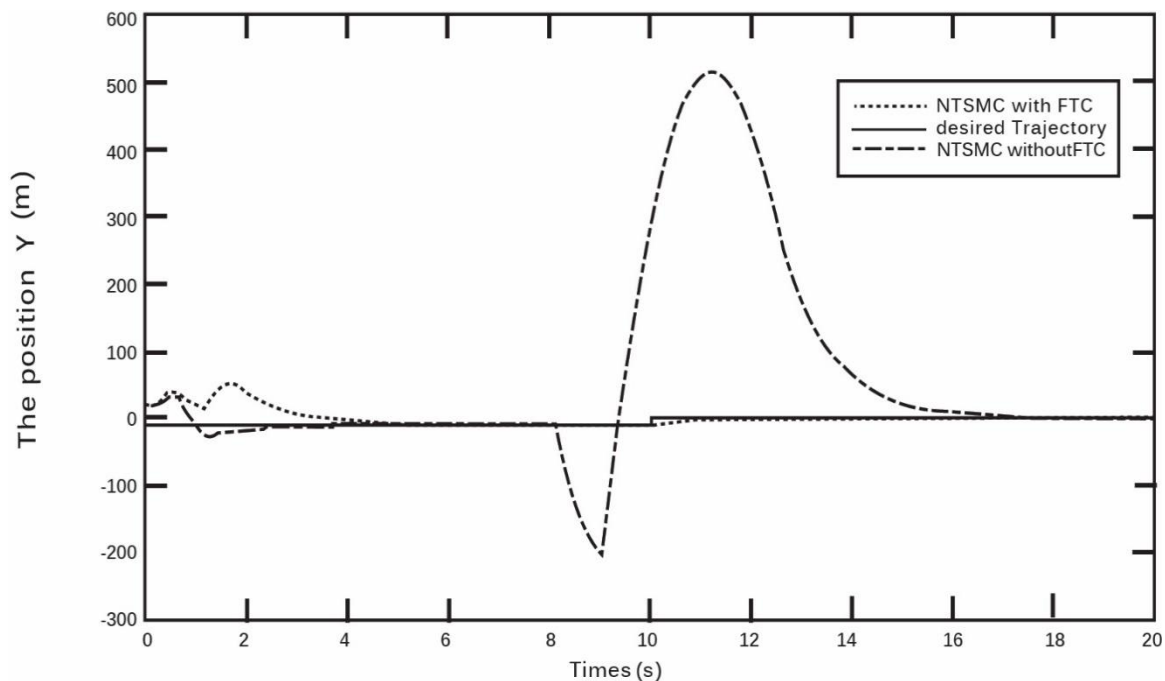
شکل (۴-۵) الف، موقعیت حالت x

در شکل (۴-۵) الف، موقعیت حالت x را که همان سنسور اول می باشد را مشاهده می کنیم. در این شکل چون طبق جدول (۴-۳) خطایی برای سنسور اول اتفاق نمی افتد، نمودار خط چین درشت که همان موقعیت حالت X در عدم حضور سیستم FTC می باشد، با سرعت خیلی کمی همگرا می شود و مسیر دلخواه را ردیابی می کند. اما نمودار نقطه چین ریز که همان موقعیت حالت X در حضور کنترل کننده ی تحمل پذیر خطا می باشد، مسیر دلخواه را ردیابی می کند و با سرعت بهتری به آن همگرا می شود. در واقع در شکل می بینیم که حدود ثانیه ۱۲ توانسته به مسیر دلخواه همگرا شود.



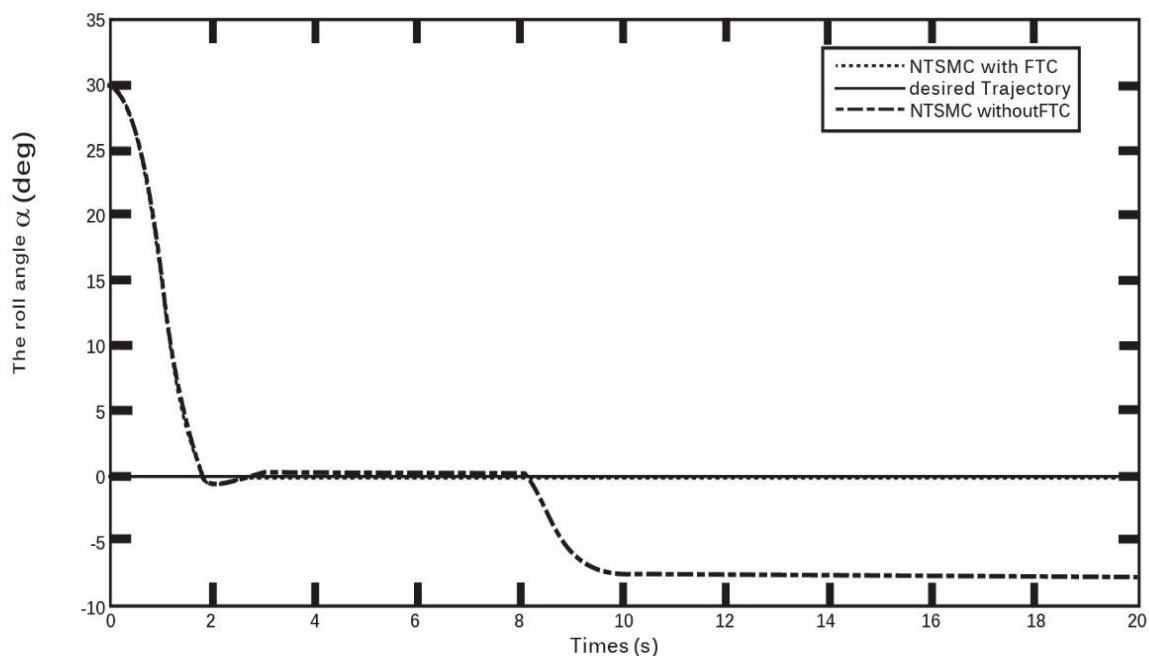
شکل (۴-۵) ب، موقعیت حالت z

در شکل (۴-۵) ب، موقعیت حالت z را که همان سنسور دوم می باشد را مشاهده می کنیم. در این شکل چون طبق جدول (۴-۳) خطایی برای سنسور دوم اتفاق نمی افتد، نمودار خط چین درشت که همان موقعیت حالت Z در عدم حضور سیستم FTC می باشد، نمی تواند مسیر دلخواه را ردیابی کند. اما نمودار نقطه چین ریز که همان موقعیت حالت z در حضور کنترل کننده ی تحمل پذیر خطا می باشد، مسیر دلخواه را ردیابی می کند و به آن همگرا می شود.



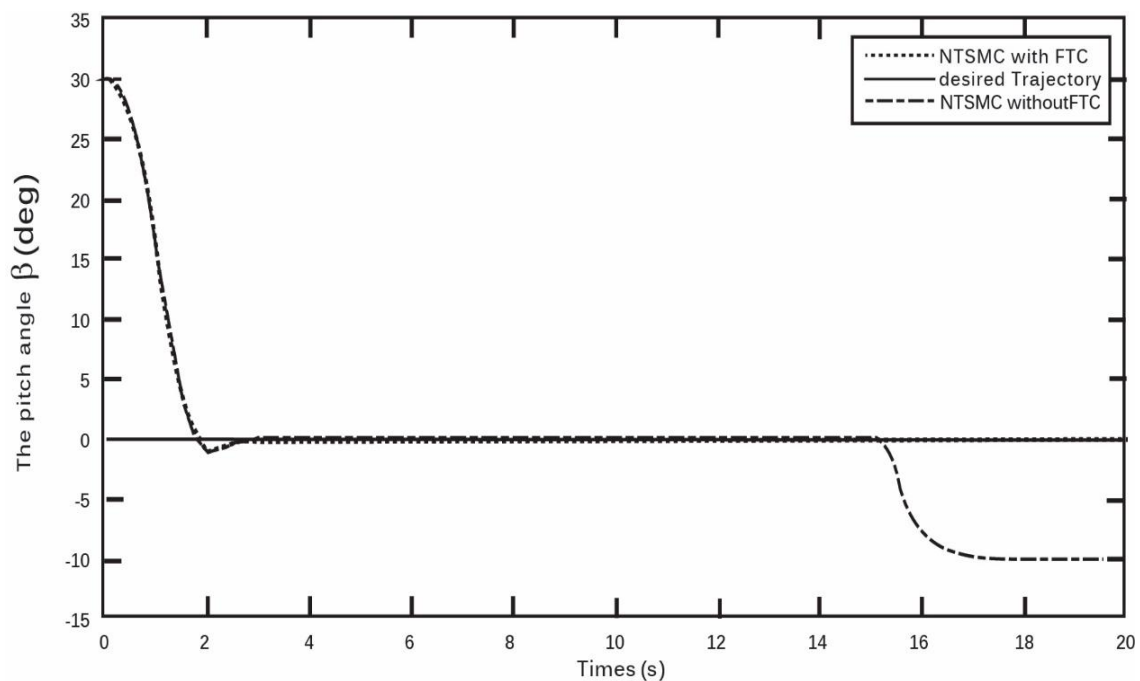
شکل (۴-۵) ج ، موقعیت حالت y

در شکل (۴-۵) ج، مشاهده می کنیم که موقعیت حالت y که همان مکان سنسور سوم می باشد، بعد از وقوع خطا که طبق جدول (۴-۳) در ثانیه ی ۱۵ اتفاق می افتد، در عدم حضور سیستم FTC یا همان کنترل تحمل پذیر خطا، مسیر دلخواه مورد نظر را ردیابی نمی کند و بلافاصله از ردیابی مسیر دلخواه منحرف می شود. این نمودار در شکل با خط چین درشت نمایش داده شده است. اما در حضور کنترل کننده ی تحمل پذیر خطا که در نمودار با نقطه چین ریز رسم شده، مشاهده می شود که با وجود وقوع خطا در ثانیه ی ۱۵، به سمت مسیر دلخواه مورد نظر همگرا می شود.



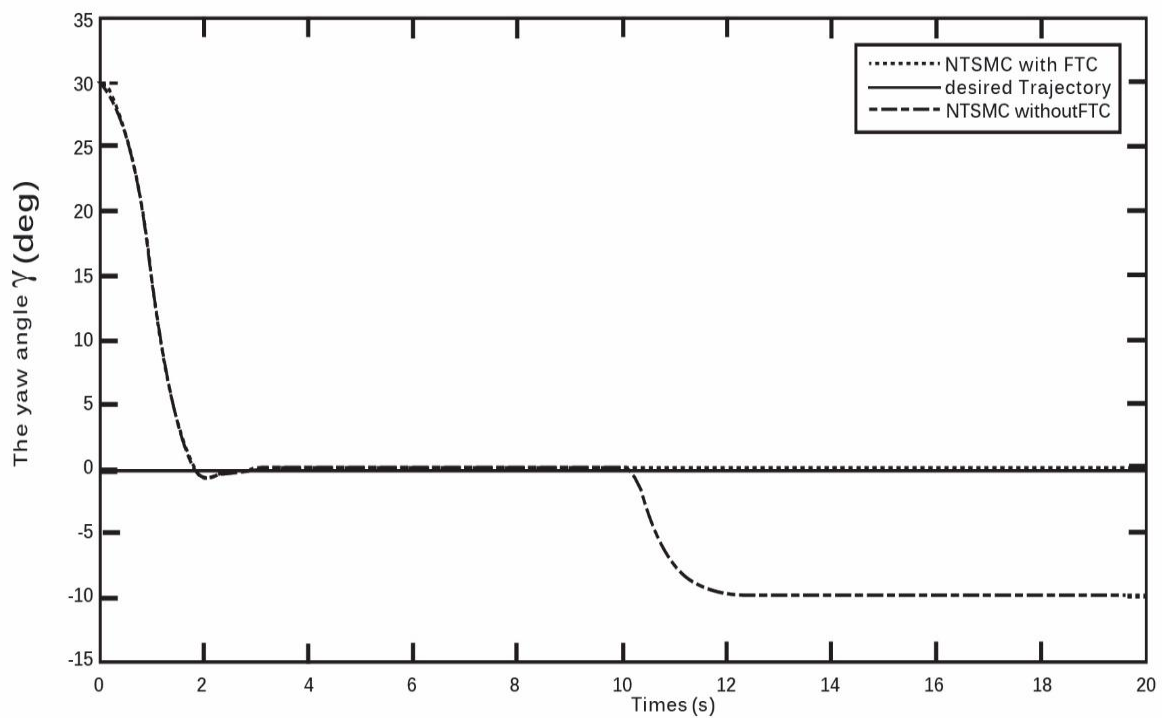
شکل (۴-۵) د ، موقعیت حالت α

در شکل (۴-۵) د، مشاهده می کنیم که موقعیت حالت α که همان مکان سنسور چهارم می باشد، بعد از وقوع خطا که طبق جدول (۴-۳) در ثانیه ی ۸ اتفاق می افتد، در عدم حضور سیستم FTC یا همان کنترل تحمل پذیر خطا، مسیر دلخواه مورد نظر را ردیابی نمی کند و بلافاصله از ردیابی مسیر دلخواه منحرف می شود. این نمودار در شکل با خط چین درشت نمایش داده شده است. اما در حضور کنترل کننده ی تحمل پذیر خطا که در نمودار با نقطه چین ریز رسم شده، مشاهده می شود که با وجود وقوع خطا در ثانیه ی ۸، به سمت مسیر دلخواه مورد نظر همگرا می شود.



شکل (۴-۵) و ، موقعیت حالت β

همانطور که در شکل (۴-۵) و، مشاهده می کنیم موقعیت حالت β که همان مکان سنسور پنجم می باشد بلافاصله بعد از وقوع خطا که طبق جدول (۴-۳) در زمان ثانیه ی ۱۵ اتفاق می افتد، در عدم حضور سیستم FTC یا همان کنترل تحمل پذیر خطا، بلافاصله از ردیابی مسیر دلخواه منحرف می شود. اما در حضور کنترل کننده ی تحمل پذیر خطا که در شکل با نمودار نقطه چین ریز نمایش داده شده، مشاهده می شود که با وجود وقوع خطا، مسیر دلخواه مورد نظر را ردیابی می کند.



شکل (۴-۵) ی، موقعیت حالت γ

در شکل (۴-۵) ی، موقعیت حالت γ را که همان سنسور ششم می باشد مشاهده می کنیم. در این شکل می بینیم که بعد از وقوع خطا که طبق جدول (۴-۳) در ثانیه ی ۱۰ اتفاق می افتد، نمودار خط چین درشت که همان موقعیت حالت γ در عدم حضور سیستم FTC می باشد، بلافاصله از ردیابی مسیر دلخواه باز می ماند. اما نمودار نقطه چین ریز که همان موقعیت حالت γ در حضور کنترل کننده ی تحمل پذیر خطا می باشد، مسیر دلخواه را ردیابی می کند و به آن همگرا می شود.

فصل پنجم

نتیجه گیری و پیشنهادات

در این پایان نامه بر پایه ی کنترل مد لغزشی ترمینال غیر تکین، کنترل کننده ی تحمل پذیر عیبی طراحی شد که در صورت بروز عیب در سنسور همچنان پایداری و عملکرد مطلوب سیستم وسیله نقلیه هوایی بدون سرنشین مورد نظر ما که همان هلیکوپتر چهار موتوره بود را حفظ کند. این روش در مقایسه با طراحی FTC مبتنی بر مد لغزشی مرسوم ، نه تنها ویژگی های این روش اعم از سادگی اجرا و مقاوم بودن در برابر نامعینی ها و اغتشاشات را داراست، بلکه حالت های سیستم را وادار می کند تا در زمان سریع تری به اهداف کنترلی تعریف شده همگرا شوند، خطای حالت ماندگار در آن کمتر بوده و میزان مصرف انرژی آن نیز کمتر است. علاوه بر این، به کمک این روش مشکل تکینگی موجود در روش مد لغزشی ترمینال نیز حل شده است.

همان طور که مشاهده کردیم، با تعریف سناریو های مختلف برای عیب سنسور، با استفاده از فیلترهای کالمن، سیستم FDD متوجه بروز عیب در سیستم شد. در ادامه اصلاحات لازم در سیگنال خروجی قبل از ورود به کنترل کننده ، ایجاد شد. در انتها مشاهده شد که با وجود این کنترل کننده ، حالت های سیستم در زمان مناسبی به اهداف کنترلی تعریف شده همگرا می شوند.

برای پیشنهادات کارهای آینده ذکر این نکته ضروری است که در این پایان نامه فقط عیب های سنسور را مد نظر قرار دادیم درحالی که در عمل عیب می تواند در محرک ها و یا دیگر اجزای سیستم رخ دهد. درواقع عیب های جزئی از سیستم را در نظر گرفتیم. کارهای آینده ی ما می تواند شامل بررسی عیب های محرک و یا سایر اجزای سیستم یک وسیله نقلیه هوایی بدون سرنشین باشد. همچنین می توانیم از الگوریتم های دیگری مانند الگوریتم DUKF به جای الگوریتم UKF برای تشخیص عیب استفاده کرده و نتایج این الگوریتم ها را باهم مقایسه کنیم.

علاوه بر این با توجه به اینکه فیلتر کالمن توسعه یافته براساس خطی سازی معادلات غیرخطی کار می کند به یک فیلتر زیر بهینه معروف است و در فرآیندهایی کاربرد دارد که اصطلاحاً درجه ی غیرخطی بودن معادلات آن زیاد نباشد، در غیر این صورت این نوع فیلترها کارایی کمی دارند و فاقد نتایج مطلوبی هستند. برای مقابله

با این موضوع در این پایان نامه نوعی از فیلتر غیرخطی گوسی را به کار بردیم. فیلتر مورد نظر همان فیلتر UKF بود. برای کارهای آینده می توانیم از نوع دیگری از این فیلتر بنام CKF استفاده کنیم و عملکرد آن ها را با یکدیگر مقایسه نماییم.

- [1]-Isermann, R. (2005). Model-based fault-detection and diagnosis–status and applications. *Annual Reviews in control*, 29(1), 71-85.
- [2]- Zhong, Y., Zhang, W., & Zhang, Y. (2017, August). Sensor fault diagnosis for unmanned quadrotor helicopter via adaptive two-stage extended Kalman filter. In 2017 International Conference on Sensing, Diagnostics, Prognostics, and Control (SDPC) (pp. 493-498). IEEE.
- [3]- Patton, R. J., Frank, P. M., & Clarke, R. N. (1989). *Fault diagnosis in dynamic systems: theory and application*. Prentice-Hall, Inc..
- [4]- Burcham Jr, F. W., Fullerton, C. G., & Maine, T. A. (2004). Manual manipulation of engine throttles for emergency flight control.
- [5]- Kanev, S. K. (2004). *Robust fault-tolerant control* (pp. 0842-0842). FEBO-DRUK.
- [6]- Zhang, Y., & Jiang, J. (2008). Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems. *Annual reviews in control*, 32(2), 229-252.
- [7]- Chen, J., Patton, R. J., & Zhang, H. Y. (1996). Design of unknown input observers and robust fault detection filters. *International Journal of control*, 63(1), 85-105.
- [8]- Frank, P. M., Ding, S. X., & Marcu, T. (2000). Model-based fault diagnosis in technical processes. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 22(1), 57-101.
- [9]- Zhang, Y. M. (2015). Fault Detection and Diagnosis for NASA GTMUAV with Dual Unscented Kalman Filter. *Handbook of Unmanned Aerial Vehicles*, 1157-1181.
- [10]- Patton, R. J., & Chen, J. (1991). A review of parity space approaches to fault diagnosis. *IFAC Proceedings Volumes*, 24(6), 65-81.
- [11]- Jones, H. L. (1973). *Failure detection in linear systems* (Doctoral dissertation, Massachusetts Institute of Technology).
- [12]- Chow, E. Y. E. Y., & Willsky, A. (1984). Analytical redundancy and the design of robust failure detection systems. *IEEE Transactions on automatic control*, 29(7), 603-614.
- [13]- Napolitano, M. R., An, Y., & Seanor, B. A. (2000). A fault tolerant flight control system for sensor and actuator failures using neural networks. *Aircraft Design*, 3(2), 103-128.
- [14]- Rago, C., Prasanth, R., Mehra, R. K., & Fortenbaugh, R. (1998, December). Failure detection and identification and fault tolerant control using the IMM-KF with applications to the Eagle-Eye UAV. In *Proceedings of the 37th IEEE Conference on Decision and Control (Cat. No. 98CH36171)* (Vol. 4, pp. 4208-4213). IEEE.

- [15]- Drozeski, G. R., Saha, B., & Vachtsevanos, G. J. (2005, March). A fault detection and reconfigurable control architecture for unmanned aerial vehicles. In *2005 IEEE Aerospace Conference* (pp. 1-9). IEEE.
- [16]- بیاری م. (۱۳۹۲), پایان نامه کارشناسی ارشد, "تشخیص خطا با استفاده از فیلتر کالمن بهبود یافته با منطق فازی", برق و رباتیک, دانشگاه صنعتی شاهرود.
- [17]- قربانی و شکی ف. (۱۳۹۲), پایان نامه کارشناسی ارشد, "تشخیص خطای مقاوم با استفاده از رویکرد ورودی نامعلوم بر روی زیر دریایی بدون سرنشین", برق و رباتیک, دانشگاه صنعتی شاهرود.
- [18]- عطاری ح. (۱۳۹۲), پایان نامه کارشناسی ارشد, "آشکارسازی و جداسازی خطای محرک با استفاده از رویکرد تطبیقی روی هواپیمای بدون سرنشین", برق و رباتیک, دانشگاه صنعتی شاهرود.
- [19]- Napolitano, M., An, Y., Seanor, B., Pispitsos, S., & Martinelli, D. (2013). Application of a neural sensor validation scheme to actual Boeing 737 flight data. In *Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit* (p. 4236).
- [20]- Alwi, H., Edwards, C., & Menon, P. P. (2012, December). Sensor fault tolerant control using a robust LPV based sliding mode observer. In *2012 IEEE 51st IEEE Conference on Decision and Control (CDC)* (pp. 1828-1833). IEEE.
- [21]- Hajiyeve, C., & Soken, H. E. (2013). Robust adaptive Kalman filter for estimation of UAV dynamics in the presence of sensor/actuator faults. *Aerospace Science and Technology*, 28(1), 376-383.
- [22]- Mekki, H., Benzineb, O., Boukhetala, D., Tadjine, M., & Benbouzid, M. (2015). Sliding mode based fault detection, reconstruction and fault tolerant control scheme for motor systems. *ISA transactions*, 57, 340-351.
- [23]- Xu, S. S. D., Chen, C. C., & Wu, Z. L. (2015). Study of nonsingular fast terminal sliding-mode fault-tolerant control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(6), 3906-3913.
- [24]- Feng, Y., Yu, X., & Han, F. (2013). On nonsingular terminal sliding-mode control of nonlinear systems. *Automatica*, 49(6), 1715-1722.
- [25]- Liu, Z., Yuan, C., & Zhang, Y. (2016, June). Adaptive fault-tolerant control of unmanned quadrotor helicopter using linear parameter varying control technique. In *2016 International Conference on Unmanned Aircraft Systems (ICUAS)* (pp. 980-985). IEEE.
- [26]- Ma, L., & Zhang, Y. (2010, July). DUKF-based GTM UAV fault detection and diagnosis with nonlinear and LPV models. In *Proceedings of 2010 IEEE/ASME International Conference on Mechatronic and Embedded Systems and Applications* (pp. 375-380). IEEE.

- [27]- Hajiyeve, C., & Soken, H. E. (2016). Fault tolerant estimation of UAV dynamics via robust adaptive Kalman filter. In *Complex Systems* (pp. 369-394). Springer, Cham.
- [28]- Li, L., & Zhang, H. M. (2014). Fault Detection and Diagnosis of a Certain UAV Based on Dual Unscented Kalman Filter. In *Proceedings of the First Symposium on Aviation Maintenance and Management-Volume I* (pp. 295-301). Springer, Berlin, Heidelberg.
- [29]- Li, L., Wang, Z., & Shen, Y. (2016, July). Fault diagnosis for attitude sensors via a bank of extended Kalman filters. In *2016 35th Chinese Control Conference (CCC)* (pp. 6634-6638). IEEE.
- [30]- Mallavalli, S., & Fekih, A. (2018, April). An SMC-based fault tolerant control design for a class of underactuated unmanned aerial vehicles. In *2018 4th International Conference on Control, Automation and Robotics (ICCAR)* (pp. 152-155). IEEE.
- [31]- Qin, L., He, X., Yan, R., & Zhou, D. (2017). Active fault-tolerant control for a quadrotor with sensor faults. *Journal of Intelligent & Robotic Systems*, 88(2-4), 449-467.
- [32]- Wahab, H. F., & Katebi, R. (2013, October). Robust adaptive estimators for nonlinear systems. In *2013 Conference on Control and Fault-Tolerant Systems (SysTol)* (pp. 67-72). IEEE.
- [33]- Xing, X., Ma, Z., Chen, X., & Huang, L. (2018, June). Fault-tolerant flight control of quad-rotor UAV based on sliding mode theory. In *2018 Chinese Control And Decision Conference (CCDC)* (pp. 298-303). IEEE.
- [34]- فتحی, قهرمانی, نعمت الله, شاه‌ی آشتیانی, فلاح, & محمدی. (۲۰۱۸). توسعه فیلتر پیش‌بین تعمیم‌یافته برای سامانه های خطی گسسته. *مهندسی مکانیک / امیرکبیر (امیرکبیر)*, ۴۹(۴), ۷۹۵-۸۰۴.

Abstract:

In this thesis, firstly a set of nonlinear Kalman filters will be designed to detect and identify faults occurred in sensors. These filters have the capability to detect faults in sensors accurately and correctly in circumstances where statistical characteristics of noise are not definite. Moreover, by examining different sensor fault scenarios, the ability of proposed approaches to detect and identify the faults of an unmanned aerial vehicle is simulated. In order to do this, the structure of an active fault tolerant system will be utilized. In this structure, the information obtained from fault detection unit would be sent to the fault tolerant controller design unit. In this unit, based on the non-singular terminal sliding mode control, the fault tolerant controller will be designed which would preserve stability and optimal performance of the system on condition that an error occurred in the sensor.

Keywords: Fault detection systems, fault tolerant controller, Kalman filters, unmanned aerial vehicle system, active fault tolerant system, non-singular terminal sliding mode control



Shahrood University of Technology

Faculty of Electrical and Robotics Engineering

M.Sc. Thesis in Control Engineering

**Sensor Fault Detection in Unmanned Aerial Vehicle(UAV)
using Adaptive kalman Filter**

By: Mostafa Heravi

Supervisor :

Dr. M.A. Sadrnia

July 2020