

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده برق و رباتیک

گروه کنترل

عنوان رساله:

طراحی رویتنگر مود لغزشی به منظور تشخیص خطای حسگر

دانشجو: عارف نورپناهی

اساتید راهنما

دکتر محمد علی صدرنیا

دکتر محمد حداد ظریف

استاد مشاور

دکتر علی کرمی مولایی

پایان نامه ارشد جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد

ماه و سال انتشار: بهمن ۱۳۹۳



مدیریت تحصیلات تکمیلی
فرم شماره (۶)

بسمه تعالی

شماره: ۱۲۴۹/آ.ت.ب
تاریخ: ۹۳/۱۱/۲۰
ویرایش: -----

فرم صورتجلسه دفاع پایان نامه تحصیلی دوره کارشناسی ارشد

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

عارف نورپناهی رشته: برق گرایش: کنترل

تحت عنوان: طراحی رُویتگر مود لغزشی به منظور تشخیص خطای حسگر

که در تاریخ ۹۳/۱۱/۲۰ با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید به شرح زیر است:

قبول (با درجه: خوب امتیاز ۱۷۳) دفاع مجدد مردود

۱- عالی (۲۰ - ۱۹) ۲- بسیار خوب (۱۸/۹۹ - ۱۸)

۳- خوب (۱۷/۹۹ - ۱۶) ۴- قابل قبول (۱۵/۹۹ - ۱۴)

۵- نمره کمتر از ۱۴ غیر قابل قبول

امضاء	مرتبه علمی	نام و نام خانوادگی	عضو هیأت داوران
	استادیار رتبه	محمدعلی مهدرپنا	۱- استاد راهنما محمدتقی هساوی
	استادیار	علی کریم طاهری	۲- استاد مشاور
	استادیار	حسین قلی زاده	۳- نماینده شورای تحصیلات تکمیلی
	استادیار	سیدمحمدعلی ابراهیم راسخ	۴- استاد ممتحن
	استادیار	علیرضا العلی	۵- استاد ممتحن

رئیس دانشکده:

تقدیم به:

پدر و مادر دلسوزم

و

همسر وفادارم

تقدیر و تشکر:

حمد و سپاس خدا را که بی اذن و اراده او کلمه‌ای نگارده نخواهد شد. در اینجا بر خود لازم می‌دانم که از استاد گرانقدر خودم؛ جناب آقای دکتر محمد علی صدرنیا سپاس و قدردانی بی اندازه ای داشته باشم، چرا که در طول مدت انجام این پایان‌نامه از هیچ کمک و مساعدتی نسبت به بنده دریغ نکرده‌اند.

تعهد نامه

اینجانب عارف نورپناهی دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته برق و کنترل دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه طراحی رویتگر مود لغزشی به منظور تشخیص خطای حسگر تحت راهنمایی محمد علی صدرنیا و محمد حداد ظریف 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.

چکیده:

جوامع مدرن امروزی وابستگی شدیدی به سیستم‌های صنعتی و تکنولوژی روز دارند، که احتمال وقوع خطا در این سیستم‌ها و ایجاد خسارات جانی و مالی وجود دارد. خطای عملگر سبب کاهش عملکرد سیستم کنترل شده و در بعضی مواقع از کار افتادگی کامل سیستم را به همراه دارد.

خطای حسگر سبب نشان ندادن مقدار واقعی فرآیند و دور کردن سیستم از نقطه‌ی کار خود می‌شود. در این میان موضوع مربوط به ایمنی، بهره‌وری و بهره‌برداری اقتصادی از سیستم‌ها و تجهیزات صنعتی از اهمیت ویژه‌ای برخوردار هستند. از اینرو، تشخیص خطا و ایزوله کردن آن در سیستم‌های بکار رفته در صنعت، امری اجتناب ناپذیر می‌باشد. در این پایان‌نامه به تفصیل درباره‌ی خطا و انواع آن می‌پردازیم، و تاریخچه‌ای مختصر از نظریه‌ها و تئوری‌هایی که توسط محققین مختلف در این زمینه ارائه شده، مورد بحث و بررسی قرار می‌گیرد. سپس به شرح کامل مزیت‌ها و پیشرفت‌هایی که تاکنون در استفاده از طراحی رویتگر مود لغزشی در شناسایی و تخمین خطایی که در حسگرهای سیستم کنترل رخ می‌دهد، می‌پردازیم.

در ادامه دو روش رویتگر مود لغزشی و رویتگر مود لغزشی مبتنی بر منطق فازی را برای تشخیص و تخمین خطای حسگر در سیستم پاندول معکوس، بکار می‌بریم و با شبیه‌سازی‌های انجام شده قدرت و کیفیت دو روش مذکور را در شناسایی و بازسازی خطای حسگر نشان می‌دهیم.

کلمات کلیدی: تشخیص و بازسازی خطا، مود لغزشی، رویتگر، منطق فازی.

فهرست مطالب

فصل ۱: مقدمه.....	۱
۱- تاریخچه.....	۲
۱-۲- اهمیت تشخیص خطا.....	۳
۱-۲-۱- سیستم‌های کنترل تحمل پذیر خطا.....	۴
۱-۳- اصطلاحات و مفاهیم.....	۵
۱-۳-۱- تعریف خطا.....	۵
۱-۳-۲- خطا بر اساس مشخصه زمانی.....	۶
۱-۳-۳- خطا بر اساس مشخصه مکانی.....	۷
فصل ۲: مروری بر روش‌های تشخیص، شناسایی و بازسازی خطا.....	۹
۱-۲- روش افزودگی فیزیکی (physical redundancy).....	۱۰
۱-۱-۲- محدودیت چک کردن حسگرها برای تشخیص خطا.....	۱۰
۲-۱-۲- روشی دیگر در محدودیت چک کردن حسگرها.....	۱۰
۱-۲-۳- تشخیص و جداسازی خطا توسط حسگرهای چندگانه.....	۱۱
۲-۲- روش افزودگی تحلیلی.....	۱۲
۳-۲- روش تشخیص و شناسایی خطا مبتنی بر مدل.....	۱۲
۴-۲- تشخیص و جداسازی خطا با استفاده از مشاهدات چشمی.....	۱۵
۵-۲- تشخیص و جداسازی خطا با استفاده از معادلات برابری.....	۱۶

- ۱۶-۵-۱- طراحی معادلات برابری با استفاده از تابع تبدیل.....
- ۱۹-۶- رویکرد چند فرضیه ای برای تشخیص خطا.....
- ۱۹-۷-۲- تشخیص و جداسازی خطا با استفاده از رویتر حالت.....
- ۲۱-۷-۱- مقایسه روش رویتر حالت با معادلات برابری در تشخیص خطا.....
- ۲۲-۷-۲- ویژگی‌های تشخیص خطا با استفاده از روش رویتر حالت.....
- ۲۲-۸- روش رویتر مود لغزشی.....
- ۲۳-۹- تشخیص و جداسازی خطا مبتنی بر منطق فازی.....
- فصل ۳: تشخیص و بازسازی خطا با استفاده از روش‌های مود لغزشی.....**
- ۲۶-۱-۳- مقدمه ای بر مود لغزشی.....
- ۲۸-۱-۱-۳- مروری بر مود لغزشی، و چگونگی عملکرد آن.....
- ۳۲-۱-۲- مزایا و معایب روش مود لغزشی.....
- ۳۳-۲-۳- بازسازی خطا با روش مود لغزشی.....
- ۳۳-۱-۲- رویتر اوتکین.....
- ۳۷-۲-۲- رویتر اسلوتین.....
- ۳۹-۳-۲- رویتر والکت و زاک.....
- ۴۰-۴-۲- رویتر ادواردز و اسپرجن.....
- ۴۶-۳-۳- بازسازی سیگنال خطای محرک و حسگر.....
- ۴۶-۱-۳- معادله رویتر والکت و زاک.....

۳-۴-شبيه سازى.....	۵۱
فصل ۴: رويتگر مود لغزشى مبتنى بر منطق فازى، به منظور تشخيص و شناسايى خطا....	۶۱
۴-۱-منطق فازى	۶۲
۴-۱-۱-مجموعه‌هاى فازى.....	۶۲
۴-۱-۲-توابع عضويت.....	۶۲
۴-۱-۳-عملگرهاى فازى.....	۶۳
۴-۱-۴-قوانين اگر-آنگاه فازى.....	۶۳
۴-۲-مدل فازى سوگينو.....	۶۴
۴-۳-روش طراحى رويتگر تشخيص خطاى حسگر.....	۶۴
۴-۴-طراحى رويتگر مود لغزشى فازى، جهت شناسايى خطا.....	۶۷
۴-۵-شبيه‌سازى پاندول معكوس.....	۷۴
فصل ۵: نتيجه‌گيرى و پيشنهادات.....	۸۴
۵-۱-نتيجه‌گيرى	۸۵
۵-۲-پيشنهادات.....	۸۶
۵-۳-منابع و مراجع.....	۸۷

فهرست اشکال و جداول

- شکل (۱-۱) بررسی شناسایی خطا، از دیدگاه زمان ورود به سیستم ۷
- شکل (۲-۱) مکان‌های بروز خطا در یک سیستم و اثرات مخرب خطا ۸
- شکل (۳-۱) بررسی شناسایی خطا از دیدگاه نوع مدلی ورودی به سیستم ۸
- شکل (۱-۲) سیستم حلقه باز با خطاهای آن ۱۳
- شکل (۲-۲) ساختار کلی FDI مبتنی بر مدل ۱۵
- شکل (۳-۲) تولید مانده با استفاده از معادلات برابری و تابع تبدیل: (الف) خطای خروجی، (ب) خطای چند جمله‌ای ۱۷
- شکل (۴-۲) فرآیند و رویکرد حالت ۲۰
- شکل (۱-۳) مدل بلوکی رویکرد مود لغزشی به منظور تشخیص و جداسازی خطا (تخمین) ۵۱
- شکل (۲-۳) خروجی و تخمین خروجی بازای خطای پالسی ۷۰
- شکل (۳-۳) خطای تخمین خروجی بازای خطای پالسی ۷۱
- شکل (۴-۳) حالات و تخمین حالات بازای خطای پالسی ۵۵
- شکل (۵-۳) خطا و تخمین خطا بازای خطای پالسی ۵۶
- شکل (۶-۳) خروجی و تخمین خروجی بازای خطای سینوسی ۵۷
- شکل (۷-۳) خطای تخمین خروجی بازای خطای سینوسی ۵۸
- شکل (۸-۳) حالات و تخمین حالات بازای خطای سینوسی ۵۹
- شکل (۹-۳) خطا و تخمین خطا بازای خطای سینوسی ۶۰
- شکل (۱-۴) طرح کلارک برای شناسایی خطا ۶۵
- شکل (۲-۴) طرح رویکرد مود لغزشی ۷۰
- شکل (۳-۴) توابع تعلق گوسین فازی ۷۵

- شکل (۴-۴) خروجی سیستم و تخمین آن در حالت خطای پالسی ۷۶
- شکل (۵-۴) خطای تخمین خروجی سیستم در حالت خطای پالسی ۷۷
- شکل (۶-۴) حالات سیستم و تخمین آن در حالت خطای پالسی ۷۸
- شکل (۷-۴) خطای رخدادی پالسی و تخمین آن در حالت خطای پالسی ۷۹
- شکل (۸-۴) خروجی سیستم و تخمین آن در حالت خطای سینوسی ۸۰
- شکل (۹-۴) خطای تخمین خروجی سیستم در حالت خطای سینوسی ۸۱
- شکل (۱۰-۴) حالات سیستم و تخمین آن در حالت خطای سینوسی ۸۲
- شکل (۱۱-۴) خطای رخدادی سینوسی و تخمین آن در حالت خطای سینوسی ۸۲
- شکل (۱۱-۴) خطای رخدادی سینوسی مثلثی و تخمین آن ۸۳
- جدول (۱-۳) مقادیر پارامترهای معادلات سیستم پاندول معکوس ۵۲

فصل اول

مقدمه‌ای بر خطا و معرفی ماهیت خطا

۱-۱- تاریخچه

با رشد روز افزون علم، انتظارات از سیستم‌های کنترل در صنعت بیشتر شده است. در این میان مسائل مربوط به ایمنی، بهره‌وری و بهره‌برداری اقتصادی از سیستم‌ها و تجهیزات صنعتی از اهمیت ویژه‌ای برخوردار هستند. از این رو تشخیص و جداسازی خطا در سیستم‌های بکار رفته در صنعت امروزی غیر قابل انکار می‌باشد.

در اوایل دهه ۱۹۷۰ میلادی مسئله تشخیص و جداسازی خطا مورد توجه بسیاری قرار گرفت و محققان زیادی در این زمینه شروع به تحقیق و فعالیت کردند و برای رویارویی با این پدیده روش‌های مبتنی بر افزونگی تحلیلی و سخت‌افزاری بسیاری مورد مطالعه قرار گرفت. ظهور و پیدایش میکروکنترلرها در سال ۱۹۷۱ و افزایش کارایی آن‌ها در سیستم‌های اتوماسیونی در سال ۱۹۷۵، شروعی بر محاسباتی شدن هر چه بیشتر نرم‌افزارهای مبتنی بر نظارت و الگوریتم تشخیص خطا بود.

در سال ۱۹۷۸ اولین کتاب با موضوع روش‌هایی بر پایه مدل در زمینه تشخیص و تعیین خطا با کاربرد ویژه در فرآیندهای شیمیایی توسط هیملبیلوا^۱ منتشر شد. در همان سال تشخیص نارسایی حسگرها مبتنی بر استفاده از چند رویتگر هم‌زمان توسط کلارک^۲ [۱] ارائه شد. استفاده از تکنیک‌های تخمین پارامترها نیز برای نخستین بار توسط توسزهومان^۳ در سال ۱۹۷۷ ارائه شد و پس از آن در سال ۱۹۸۴ خلاصه‌ای از اقدامات صورت گرفته در زمینه تشخیص خطای فرآیند بر پایه‌ی مدل سازی، تخمین پارامتر و حالت توسط ایزرمن^۴ ارائه گردید.

کارهایی را که در گذشته انسان‌ها قادر به انجام آن‌ها نبودند هم اکنون به کمک سیستم‌های کنترل قادر به انجام دادن آن کارها می‌باشند، برای مثال ورود به اعماق زمین و بررسی آتشفشان‌ها و حفره‌های حرارتی موجود در زمین که تا امروز برای انسان غیر قابل دسترس بوده است [۲،۳]. از طرف دیگر

¹ Himlbilva

² Clark

³ Human Tusez

⁴ Iserman

در بخش‌های تولید برای انجام وظایفی که قبلاً توسط اپراتورهای انسانی مورد استفاده قرار می‌گرفتند، امروزه برای بهره‌وری و سود دهی بالا به علاوه کاهش خطا و همچنین خستگی و بیماری نیروی‌های انسانی، از سیستم‌های کنترل به جای این نیروها استفاده می‌شود.

با توجه به مفید و مؤثر بودن این سیستم‌های کنترل در صنعت، آن‌ها هنوز مستعد بد عمل کردن و اشتباهات می‌باشند. علل بسیاری وجود دارند که می‌توانند به بد عمل کردن و اشتباه کردن سیستم‌های کنترل کمک کنند. این عوامل می‌توانند خارجی باشند که به یک حسگر یا اجزای سیستم آسیب می‌رسانند و یا می‌توانند سایش معمولی و یا پارگی برخی از قطعات سیستم که باعث تخریب در عملکرد کلی سیستم می‌شوند، را قلمداد کرد.

۱-۲- اهمیت تشخیص خطا

به طور کلی زمانی می‌گویند در یک سیستم خطا رخ داده که سیستم شروع به رفتار غیر طبیعی کرده و یا قادر به انجام وظایف خود به نحو احسن نباشد. در سیستم‌های مورد استفاده در صنعت امروزی نکته حائز اهمیتی که باید بیشتر به آن توجه شود ایمنی و حصول اطمینان از این سیستم‌ها برای جلوگیری از خسارت‌های جبران ناپذیر مالی و جانی و همچنین آلوده ساختن محیط زیست می‌باشند.

به عنوان مثال، انفجار تاسیسات هسته‌ای اکراین که تلفات مالی و جانی فراوانی بر جا گذاشت و یا سقوط پرواز ۱۹۱ هواپیمایی آمریکا در شیکاگو که جان ۲۷۳ نفر را گرفته بود.

بنابراین شناسایی و تشخیص به موقع خطا و مهم‌تر از آن ایجاد یک اعلان یا هشدار برای اطلاع از وقوع خطا در سیستم‌های کنترل از اهمیت بالایی برخوردار است.

۱-۲-۱- سیستم‌های کنترل تحمل پذیر خطا

امروزه در همه جا و در سراسر زندگی روزمره، می‌توان اثر سیستم‌های کنترل را به وضوح دید. این سیستم‌ها به صورت مداوم و خستگی ناپذیر در حال کار می‌باشند تا زندگی راحت و مطلوبی برای انسان‌ها فراهم سازند. در سیستم‌های دارای تکنولوژی صنعتی در لحظات غیرقابل پیش بینی شده خطا رخ می‌دهد؛ پیش بینی و جلوگیری از وقوع خطا عمدتاً کار مشکلی بوده و بسته به نوع سیستم ممکن است انواع مختلفی از خطاها با درجه اهمیت متفاوت قابل دادن باشند.

برای شناخت خطا و جلوگیری از وقوع آن، هزینه‌های زیادی شده و خواهد شد و دلیل آن هم بخاطر خسارت‌های چشم‌گیری است که هنگام بروز خطا ایجاد می‌شود. هرچند جلوگیری از وقوع خطا در سیستم‌های کنترل غیر ممکن است ولی در صورت داشتن شناختی از خطا و پیش بینی احتمالی وقوع آن، با تغییر ساختار کنترل تا حدی می‌توان خسارت‌های بوجود آمده را کاهش داد. یکی از راه‌های رسیدن به این مهم طراحی سیستم‌های کنترل تحمل پذیر خطا می‌باشد. کنترل کننده‌های متداول طراحی شده برای سیستم‌ها ممکن است در هنگام بروز خطا نتایج مطلوبی را نداشته باشند و منجر به ناپایداری و عملکرد نامناسب سیستم‌ها گردند. برای غلبه بر چنین مشکلاتی، کنترل کننده‌های جدید مورد نیاز هستند تا در هنگام وقوع چنین مشکلاتی تا حدی از خود مقاومت نشان داده و سیستم را همچنان پایدار نگه دارند. سیستم‌هایی که چنین ویژگی را داشته باشند، سیستم‌های کنترل تحمل پذیر خطا می‌نامند.

انگیزه طراحی این سیستم‌ها بر می‌گردد و به دهه ی ۷۰ میلادی و به دنبال دو تصادف هواپیمایی

پرواز دلتا ۱۰۸۰ در ۱۲ آوریل ۱۹۷۷ و پرواز ۱۹۱ هواپیمایی آمریکا در ۲۵ می ۱۹۷۵، پس از

تحقیقات فراوان دلیل دو تصادف وجود خطا در اطلاعات رسیده به خلبان گزارش شده است. با مطالعه

سقوط پرواز ۱۹۱ هواپیمایی معلوم گردید که در صورت وجود سیستم کنترل تحمل پذیر خطا

(FTES) امکان جلوگیری از سقوط هواپیما وجود داشت [۴] و همچنین با شبیه سازی سقوط بوئینگ ۷۴۷ معلوم شد که با تغییر در ساختار کنترل کننده امکان فرود سالم هواپیما وجود داشت.

۱-۳- اصطلاحات و مفاهیم

خطا (Fault): انحراف حداقل یک ویژگی رفتاری و یا پارامتر سیستم از شرایط قابل قبول و استاندارد شکست (**Failure**): وقفه دائمی یک سیستم در حال کار، که توانایی انجام یک عملکرد مطلوب در یک شرایط عملیاتی مشخص را دارد.

اشتباه (Error): اختلاف بین مقدار اندازه گیری شده یک متغیر خروجی با مقدار واقعی آن.

بد عمل کردن (Malfunction): یک بی نظمی متناوب در برآورده کردن عملکرد مطلوب سیستم می باشد.

اغتشاش (Disturbance): یک ورودی ناشناخته و غیرقابل کنترل از جنس دینامیک مدل نشده که در فرکانس های پایین نمود پیدا می کند.

اختلال (Perturbation): نوعی ورودی کنشی به سیستم است که باعث خروج موقتی سیستم از حالت جاری و فعلی خودش می شود.

مانده (Residual): نشان دهنده وقوع خطا در سیستم، که بر اساس اختلاف بین سیگنال فرایند و مدل محاسبه می شود.

۱-۳-۱- تعریف خطا

تشخیص خطا (Fault Detection): اشاره به وجود خطا در سیستم و زمان وقوع آن.

جداسازی خطا (Fault Isolation): تعیین نوع، مکان و زمان وقوع، این مرحله بعد از تشخیص خطا می‌باشد.

تعیین خطا (Fault Determination): بیانگر مدت زمان مواجهه شدن سیستم با خطا و میزان دامنه خطا می‌باشد.

شناسایی خطا (Fault Identification) : معرف مکان، نوع، میزان و زمان خطای رخ داده در سیستم است.

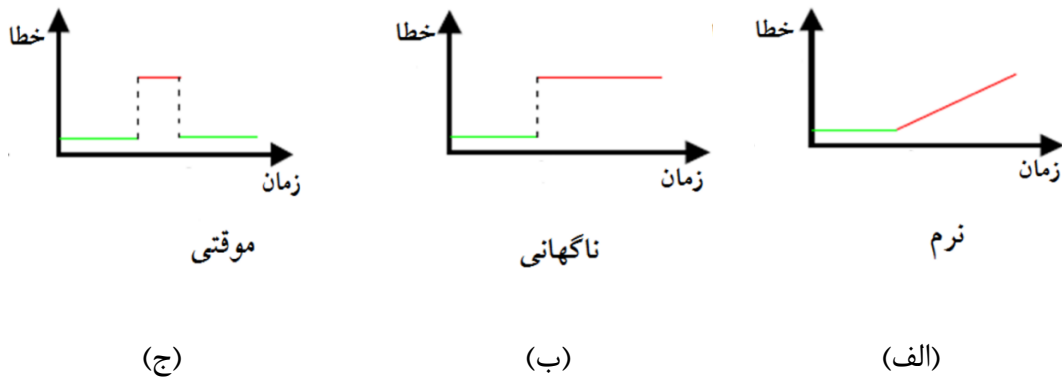
بازسازی خطا (Fault Reconstructions): بیانگر شکل نموداری خطا، که معرف تمام ویژگی‌های خطا می‌باشد.

۱-۳-۲- خطا بر اساس مشخصه زمانی

خطای ناگهانی (Abrupt Fault): خطای مدل شده‌ای است که شبیه تابع پله بوده و بیانگر خرابی در قسمتی از سیستم است که بر عملکرد و پایداری آن تاثیر مستقیم و نیاز فوری به اصلاح می‌باشد.

خطای نرم (Incipient Fault): بیانگر تغییرات پارامتری کندی بوده که در اثر کهنگی سیستم رخ می‌دهد. این نوع خطا صدمه ناگهانی ندارد ولی شناسایی آن مشکل می‌باشد و با تابع شیب مدل می‌شود.

خطای موقتی (Intermittent Fault): این نوع خطاها به صورت متناوب ظاهر می‌شود و سپس ناپدید می‌گردند همانند یک اتصال جزئی در سیم.



شکل (۱-۱) بررسی شناسایی خطا، از دیدگاه زمان ورود به سیستم [۵]

۱-۳-۳-خطا بر اساس مشخصه مکانی

خطای محرک (Actuator Fault): سبب از بین رفتن کامل یا جزئی از عملیات کنترل می شود. و

به صورت $f_a(x, u, t)$ در معادلات حالت که به شکل (۱-۲) است [۵]:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + f_a(x, u, t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) + f_s(x, u, t) \end{cases} \quad (1-2)$$

ظهور پیدا می کند.

خطای حسگر (Sensor Fault): این خطا شامل اطلاعات نادرستی است که از حسگرهای دارای

خطا به سیستم می رسد. در بعضی از مواقع که از لحاظ ابعاد و هزینه محدودیت نباشد از دو یا چند

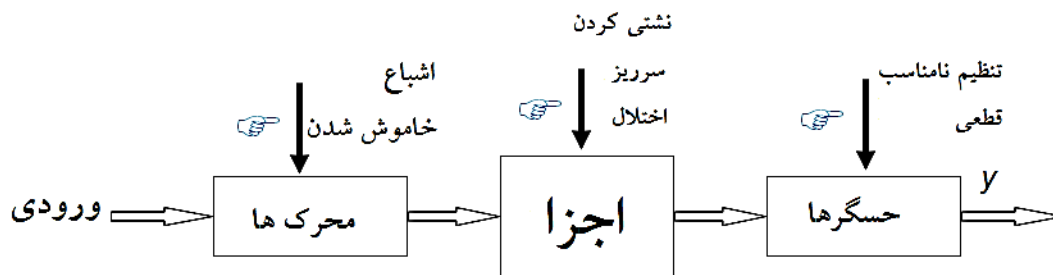
حسگر برای حصول ایمنی بیشتر استفاده می شود. که به صورت $f_s(x, u, t)$ در معادلات حالت که به

شکل (۱-۲) است، ظهور پیدا می کند.

خطای اجزا (Component Fault): شامل خطاهایی هستند که در اجزای سیستم رخ می دهند و

نشانهگر تغییر در پارامترهای فیزیکی سیستم می باشند که معمولاً تغییر در رفتار دینامیکی سیستم را

به همراه دارند.



شکل (۲-۱) مکان‌های بروز خطا در یک سیستم و اثرات مخرب خطا [۵]

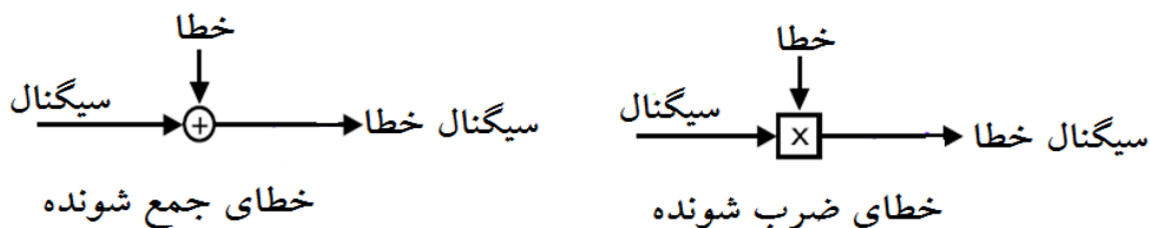
۱-۳-۴- خطا بر اساس مدل کردن در سیستم‌ها

الف) خطای جمع شونده (Additive Fault):

در این حالت خطا به صورت جمع شدن با متغیری که خطا در آن رخ داده مدل می‌شود.

ب) خطای ضرب شونده (Multiplicative Fault):

در این حالت خطا در متغیری که خطا در آن رخ داده ضرب می‌شود و این خطا اغلب به صورت تغییر پارامتر در فرآیندها ظاهر می‌شود.



شکل (۳-۱) بررسی شناسایی خطا از دیدگاه نوع مدلی ورودی به سیستم [۷]

فصل دوم

مروری بر روش‌های تشخیص، شناسایی و بازسازی

خطا

۲-۱-۱-۲ روش افزونگی فیزیکی (Physical Redundancy)

در طراحی‌های فیزیکی یا سخت‌افزاری تشخیص خطا، حساسیت حسگرهایی مورد بررسی قرار می‌گیرند که به صورت سخت‌افزاری و یا مجموعه‌ای بهینه‌سازی شده و یا حسگرهایی اضافی بر روی سیستم نصب شده و در مرحله بعد، قادر به تشخیص خطا در سیستم‌ها و تولید یک هشدار دهنده‌ی وضعیت می‌باشند. به عنوان یک نتیجه آن‌ها می‌توانند به عنوان یک اقدام پیش‌گیری کننده مورد استفاده قرار گیرند.

۲-۱-۱-۲-۱-۱ محدودیت چک کردن حسگرها برای تشخیص خطا

این روش مبتنی بر مقایسه اندازه‌گیری واقعی سیستم با محدودیت‌های از پیش تعیین شده می‌باشد. اگر این اندازه‌گیری‌ها از یک حد معین افزایش پیدا کنند، سپس یک خطا در سیستم تلقی و رخ می‌دهد. به طور معمول، ما دو سطح از محدودیت‌های از پیش تعیین شده را داریم که اگر از اولی تجاوز کند سیستم فقط یک هشدار خواهد داد ولی هنگامی که از سطح دومی تجاوز کند سیستم با صدای زنگ اعلام هشدار می‌نماید، کار با استفاده از این روش را می‌توان در [۶] مشاهده نمود.

۲-۱-۲-۱-۲ روشی دیگر در محدودیت چک کردن حسگرها

این روش بر خلاف روش قبلی، که در آن اندازه‌گیری‌ها در مقایسه با حدود آستانه‌های آنها مورد بررسی قرار می‌گرفت، در اینجا با استفاده از حسگرهایی که توانایی چک کردن محدودیت‌های ساخته شده برای تعیین ناهنجاری یا مقادیر غیر معمول در حین اندازه‌گیری گرفته شده وجود دارد، استفاده می‌گردد [۷]. علاوه بر این، برخی از این حسگرها به صورت خاص جهت حساسیت بیشتر برای شرایط استاندارد ویژه‌ای ساخته و طراحی می‌شوند؛ برای مثال، بسته به موارد استفاده از آن‌ها جهت حساسیت بیشتر نسبت به ارتعاشات، گرما و صدا طراحی می‌گردند و این بسیار مفید خواهد بود برای تشخیص خطا، اگر نوع خطایی که ممکن است از قبل قابل شناسایی و یا معلوم باشد و در عملکرد

سیستم موجب خرابی و اغتشاش گردند. در [۸] نشان داده شده که با استفاده از شتاب سنج و نوسانگر می‌توان تمامی خطاهای موجود در یک موتور ماشین لباسشویی را شناسایی کرده و تخمین زد.

۲-۱-۳- تشخیص و جداسازی خطا توسط حسگرهای چندگانه

در این روش حسگرهای سخت افزاری اضافی که به صورت موازی متصل شده‌اند را بر روی سیستم نصب می‌کنند که با این کار حسگرهای متعددی خواهیم داشت که عمل اندازه‌گیری را انجام می‌دهند. زمانی که خطا در سیستم رخ می‌دهد، تعدادی از این حسگرها، خروجی متفاوتی نسبت به دیگر حسگرها دارند در نتیجه با مقایسه بدست آمده می‌توان خطا را در سیستم شناسایی و مشاهده کرد. به طور کلی، این روش را در سیستم امروزی به نام سیستم‌های رای‌گیر می‌شناسند (voting systems) که به عنوان نمونه از این روش در مراجع [۹، ۱۰، ۱۱] استفاده شده است.

۲-۱-۴- تشخیص و شناسایی خطا با استفاده از آنالیز فرکانسی

استفاده از این روش، بیشتر در سیستم‌ها و دستگاهایی می‌باشد که در محدوده فرکانس‌های پایین کار می‌کنند، چرا که ماهیت فرکانسی خطا در فرکانس‌های پایین نمود پیدا می‌کند و در صورت رخ دادن خطا در فرکانس‌های کاری سیستم تغییری حاصل می‌شود.

برخی از سیستم‌ها بعنوان مثال مانند ماشین لباسشویی، در یک طیف فرکانسی خاص تحت شرایط عملیاتی عادی کار می‌کنند، بنابراین در صورت وجود خطا، حسگر فرکانس‌هایی را که در درون طیف فرکانسی طبیعی سیستم دچار سقوط یا اختلال شده باشند را شناسایی می‌کند. علاوه بر این، برخی از این خطاها، ویژگی‌های فرکانسی منحصر بفردی دارند و به واسطه همین امر، این روش برای جداسازی خطا بسیار سودمند است. در [۱۲] نشان داده شده است که چگونه پردازش سیگنال و ابزار تجزیه و تحلیل را می‌توان جهت شناسایی سیگنال لرزش ناشی از تاثیر نامنظم در داخل ماشین آلات دوار از جمله موتور خودرو و یا گیربکس صنعتی مورد استفاده قرار داد.

۲-۲- روش افزونگی تحلیلی

این روش با استفاده از اطلاعات موجود در مورد ارتباط بین ورودی و خروجی سیستم، جهت تشخیص خطا استفاده می‌شود. یکی از مزیت‌های اصلی این روش این است که تمامی محاسبات و فرآیندهایی که جهت تشخیص باید صورت گیرد، بدون احتیاج به قرار دادن تجهیزات فیزیکی و صنعتی بر روی سیستم، قابل محاسبه است. تمامی موارد مورد نیاز جهت طراحی برای تشخیص خطا، بر اساس مدل ریاضی سیستم، تحت استفاده از رویکردها بدست می‌آیند. این امر برای سیستم‌هایی که اکثر مواقع جهت اضافه کردن حسگرهایی بر روی سیستم جهت شناسایی خطا و یا تخمین، دارای محدودیت می‌باشیم مفید خواهد بود. در اکثر مواقع حسگرهای اضافی بسیار گران و یا دارای وزن بالایی می‌باشند که قادر به استفاده در تمامی سیستم‌ها یا دستگاه‌های صنعتی نمی‌باشیم.

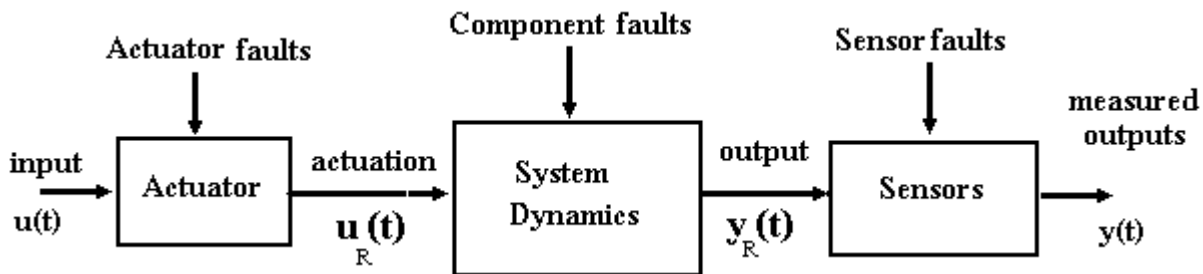
برای مثال، اکثر مواقع نصب سرعت سنج جهت اندازه‌گیری سرعت زاویه‌ای میله در پاندول معکوس، با توجه به محدودیت‌های سخت افزاری آن غیر ممکن می‌باشد. بنابراین هزینه‌های مورد نیاز جهت نصب سخت افزاری و همچنین تعمیر و نگهداری آن‌ها را می‌توان در نهایت با استفاده از محاسباتی که کامپیوتر برای ما انجام می‌دهد، کاهش داد. علاوه بر این با استفاده از این روش می‌توان وزن سیستم را تا جایی که ممکن است کاهش داده و در نتیجه طراحی تشخیص و شناسایی خطا بر روی تمامی سیستم‌های دارای محدودیت وزنی و سائیزی (هواپیمای بدون سر نشین) را می‌توان بدون هیچ مشکلی و با کمترین هزینه به انجام رساند.

۲-۳- روش تشخیص و شناسایی خطا مبتنی بر مدل

اغلب روش‌های تشخیص و شناسایی خطا مبتنی بر مدل، برای مدل‌های خطی کاربرد دارند. لذا برای استفاده از این روش‌ها در مدل‌های غیرخطی، باید آن را خطی نمود. واضح است که فقط سیستم‌های

غیرخطی که در اطراف نقطه کار خود تغییرات نرمی داشته باشند می‌توانند از این روش استفاده کنند [۱۳].

در این روش مبتنی بر مدل اغلب از مدل حلقه باز سیستم استفاده شده است. مدل حلقه باز سیستم دارای سه قسمت عمده می‌باشد که در شکل (۱-۲) نشان داده شده است:



شکل (۱-۲): سیستم حلقه باز با خطاهای آن [۵]

که در آن بردار معلوم، بردار سیگنال خروجی اندازه‌گیری شده، $u_R(t)$ و $y_R(t)$ سیگنال تحریف شده توسط خطای حسگر و عملگر می‌باشند.

توصیف فضای حالت این سیستم در حالت خطی را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu_R(t) \\ y_R(t) = Cx(t) + Du_R(t) \end{cases} \quad (1-2)$$

که $x(t)$ بردار حالت و ماتریس‌های A ، B ، C و D دارای ابعاد مناسب می‌باشند. با جایگزاری

$$\begin{cases} u_R(t) = u(t) + f_a(t) & , f_a(t) \text{ is actuator fault} \\ y_R(t) = y(t) + f_s(t) & , f_s(t) \text{ is sensor fault} \end{cases} \quad (2-2)$$

(۲-۲) در رابطه (۱-۲) و در نظر گرفتن خطای اجزای سیستم (f_c) داریم:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Bf_a(t) + f_c(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) + Df_a(t) + f_s(t) \end{cases} \quad (3-2)$$

در حالت کلی مدل فضای حالت سیستم با در نظر گرفتن کلیه خطاها را می‌توان به صورت زیر نوشت:

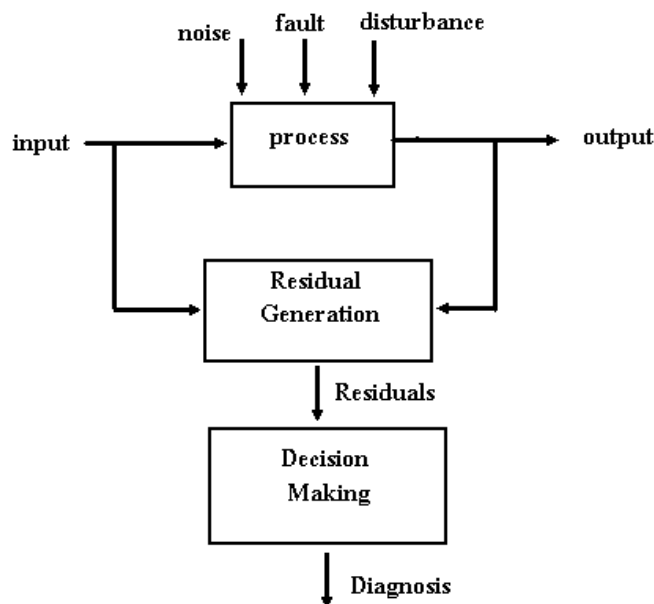
$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + R_1 f(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) + R_2 f(t) \end{cases} \quad (4-2)$$

که $f(t)$ بردار خطا با اندازه $q \times 1$ بوده و هر المان آن بیانگر خطای خاصی می‌باشد. تابع تبدیل رابطه بالا به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\begin{cases} Y(s) = G_u(s)U(s) + G_f(s)F(s) \\ G_u(s) = C(sI - A)^{-1}B + D \\ G_f(s) = C(sI - A)^{-1}R_1 + R_2 \end{cases} \quad (5-2)$$

در این روش خطاها از مقدار مقایسه آستانه (ثابت و متغیر) با مانده بدست می‌آیند و مانده بصورت اختلاف ما بین اندازه‌گیری واقعی و اندازه‌گیری‌های تخمینی بدست آمده از مدل ریاضی تعریف می‌شود.

شکل (۲-۲) ساختار کلی FDI مبتنی بر مدل را در دو مرحله تولید مانده و تصمیم‌گیری درباره وقوع خطا نشان می‌دهد [۱۴].



شکل (۲-۲): ساختار کلی FDI مبتنی بر مدل [۱۴]

سیگنال مانده $R(t)$ اطلاعات مربوط به زمان و مکان وقوع خطا را به همراه دارد. مقدار مانده در حالت بدون خطا نزدیک به صفر و در حالت وقوع خطا غیر صفر می‌باشد. با استفاده از تابع تصمیم‌گیری $J(R(t))$ و سطح آستانه $T(t)$ ، طبق رابطه زیر می‌توان خطا را شناسایی کرد:

$$\begin{cases} J(R(t)) \leq T(t) & \text{for } f(t) = 0 \\ J(R(t)) > T(t) & \text{for } f(t) \neq 0 \end{cases} \quad (۶-۲)$$

برای جداسازی خطای نام از q خطا، از رابطه زیر استفاده می‌شود:

$$\begin{cases} J(R_i(t)) \leq T_i(t) & \text{for } f_i(t) = 0 \\ J(R_i(t)) > T_i(t) & \text{for } f_i(t) \neq 0 \end{cases}, \quad i=1,2,\dots,q \quad (۷-۲)$$

۲-۴- تشخیص و جداسازی خطا با استفاده از مشاهدات چشمی

این روش معمولاً توسط افراد خبره و کارآمد یا از روش‌های سخت افزاری و فیزیکی انجام می‌شود و اصولاً دارای دقت بالایی نیست.

۲-۵- تشخیص و جداسازی خطا با استفاده از معادلات برابری

روش معادلات برابری توسط chow و Willskey در سال ۱۹۸۴ میلادی مطرح گردید [۱۵]. ایده اصلی در این کار بررسی مناسبی از برابری اندازه‌گیری‌ها، برای سیستم مانیتور شده می‌باشد. مقایسه رفتار فرآیند نامی با مدل نامی آن، در شرایط بدون خطا، راهی مناسب در تشخیص خطای فرآیند است که به اختلاف بین سیگنال مدل و فرآیند، مانده می‌گوییم.

۲-۵-۱- طراحی معادلات برابری با استفاده از تابع تبدیل

شکل (۲-۳) دو آرایش روش معادلات برابری با کمک تابع تبدیل را نشان می‌دهد. برای آشنایی با این دو روش یک مدل تک ورودی-تک خروجی را در نظر بگیرید.

تابع تبدیل فرآیند واقعی به صورت زیر می‌باشد:

$$G_p(s) = \frac{y_p(s)}{u(s)} = \frac{B_p(s)}{A_p(s)} \quad (۲-۸)$$

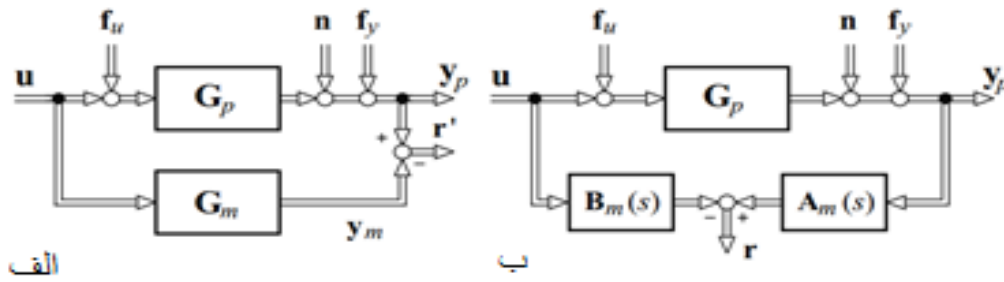
و مدل نامی آن به صورت زیر می‌باشد:

$$G_m(s) = \frac{y_m(s)}{u(s)} = \frac{B_m(s)}{A_m(s)} \quad (۲-۹)$$

که معمولاً بین فرآیند و مدل نامی آن اختلاف‌هایی وجود دارد یعنی:

$$G_p(s) = G_m(s) + \Delta G_m(s) \quad (۲-۱۰)$$

که در این رابطه $\Delta G_m(s)$ خطای مدل سازی می‌باشد.



شکل (۳-۲) تولید مانده با استفاده از معادلات برابری و تابع تبدیل: (الف) خطای خروجی، (ب) خطای چند جمله- ای [۱۵]

طبق شکل (۳-۲) با کمک تابع تبدیل، مانده‌های معادلات برابری را می‌توان به دو حالت خطای چند جمله‌ای و خطای خروجی محاسبه نمود.

در حالت خطای خروجی مانده‌ها به صورت زیر محاسبه می‌شوند:

$$\begin{aligned}
 r'(s) &= y_p(s) - y_m(s) = y_p(s) - G_m(s)u(s) \\
 &= G_p(s)(u(s) + f_u(s)) + n(s) + f_y(s) - G_m(s)u(s) \\
 &= \Delta G_m(s)u(s) + G_p(s)f_u(s) + n(s) + f_y(s) \quad (۱۱-۲)
 \end{aligned}$$

که در این روابط f_u , f_y بیانگر خطای افزوده در حسگر و محرک و n نویز در خروجی می‌باشد. در حالت ایده‌آل که مدل نامی و فرآیند کاملاً منطبق بوده و هیچ‌گونه نویز یا خطای حسگر یا محرکی نداشته باشیم مانده صفر است. ولی معمولاً مانده بدلیل وجود خطای مدل سازی، خطای حسگر یا محرک و نویز صفر نیست. در حالت خطای چند جمله‌ای شکل (۳-۲) مانده به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\begin{aligned}
 r(s) &= A_m(s)y_p(s) - B_m(s)u(s) \quad (۱۲-۲) \\
 &= A_m(s)[G_p(s)(u(s) + f_u(s)) + n(s) + f_y(s)] \\
 &\quad - B_m(s)u(s)
 \end{aligned}$$

اگر فرآیند و مدل بر هم منطبق باشند مانده به صورت زیر ساده می‌شود:

$$r(s) = A_m(s) (f_y(s) + n(s)) + B_m(s)f_u(s) \quad (13-2)$$

طبق معادله (۶-۲) خطای ورودی f_u با مدل چند جمله‌ای $B_m(s)$ و خطای خروجی f_y با چند جمله‌ای $A_m(s)$ فیلتر می‌شوند. به Γ , Γ' مانده‌های اصلی^۱ می‌گویند.

مانده‌ها برای این فرآیند تک ورودی تک خروجی در هر دو حالت Γ و Γ' تحت تاثیر خطای ورودی و خروجی، نویز و خطای مدل‌سازی هستند و معمولاً جداسازی خطاها در این حالت میسر نمی‌باشد. اما این شرایط زمانی که تعداد اندازه‌گیری‌ها افزایش می‌یابد، مثلاً در فرآیند چند ورودی-چند خروجی، بهبود می‌یابد.

تولید مانده در حالت خطای خروجی برای یک فرآیند MIMO با تابع تبدیل $G_p(s)$ به صورت زیر می‌باشد:

$$r'(s) = y_p(s) - y_m(s) = y_p(s) - G_m(s)u(s) \quad (14-2)$$

به این ترتیب مانده‌ها با استفاده از سیگنال‌های ورودی و خروجی محاسبه می‌شوند. چنانچه خطاهای ذکر شده را به معادله وارد کنیم خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} r'(s) &= G_p(s)[u(s) + f_u(s)] + f_y(s) + n(s) - G_m(s)u(s) \quad (15-2) \\ &= \Delta G_m(s)u(s) + G_p(s)f_u(s) + f_y(s) + n(s) \end{aligned}$$

رابطه بالا تاثیر هر یک از خطاها بر بردار مانده را نشان می‌دهد.

اگر مدل و فرآیند با هم منطبق باشند رابطه (۱۴-۲) به صورت زیر ساده می‌شود:

$$r'(s) = G_p(s)f_u(s) + f_y(s) + n(s) \quad (16-2)$$

مانده در حالت چند جمله‌ای نیز در صورتی که مدل و فرآیند با هم یکی باشند به صورت زیر ساده می‌شود:

¹ Primary residuals

$$\begin{aligned}
 r(s) &= A_m(s)[G_p(s)u(s) + G_p(s)f_u(s) + f_y(s) + n(s)] - B_m(s)u \\
 &= A_m(s)[f_y(s) + n(s)] + B_m(s)f_u(s)
 \end{aligned}
 \tag{۱۷-۲}$$

تعداد مانده ها نیز برابر با تعداد خروجی ها است.

اگر تنها یک خطا در ورودی یا خروجی رخ دهد برخی از مانده ها از مقدار صفر منحرف می شوند. این امر موجب جداسازی خطاهای افزایشی از یکدیگر می شود.

۲-۶- رویکرد چند فرضیه‌ای برای تشخیص خطا

روش دیگری که برای تشخیص خطای مبتنی بر مدل ارائه شده، رویکرد چند فرضیه‌ای برای فیلتر تشخیص خطا می باشد. که در [۱۶] به طور کامل مورد بحث و بررسی قرار گرفته است.

این روش پارامترهای خطا را با توجه به انحراف شناسایی شده توسط سیستم مدل شده به کار می گیرد. یکی از مزیت‌های استفاده از این روش آن است که می توان جهت شناسایی چندین سیگنال خطا استفاده کرد و نه فقط برای یک سیگنال خاص. عموماً شناسایی خطا در این روش شامل تشخیص خطا، جداسازی پارامترهای خطا و ارزیابی نوع آن‌ها می باشد. بنابراین مدل سیستم به طور کامل پارامترهای سیستم را که از مقدار نرمال خود تغییر کرده اند را شناسایی می کند و این امر توسط انحرافات به وجود آمده در مدل پیش فرض سیستم انجام می شود. بعد از اینکه خطا کشف شد، سیستم به حالت آفلاین یا خاموش سوئیچ شده و حالت تشخیص خطا آغاز به کار می کند. در [۱۶] نشان داده شده که چطور برای تشخیص خطا می توان پارامترهای خطا را از نرمال آن تشخیص داد و همچنین انحراف را توسط آزمون چندین فرضیه‌ای تخمین زد.

۲-۷- تشخیص و جداسازی خطا با استفاده از رویکرد حالت

در این روش سیستم ابتدا باید رویت پذیر باشد، چرا که اگر سیستم رویت پذیر نباشد در این صورت طراحی رویتگر حالت برای آن ممکن نخواهد بود [۱۸]. رویتگر حالت، متغیرهای حالت را بر اساس

اندازه‌گیری سیگنال متغیرهای خروجی و کنترل برآورده می‌کند. با اینکه تئوری تخمین متغیرهای حالت با انگیزه‌ی استفاده در فیدبک حالت بسط داده شده است، اما استفاده از این تئوری به این کاربرد محدود نشده و امروزه در بسیاری از کاربردهای مهندسی نظیر پیش بینی خطا و جبران‌سازی آن مورد استفاده قرار می‌گیرد [۱۹].

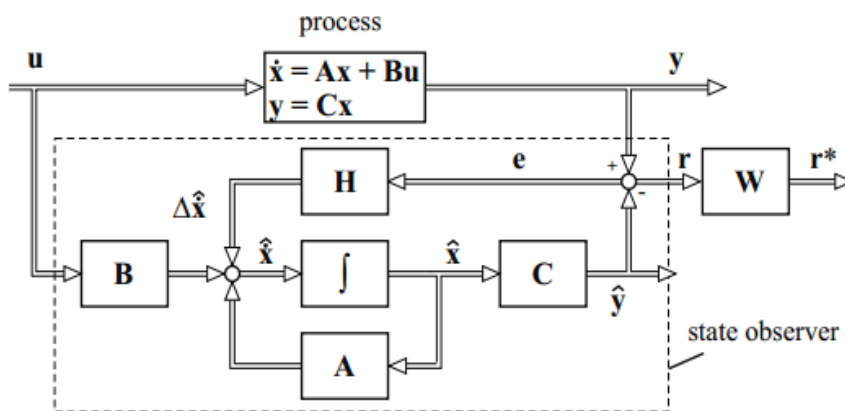
سیستم خطی چند ورودی-چند خروجی زیر را در نظر بگیرید:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y = Cx(t) \end{cases} \quad (۱۸-۲)$$

رویتگر حالت با فرض معلوم بودن ساختار و پارامترهای مدل، متغیرهای حالت غیر قابل اندازه‌گیری را بر اساس سیگنال متغیرهای خروجی و کنترل برآورده می‌کند. در شکل (۴-۲) ساختار کلی رویتگر حالت به صورت زیر است:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + He(t) \\ e(t) = y(t) - C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (۱۹-۲)$$

در این روابط ماتریس H ماتریس بهره‌ی رویتگر می‌باشد.



شکل (۴-۲) فرآیند و رویتگر حالت [۱۹]

از رابطه‌ی (۱۹-۲) خواهیم داشت:

$$\hat{\dot{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + H(y(t) - C\hat{x}(t)) \quad (20-2)$$

$$= (A - HC)\hat{x}(t) + Bu(t) + Hy(t)$$

خطای حالت را نیز به صورت زیر تعریف می کنیم:

$$\tilde{\dot{x}} = \dot{x}(t) - \hat{\dot{x}}(t) \quad \text{و} \quad \tilde{x} = x(t) - \hat{x}(t) \quad (21-2)$$

با جایگذاری (2-19) در (2-20) خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \tilde{\dot{x}} &= \dot{x}(t) - \hat{\dot{x}}(t) = (Ax(t) + Bu(t)) - (A\hat{x}(t) + Bu(t) + \\ &He(t) = (A - HC)\tilde{x}(t) \end{aligned} \quad (22-2)$$

بنابراین خطای حالت با انتخاب صحیح ماتریس بهره‌ی رویتگر، H ، به طور مجانبی به سمت صفر میل خواهد کرد.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{x}(t) = 0 \quad (23-2)$$

۲-۷-۱- مقایسه روش رویتگر حالت با معادلات برابری در تشخیص خطا

هر دو روش معادلات برابری و رویتگر حالت بر پایه مدل می‌باشند.

ویژگی‌های تشخیص خطا با استفاده از روش معادلات برابری:

- مدل سیستم باید مشخص بوده و اختلاف رفتار بین مدل سیستم و فرآیند واقعی کم باشد.
- برای تشخیص خطای افزوده مناسب است.
- خطاهای ناگهانی در سیستم را به سرعت نشان می‌دهد.
- حجم محاسبات کم.

- در صورت تعریف حد آستانه، بعضی خطاها با دامنه‌ی کم در این روش قابل تشخیص نخواهند بود.

۲-۷-۲- ویژگی‌های تشخیص خطا با استفاده از روش رویتگر حالت

- مدل سیستم در این روش نیز باید مشخص باشد و اختلاف بین مدل سیستم و فرآیند واقعی کم باشد.

- برای تشخیص خطای افزوده مناسب است.

- خطای ناگهانی در سیستم را به سرعت نشان می‌دهد.

- حجم محاسبات بیشتری چه در مرحله طراحی ماتریس بهره و چه در طول محاسبه‌ی مانده‌ها نسبت به روش معادلات برابری دارد.

روش معادلات برابری و رویتگر از لحاظ عملکرد به هم شباهت زیادی دارند ولی طراحی و اجرای معادلات برابری ساده تر از رویتگر می‌باشد. هر دو روش برای تشخیص و جدا سازی خطاهای افزوده در سیستم مناسب هستند ولی این دو روش عموماً در تشخیص و جداسازی خطاهای اجزا (مثلاً تغییر در پارامترهای سیستم) چندان مناسب نیستند [۱۹].

۲-۸- روش رویتگر مود لغزشی

مفهوم مود لغزشی حدود هفتاد سال پیش، که تاثیر کنترل کننده‌های گسسته بر روی سیستم‌های دینامیکی وجود داشت؛ در اتحاد جماهیر شوروی پدیدار شد [۵]. امروزه برای اطمینان داشتن از بحث مقاوم بودن و عملکرد سیستم‌ها از این تکنیک در طراحی کنترل کننده‌ها و رویتگر استفاده می‌شود، این تکنیک که بسیار مفید و شناخته شده است [۲۱] به علت وجود یک ترم غیرخطی و ناپیوسته

جهت برقراری خواسته مسئله، استفاده می‌گردد. محققان زیادی همانند اوتکین^۱ [۲۲]، رویتگر لغزشی که از نوع گسسته بود را معرفی کرد. بعدها والکت وزاک^۲ [۲۳] با استفاده از قضیه پایداری لیاپانوف و با بهبود بخشیدن به پارامتر خطی، مشکل عدم مقاوم بودن در برابر عدم قطعیت و اغتشاش را حل کردند. که امروزه این رویکردهای مود لغزشی جهت شناسایی و تخمین خطا در سیستم‌های کنترل مورد استفاده فراوانی قرار می‌گیرند. این نوع رویکردها به علت داشتن یک ترم غیرخطی ناپیوسته، باعث می‌گردند که خطای رؤیت شده در مسیر راه، به فضای صفحه خطای مشخص منتقل کرده و خطا را مطابق با فضای حالت سیستم اصلی شناسایی و یا تخمین بزنند. اگر مود لغزشی ما با استفاده از قضیه لیاپانوف فرموله شده باشد سپس تضمین می‌کند که خطای رؤیت شده برای اولین مود لغزشی اعمال شده در مدت زمان محدود از هر حالت اولیه‌ای بدست می‌آید [۲۳].

ما می‌خواهیم تشخیص خطا در حسگرها را با استفاده از روش رویتگر مود لغزشی که یک روش نسبتاً جدید و کاملی می‌باشد که قادر به تشخیص خطا در سیستم‌های غیر خطی بوده و هم اینکه از نظر مقاوم بودن تضمین شده است، را بررسی کنیم که در فصل بعدی به آن می‌پردازیم.

۹-۲- تشخیص و جداسازی خطا مبتنی بر منطق فازی

طراحی رویکردهای فازی TSK مبتنی بر مفهومی تحت عنوان PDC انجام می‌شوند [۲۴]. در مقاله [۲۵] روشی برای شناسایی خطا با استفاده از رویتگر فازی ارائه شده، که در آن از تمامی حالات؛ توسط یک رویتگر تخمین زده می‌شود، که این تخمین بیانگر درخت رویداد خطا است. به علت وجود برخی عدم قطعیت‌ها مانند اغتشاش و نیز ورودی‌های نامعین، این مسئله پیش آمد که باید سیستمی که قرار است به روش فوق شناسایی خطا را انجام دهد مقاوم بوده تا بتواند خطای واقعی را به ما

¹ Utkin

² Wallcot & Zak

³ Takagi Sogno Kang

⁴ Parallel Distributed Compensation

نمایش دهد. اینجا بود که با ترکیب رویتر فازی با مود لغزشی توسط برگستن^۱ در مقاله [۲۶]، [۲۴] و [۲۷]، عمل مقاومسازی انجام شد. روش کار هم به این صورت بود که با تعریف دو رویتر لغزشی- فازی، یکی به عنوان رویتری که با سوق دادن ترم سوئیچینگ، سعی در شناسایی خطا، و دیگری در جهت تخمین حالات انجام وظیفه می کنند.

¹ Bergsten

فصل سوم

تشخیص و بازسازی خطا با استفاده از روش‌های

مود لغزشی

۳-۱- مقدمه‌ای بر مود لغزشی

به طور کلی در سیستم‌های کنترل، تمامی متغیرهای حالت قابل اندازه‌گیری نمی‌باشند. در صورتی که جهت کنترل سیستم ما احتیاج به این متغیرها خواهیم داشت. در نتیجه یک رویتگر اغلب با استفاده از ورودی و خروجی سیستم مورد کنترل، متغیرهای غیر قابل دسترس را تخمین می‌زند. در واقع یک رویتگر بر اساس خواص شناخته شده سیستم که رویت می‌شوند، طراحی می‌گردد.

اولین رویتگری که طراحی شد، یک رویتگر خطی بود که توسط لوئبرگر [۲۸] پیشنهاد شد که در آن تخمین متغیرهای سیستم با رویتگر به صورت نمایی به متغیرهای واقعی سیستم همگرا می‌شدند. با این حال؛ رویتگر پیشنهاد شده توسط لوئبرگر قادر به تخمین متغیرهای سیستم در حضور اغتشاش و عدم قطعیت پارامتری و ساختاری سیستم نبودند که نشان دهنده مناسب نبودن برای یک سیستم در چهارچوب مدل اصلی می‌باشد. تحت این شرایط دیگر تخمین متغیرها از روی متغیرهای اصلی همگرا نگردیده؛ بلکه در حضور عدم قطعیت منحرف می‌گردند.

سپس اوتکین [۲۲] رویتگر مود لغزشی را معرفی کرد که با بهره‌گیری از یک ترم غیرخطی ناپیوسته قادر بود که خروجی‌های تخمین زده را همگرا به خروجی‌های واقعی سیستم در زمان محدود کند؛ این نتایج به منظور کاهش حرکت لغزشی و در نتیجه به طور نمایی همگرا شدن متغیرهای تخمین زده شده با متغیرهای واقعی سیستم می‌شد. علاوه بر این مشخص شد که عملکرد رویتگر مود لغزشی در حضور اغتشاش و عدم قطعیت‌ها بسیار عالی می‌باشد و تاثیر بر خروجی رویتگر ندارد.

والکت و زاک [۲۳] با بهبود بخشیدن رویتگری که توسط اوتکین پیشنهاد شده بود؛ با اضافه کردن یک گین خطی به رویتگر توانسته‌اند خطای سیستم را در حضور عدم قطعیت‌ها پایدار کنند. هم‌چنین مشاهده کردند که گین خطی باعث افزایش مدت زمان لغزش می‌گردد. آن‌ها هم‌چنین یک روش طراحی رویتگر به وسیله محدودیت‌های ساختاری ارائه نمودند. به طور کلی روش طراحی آن‌ها همه را به خود جذب کرد. اما روش آن‌ها نیاز به یک سری محاسبات و حل پیچیده جهت طراحی رویتگر و

به دست آوردن پارامترهای مورد نیاز رویتر می‌باشد که این مشکل در سیستم‌های پیچیده ما را با چالش مواجه می‌کند.

ادوارد واسپرجن^۱ به بهبود بخشیدن رویتر پیشنهاد شده توسط والکت و زاک دست به ابتکار بزرگی زدند [۵]. آن‌ها در طراحی‌هایشان با فرموله کردن اصولی روش‌های طراحی والکت و زاک توانستند که از پیچیدگی معادلات ریاضی روش پیشنهادی قبلی تا حد زیادی بکاهند. علاوه بر آن رویتر خود را به گونه‌ای طراحی کردند که سطح لغزش آن بر اساس خطای تخمین زده شده خروجی تعریف شده است. در حالی که سطح لغزش پیشنهاد شده توسط والکت و زاک بر اساس یک جز و زیر مجموعه‌ای از خطای تخمین زده خروجی تعریف شده بود.

ادواردز و همکارانش بیان کردند که؛ اگر سیگنال خطای تزریقی معادل که برای حفظ حرکت لغزشی ضروری می‌باشد برای طراحی رویتر مود لغزشی تعریف شود، آنگاه خطای سیستم را می‌توان بازسازی کرد. یانگ و صیف^۲ [۲۹] بعدها طراحی FDI را با استفاده از رویتر مود لغزشی تطبیقی برای تنظیم آستانه؛ که در آن یک آستانه ارتباط مستقیمی با حساسیت سیستم در بازسازی خطا دارد را بیان نمودند. آن‌ها مدل رویتر خود را برای دسته‌ای از سیستم‌های غیرخطی پیشنهاد کردند که دارای تغییرات کندی در پارامترها می‌باشند و تاکید کردند که مدل پیشنهاد شده از سوی آنها در برابر اغتشاشات مقاوم نمی‌باشد و باعث می‌شود که جواب نادرست در اکثر مواقع بدهد. روش طراحی آن‌ها بیشتر شبیه به روش والکت و زاک می‌باشد ولی یک مزیت بیشتری که روش آن‌ها دارد این است که عدم قطعیت پارامتری هم در معادلات خود اضافه کردند.

در سال ۲۰۰۲ ماسادا^۳ [۳۱] با استفاده از رویتر مود لغزشی توانست یک FDI را برای دسته‌ای از سیستم‌های غیرخطی که دارای عدم قطعیت نامعلوم ولی محدود هستند، پیشنهاد کند. وی در این

¹ Edwards, Spurgeon

² Yang, Saif

³ Masada

روش به منظور دستیابی به یک مشخصه غیرخطی از خطا، یک تخمین‌گر غیرخطی آنلاین را با استفاده از تئوری شبکه‌های عصبی پیشنهاد کرد [۳۰].

نیز در همان سال یک روش طراحی FDI را برای دسته‌ای از سیستم‌ها مطرح کردند که مدل پیشنهادی قادر به بازسازی خطای حسگر و عملگر به طور همزمان می‌باشد. در این کار روی‌تگر مود لغزشی را چنان پیشرفت دادند که با استفاده از یک روی‌تگر مرتبه‌ی کامل قادر به تشخیص نفوذ هر گونه خطا در سیستم می‌شدند. آنها پایداری متغیرهای تخمین زده شده‌ی سیستم را با استفاده از تئوری لیاپانوف اثبات کردند. در این فصل به بررسی برخی از روش‌های طراحی مذکور می‌پردازیم و شناسایی و بازسازی خطا را در سیستم پاندول معکوس انجام می‌دهیم.

۳-۱-۱- مود لغزشی، مزایا و معایب

با توجه به مزایا و معایب مود لغزشی که یک کنترل‌کننده مقاوم بوده که در برابر اغتشاشات و عدم قطعیت‌ها تغییر ناپذیر است، یکی از مهم‌ترین معایب این روش استفاده از کنترل‌کننده با ساختار متغیر است که به کمک سوئیچینگ فرکانس بالای سیگنال ورودی کنترل محقق می‌شود. این سوئیچینگ فرکانس بالا می‌تواند باعث تحریک دینامیک‌های مدل نشده سیستم (حسگرها، محرک‌ها و دینامیک صرف‌نظر شده خود سیستم در اثر تقریب) شود که چون این سوئیچینگ ادامه می‌یابد فرکانس‌های بالای مدل نشده سیستم نیز به نوسان خود ادامه می‌دهند و باعث بوجود آمدن پدیده‌ی وزوز^۱ می‌شوند که می‌تواند باعث تلفات حرارتی و از بین رفتن قطعات مکانیکی سیستم شود. برای غلبه بر این مشکل اصلاحاتی در کنترل‌کننده اولیه پیشنهاد شده است [۳۳].

مثال: سیستم غیر خطی چند ورودی چند خروجی^۲ زیر را در نظر بگیرید:

^۱ Chattering

^۲ Multi Input Multi Output (MIMO)

$$x_i^{(k_i)} = f_i(X) + \sum_{j=1}^m b_{ij} u_j, \quad i=1,2,\dots,p, \quad \sum_{i=1}^p k_i = n \quad (1-3)$$

که m تعداد ورودی‌های سیستم بوده و $x_i^{(k_i)}$ نشان دهنده مشتق k_i ام x_i است و:

$$X = [x_1 \quad \dot{x}_1 \quad \dots \quad x_1^{(k_1-1)} \quad \dots \quad x_p \quad \dot{x}_p \quad \dots \quad x_p^{(k_p-1)}]^T \quad (2-3)$$

با تعریف بردار ورودی به صورت زیر:

$$U = [u_1 \quad \dots \quad u_m]^T \quad (3-3)$$

می‌توان معادله سیستم بالا را به صورت زیر نوشت:

$$\dot{X}(t) = F(X) + BU(t) \quad (4-3)$$

که B یک ماتریس $(n \times m)$ می‌باشد. هدف از طراحی کنترل کننده حالت لغزشی برای چنین سیستمی این است که بردار حالت X بردار مرجع X_d را تعقیب نماید. بدین منظور سطح لغزشی به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$s(X, t) = G(X(t) - X_d(t)) \quad (5-3)$$

در این معادله عملگر G ، ماتریس شیب سطح و با بُعد $(m \times n)$ بوده و s برداری $(m \times 1)$ است.

درایه‌های این ماتریس طوری تعیین می‌شوند که معادله هر یک از سطوح لغزشی به صورت زیر باشد:

$$s_i = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_i \right)^{k_i-1} e_i = 0, \quad i=1,2,\dots,m \quad (6-3)$$

که $e_i = x_i - x_{id}$ بوده و به علاوه λ_i یک مقدار ثابت مثبت است؛ در این صورت e_i به صورت مجانبی به سمت صفر میل خواهد نمود. به عبارت دیگر در کنترل حالت لغزشی پایداری سیستم از نوع مجانبی است [۳۳]. واضح است که عمده تلاش کنترلی برای بردن حالت‌های خطا به سمت سطح و محدود کردن دینامیک خطا روی سطح می‌باشد. چون دینامیک خطا روی سطح پایدار است، بنابراین روی سطح لغزیده و به صورت مجانبی به سمت مبدأ حرکت خواهد کرد. برای محدود کردن دینامیک خطا بر روی سطح، از کنترلی با ساختار متغیر (VSC) استفاده می‌شود که در حالت ایده-آل می‌توان فرض نمود قابلیت سویچ با سرعت بینهایت را دارد. بنابراین کنترل حالت لغزشی از دو مرحله تشکیل شده است:

۱- مرحله رسیدن به سطح

۲- مرحله لغزش بر روی سطح

در ادامه، خصوصیات هر یک از این دو مرحله بررسی می‌شود.

۱- مرحله رسیدن

در این مرحله سیگنال ورودی کنترل چنان طراحی می‌شود که در بدترین شرایط ممکن مسیر حالت خطا به سطح برسد که به معنی مقاوم بودن سیستم است. از معایب عمده این مرحله این است که سیستم نسبت به نویز و اغتشاش، تغییر ناپذیر نمی‌باشد و به همین دلیل دینامیک‌های سیستم در این مرحله نامشخص و کنترل ناپذیرند. یعنی درست است که رسیدن مسیر حالت خطا به سطح تضمین می‌شود ولی اینکه چگونه و از چه مسیری به سطح می‌رسد به طور کامل نامشخص است. بر همین اساس تلاش‌های زیادی صورت گرفته است تا این مرحله حذف شود [۳۳]. مبنای این روش‌ها تعریف

سطحی متغیر با زمان است به طوری که حالت‌های سیستم از ابتدا بر روی سطح قرار گیرند. مشکل همه‌ی این روشها وجود عدم قطعیت در شرایط اولیه حالت‌های سیستم است.

۲-مرحله لغزش

در این مرحله سیستم نسبت به اغتشاش سازگار تغییر ناپذیر می‌باشد و این مهم‌ترین خصوصیت کنترل حالت لغزشی است. اغتشاش سازگار، اغتشاشی است که در راستاهای اثرگذاری سیگنال ورودی کنترل، به سیستم تحمیل می‌شود. به عنوان مثال همان سیستم (۳-۴) را که اغتشاش W_2 در آن وجود دارد، به صورت زیر در نظر بگیرید:

$$\dot{X}(t) = F(X) + BU(t) + W_2 \quad (۷-۳)$$

اغتشاش W_2 در صورتی سازگار است که بتوان آن را به صورت زیر نیز بیان کرد:

$$W_2 = BW_1 \quad (۸-۳)$$

تغییر ناپذیری نیز خصوصیت و معیاری بهتر از مقاوم بودن است. می‌توان گفت که تغییر ناپذیری معادل است با مقاوم بودن به همراه عملکرد مناسب.

در اینجا نکته‌ای که باید به آن توجه شود این است که زمان مرحله رسیدن محدود نباشد به عبارت دیگر چنانچه همگرایی به سمت سطح، مجانبی باشد؛ چون مسیر حالت خطا هیچ‌گاه به سطح نمی‌رسد، لغزشی روی سطح اتفاق نخواهد افتاد و فاز لغزش به کلی از بین می‌رود و مسیر حالت خطا همواره در فاز رسیدن خواهد بود و چون این فاز مهم‌ترین خصوصیت کنترل حالت لغزشی، یعنی خاصیت تغییر ناپذیری را ندارد، ایده‌ی SMC از بین خواهد رفت. به همین دلیل، برای اینکه رسیدن به سطح در زمان محدود تضمین شود از قانون رسیدن استفاده می‌شود. بر این مبنا، سیگنال ورودی

کنترل از معادله‌ای به دست می‌آید که رسیدن به سطح در زمان محدود تضمین شود؛ این معادله به صورت زیر است:

$$\dot{s} = -k \operatorname{sign}(s) \quad (9-3)$$

بر این اساس سیگنال ورودی کنترل از مجموع دو جمله تشکیل شده است:

قسمتی که از معادله $\dot{s} = 0$ به دست می‌آید و کنترل معادل نام دارد و نقش آن همانند یک کنترل کننده معکوس است و هنگامی وارد عمل می‌شود که حالت‌های سیستم روی سطح باشند. روش‌هایی که فقط از این جمله استفاده می‌کنند، اطلاعات و دانش زیادی از سیستم نیاز خواهند داشت.

قسمتی که از معادله $\dot{s} = -k \operatorname{sign}(s)$ به دست می‌آید و کنترل تصحیح کننده نام دارد و هنگامی وارد عمل می‌شود که حالت‌های سیستم از سطح جدا شوند.

بنابراین با توجه به توضیحاتی که داده شد در کنترل حالت لغزشی به منظور حفظ خاصیت تغییر ناپذیری استفاده از تابع علامت ضروری است. به علاوه بهره‌ی سویچینگ یعنی k باید طوری انتخاب شود که رسیدن به سطح را در زمان محدود تضمین نماید؛ به عبارت دیگر برای تابع لیاپانوف تعریف شده لازم است که رابطه‌ی زیر همواره برقرار باشد:

$$\dot{V}(s) < -\varepsilon \quad \text{for } s \neq 0 \quad (10-3)$$

که در این معادله ε یک عدد مثبت است.

۳-۱-۲- مزایا و معایب روش مود لغزشی

الف) مزایا

- ۱- عملکرد خوب کنترلی در حالت تعقیب حتی برای سیستم‌های غیرخطی
- ۲- قابلیت اعمال به سیستم‌های متغیر با زمان
- ۳- سادگی پیاده‌سازی بر روی سیستم‌های چند ورودی چند خروجی
- ۴- تغییر ناپذیری و عدم حساسیت به نویز و اغتشاش سازگار پس از گذشت زمان محدود

- ۵- کاهش مرتبه سیستم و در نتیجه آسانتر کردن طراحی کنترل کننده
- ۶- خطی سازی سیستم غیر خطی و در نتیجه آسانتر کردن طراحی کنترل کننده

ب) معایب

۱. وزوز
۲. آسیب پذیری بسیار زیاد در مقابل نویز به دلیل استفاده از تابع sign که باید عددی بسیار کوچک و نزدیک صفر را اندازه گیری نماید (همین عامل سبب می شود که وزوز نرسیده به سطح و در نزدیکی آن شروع شود).
۳. برای محاسبه قسمت کنترل معادل، به دانش زیادی در مورد سیستم نیاز است.
۴. هنگامی که حالت های سیستم از سطح لغزشی دور هستند ممکن است زمان رسیدن به سطح (فاز رسیدن) طولانی باشد.
۵. مقدار اولیه سیگنال ورودی کنترل بزرگ می باشد.

۳-۲- بازسازی خطا با روش مود لغزشی

علاوه بر شناسایی و جداسازی خطا، گاهی اوقات نیز مهم است که خطاهایی که در سیستم رخ می دهند را معلوم سازیم. تخمین و نیز برآورد خطا در سیستم احتیاج به کار و آنالیز بیشتری دارد که منجر به ایده بازسازی خطا می شود. این ایده برای خطاهای ابتدایی و با تغییرات کم که تشخیص آنها برای ما بسیار سخت است، مفید خواهد بود و قادر به ارائه بزرگی و ماهیت خطای رخ داده شده می باشد ما در این فصل می خواهیم کار بازسازی خطا را توسط رویکرد مود لغزشی انجام دهیم.

۳-۲-۱- رویکرد اوتکین

سیستم خطی به صورت رابطه زیر را در نظر می گیریم:

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

که در این سیستم $A \in R^{n \times n}$, $B \in R^{n \times m}$, $C \in R^{p \times n}$ است. فرض می‌شود که این سیستم رؤیت پذیر است و در نتیجه می‌توان رویتگر مود لغزشی اوتکین را به این سیستم اعمال نمود. قبل از اعمال رویتگر به سیستم برای سهولت محاسباتی، تبدیلی روی سیستم انجام می‌شود که ماتریس تبدیل بر حسب ماتریس خروجی C به صورت زیر تعریف می‌شود [۲۲].

$$T = \begin{bmatrix} I_{n-p} & 0 \\ C_1 & C_2 \end{bmatrix} \text{ OR } T = \begin{bmatrix} N_C^T \\ C \end{bmatrix} \quad (12-3)$$

حال این تبدیل به سیستم اعمال می‌شود $x \rightarrow T * x$ و در نتیجه ماتریس‌های (A, B, C) به صورت زیر تبدیل می‌شوند.

$$TAT^{-1} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{11} \end{bmatrix} \& TB = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \& CT^{-1} = [0 \ I_p] \quad (14-3)$$

که در آن $B_1 \in R^{(n-p)}$ و $A_{11} \in R^{(n-p) \times (n-p)}$ است.

بعد از اعمال تبدیل به سیستم اکنون باید رویتگر مود لغزشی را طراحی کنیم که معادلات رویتگر به شکل زیر خواهد بود.

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + G_n v \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (15-3)$$

تخمین‌های $(\hat{x}(t), \hat{y}(t))$ تخمین‌های $(x(t), y(t))$ ، $e_y(t) = \hat{y}(t) - y(t)$ خطای تخمین

خروجی و v جمله غیرخطی ناپیوسته است که به صورت زیر تعریف می‌شود.

$$v_i = \rho \operatorname{sgn}(e_{y,i}) \quad i = 1, 2, 3, \dots, p \quad (16-3)$$

که در آن ρ یک اسکالر حقیقی مثبت و $e_{y,i}$ i مین بردار $e_y(t)$ است. طبق معادله (۱۶-۳) جمله v برای راندن مسیر $e_y(t)$ به سطح لغزش طراحی شده طبق مختصات (۱۴-۳) ماتریس G_n به صورت $G_n = \begin{bmatrix} G_{n,1} \\ -I_p \end{bmatrix}$ تعریف می‌شود. که در آن $G_{n,1} \in R^{(n-p) \times p}$ ماتریس طراحی روی‌نگر است. خطای تخمین حالت و خطای تخمین خروجی به ترتیب به صورت $e_1(t) = \hat{x}(t) - x(t)$ و $e_y(t) = \hat{y}(t) - y(t)$ تعریف می‌شوند، با توجه به تعریف خطای تخمین حالت معادله آن با توجه به معادلات فوق به صورت زیر می‌باشد.

$$\dot{e}(t) = A e(t) + G_n v \quad (۱۷-۳)$$

با توجه به ساختار ماتریس خروجی C در مختصات (۱۴-۳) می‌توان خطای تخمین حالت را به صورت $e = (e_1, e_y)$ که $e_1 \in R^{(n-p)}$ است نوشت، در نتیجه معادله‌ی (۱۸-۳) به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{cases} \dot{e}_1(t) = A_{11}e_1(t) + A_{12}e_y(t) + G_{n,1}v \\ \dot{e}_y(t) = A_{21}e_1(t) + A_{22}e_y(t) - v \end{cases} \quad (۱۸-۳)$$

با توجه به تعریف v ، رابطه (۱۸-۳) به صورت (۱۹-۳) در می‌آید.

$$\dot{e}_{y,i}(t) = A_{21,i}e_1(t) + A_{22,i}e_y(t) - \rho \operatorname{sgn}(e_{y,i}) \quad (۱۹-۳)$$

که در آن $A_{21,i}$ و $A_{22,i}$ به ترتیب i مین سطر از A_{21} و A_{22} هستند.

برای تحلیل همگرایی $e_{y,i}(t)$ و اینکه در زمان محدود به صفر میل کند تابع لیاپانوف زیر پیشنهاد می‌شود.

$$v = \frac{1}{2}(e_{y,i})^2 \rightarrow \dot{v} = (\dot{e}_{y,i})(e_{y,i}) = e_{y,i}(A_{21,i}e_1(t) + A_{22,i}e_y(t)) - \rho|e_{y,i}| < -|e_{y,i}|(\rho - |A_{21,i}e_1(t) + A_{22,i}e_y(t)|) \quad (20-3)$$

اگر در رابطه فوق مقدار کمیت ρ به اندازه کافی بزرگ باشد به طوری که رابطه (21-3) را ارضا کند در این حالت تابع کاندید پیشنهادی v به عنوان یک تابع لیاپانوف خواهد بود.

$$\rho > |A_{21,i}e_1(t) + A_{22,i}e_y(t)| + \eta \quad (21-3)$$

که $\eta \in R_+$ است. بنابراین

$$\dot{v} = (\dot{e}_{y,i})(e_{y,i}) < -\eta|e_{y,i}| \quad (22-3)$$

با برقراری (22-3) ثابت می‌شود که $e_{y,i}$ در زمان محدود به صفر میل می‌کند. زمانی که تمام اجزای $e_y(t)$ به صفر میل کند در این حالت حرکت لغزشی اتفاق افتاد است. زمانی که حرکت لغزشی اتفاق بیفتد طبق تعریف سطح لغزش $\dot{e}_y(t) = e_y(t) = 0$ می‌شود و در نتیجه خطای تعریف شده در معادلات (18-3) به صورت (23-3) نوشته می‌شود.

$$\begin{cases} \dot{e}_1(t) = A_{11}e_1(t) + G_{n,1}v_{eq} \\ 0 = A_{21}e_1(t) - v_{eq} \end{cases} \quad (23-3)$$

در معادلات بالا v_{eq} سیگنال تزریقی معادلات خطای خروجی نامیده می‌شود. دو معادله فوق زمانی معتبر هستند که حرکت لغزشی اتفاق افتاده و حالت بر روی سطح لغزش S باشد. در زیر ویژگی‌های این حرکت لغزش را بررسی می‌کنیم.

رفتار سیستم را طول حرکت لغزشی بررسی می‌کنیم، با حذف v_{eq} از (۳-۲۳) معادله (۳-۲۴) حاصل می‌گردد.

$$\dot{e}_1(t) = (A_{11} + G_{n,1}A_{21})e_1(t) \quad (۳-۲۴)$$

که این معادله دینامیک خطای ردیابی در روی سطح لغزش را نشان می‌دهد.

از آنجایی که زوج (A, C) مشاهده پذیر بوده و زوج (A_{11}, A_{21}) نیز مشاهده پذیر است لذا برای تضمین پایداری معادله (۳-۲۴) $G_{n,1}$ باید به طور مناسب انتخاب شود.

در طراحی رویتگر غیرخطی مود لغزشی اوتکین هدف در طراحی این رویتگر این است که خطای تخمین خروجی در زمان محدود به صفر میل کرده و دیگر حالت‌های رویتگر به طور مجانبی به حالت‌های سیستم میل کنند.

برای تضمین همگرایی معادلات خطا به صفر دو پارامتر طراحی وجود دارد که اگر این دو پارامتر به طور مناسب انتخاب شود همگرایی تضمین می‌شود. دو پارامتر عبارتند از ρ و $G_{n,1}$ که به ترتیب پارامتر اول برای تضمین همگرایی معادل (۳-۱۸) طراحی می‌شود اگر این پارامتر طوری انتخاب شود که معادله (۳-۱۸) را ارضا کند در این حالت، حالت‌های سیستم به سطح لغزش رسیده و حرکت لغزشی اتفاق افتاده یعنی خطای تخمین خروجی به صفر می‌رسد. در معادله (۳-۲۴) پارامتر دوم $G_{n,1}$ باید به طور مناسب انتخاب گردد تا این معادله پایدار بوده و خطای تخمین حالت به صفر میل کند.

۳-۲-۲- رویتگر اسلوتین

اسلوتین و همکارانش برای برطرف کردن مشکلات رویتگر اوتکین یک روش جدید پیشنهاد کردند، آن‌ها یک جمله خطی به رویتگر به صورت (۳-۲۵) اضافه کردند:

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) - G_I(e_y) + G_n v \quad (25-3)$$

که در معادله (25-3)؛ $G_I \in R^{n \times p}$ است. در این حالت بهره G_I باید به طوری مناسب انتخاب گردد.

در این رویکرد معادله خطای تخمین به صورت (26-3) حاصل می‌شود.

$$\dot{e}(t) = (A - G_1 C)e(t) + G_n v \quad (26-3)$$

برای تحلیل پایداری معادله فوق تابع مثبت معین لیاپانوف به صورت (27-3) پیشنهاد می‌شود.

$$V = e^T P e \quad (27-3)$$

که در معادله (27-3)، $P \in R^{n \times n}$ یک ماتریس مثبت معین و متقارن است. با مشتق‌گیری از V ، معادله (28-3) حاصل می‌گردد.

$$\dot{V} = \dot{e}^T P e + e^T P \dot{e} = e^T (P(A - G_1 C) + (A - G_1 C)^T P) e + 2e^T P G_n v \quad (28-3)$$

اگر ماتریس P و بهره G_1 طوری انتخاب شوند که معادله (28-3) منفی شود در این حالت دینامیک خطا معادله (26-3) به صورت مجانبی پایدار خواهد بود.

در رویکرد اوتکین پایداری و همگرایی حالت‌ها با انتخاب مناسب دوپارامتر ρ و $G_{n,1}$ تحقق می‌یافت ولی در رویکرد اسلوتین با انتخاب صحیح ماتریس P و بهره G_1 پایداری بررسی می‌شود.

۳-۲-۳- رویتگر والکت و زاگ

در این رویتگر سعی بر آن شده که با وجود عدم قطعیت و اغتشاش، بتوان خطا را به طور نمایی به صفر متمایل کرد. سیستم زیر را در نظر بگیرید [۲۳]:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + f(x, u, t) \end{cases} \quad (29-3)$$

که $f(x, u, t) = B\xi(x, t)$ در آن تابع ناشناخته و محدود $\xi: R^n \times R_+ \rightarrow R^m$ به طوری فرض می شود که بتوان گفت: $\|\xi(x, t)\| \leq \rho \quad \forall x \in R^n, t \geq 0$ البته در اینجا فرض دیگری هم داریم و آن این که $G \in R^{n \times p}$ وجود دارد، به طوری که $A_0 = A - GC$ دارای مقادیر ویژه پایدار بوده و هم چنین زوج لیاپانوف (P, Q) برای A_0 وجود داشته باشد به طوری که محدودیت ساختاری $C^T F^T = PB$ بتواند شرایط $F \in R^{m \times p}$ را برآورده کند.

حال با توجه به شرایط فوق، قالب رویتگر پیشنهادی به صورت زیر است:

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) - G(C\hat{x}(t) - y(t)) + v \quad (30-3)$$

حال خطایی را به صورت $e(t) = \hat{x}(t) - x(t)$ تعریف می کنیم، و

$$v = \begin{cases} -\rho \frac{P^{-1}C^T F^T F C e}{\|F C e\|} & \text{if } F C e \neq 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (31-3)$$

با انتخاب تابع لیاپانوف پیشنهادی به صورت $V(e) = e^T(t) P e(t)$ ، به راحتی می توان نشان داد که از برای $e \neq 0$ خواهیم داشت: $\dot{V}(e) < 0$ & $V(e) > 0$ بنابراین، $e(t) \rightarrow 0$.

حال در اینجا مشکل مهمی که پیش رو داریم ارضای زوج (F, P) جهت برآورده کردن شرایط زیر است:

(۱) یک ماتریس لیاپانوف برای A_0 باشد، که خود وابسته به انتخاب G است.

(۲) F طوری باشد که بتواند ساختار $C^T F^T = PB$ را برآورده کند.

یک شرط کافی برای وجود چنین P این است که تابع انتقال تعریف شده و اصلاح شده زیر دارای

$$G(s) = FC(SI - A_0)^{-1}$$

قسمت حقیقی مثبت باشد.

۳-۲-۴- رویتگر ادواردز و اسپرجن

سیستم زیر را در نظر بگیرید، که خطاهای عملگر و حسگر به این سیستم تزریق شده است [۵].

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Mf_a(x, u, t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) + f_s(x, u, t) \end{cases} \quad (32-3)$$

که در آن $A \in R^{n \times n}$ می‌باشند و نیز فرض می‌کنیم که ماتریس‌های C و M دارای مرتبه کامل می‌باشند. فرض دیگر ما این می‌باشد که تابع نامعلوم $f: R^n \times R^m \times R_+ \rightarrow R^n$ ولی دارای مقدار محدود به صورت $\|f(x, u, t)\| \leq a$ باشد که در آن a به مقدار معلوم می‌باشد. ادواردز و اسپرجن اثبات کردند که اگر معادلات سیستم تعریف شده‌ی فوق دارای دو شرط زیر باشند:

$$Rank(CM) = q \quad (A, C, M) = \text{مینیمم فازباشند}$$

در این صورت می‌توان سیستم فوق را به فرم کانونیکال زیر که به فرم کانونیکال رویتگر مود لغزشی معروف است درآورد و (A, C, M) را به صورت زیر نوشت:

$$A = \begin{bmatrix} A_1 & A_2 \\ A_3 & A_4 \end{bmatrix}, M = \begin{bmatrix} 0 \\ M_2 \end{bmatrix}, C = [0 \quad T] \quad (33-3)$$

که در آن $T \in R^{p \times p}$ و نرمال بوده و بخش A_3 به فرم زیر است

$$A_3 = \begin{bmatrix} A_{31} \\ A_{32} \end{bmatrix} \quad (34-3)$$

که در آن $A_{31} \in R^{p-q}$ و $A_{32} \in R^q$ می باشد. با توجه به ساختار بالا جفت (A_1, A_{31}) آشکارپذیر و مودهای رؤیت ناپذیر آن صفرهای نامتغیر (A, C, M) می باشد و ماتریس M_2 را نیز می توان به صورت زیر نوشت:

$$M_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ M_0 \end{bmatrix} \quad (35-3)$$

که در آن $M_0 \in R^{q \times q}$ مربعی و معکوس پذیر می باشد

ادوارد و اسپرجن رؤیتگر مود لغزشی خود را برای سیستم (32-3) به صورت زیر پیشنهاد دادند.

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) - G_I(e_y) + G_n v \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (36-3)$$

که v یک ترم غیرخطی ناپیوسته از خطای تزریقی متغیر می باشد و به فرم زیر است:

$$v = -\rho \frac{e_y}{\|e_y\|} \quad e_y \neq 0 \quad (37-3)$$

که $e_y(t) = \hat{y}(t) - y(t)$ می باشد و همچنین برای تابع اسکالر ρ می توان گفت که حد بالای دامنه سیگنال خطا و همچنین عدم قطعیت های پارامتری سیستم می باشد. که بعدا به طور مفصل برای نحوه محاسبه آن توضیح خواهیم داد.

ماتریس گین G_l و G_n نیز قابل محاسبه می باشند که G_n به صورت زیر تعریف می شود.

$$G_n = \begin{bmatrix} -LT^T \\ T^T \end{bmatrix} P_0^{-1} \quad (38-3)$$

که ماتریس $P_0 \in R^{p \times p}$ مثبت معین متقارن می باشد و ماتریس L به صورت زیر تعریف می شود:

$$L = [L^0 \quad 0] \in R^{(n-p)p} \quad (39-3)$$

که $L^0 \in R^{(n-p) \times (p-q)}$ می باشد.

قضیه اول:

اگر وجود داشته باشد، ماتریس P مثبت معین متقارن به طوریکه معادله زیر را برآورده کند؛

$$P(A - G_l C) + (A - G_l C)^T P < 0 \quad (40-3)$$

داریم:

$$P = \begin{bmatrix} P_1 & P_1 L \\ L^T P_1 & P_2 + L^T P_1 L \end{bmatrix} > 0 \quad (41-3)$$

که در آن $P_1 \in R^{(n-p) \times (n-q)}$ و $P_2 \in R^{p \times p}$ که $P_0 = TP_2T^T$ به صورت P_0 می گردد.

با این شرایط تخمین حالت سیستم در نهایت محدود می‌گردد. حال با جایگذاری (۳۲-۳) و (۳۶-۳) با یکدیگر داریم:

$$\dot{e}(t) = (A - G_l C)e(t) + G_n v - Mf \quad (۴۲-۳)$$

حال با تعریف یک مقدار اسکالر مثبت به صورت زیر

$$\mu_0 = -\lambda_{\max}(P(A - G_l C) + (A - G_l C)^T P) \ \& \ \mu = \|PQ\| \quad (۴۳-۳)$$

فرض می‌کنیم که مقدار تابع اسکالر در (۳۷-۳) معادله زیر را برآورده کند

$$\rho \geq \|P_0 C M\| a + \mu_0 \quad (۴۴-۳)$$

که در آن μ_0 یک مقدار مثبت می‌باشد.

حال تابع لیاپانوف را به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم.

$$V(e) = e^T P e \quad (۴۵-۳)$$

مشتق تابع لیاپانوف پیشنهادی به صورت زیر می‌باشد

$$\dot{V} = e^T (P(A - G_l C) + (A - G_l C)^T P)e - 2e^T P M f + 2e^T P G_n v \quad (۴۶-۳)$$

با توجه به (۴۳-۳) و به کار بردن تئوری نابرابری ریلی برای اولین ترم از معادله فوق می‌توان دید که

$$e^T(P(A - G_l C) + (A - G_l C)^T P)e < -\mu_0 \|e\|^2 \quad (47-3)$$

حال با به کار بردن نابرابری کوشی شوارتز برای ترم سوم می‌توان معادله (3-46) را به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\dot{V} \leq -\mu_0 \|e\|^2 - 2e^T P M f + 2\|e\| \mu_1 \beta + 2e^T P G_n v \quad (48-3)$$

با توجه به روابط فوق حال می‌توان ثابت کرد که $PM = C^T P_0 C M$ و $PG_n = C^T$ می‌باشد. و می‌توان رابطه (3-44) را به صورت زیر نوشت:

$$\dot{V} \leq -\mu_0 \|e\|^2 - 2e^T C^T P_0 C M f + 2\|e\| \mu_1 \beta + 2e^T C^T v = -\leq -\mu_0 \|e\|^2 - 2e_y^T P_0 C M f + 2\|e\| \mu_1 \beta + 2e_y^T v \quad (49-3)$$

با توجه به نابرابری کوشی شوارتز و محدوده‌ی مقدار ρ ، با توجه رابطه (3-44) داریم:

$$\dot{V} \leq -\mu_0 \|e\|^2 + 2\|e\| \mu_1 \beta - 2\|e_y^T\|(\rho - \|P_0 C M\| \|f\|) \leq \|e\|(-\mu_0 \|e\| + 2\mu_1 \beta) \quad (50-3)$$

که ثابت می‌شود که مقدار $\|e\|$ در نهایت محدود می‌باشد.

حال با معرفی یک تغییر مختصات و با استفاده از $T_L: e \rightarrow e_L$ داریم:

$$T_L = \begin{bmatrix} I_{n-p} & L \\ 0 & T \end{bmatrix} \quad (51-3)$$

که در آن L به صورت رابطه (۳-۳۹) معرفی می شود حال می توان سیستم (A, M, C) را با توجه به تغییر مختصات جدید به فرم زیر نوشت:

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} \tilde{A}_1 & \tilde{A}_2 \\ \tilde{A}_3 & \tilde{A}_4 \end{bmatrix}, M = \begin{bmatrix} 0 \\ \tilde{M}_2 \end{bmatrix}, C = [0 \quad I_p] \quad (۵۲-۳)$$

که در آن $\tilde{A}_1 = A_1 + L^0 A_{31}$ و $\tilde{M}_2 = TM_2$ می باشد. ماتریس بهره ی G_n موجود در رابطه (۳-۳۶) را هم می توان به صورت زیر نوشت:

$$\tilde{G}_n = \begin{bmatrix} 0 \\ P_0^{-1} \end{bmatrix} \quad (۵۳-۳)$$

و ماتریس لیاپانوف ما به صورت زیر در خواهد آمد.

$$\tilde{P} = (T_L^{-1})^T P (T_L^{-1}) = \begin{bmatrix} P_1 & 0 \\ 0 & P_0 \end{bmatrix} \quad (۵۴-۳)$$

ملاحظه ۱:

با توجه به این که \tilde{P} یک ماتریس لیاپانوف بلوک قطری برای $\tilde{A} - \tilde{G}_L \tilde{C}$ می باشد. نشان می دهد که \tilde{A}_1 پایدار در نتیجه، مود لغزشی ما پایدار خواهد بود.

خطای تخمین حالت در مختصات جدید سیستم ما به صورت زیر خواهد شد:

$$\dot{e}_L = \tilde{A}_0 e_L + \tilde{G}_n v - \tilde{M} f \quad (۵۵-۳)$$

که داریم $\tilde{A}_0 = \tilde{A} - \tilde{G}_L \tilde{C}$

در نتیجه:

$$\dot{e}_1 = \tilde{A}_1 e_1 + (\tilde{A}_2 + \tilde{G}_{L,1}) e_y \quad (56-3)$$

$$\dot{e}_y = \tilde{A}_3 e_1 + (\tilde{A}_4 + \tilde{G}_{L,2}) e_y + P_0^{-1} v - \tilde{M}_2 f \quad (57-3)$$

که در آن $\tilde{G}_{L,1}$ و $\tilde{G}_{L,2}$ متعلق به \tilde{G}_L می‌باشند.

۳-۳- بازسازی سیگنال خطای محرک و حسگر

سیستم زیر که دارای خطای عملگر و حسگر است را در نظر بگیرید [۵]:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Mf_i(x, u, t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) + f_s(x, u, t) \end{cases} \quad (58-3)$$

که در آن $B \in R^{n \times m}$, $C \in R^{p \times n}$, $q \leq p \leq n$, $x \in R^n$, $u \in R^m$, $y \in R^p$ $A \in R^{n \times n}$ می‌باشند و نیز $f_i(x, u, t)$ خطای محرک و $f_o(x, u, t)$ خطای حسگر است.

۳-۳-۱- معادله رؤیتگر والکت و زاک

$$\hat{\dot{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) - G_l(e_y) + G_n v \quad (59-3)$$

برای طراحی رؤیتگر سیستم باید دارای شرایط زیر باشد.

$$\text{Rank}(CD) = q \text{ (الف)}$$

(ب) صفرهای (A, B, C) مستقل در سمت چپ محور موهومی باشند.

حال با استفاده از تبدیل انتقال $x \rightarrow Tx$ که در آن $T = \begin{bmatrix} N^T \\ C \end{bmatrix}$ ماتریس‌های (A, B, C) به صورت زیر در می‌آیند.

$$TAT^{-1} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{11} \end{bmatrix} \& TB = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \& CT^{-1} = [0 \ I_p] \quad (60-3)$$

الف) در حالتی که خطای حسگر صفر است $(f_0(x, u, t) = 0)$

با تبدیل فوق سیستم (۵۸-۳) به صورت زیر درخواهد آمد.

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = A_{11}x_1(t) + A_{12}x_2(t) + B_1u(t) \\ \dot{x}_2(t) = A_{21}x_1(t) + A_{22}x_2(t) + B_2u(t) + D_2f_i(x, u, t) \\ y = x_2 \end{cases} \quad (61-3)$$

که در آن $x_1 \in R^{n-p}, x_2 \in R^p$ و ماتریس A_{11} پایدار و متعلق به فضای $A_{11} \in R^{(n-p) \times (n-p)}$ می‌باشد.

حال طراحی رُویتگر برای سیستم بعد از تبدیل:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1(t) = A_{11}\hat{x}_1(t) + A_{12}\hat{x}_2(t) + B_1u(t) - A_{12}e_y(t) \\ \dot{\hat{x}}_2(t) = A_{21}\hat{x}_1(t) + A_{12}\hat{x}_2(t) + B_2u(t) - (A_{22} - A_{22}^s)e_y(t) + v \\ \hat{y}(t) = \hat{x}_2(t) \end{cases} \quad (62-3)$$

که A_{22}^s یک ماتریس پایدار بوده و بردار ناپیوسته v به صورت زیر قابل تعریف است

$$v = \begin{cases} -\rho \|D_2\| \frac{P_2 e_y(t)}{\|P_2 e_y(t)\|} & \text{if } e_y \neq 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (63-3)$$

که $P_2 \in R^{p \times p}$ ماتریس لیاپانوف برای A_{22}^s بوده و مقدار اسکالر ρ به صورت زیر انتخاب می شود:

$$\|f_i(t)\| < \rho \quad (۶۴-۳)$$

و $e_1(t) = \hat{x}_1(t) - x_1(t)$ و $e_y(t) = \hat{y}(t) - y(t)$ خطاهای تخمینی می باشند با توجه به معادلات فوق بدیهی است که $e_y(t) = e_2$ و همچنین

$$\dot{e}_1(t) = A_{11}e_1(t) \quad (۶۵-۳)$$

$$\dot{e}_y(t) = A_{21}e_1(t) + A_{22}^s e_y(t) + v - D_2 f_i(x, u, t) \quad (۶۷-۳)$$

بهره G_n و G_l به صورت زیر محاسبه می شوند

$$G_l = T^{-1} \begin{bmatrix} A_{21} \\ A_{22} - A_{22}^s \end{bmatrix} \quad G_n = T^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ P_2^{-1} \end{bmatrix} \quad (۶۸-۳)$$

در حین حرکت لغزش $e_y(t) \rightarrow 0$ به سمت صفر می رود در نتیجه معادله به معادله (۶۸-۳) به صورت زیر در می آید

$$0 = A_{21}e_1(t) + v_{eq} - D_2 f_i(x, u, t) \quad (۶۹-۳)$$

که در آن سیگنال تزریق خروجی است، و با توجه به اینکه A_{11} پایدار است؛ لذا $e_1 \rightarrow 0$ پس از رابطه (۶۹-۳) داریم

$$v_{eq} \rightarrow D_2 f_i(x, u, t) \quad (۷۰-۳)$$

در نتیجه

$$f_i(x, u, t) = -\rho \|D\| (D_2^T D_2)^{-1} D_2^T \frac{P_2 e_y(t)}{\|P_2 e_y(t)\| + \delta} \quad (۷۱-۳)$$

که در آن δ یک اسکالر کوچک مثبت است که برای بازسازی خطا به معادله اضافه می‌گردد تا از نوسانات زیاد سیگنال خطا کاسته شود.

(ب) بررسی کردن خطای حسگر در حالی که خطای عملگر صفر باشد. ($f_i = 0$)

معادلات سیستم با حضور خطای حسگر:

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = A_{11}x_1(t) + A_{12}x_2(t) + B_1u(t) \\ \dot{x}_2(t) = A_{21}x_1(t) + A_{22}x_2(t) + B_2u(t) \\ y = x_2 + f_o(x, u, t) \end{cases} \quad (۷۲-۳)$$

معادلات رؤیتگر

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1(t) = A_{11}\hat{x}_1(t) + A_{12}\hat{x}_2(t) + B_1u(t) - A_{12}e_y(t) \\ \dot{\hat{x}}_2(t) = A_{21}\hat{x}_1(t) + A_{12}\hat{x}_2(t) + B_2u(t) - (A_{22} - A_{22}^s)e_y(t) + v \\ \hat{y}(t) = \hat{x}_2(t) \end{cases} \quad (۷۳-۳)$$

با توجه به معادلات فوق روابط زیر صادق است

$$\begin{cases} \dot{e}_1(t) = A_{11}e_1(t) + A_{12}f_o(t) \\ \dot{e}_y(t) = A_{21}e_1(t) + A_{22}^s e_y(t) + v + A_{22}f_o(t) - \dot{f}_o(t) \\ e_y(t) = e_2(t) - f_o(t) \end{cases} \quad (۷۴-۳)$$

با رفتن $e_y(t)$ به سمت صفر $\dot{e}_y(t)$ نیز به سمت صفر می‌رود.

$$e_y(t) \rightarrow 0 \Rightarrow \dot{e}_y(t) \rightarrow 0 \quad (۷۵-۳)$$

که رابطه (۷۴-۳) به صورت زیر می‌شود.

$$0 = A_{21}e_1(t) + v_{eq} + A_{22}f_o(t) - \dot{f}_o(t) \quad (76-3)$$

که برای خطاهای نرم داریم $(\dot{f}_o(t) = 0, \dot{e}_1(t) = 0)$

$$v_{eq} = -(A_{21}e_1(t) + A_{22}f_o(t)) \quad (77-3)$$

طبق رابطه ی (74-3) وقتی $\dot{e}_1(t)$ را صفر در نظر بگیریم

$$\dot{e}_1(t) = A_{11}e_1(t) + A_{12}f_o(t) \xrightarrow{\dot{e}_1(t)=0} e_1(t) = -A_{11}^{-1}A_{12}f_o(t) \quad (78-3)$$

در نتیجه v_{eq} به صورت زیر خواهد شد:

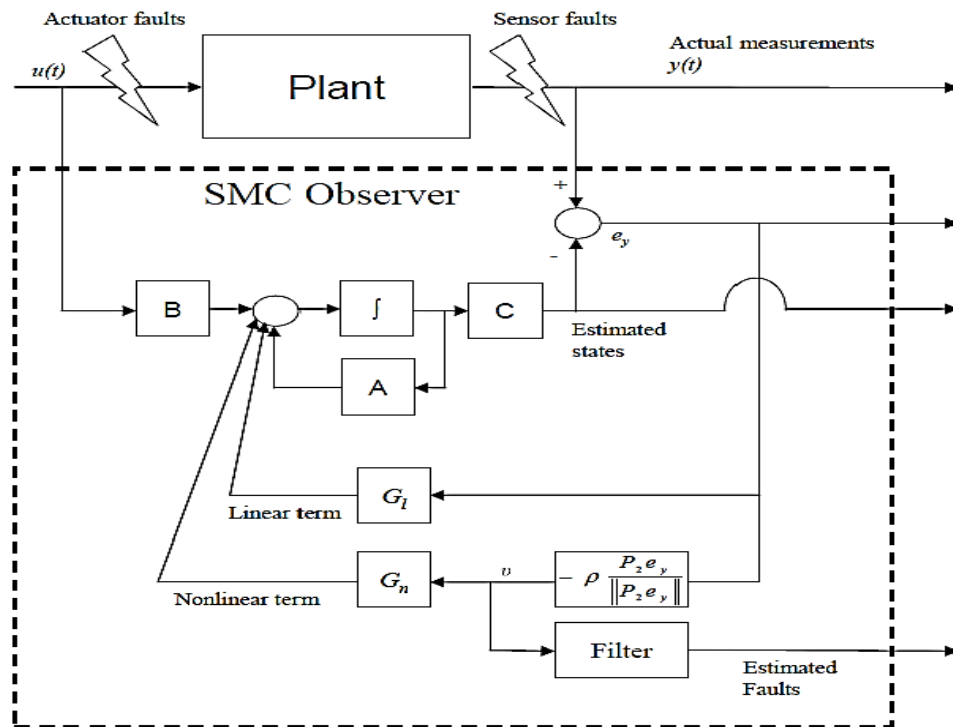
$$v_{eq} = -(A_{22} - A_{21}A_{11}^{-1}A_{12})f_o(t) \quad (79-3)$$

که با استفاده از v_{eq} می توان خطای سیگنال حسگر را تقریب زد.

$$f_o(t) = -(A_{22} - A_{21}A_{11}^{-1}A_{12})^{-1}v_{eq} \quad (80-3)$$

$$f_o(t) = -(A_{22} - A_{21}A_{11}^{-1}A_{12})^{-1} \rho \|D_2\| \frac{P_2 e_y(t)}{\|P_2 e_y(t)\|} \quad (81-3)$$

و در آخر شکل (3-1) مدل بلوکی جهت طراحی رویینگر مود لغزشی، به منظور تشخیص و جداسازی خطا را به ما نشان می دهد.



شکل (۳-۱) مدل بلوکی روینگر مود لغزشی به منظور تشخیص و جداسازی خطا (تخمین) [۲۳]

۳-۴- شبیه سازی

پاندول معکوس [۵] یکی از سیستم‌های کلاسیک در دینامیک و کنترل امروزی است که به واسطه خواصی از قبیل غیر خطی بودن و ناپایداری ذاتی و نیز به خاطر اینکه سیستمی مبنا معرفی شده است، به عنوان یکی از مسائل مطرح در مهندسی کنترل شناخته شده است. حال ما بنا بر آن داریم که روال روینگر مود لغزشی برای شناسایی خطا را روی آن انجام دهیم. حال معادلات غیرخطی، مقادیر پارامترها و شکل خطی شده سیستم پاندول معکوس را در ادامه به بحث و شبیه سازی می-پردازیم. معادلات غیر خطی سیستم به قرار زیر است:

$$\begin{cases} (M + m)\ddot{x} + F_x \dot{x} + ml(\ddot{\theta} \cos\theta - \dot{\theta}^2 \sin\theta) = u \\ j\ddot{\theta} + F_\theta \dot{\theta} - mlg \sin\theta + ml\ddot{x} \cos\theta = 0 \end{cases} \quad (۳-۸۲)$$

به طوری که مشخصه‌های پارامترهای مربوط به سیستم در جدول (۳-۱) زیر آمده است:

جدول (۳-۱) مقادیر پارامترهای معادلات سیستم پاندول معکوس

کمیت	M	M	J	L	F _x	F _θ	G
مقدار	3.2	0.535	0.062	0.365	6.2	0.009	9.807
واحد	Kg	Kg	Kg m ²	M	Kg/s	Kg m ²	m/s ²

حال بعد از خطی‌سازی حول نقطه تعادل $\theta = \dot{x} = x = \theta = 0$ معادلات خطی شده فضای

حالت سیستم، به صورت (۳-۸۳) حاصل می‌شود.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1.9333 & -1.9872 & 0.0091 \\ 0 & 36.9771 & 6.2589 & -0.1738 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0.3205 \\ -1.0095 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (۳-۸۳)$$

حال با استفاده از روند طی شده در فصل سوم و، فرم مطلوب ماتریس‌های حالت به صورت زیر حاصل

می‌شوند.

$$A = \begin{bmatrix} -10 & 0 & -67.6603 & 31.4960 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 9.8548 & -3.1496 \\ 0.0091 & 0 & -1.8437 & -2.0158 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0.3205 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (۳-۸۴)$$

که $A_{11} = -10$ و پایدار، و نیز ماتریس $A_{22}^S = \text{diag}(-10, -11, -12)$ و ماتریس P_2 در

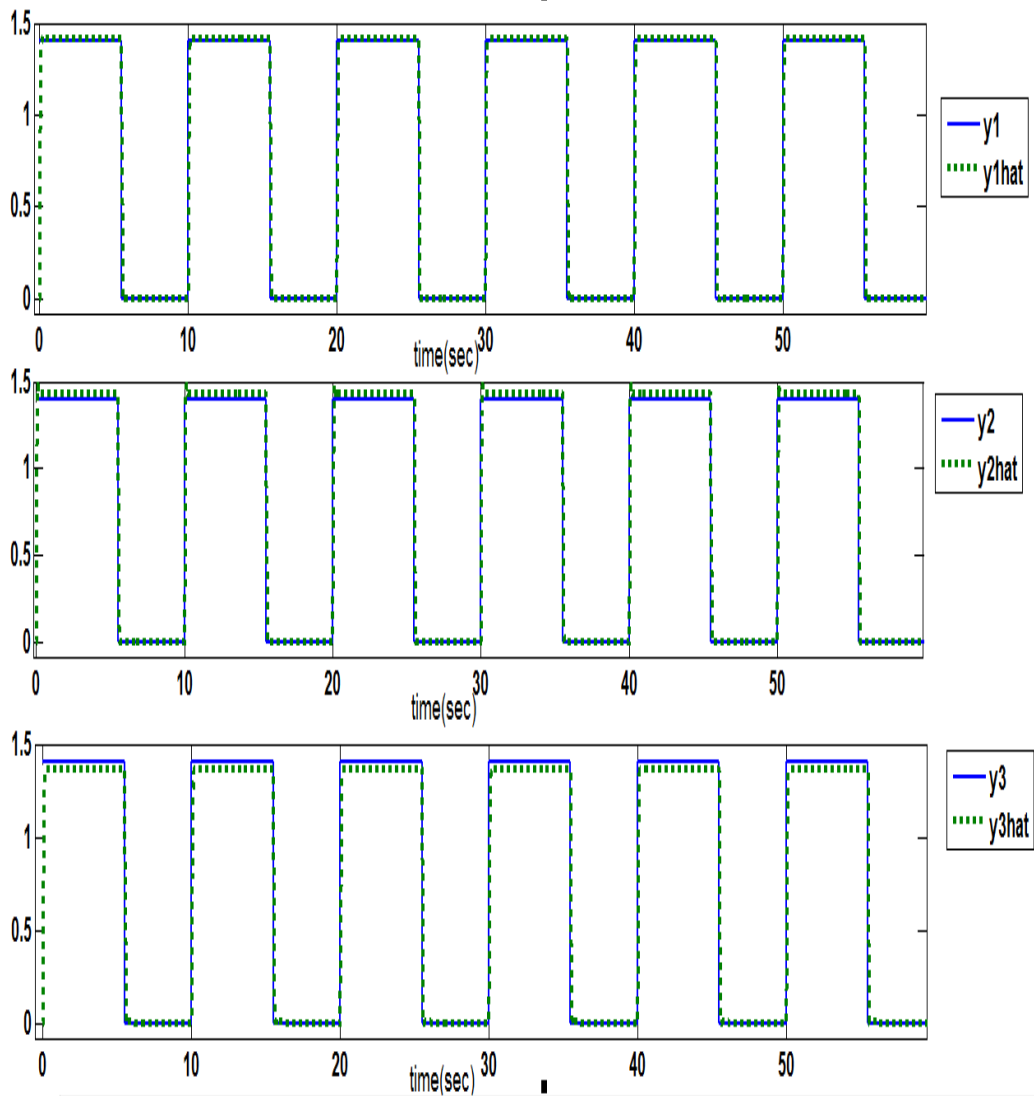
معادله لیاپانوف $P_2 A_{22}^S + (A_{22}^S)^T P_2 = -I$ برآورده کننده شرایط پایداری است.

حال با محاسبه بهره‌های رویتگر G_I, G_n ، کار طراحی رویتگر مود لغزشی کامل می‌شود.

$$G_I = \begin{bmatrix} 11 & 0 & 1 \\ 0 & 21.8549 & -3.1498 \\ 0 & -1.8436 & 10.9841 \\ 0 & 153.5226 & -34.1406 \end{bmatrix}, G_n = \begin{bmatrix} 0.3205 & 0 & 0 \\ 0 & 0.3205 & 0 \\ 0 & 0 & 0.3205 \\ 0 & 3.1585 & -1.0095 \end{bmatrix} \quad (۳-۸۵)$$

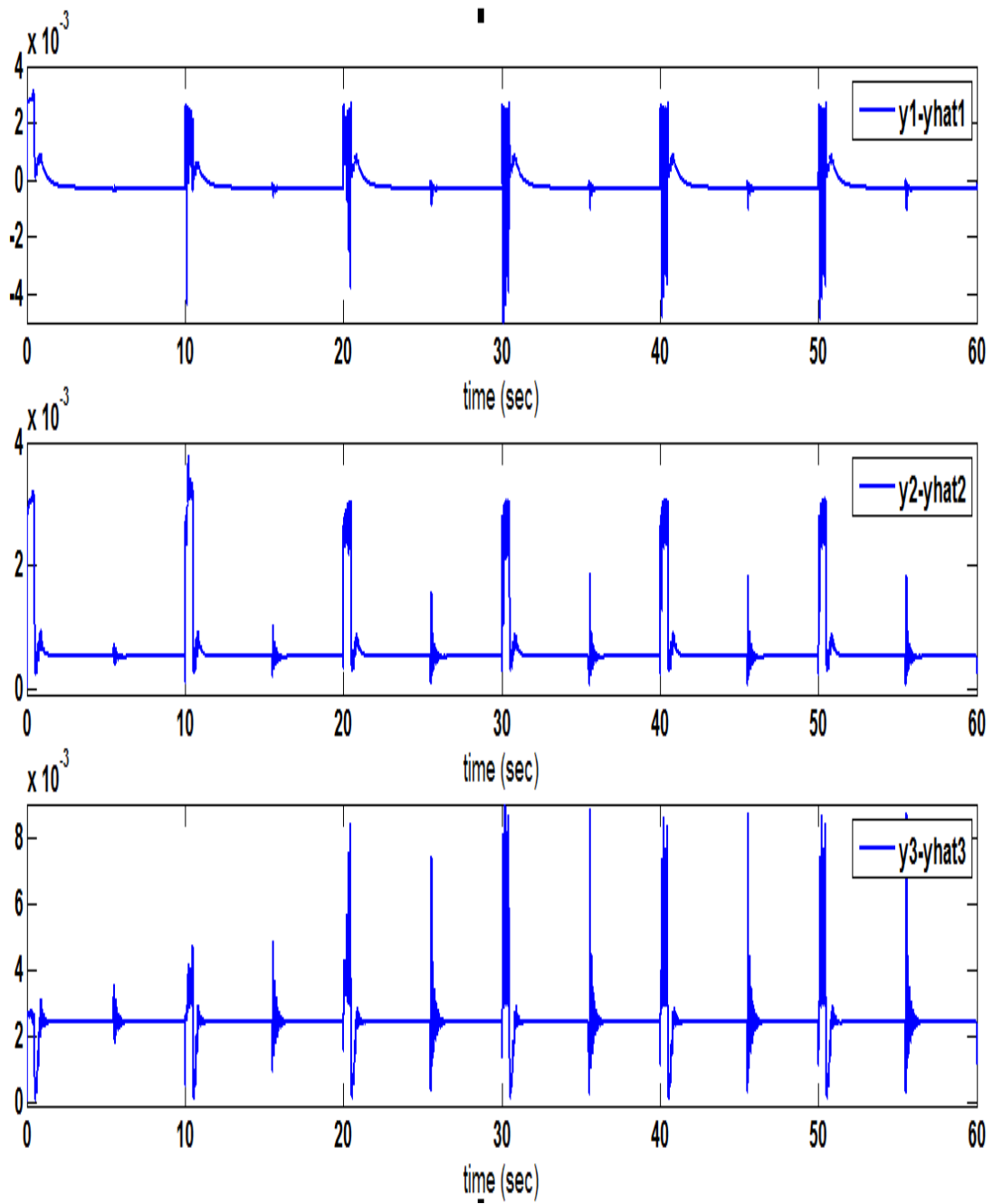
و در زیر نتایج شبیه‌سازی که شامل تخمین حالات و تخمین خروجی و بازسازی خطای ورودی پالسی

بوده نمایش داده شده است:

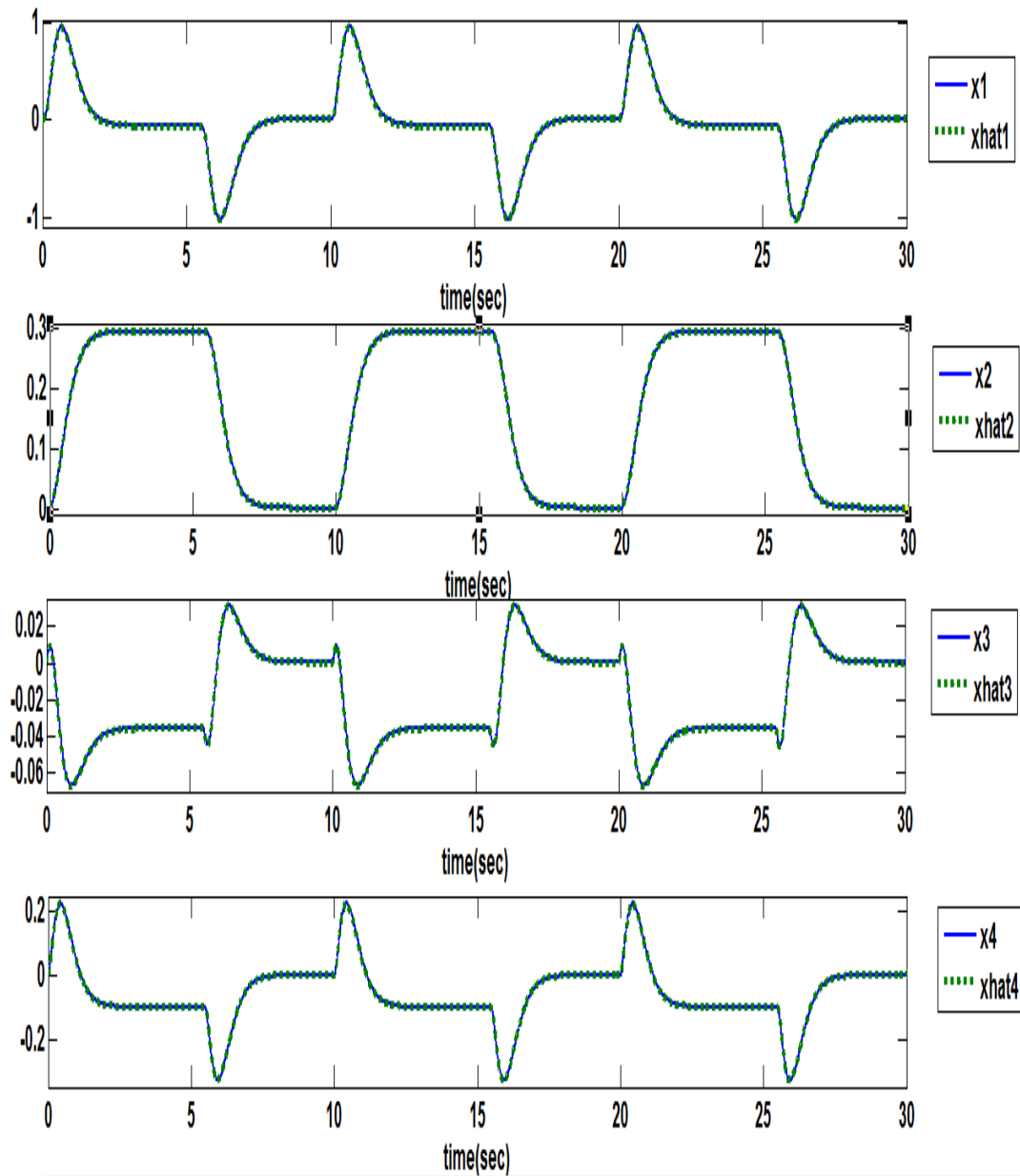


شکل (۲-۳) خروجی و تخمین خروجی بازای خطای پالسی

در شکل فوق y_1 بر حسب متر (m)، y_2 بر حسب رادیان (rad) و y_3 بر حسب متر بر ثانیه ($\frac{m}{s}$) می-
باشند.

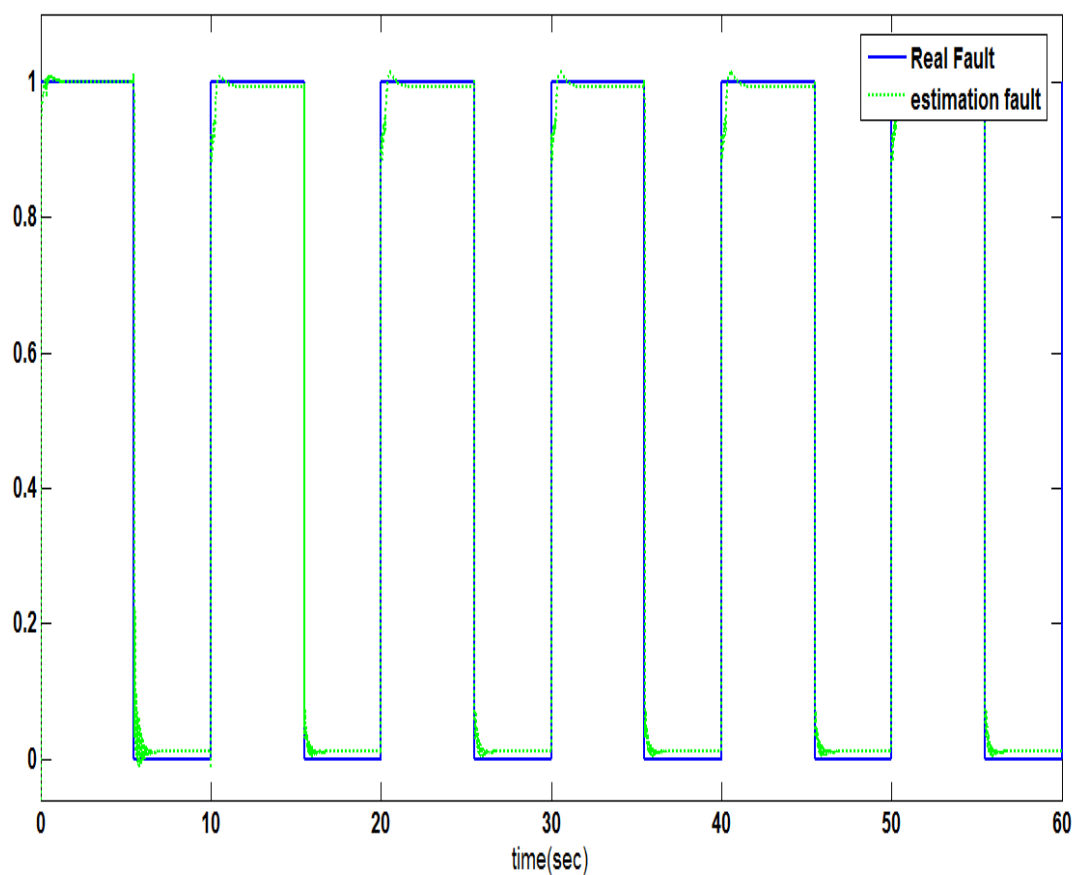


شکل (۳-۳) خطای تخمین خروجی بازای خطای پالسی



شکل (۳-۴) حالات و تخمین حالات بازای خطای پالسی

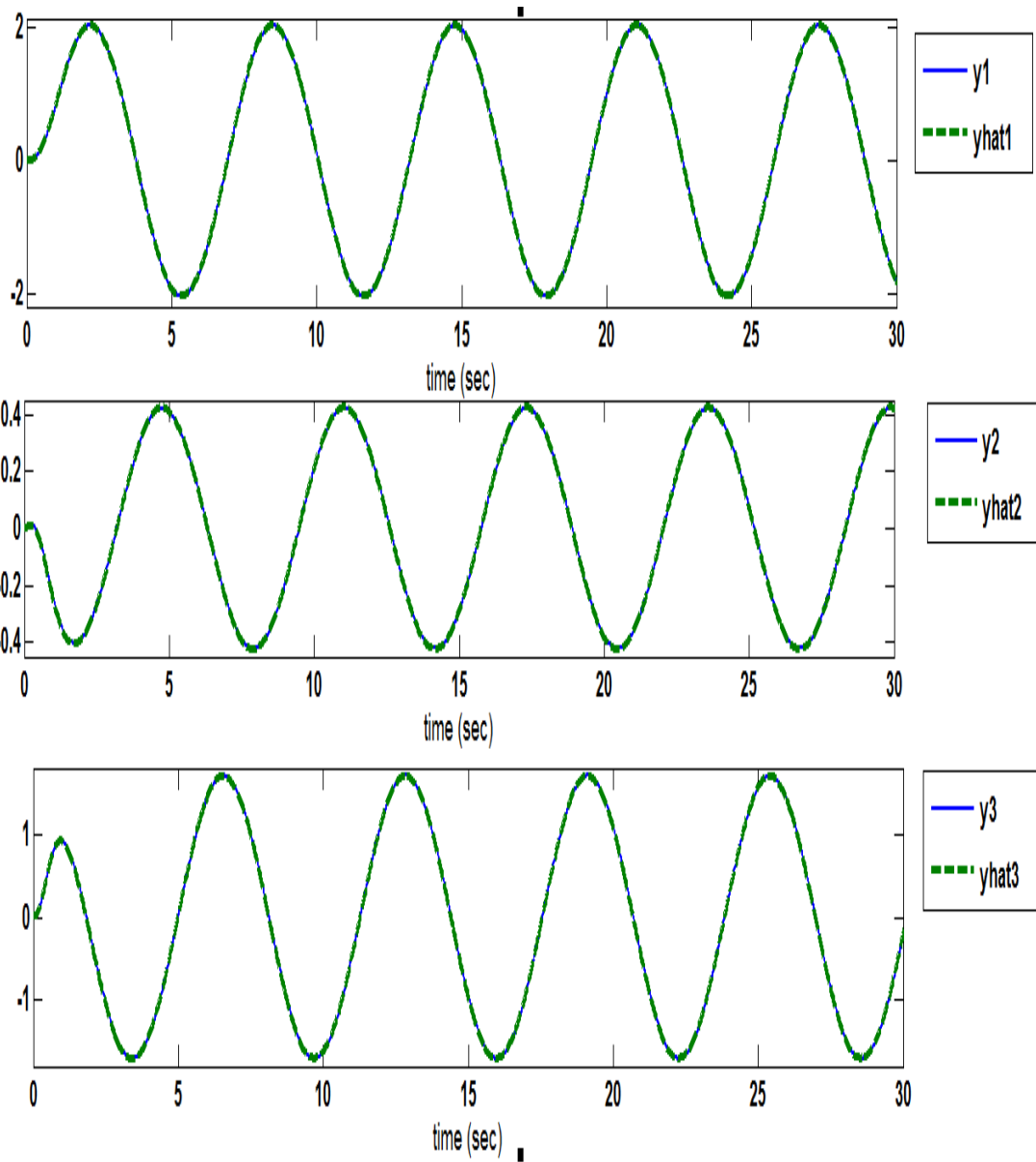
در شکل فوق x_1 موقعیت ارابه بر روی ریل بوده و بر حسب متر (m) می باشد، x_2 زاویه بین میله پاندول با راستای قائم بوده و بر حسب رادیان (rad) می باشد، x_3 سرعت ارابه روی ریل و بر حسب متر بر ثانیه و x_4 سرعت زاویه ای جسم m واقع در انتهای میله پاندول می باشد و بر حسب رادیان بر ثانیه ($\frac{rad}{s}$) است.



شکل (۳-۵) خطا و تخمین خطا بازای خطای پالسی

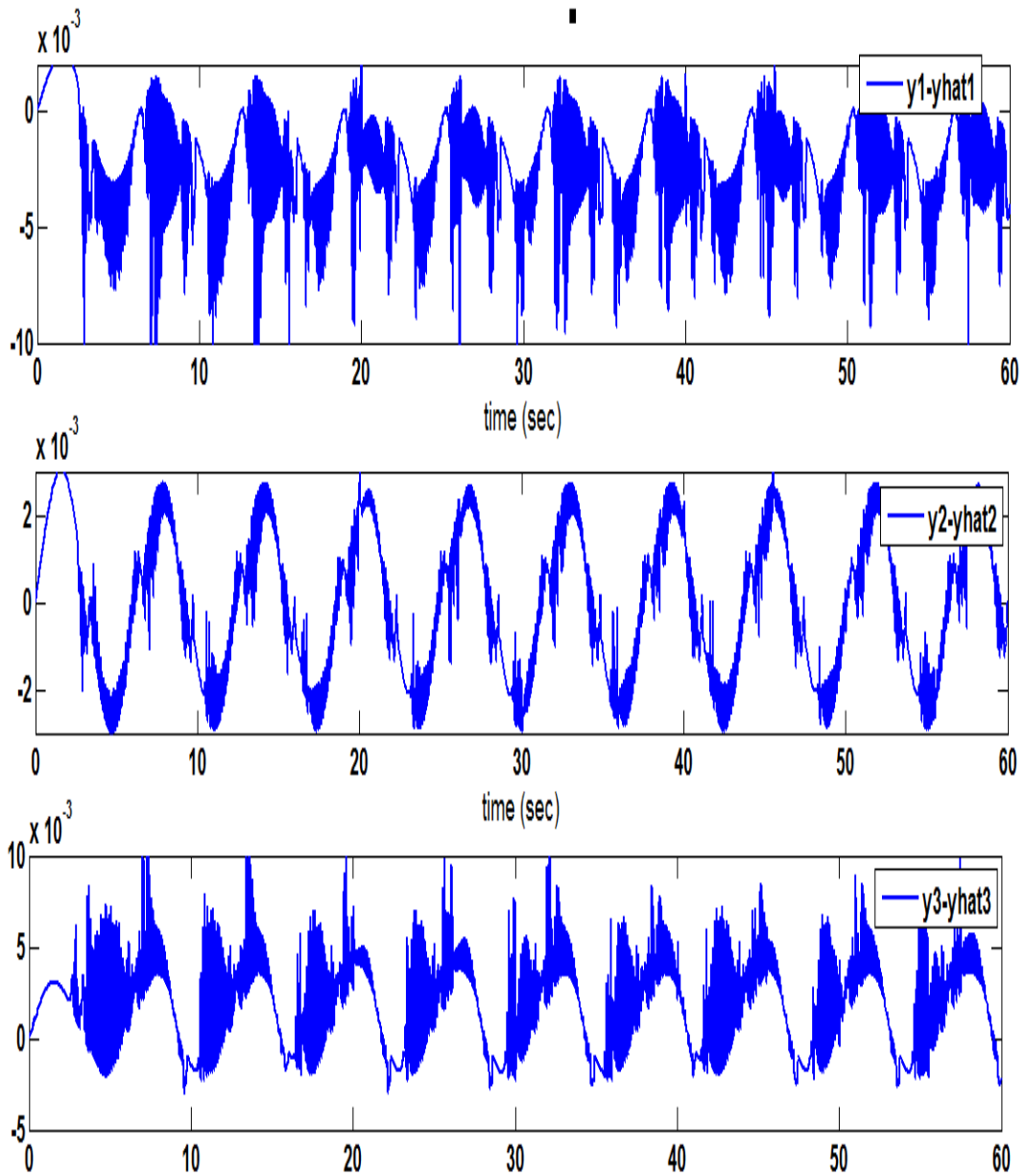
همانطور که از شکل‌های بالا پیداست روی‌تگر مود لغزشی ما با دقت قابل قبولی قادر به تخمین حالات، تخمین خروجی و تخمین خطای رخدادی در حسگر است.

حال در ادامه به اجرای روند فوق بازای خطای سینوسی می پردازیم و نتایج شبیه سازی را ارزیابی می کنیم.



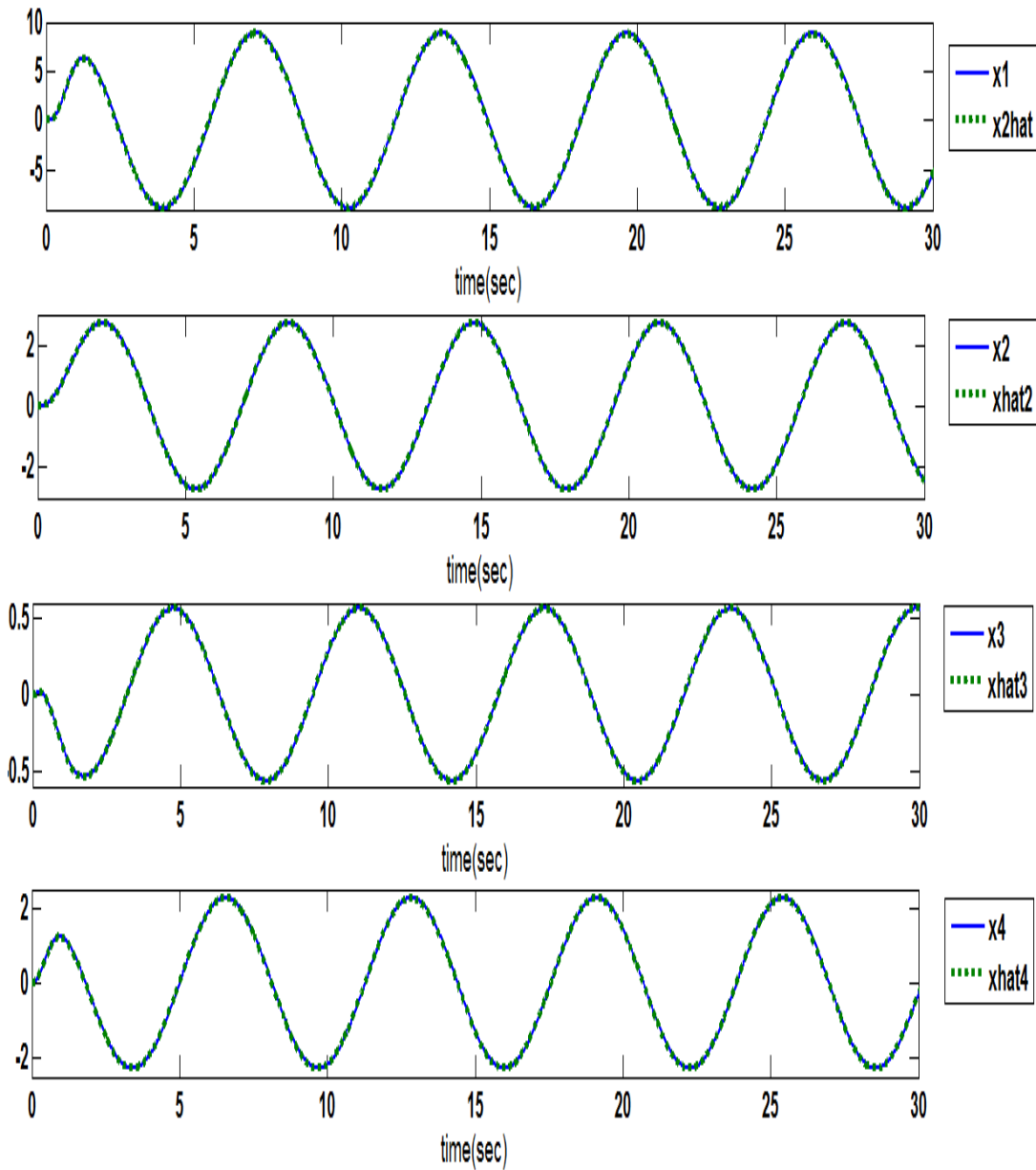
شکل (۳-۶) خروجی و تخمین خروجی بازای خطای سینوسی

در شکل فوق نیز y_1 بر حسب متر (m)، y_2 بر حسب رادیان (rad) و y_3 بر حسب متر بر ثانیه ($\frac{m}{s}$) می باشند.



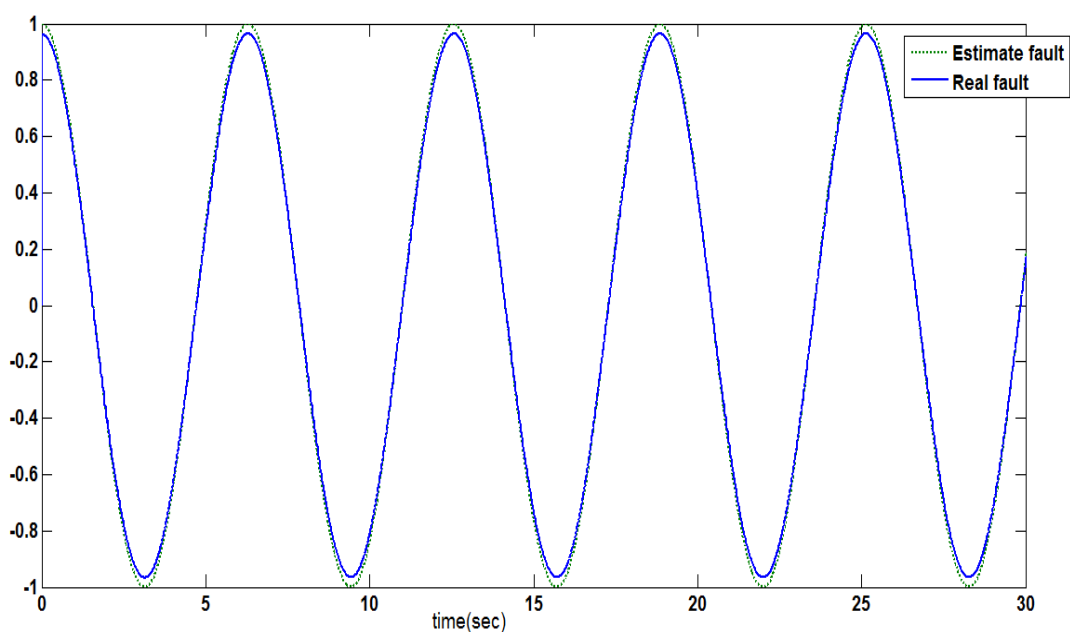
شکل (۷-۳) خطای تخمین خروجی بازای خطای سینوسی

شکل فوق اختلاف بین مقدار خروجی‌ها و تخمین آن‌ها را نشان می‌دهد که بیان‌کننده‌ی تخمین قابل قبولی از خروجی‌ها می‌باشد.



شکل (۳-۸) حالات و تخمین حالات بازای خطای سینوسی

این شکل که همزمان حالات سیستم و تخمین آن‌ها را نشان می‌دهد، x_1 موقعیت ارابه بر روی ریل بوده و بر حسب متر (m) می‌باشد، x_2 زاویه بین میله پاندول با راستای قائم بوده و بر حسب رادیان (rad) می‌باشد، x_3 سرعت ارابه روی ریل و بر حسب متر بر ثانیه و x_4 سرعت زاویه‌ای جسم m واقع در انتهای میله پاندول می‌باشد و بر حسب رادیان بر ثانیه ($\frac{rad}{s}$) است.



شکل (۳-۹) خطا و تخمین خطا بازای خطای سینوسی

نتیجه گیری:

در این فصل با تمرکز بر روی روییتگرهای مود لغزشی نوع والکتوزاک و ادواردزواسپرچن و نیز با محاسبه بهره‌های روییتگر سعی بر آن داشتیم تا بتوانیم حالات، خروجی و خطای رخدادی را در سیستم تخمین بزنیم در اینجا تکیه ما بر دقت بالای این روش‌ها در تخمین موارد فوق بود و مشاهده کردیم که با دقت بالایی موارد فوق را تخمین زده‌اند. لازم به ذکر است که روییتگر فوق قادر به تخمین و بازسازی هر نوع خطایی از قبیل نرم، ناگهانی و موقتی است که ما در نتایج شبیه سازی خطای موقتی و خطای نرم را شبیه سازی نمودیم.

فصل چهارم

رویتگر مود لغزشی مبتنی بر منطق فازی؛ به

منظور تشخیص و شناسایی خطا

۴-۱-منطق فازی

نظریه فازی در سال ۱۹۶۵ توسط پروفسور لطفی زاده ارائه گردید. سیستم‌های فازی در محدوده وسیعی همچون مهندسی کنترل، پردازش اطلاعات، پزشکی، صنعت موتور و ربات کاربرد دارند. استفاده از این نظریه برای سیستم‌هایی که به نوعی دچار تغییرات و عدم قطعیت می‌باشند کاربرد فراوانی پیدا کرده است [۲۵].

ساختار یک سیستم استنتاج فازی از قسمت‌های اصلی زیر تشکیل شده است:

۱. پایگاه قواعد: شامل تعدادی قاعده فازی می‌باشد.
۲. پایگاه داده: توابع عضویت مجموعه‌های فازی را که در قواعد فازی استفاده شده است، را مشخص می‌کند.
۳. موتور استنتاج: عملیات استنتاج را بر اساس قواعد انجام می‌دهد.
۴. فازی ساز: ورودی‌های غیر فازی را به مقادیر فازی تبدیل می‌کند.
۵. غیر فازی ساز: نتایج استنتاج فازی را به خروجی غیر فازی تبدیل می‌کند.

۴-۱-۱-مجموعه‌های فازی:

مجموعه‌های فازی به وسیله‌ی یک تابع عضویت که مقادیری در بازه $[0,1]$ اختیار می‌کند، مشخص می‌شوند. نحوه نمایش یک مجموعه فازی در فضای جهانی U به صورت زیر است:

$$A = \{(x, \mu_{A(x)}) \mid x \in U\} \quad (1-4)$$

$\mu_{A(x)}$ تابع عضویت نامیده می‌شود.

۴-۱-۲-توابع عضویت:

تابع عضویت یک منحنی است که چگونگی نگاشت فضای ورودی را به بازه $[0,1]$ مشخص می-کند. مقدار $\mu_A(x)$ بیانگر مقدار عضویت یا درجه عضویت x در مجموعه مرجع است که مقدار عضویت نیز بیانگر درجه تعلق x به مجموعه فازی A می باشد.

$$\mu_{A(x)} : X \rightarrow [0,1] \quad (2-4)$$

چندین نوع توابع عضویت همانند تابع عضویت های گوسی، دوزنقه ای، مثلثی و... وجود دارند.

۴-۱-۳- عملگرهای فازی:

عملگر مکمل که معادل عملگر منطقی NOT است.

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (3-4)$$

عملگر اجتماع که معادل عملگر منطقی OR است.

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (4-4)$$

عملگر اشتراک که معادل عملگر منطقی AND است.

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (5-4)$$

۴-۱-۳- قوانین اگر-آنگاه فازی:

{if X is A then y is B }

(۶-۴)

به طوریکه B و A که توسط مجموعه‌های فازی روی دامنه X و y مشخص شده‌اند، قسمت X is A مقدم یا فرض نامیده می‌شود و قسمت y is B نتیجه یا تالی نامیده می‌شود [۲۴].

۴-۲- مدل فازی سوگینو:

این مدل فازی که به نام مدل TSK شناخته می‌شود، توسط تاکاگی ($Takagi$)، سوگینو ($Sugeno$) و کانگ ($Kang$) در تلاش برای دست یافتن به روشی سیستماتیک برای یافتن قوانین فازی از یک مجموعه اطلاعات ورودی-خروجی، معرفی گردید. برای نمونه یک قانون فازی در مدل سوگینو به ترتیب زیر بیان می‌شود [۲۷]:

if x is A then $y = f(x)$

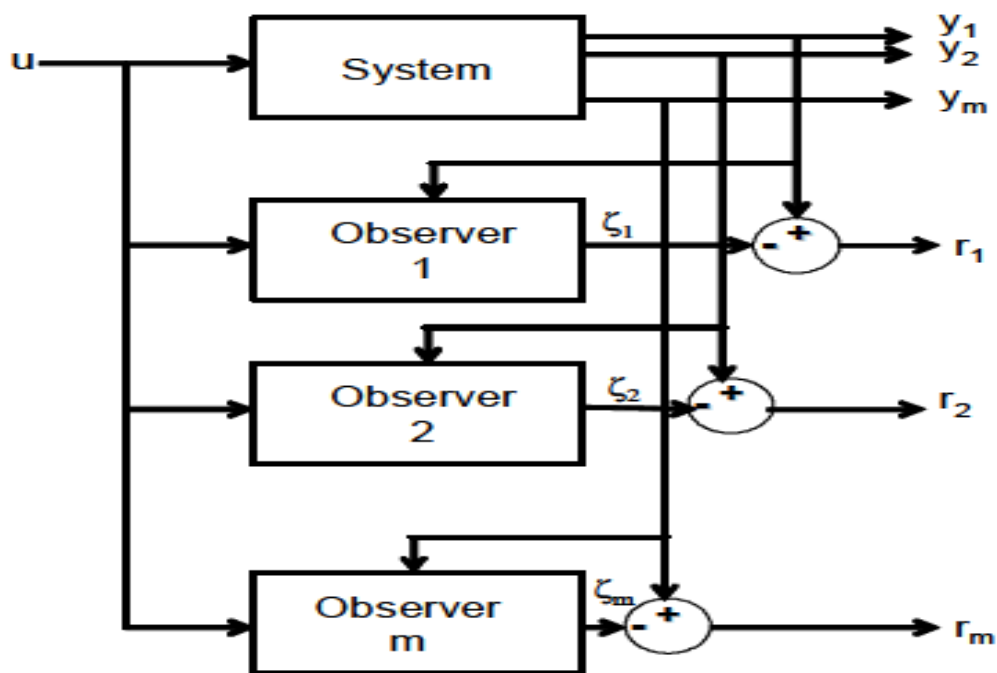
(۷-۴)

A مجموعه فازی در مقدم و $y = f(x)$ یک تابع غیر فازی در تالی جمله شرطی فوق می‌باشد. معمولاً $y = f(x)$ یک چند جمله‌ای از متغیر ورودی x می‌باشد.

اگر $y = f(x)$ یک چند جمله‌ای درجه اول باشد سیستم استنتاج فازی را مدل فازی درجه اول سوگینو می‌نامند.

وقتی $y = f(x)$ یک مقدار ثابت داشته باشد، مدل فازی، درجه صفر سوگینو نامیده می‌شود. چون هر قانون یک خروجی غیر فازی دارد، خروجی‌ها توسط یک متوسط وزنی بدست می‌آید و بنابراین از غیر فازی کردن که وقت‌گیر است جلوگیری می‌شود.

۴-۳- روش طراحی روی‌تگر تشخیص خطای حسگر



شکل (۱-۴) طرح کلارک برای شناسایی خطا [۳۴]

در شکل (۱-۴) یک طرح اختصاص یافته برای شناسایی خطا توسط کلارک در کتاب [۳۴] ارائه شده است؛ که در آن خروجی و ورودی‌های سیستم توسط سیگنال‌های منظور نشان داده است. طبق شکل (۱-۴) خطاهایی که در خروجی و در حسگر رخ می‌دهد؛ به عنوان سیگنالی به خروجی منتقل می‌گردد. برای مثال سیستم (۱-۴) ارائه شده به متغیرهای زیر را در نظر بگیرید:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y_i(t) = C_i x(t) + f_{si}(t) \end{cases} \quad (۱-۴)$$

که در آن بردار حالت، $x(t) \in R^n$ بردار خروجی و $y_i(t) \in R^q$ بردار خطای حسگر است. تاثیر خطای حسگر در اجزای بردار خروجی $y_i(t)$ نمود پیدا می‌کند. بدون از دست دادن کلیت قضیه ما فرض می‌کنیم سیستم مشاهده پذیر و جفت (A, C_i) نیز مشاهده پذیر است. که در آن C_i ، \dot{t} مین

خط از ماتریس C است. حال برای تخمین حالات یک رویتر لوئبرگر استفاده شده است که به صورت (۹-۴) است

$$\begin{cases} \dot{\xi}(t) = A\xi(t) + Bu(t) + L(y_i(t) - \hat{y}_i(t)) \\ \hat{y}_i(t) = C_i\xi(t) \end{cases} \quad (9-4)$$

که در آن بردار تخمین حالات و $\hat{y}_i(t) \in R^q$ بردار تخمین خروجی است.

با توجه به رویتر شکل (۱-۴) سیگنال مانده‌ای به علت اختلاف بین خروجی تخمین زده شده و واقعی، ایجاد شده است که به صورت (۱۰-۴) است

$$r(t) = y_i(t) - \hat{y}_i(t) \quad (10-4)$$

و خطای تخمین حالت

$$e(t) = x(t) - \xi(t) \quad (11-4)$$

و نیز همچنین داریم

$$\dot{e}(t) = \dot{x}(t) - \dot{\xi}(t) \quad (12-4)$$

با استفاده از معادلات (۱۲-۴) و (۹-۴) و (۸-۴) داریم:

$$\dot{e}(t) = (A - LC_i)e(t) - Lf_{si}(t) \quad (13-4)$$

که L طوری تنظیم می‌گردد که $A - LC_i$ راوٹ باشد، پس در صورت عدم حضور خطا $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$. بنابراین سیگنال مانده به صورت زیر است:

$$r(t) = C_i e(t) + f_{si}(t) \quad (4-14)$$

4-4- طراحی رویتر مود لغزشی فازی، جهت شناسایی خطا

تشخیص و شناسایی خطا در سیستم‌های دینامیکی غیرخطی یکی از مهم‌ترین چالش‌هایی است که با آن روبرو هستیم که ما در اینجا می‌خواهیم با استفاده از مود لغزشی مبتنی بر منطق فازی به بررسی این موضوع پردازیم. برای تحقق امر فوق رویترهای غیرخطی، رویترهای ورودی ناشناخته و رویترهای مبتنی بر مود لغزشی که مبنای کار همه آنها بر پایه مود لغزشی است، استفاده شده است [35]. با توجه به اهمیت مود لغزشی در این فصل بنا داریم تا با استفاده از مود لغزشی مبتنی بر منطق فازی سعی در تشخیص خطا با استفاده بر تحلیل سیگنال مانده اهتمام بورزیم. چرا که همان‌طور که در قبل ذکر شد؛ روش‌های مبتنی بر رویتر تشخیص خطا، با استفاده از این سیگنال مانده خطا را به ما معرفی می‌کنند.

سیگنال مانده تولید شده توسط رویتر مودلغزشی فازی، نه تنها معرف خطاست بلکه برای تخمین حالات و متغیرهای کنترلی نیز استفاده می‌شود. شکل (4-2) شمای کلی رویتر مودلغزشی فازی را که در آن از نوع مدل تاکاگی سوگنو کانگ استفاده شده است را نشان می‌دهد. که در آن با استفاده از دستورات و قوانین **IF-THEN** روابط بین ورودی و خروجی را برای سیستم بیان می‌کنند. طرح اصلی مدل فازی تاکاگی سوگنو کانگ، در واقع بیان کردن قوانین فازی برای هر یک از زیرمجموعه‌هایی از دینامیک کلی سیستم است. حال در ادامه به معرفی و نحوه ایجاد قوانین خواهیم پرداخت.

قوانین و طراحی منطق فازی مطلوب:

IF $z_1(t)$ is M_{1i} and ... and $z_p(t)$ is M_{pi} THEN

$$\sum_i: \begin{cases} \dot{x}(t) = A_i x(t) + B_i u(t) \\ y_l(t) = C_{il} x(t) + f_{sl}(t) \end{cases} \quad l = 1, \dots, m. \quad \& \quad i = 1, \dots, r. \quad (15-4)$$

که در آن $x(t) \in R^n$ بردار حالت، $u(t) \in R^p$ بردار ورودی، $y_l(t) \in R^m$ لامین بردار خروجی اندازه گیری شده که به خطا و حالات سیستم وابسته است، (A_i, B_i, C_{il}) ماتریس های متغیر با ابعاد مناسب هستند که C_{il} لامین خط از ماتریس C_i و $f_{sl}(t)$ نیز بردار خطای حسگر است.

IF- $z(t)$ بردار متغیرهای اساسی، M_{pi} دستگاه فازی، m تعداد اقدامات فازی و r تعداد قوانین

.THEN

$$\text{if } z_1(t) \text{ is } M_{11} \text{ then } \begin{cases} \dot{x}(t) = A_1 x(t) + B_1 u(t) \\ y_1(t) = C_{11} x(t) + f_{s1}(t) \end{cases}$$

$$\text{if } z_2(t) \text{ is } M_{22} \text{ then } \begin{cases} \dot{x}(t) = A_2 x(t) + B_2 u(t) \\ y_1(t) = C_{21} x(t) + f_{s1}(t) \end{cases}$$

$$\text{if } z_3(t) \text{ is } M_{33} \text{ then } \begin{cases} \dot{x}(t) = A_3 x(t) + B_3 u(t) \\ y_1(t) = C_{31} x(t) + f_{s1}(t) \end{cases}$$

$$\text{if } z_4(t) \text{ is } M_{44} \text{ then } \begin{cases} \dot{x}(t) = A_4 x(t) + B_4 u(t) \\ y_1(t) = C_{41} x(t) + f_{s1}(t) \end{cases}$$

$$\text{if } z_1(t) \text{ is } M_{15} \text{ then } \begin{cases} \dot{x}(t) = A_5 x(t) + B_5 u(t) \\ y_2(t) = C_{52} x(t) + f_{s2}(t) \end{cases}$$

$$\text{if } z_2(t) \text{ is } M_{26} \text{ then } \begin{cases} \dot{x}(t) = A_6 x(t) + B_6 u(t) \\ y_2(t) = C_{62} x(t) + f_{s2}(t) \end{cases}$$

$$\text{if } z_3(t) \text{ is } M_{37} \text{ then } \begin{cases} \dot{x}(t) = A_7 x(t) + B_7 u(t) \\ y_2(t) = C_{72} x(t) + f_{s2}(t) \end{cases}$$

$$\text{if } z_4(t) \text{ is } M_{48} \text{ then } \begin{cases} \dot{x}(t) = A_8 x(t) + B_8 u(t) \\ y_2(t) = C_{82} x(t) + f_{s2}(t) \end{cases}$$

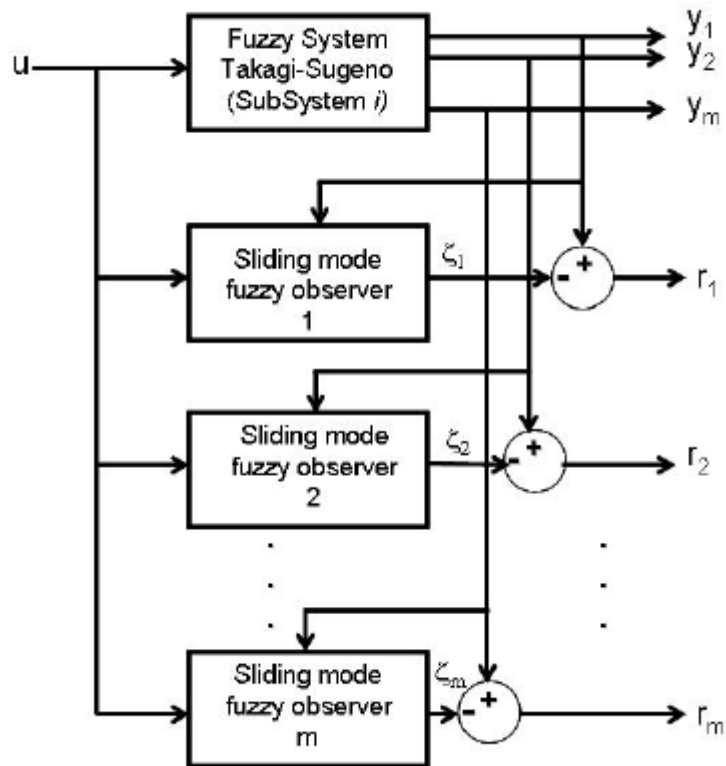
$$\begin{aligned}
\text{if } z_1(t) \text{ is } M_{19} \text{ then } & \begin{cases} \dot{x}(t) = A_9x(t) + B_9u(t) \\ y_3(t) = C_{93}x(t) + f_{s3}(t) \end{cases} \\
\text{if } z_2(t) \text{ is } M_{210} \text{ then } & \begin{cases} \dot{x}(t) = A_{10}x(t) + B_{10}u(t) \\ y_3(t) = C_{103}x(t) + f_{s3}(t) \end{cases} \\
\text{if } z_3(t) \text{ is } M_{311} \text{ then } & \begin{cases} \dot{x}(t) = A_{11}x(t) + B_{11}u(t) \\ y_3(t) = C_{113}x(t) + f_{s3}(t) \end{cases} \\
\text{if } z_4(t) \text{ is } M_{412} \text{ then } & \begin{cases} \dot{x}(t) = A_{12}x(t) + B_{12}u(t) \\ y_1(t) = C_{123}x(t) + f_{s3}(t) \end{cases}
\end{aligned}$$

با $u(t)$ بردار ورودی داده شده، بردار حالت و خروجی سیستم به صورت زیر حاصل می شوند [۲۷].

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r \omega_i(z(t)) \{A_i x(t) + B_i u(t)\} \\ y_l(t) = \sum_{i=1}^r \omega_i(z(t)) \{C_{il}x(t) + f_{sl}(t)\} \end{cases} \quad (۱۶-۴)$$

که در آن $\omega_i(z(t))$ وزن توابع تعلق در $z(t)$ است که باید در رابطه (۴-۱۷) صدق کند.

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^r \omega_i = 1 \\ 0 \leq \omega_i(z(t)) \leq 1 \end{cases} \quad (۱۷-۴)$$



شکل (۲-۴) طرح رویگر مود لغزشی فازی

همان‌طور که از بالا پیداست طراحی رویگر مود لغزشی فازی به‌گونه ایست که با استفاده از تعدادی زیر مجموعه و قسمت بندی کل شکل به قسمت‌های کوچک تر مدل فازی تاکاگی سوگنو کانگ را پیاده کرده و حالات سیستم را تخمین می‌زند. در حالت کلی رویگر فازی به صورت (۴-۱۸) است.

$$\begin{cases} \dot{\xi}_i(t) = \sum_{i=1}^r \omega_i(z(t)) \{A_i \xi_i(t) + B_i u(t) + L_i (y_i(t) - \hat{y}_i(t)) + \phi_i(t)\} \\ \hat{y}_i(t) = \sum_{i=1}^r \omega_i(z(t)) C_{ii} x(t) \xi_i(t) \end{cases}$$

(۴-۱۸)

که در آن $\omega_i(z(t))$ همان وزن های مشابه استفاده شده در مدل فازی تاکاگی و $\phi_l(t) \in R^m$ بردار گسسته مود لغزشی است.

به منظور همگرایی رویتر مود لغزشی، خطای تخمین حالات به صورت $e(t) = x(t) - \xi(t)$ و $\dot{e}(t) = \dot{x}(t) - \dot{\xi}(t)$ تعریف می شود. با استفاده از معادلات (۴-۱۶) و (۴-۱۸) داریم:

$$\dot{e}_l(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \omega_i \omega_j \{ \bar{A}_{ijl} e_l(t) - L_i f_{sl}(t) - \phi_l(t) \} \quad (۴-۱۹)$$

که در آن $\bar{A}_{ijl} = (A_i - L_i C_{il})$ خطای تخمین خطی همگرا شده است که نتایج زیر را می توان از آن بیان نمود.

قضیه ۱ با در نظر گرفتن مدل تاکاگی سوگنو کانگ فازی (۴-۱۶) و با این فرض که N_i ماتریس مثبت معین و P ارضا کننده نامساوی ماتریسی خطی^۱ است می نویسیم

$$PA_i + A_i^T P - C_i^T N_i^T - N_i C_i < 0 \quad (۴-۲۰)$$

و $\phi_l(t)$ هم چنین تابع ارضا کننده رابطه زیر باشد

$$\phi_l(t) = K_i \frac{\tilde{e}_l(t)}{\|\tilde{e}_l(t)\|} \quad (۴-۲۱)$$

که در آن $\tilde{e}_l(t) = \sum_{i=1}^r \omega_i C_{il} e_l(t) + f_{sl}(t)$ با $K_i > 0$ ، حال رویتر مود لغزشی فازی (۴-۱۸) با $L_i = P^{-1} N_i$ همگرایی خطای تخمین را به صفر تضمین می کند [۲۴].

اثبات: تابع لیاپانوف زیر را در نظر بگیرید:

^۱linear matrix inequalities (LMIs)

$$v(t) = e_l^T(t) P e_l(t) \quad (22-4)$$

با مشتق گیری از رابطه فوق داریم:

$$\dot{v}(t) = e_l^T(t) P \dot{e}_l(t) + \dot{e}_l^T(t) P e_l(t) \quad (23-4)$$

با استفاده از (18-4) و (22-4) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{v}(t) = e_l^T(t) P \left(\sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \omega_i \omega_j \{ \bar{A}_{ijl} e_l(t) - L_i f_{sl}(t) - \phi_l(t) \} \right) + \\ \left(\sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \omega_i \omega_j \{ \bar{A}_{ijl} e_l(t) - L_i f_{sl}(t) - \phi_l(t) \} \sum_{j=1}^r \omega_i \omega_j \right)^T P e_l(t) \end{aligned} \quad (24-4)$$

$$\begin{aligned} \dot{v}(t) = e_l^T(t) \left(P \bar{A}_{ijl} + \bar{A}_{ijl}^T P \right) e_l(t) \\ + \sum_{i=1}^r \omega_i \{ -e_l^T(t) P L_i f_{sl}(t) - e_l^T(t) P \phi_l(t) \} \\ + \sum_{i=1}^r \omega_i \{ -(L_i f_{sl}(t))^T P e_l(t) - \phi_l^T(t) P e_l(t) \} \end{aligned} \quad (25-4)$$

با استفاده از معادله (20-4) اولین ترم سمت راست تساوی فوق مقداری معین منفی است؛ حال می

توان معادله فوق را به صورت زیر نوشت:

$$\dot{v}(t) \leq -\gamma \|e_l(t)\|^2 + \sum_{i=1}^r \omega_i \{ -2e_l^T(t) P L_i f_{sl}(t) - 2e_l^T(t) P \phi_l(t) \} \quad (26-4)$$

حال با در نظر گرفتن ترم گسسته معادله (۲۱-۴) داریم:

$$\dot{v}(t) \leq -\gamma \|e_l(t)\|^2 + \sum_{i=1}^r \omega_i \left[2 \|P e_l(t)\| \|L_i f_{sl}(t)\| - 2 e_l^T(t) P K_i \frac{\tilde{e}_l(t)}{\|\tilde{e}_l(t)\|} \right] \quad (۲۷-۴)$$

$$\dot{v}(t) \leq -\gamma \|e_l(t)\|^2 \|\tilde{e}_l(t)\| + 2 \sum_{i=1}^r \omega_i [\|P e_l(t)\| \|f_{sl}(t)\| \|L_i\| \|\tilde{e}_l(t)\| - e_l^T(t) P K_i \tilde{e}_l(t)] \quad (۲۸-۴)$$

حال به منظور $\dot{v}(t) \leq 0$ باید

$$-\gamma \|e_l(t)\|^2 \|\tilde{e}_l(t)\| + 2 \sum_{i=1}^r \omega_i [\|P e_l(t)\| \|f_{sl}(t)\| \|L_i\| \|e_l(t)\| - e_l^T(t) P K_i \tilde{e}_l(t)] \leq 0 \quad (۲۹-۴)$$

باشد همچنین:

$$-\gamma \|e_l(t)\|^2 \sum_{i=1}^r \omega_i \|C_{il} e_l(t) + f_{sl}(t)\| + 2 \sum_{i=1}^r \omega_i \left(\|P e_l(t)\| \|L_i\| \|f_{sl}(t)\| \|C_{il} e_l(t) + f_{sl}(t)\| - e_l^T(t) P K_i (C_{il} e_l(t) + f_{sl}(t)) \right) \leq 0 \quad (۳۰-۴)$$

$$\sum_{i=1}^r \omega_i \|P\| \|L_i\| \|f_{sl}(t)\|^2 + \left[\sum_{i=1}^r \omega_i \|P\| \|e_l(t)\| \|L_i\| \|C_{il}\| + \sum_{i=1}^r \omega_i \|P\| \|K_i\| - \frac{1}{2} \gamma \|e_l(t)\| \right] \|f_{sl}(t)\| - \left[\sum_{i=1}^r \omega_i \|P\| \|e_l(t)\| \|K_i\| \|C_{il}\| + \frac{1}{2} \gamma \|e_l(t)\|^2 \sum_{i=1}^r \omega_i \|C_{il}\| \right] \leq 0 \quad (۳۱-۴)$$

حال اگر خطا ارضا کننده رابطه (۳۲-۴)

$$\|f_{sl}(t)\| \leq \frac{-\beta + \sqrt{\beta^2 - 4\alpha\delta}}{2\alpha} \quad (32-4)$$

که در آن:

$$\alpha = \sum_{i=1}^r \omega_i \|P\| \|L_i\|$$

$$\beta = \sum_{i=1}^r \omega_i \|P\| \|e_l(t)\| \|L_i\| \|C_{il}\| + \sum_{i=1}^r \omega_i \|P\| \|K_i\| - \frac{1}{2} \gamma \|e_l(t)\|$$

$$\delta = \sum_{i=1}^r \omega_i \|P\| \|e_l(t)\| \|K_i\| \|C_{il}\| + \frac{1}{2} \gamma \|e_l(t)\|^2 \sum_{i=1}^r \omega_i \|C_{il}\| \quad (33-4)$$

باشد.

آنگاه $\dot{v}(t) \leq 0$ و بنابراین $\lim_{x \rightarrow \infty} e_l(t) = 0$. توجه داشته باشیم که $f_{sl}(t) \propto \|e_l(t)\|$ و K_i تعیین کننده محدوده‌ای برای خطای $f_{sl}(t)$ است. حال در ادامه با این فرض که $\|f_{sl}(t)\| \leq M\varepsilon$ که در آن $M > 0$ می‌توان شرایط زیر را در نظر گرفت:

(۱) اگر $\|e_l(t)\| < \varepsilon$ و $\|f_{sl}(t)\| \leq M\varepsilon$ آنگاه $\dot{v}(t) \leq 0$ و $e_l(t) \rightarrow 0$.

(۲) اگر $\|e_l(t)\| < \varepsilon$ و $\|f_{sl}(t)\| > M\varepsilon$ آنگاه $\dot{v}(t) > 0$ و $e_l(t) \rightarrow \infty$ نهایتاً $\|e_l(t)\| > \varepsilon$ به عنوان یک مانده فعال عمل می‌کند.

(۳) اگر $\|e_l(t)\| > \varepsilon$ و $\|f_{sl}(t)\| \leq M\varepsilon$ آنگاه $e_l(t) \rightarrow 0$.

(۴) اگر $\|e_l(t)\| > \varepsilon$ و $\|f_{sl}(t)\| > M\varepsilon$ آنگاه $\dot{v}(t) > 0$. خطا از مقدار تقریب کمتر شده و خواهیم داشت $\|e_l(t)\| < \varepsilon$.

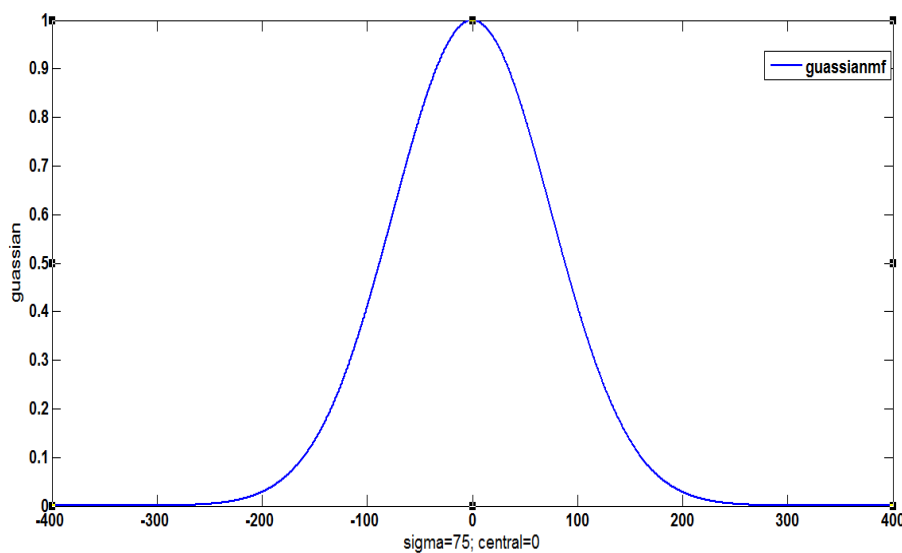
بنابراین بنابر در رابطه (۳۲-۴) خطای تخمین به صفر همگرا می‌شود.

۴-۵- شبیه سازی پاندول معکوس

با توجه به معیارهایی که در سیستم پاندول معکوس در فصل قبل ذکر شده بود، در این فصل نیز می خواهیم روال طی شده در فصل سوم را بر روی این سیستم پیاده کرده و نتایج شبیه سازی را مشاهده کنیم. توابع تعلق بکار گرفته شده در این سیستم از نوع گوسین بوده که به صورت

$$\exp\left(-\left(\frac{x_i - \bar{x}_i^l}{\sigma}\right)^2\right)$$

آمده است. که در شکل (۳-۴)



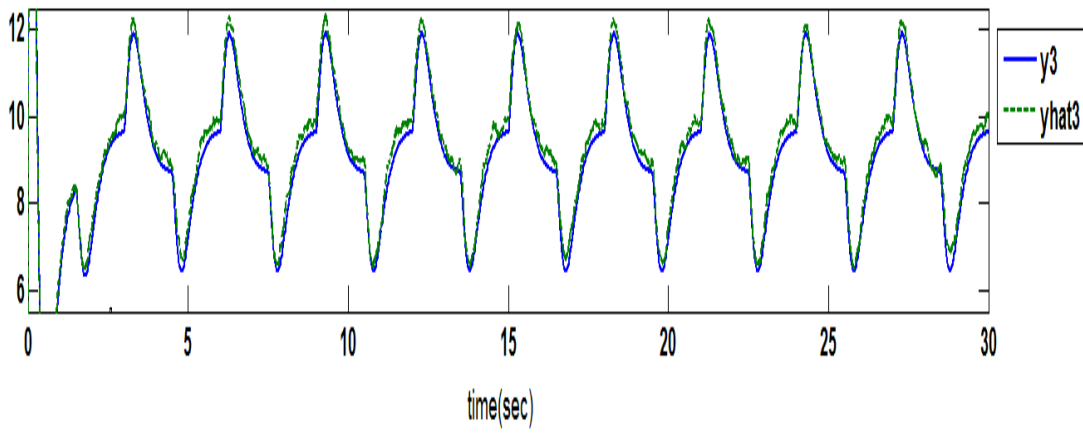
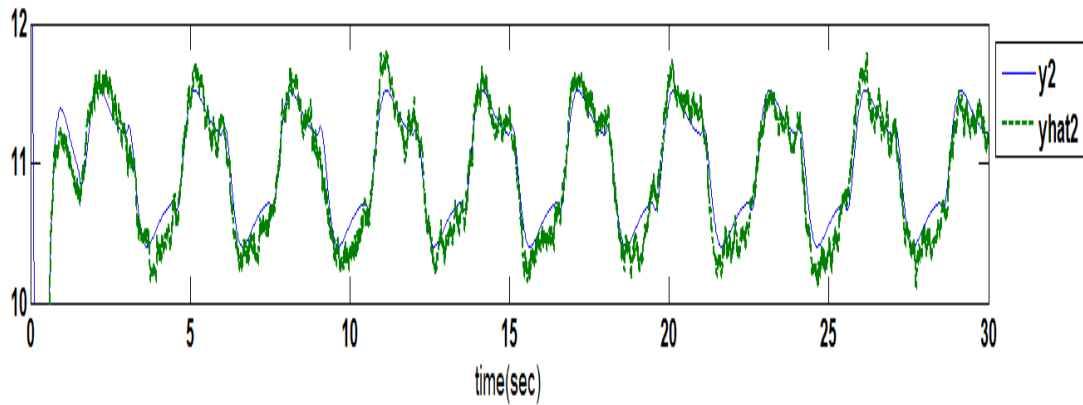
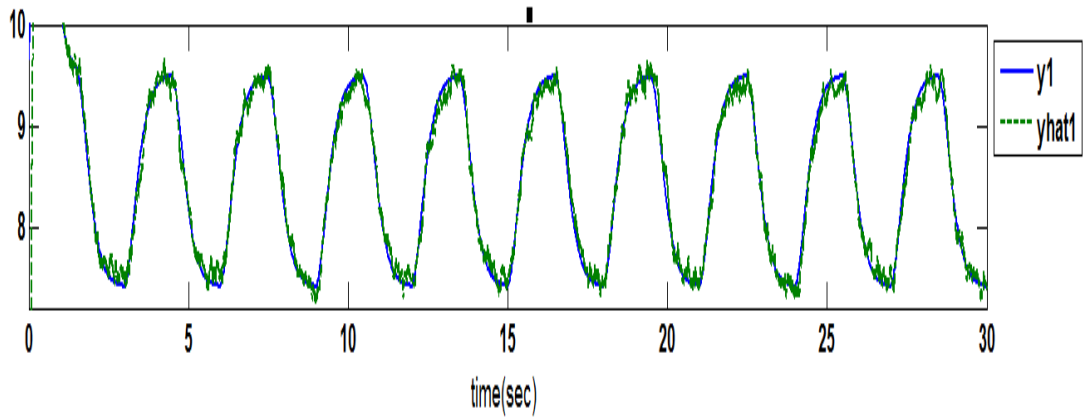
شکل (۳-۴) توابع تعلق گوسین فازی

مدل تاکاگی سوگنو فازی به صورت زیر است:

$$F(x) = \frac{\sum_{l=1}^m y^l \prod_{i=1}^n \exp\left(-\left(\frac{x_i - \bar{x}_i^l}{\sigma}\right)^2\right)}{\sum_{l=1}^m \prod_{i=1}^n \exp\left(-\left(\frac{x_i - \bar{x}_i^l}{\sigma}\right)^2\right)}$$

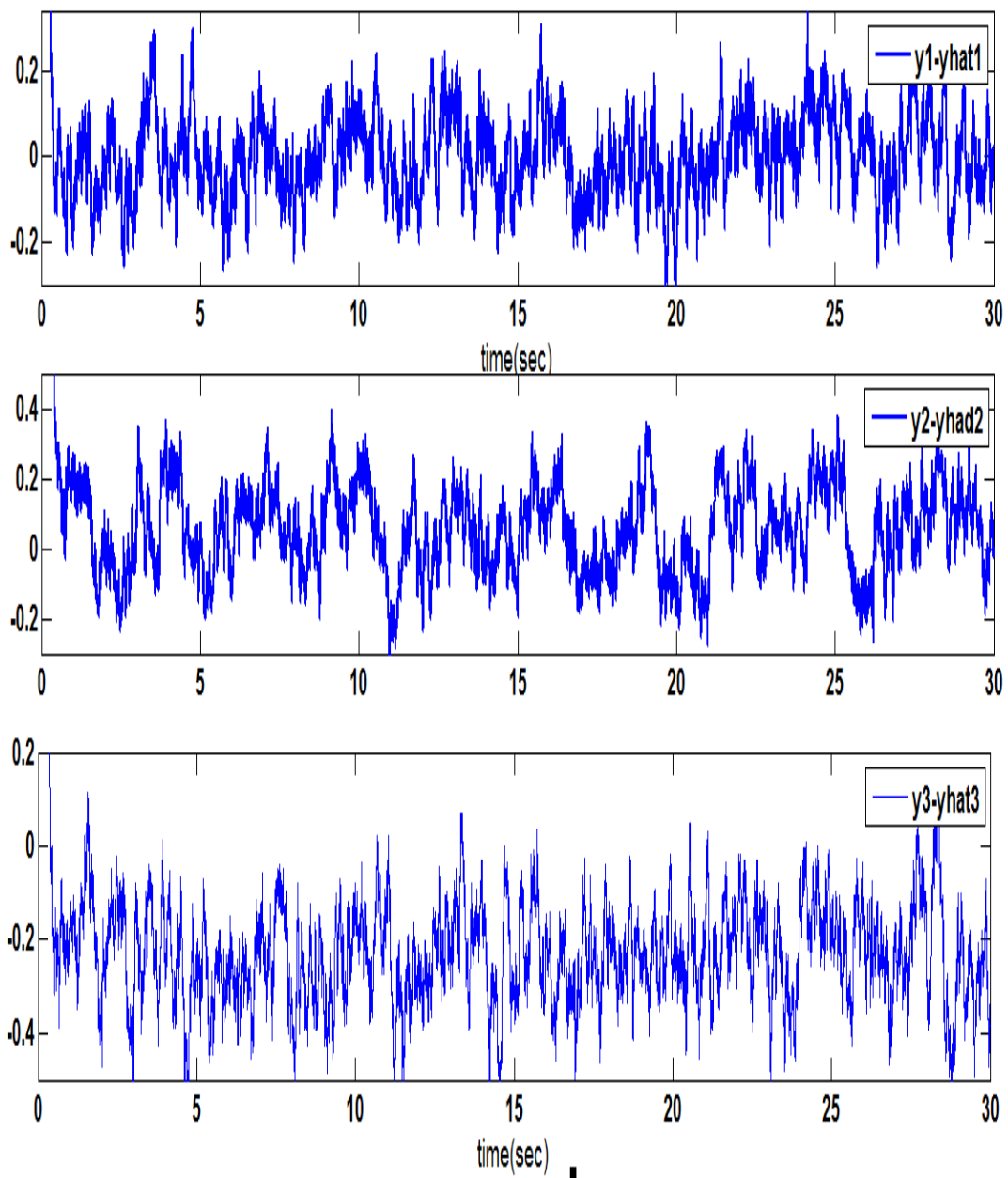
سیستم و معادلات حالت سیستم پاندول معکوس در فصل قبل ذکر شده و در اینجا از تکرار آن خودداری می کنیم. سیستم فوق در دو حالت خطای پالسی و سینوسی مورد بررسی قرار گرفته است

الف) در حالت خطای پالسی نتایج شبیه سازی به صورت زیر است:

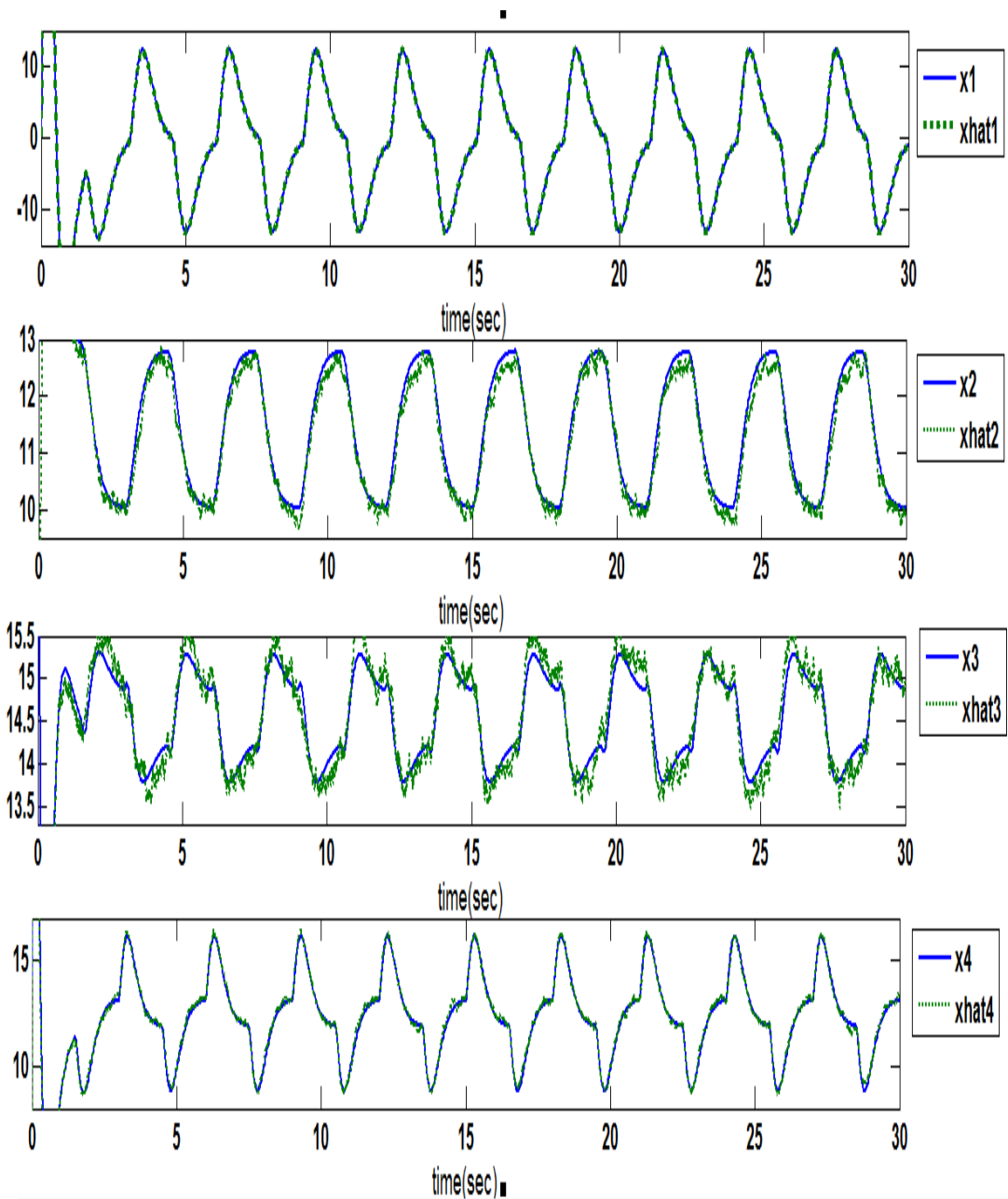


شکل (۴-۴) خروجی سیستم و تخمین آن در حالت خطای پالسی

در شکل فوق y_1 بر حسب متر (m)، y_2 بر حسب رادیان (rad) و y_3 بر حسب متر بر ثانیه ($\frac{m}{s}$) می-
باشند.

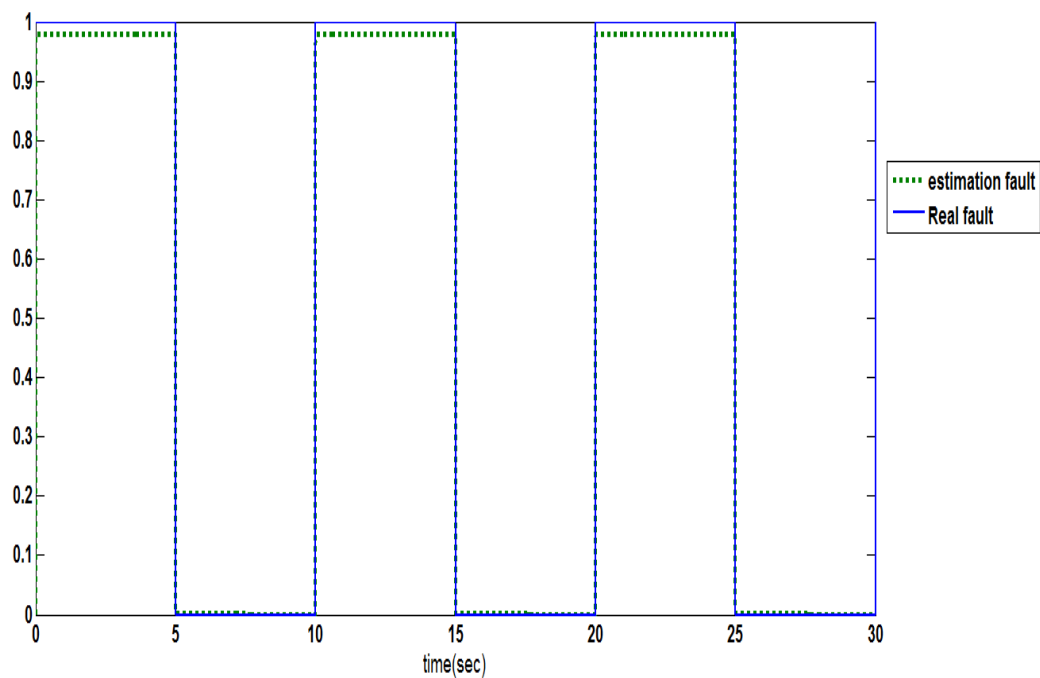


شکل (۴-۵) خطای تخمین خروجی سیستم در حالت خطای پالسی



شکل (۴-۶) حالات سیستم و تخمین آن در حالت خطای پالسی

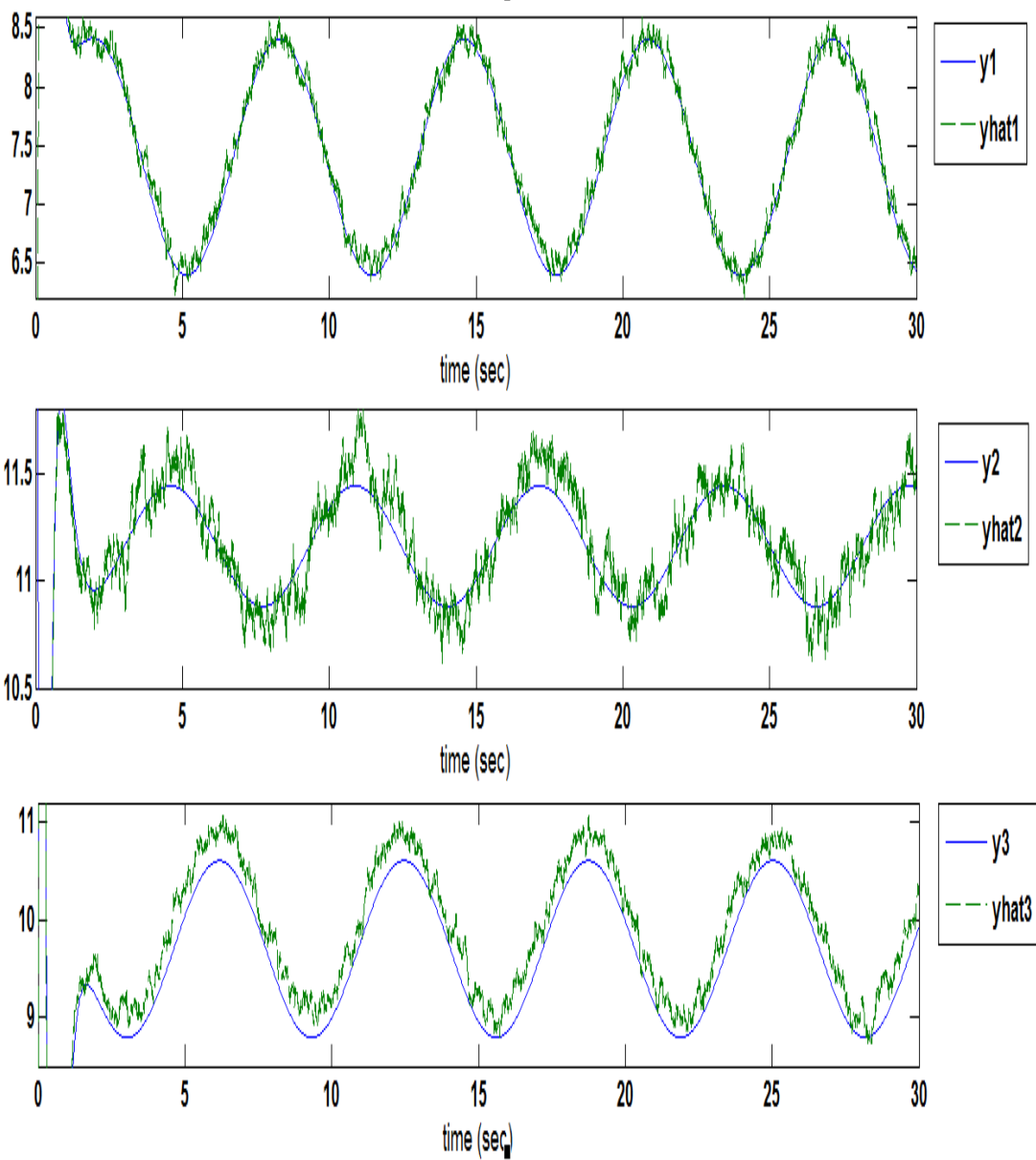
در شکل فوق x_1 موقعیت ارابه بر روی ریل بوده و بر حسب متر (m) می باشد، x_2 زاویه بین میله پاندول با راستای قائم بوده و بر حسب رادیان (rad) می باشد، x_3 سرعت ارابه روی ریل و بر حسب متر بر ثانیه و x_4 سرعت زاویه ای جسم m واقع در انتهای میله پاندول می باشد و بر حسب رادیان بر ثانیه ($\frac{rad}{s}$) است.



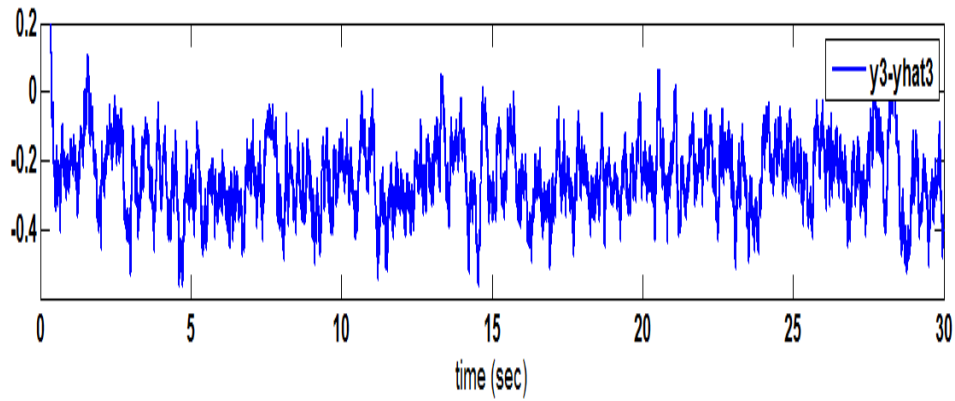
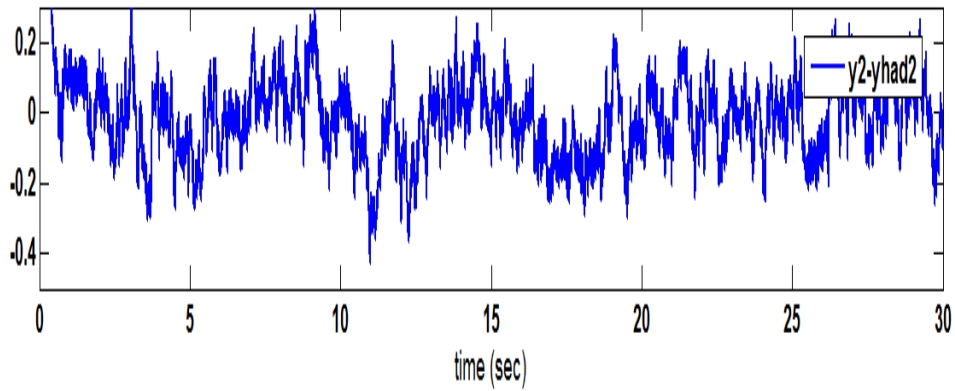
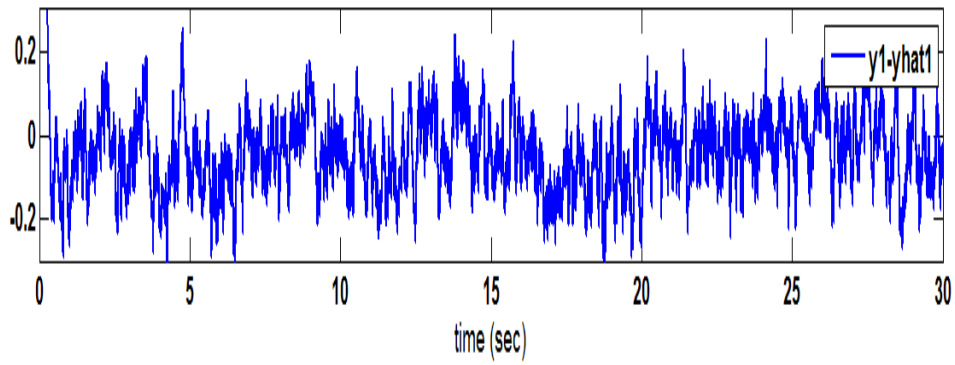
شکل (۴-۷) خطای رخدادی پالسی و تخمین آن در حالت خطای پالسی

همانطور که از چهار شکل بالا پیداست، رویتگر مود لغزشی فازی، با طراحی مناسب قادر به تخمین حالات، تخمین خروجی و تخمین خطاست. و البته خطای تخمین هم قابل قبول و کم است. حال در ادامه به ادامه روال فوق بر روی خطای سینوسی می پردازیم.

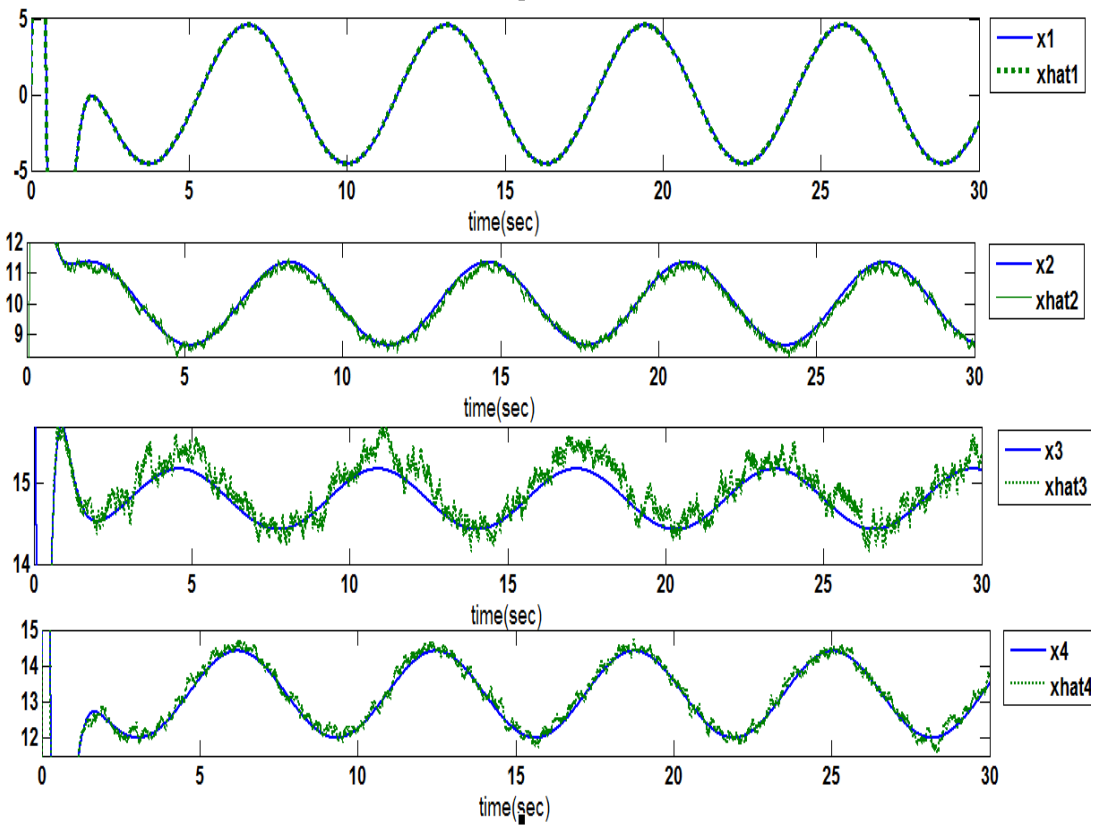
(ب) در حالت خطای سینوسی؛ نتایج شبیه سازی به صورت زیر است:



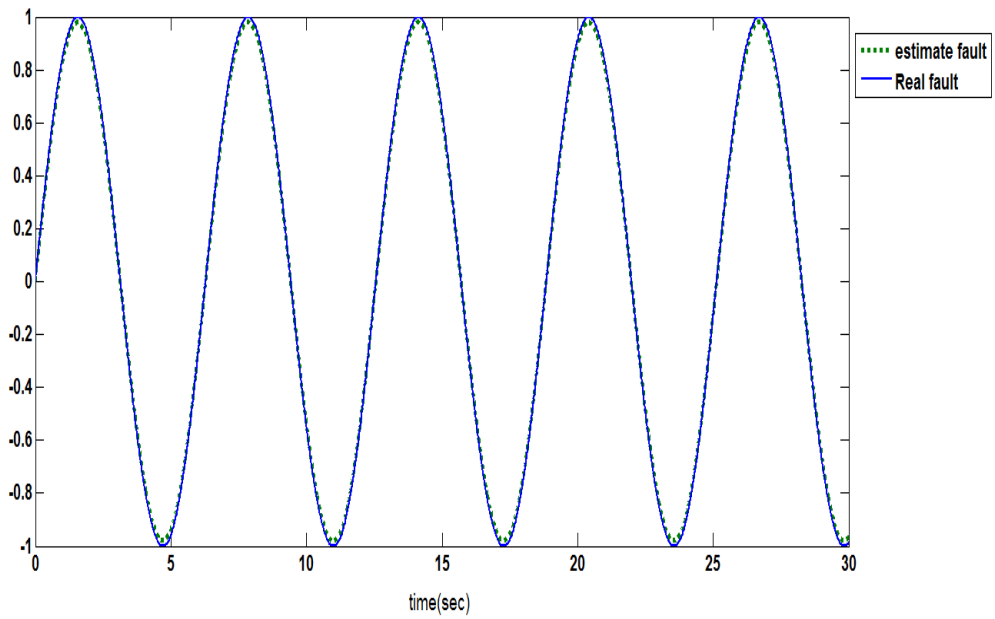
شکل (۴-۸) خروجی سیستم و تخمین آن در حالت خطای سینوسی



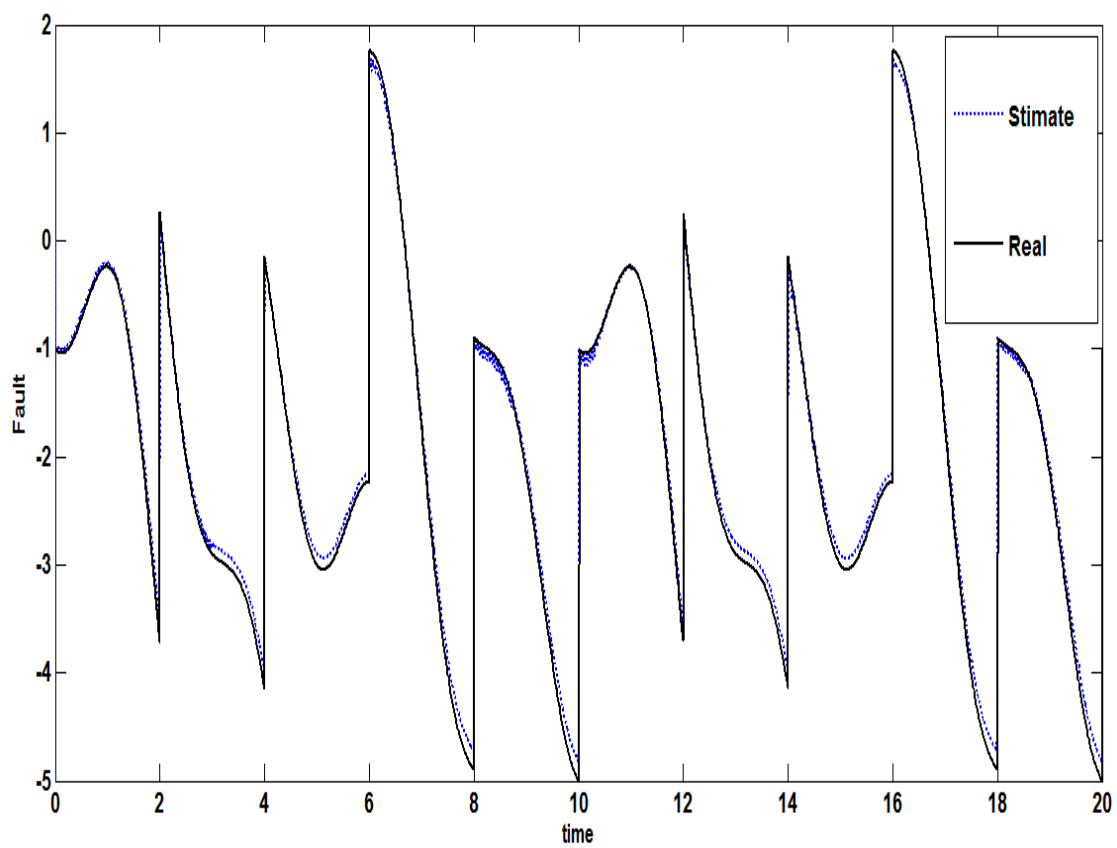
شکل (۴-۹) خطای تخمین خروجی سیستم در حالت خطای سینوسی



شکل (۴-۱۰) حالات سیستم و تخمین آن در حالت خطای سینوسی



شکل (۴-۱۱) خطای رخدادی سینوسی و تخمین آن در حالت خطای سینوسی



شکل (۴-۱۲) خطای حسگر و تخمین آن به ازای خطای سینوسی مثلثی

فصل پنجم

نتیجه‌گیری

و

پیشنهادات

۵-۱- نتیجه گیری

در این پایان نامه سعی بر معرفی و ماهیت انواع خطاها و چگونگی بروز آنها در سیستم‌های دینامیکی پرداختیم تا بتوان با شناخت کلی از خطا و ماهیت آن، در مراحل بالاتر کنترل کننده‌ای مناسب طراحی کرد تا بتواند خطای رخدادی در سیستم را بر طرف سازد. و یا سیستم‌ها را به گونه‌ای طراحی کنیم تا بتوانند در هنگام بروز خطا و تا زمان برطرف کردن آن از خودشان مقاومت نشان بدهند و نتیجه‌ی مطلوب را برای ما به همراه داشته باشند. در فصل اول ما به بیان تاریخچه، اهمیت تشخیص خطا، عواقب احتمالی و خسارات جبران ناپذیر بروز خطا در سیستم‌های امروزی اشاره کردیم تا بر اهمیت این موضوع بیافزاییم.

در فصل دوم به معرفی انواع روش‌های تشخیص و جداسازی خطا و چگونگی نحوه‌ی عملکرد آنها و همچنین به بیان مزیت و معایب برخی از روش‌ها نسبت به یکدیگر پرداختیم.

در فصل سوم پایان نامه ابتدا به معرفی و توضیح مفهوم مود لغزشی و سپس به روند طی شده در طراحی رویتگرها و اثبات پایداری آنها پرداختیم در ادامه انواع رویتگرهای مود لغزشی که توسط لوتنبرگر، اوتکین، والکت و زاک و ادوارد و اسپرجن طراحی شده بودند، را بررسی و مقایسه کردیم و در آخر با تکیه بر روش پیشنهادی والکت و زاک شبیه سازی را بر روی پاندول معکوس که یک سیستم کاملاً غیر خطی و ناپایداری بوده انجام دادیم و نشان دادیم که روش مذکور با قدرت بالا و مناسبی توانست متغیرهای حالت و خطای وارد شده به سیستم را برای ما تخمین بزند. در فصل چهارم به معرفی منطق فازی، مجموعه‌های فازی، توابع عضویت و قوانین اگر-آنگاه فازی پرداختیم و مدل فازی سوگینو که یک مدل بسیار مفید و رایج در سیستم‌های کنترل می‌باشد، را معرفی کردیم و در ادامه با ترکیب منطق فازی و رویتگر مود لغزشی سعی بر تشخیص و شناسایی خطا را داشتیم و در آخر با

شبهه سازی روی سیستم پاندول معکوس نشان دادیم که این روش توانسته خطا را برای ما تشخیص داده و آن را تخمین بزند.

۵-۲-پیشنهادات

- استفاده از بانک رویتگرها به جای یک رویتگر
- ترکیب منطق فازی و شبکه‌های عصبی به منظور تشخیص بهتر خطا
- انجام الگوریتم بهینه‌سازی، مانند الگوریتم بهینه سازی پرندگان، بر روی روش مود لغزشی مبتنی بر منطق فازی

- [1] Heredia. G, Olleron. A, Begar. M and Mahtani. R “ Sensor and actuator fault detection in small autonomus helicopters”, *Mechatronics*, 49, pp. 90-99, 2008.
- [2] G. Muscato, D. Caltabiano, S. Guccione, D. Longo, M. Coltelli, A. Cristaldi, E. Pecora, V. Sacco, P. Sim, G.S. Virk, P. Briole, A. Semerano, and T. White. *Robovolc: a robot for volcano exploration result of first test campaign. Industrial Robot*, 30(3):231–242, 2003.
- [3] G. Puglisi, A. Bonaccorso, M. Mattia, M. Aloisi, A. Bonforte, O. Campisi, M. Cantarero, G. Falzone, B. Puglisi, and M. Rossi. *New integrated geodetic monitoring system at Stromboli volcano. Engineering Geology*, 79:13–31, 2005.
- [4] Zarei. J and Poshtan J, “ Model-based fault-detection and diagnosis-status and application “ *Annual Reviews in Control*, 29, pp. 71-85, 2007.
- [5] Christopher Edwards, Sarah K. Spurgeon, Ron J. Patton, “Sliding mode observers for fault detection and isolation” .*Automatica* 36 541-553, 2000.
- [6] J.J. Gertler. *Survey of model-based failure detection and isolation in complex plants. IEEE Control Systems Magazine*, 8(6):3–11, December 1988.
- [7] E.S. Sogomonyan and M. Gossel. *Concurrently self-testing embedded checkers for ultra-eliable fault-tolerant systems. Proceedings of 14th VLSI Test Symposium*, pages 138–144, 1996.
- [8] A.R. Reibman and L.W. Nolte. *Optimal fault-tolerant signal detection. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 38(1):179–180, 1990.
- [9] M.L. Visinsky, J.R. Callavaro and I.D. Walker. *Robotic fault detection and fault tolerance: A survey. Reliability Engineering and System Safety*, 46(2):139–158, 1994.
- [10] A.S. Willsky. *A survey of design methods for failure detection in dynamic systems. Automatica*, 12:601–611, 1976.
- [11] S. K. Lee and P. R. White. *Higher-order time-frequency analysis and its application to fault detection in rotating machinery. Mechanical Systems and Signal Processing*, 11(4):637–650, 1997.
- [12] X. Ding, L. Guo, and T. Jeinsch. “A frequency domain approach to fault detection of uncertain dynamic systems”. *Proceedings of the 32nd Conference on Decision and Control*, 2:1722–1727, 1993.
- [13] Iserman R, 1984, *Process Fault Detection Based on Modeling and Estimation Methods, Automatica*, Vol.20, pp.387-404.
- [14] Gertler J, *Survey of Model-based Failure Detection and Isolation in Complex Plant, IEEE Con.sys.mag. Vol.8, Issue: 6, pp3-11, 1990.*
- [15] Chow E. Y and Willsky A, “Analytical redundancy and the Design of Robust Failure Detection Systems”, *IEEE. Tr, Auto. Cont. Vol.29, No.7, pp.603-614, 1995.*
- [16] T. Ono. *Some studies on fault diagnosis of dynamic systems. Proceedings of the IECON '91*, 3:2157–2162, 1991.
- [۱۷] وگاتا ک، (۱۳۹۰) “متلب در مهندسی کنترل”، چاپ اول، انتشارات نص، تهران، ص ۳۳۳.

- [18] Wunnenberg J, Observer Based Fault Detection in Dynamic Systems, PhD thesis, univ. of duisberg, Germany,1990.
- [19] R. Isermann, "Fault-diagnosis systems-An introduction from fault detection to fault tolerance" springer, 2006.
- [20] T. Boukhobza, M. Djemai, and J.P. Barbot. Nonlinear sliding observer for
- [21] Systems in output and output derivative injection form. IFAC World Congress, E: 299–305, 1996.
- [22] UTKIN, V, "Principles of identification using sliding regimes". Soviet Physics: Doklady, 26,271-272, 1992.
- [23] ZAK, S. H., and WALCOTT, B. L, "State observation of nonlinear control systems via the method of Lyapunov". Deterministic Control of Uncertain Systems, edited by A. S. I, 1990.
- [24] Z. Gao, X. Shi, and S.X. Ding, "Fuzzy State/Disturbance Observer Design for TS Fuzzy Systems With Application to Sensor Fault Estimation", IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics, 38(3), pp. 875-880,2008.
- [25] K. Tanaka and H.O. Wang, Fuzzy Control Systems Design and Analysis: A Linear Matrix Inequality Approach", John Wiley & Sons, 2001.
- [26] P. Bergsten, R. Palm, and D. Driankov, Observers for Takagi-Sugeno fuzzy systems. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics, 32(1), pp. 114 121, 2002.
- [27] T. Takagi and M. Sugeno, "Fuzzy Identification of Systems and its Applications to Modeling and Control", in IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics, 151, pp.116-132, 2002.
- [28] Luenberger, D. G, An introduction to observers, IEEE Trans. on Automatic control 16, 596–602, 2001.
- [29] H. Yang and M. Saif. Fault detection in a class of nonlinear systems via adaptive sliding observer. 1995 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, 3:2199–2204, 1995.
- [30] G.G. Yen and L.W. Ho. Intelligent fault tolerant control using artificial neural networks. Proceedings of the IEEE-INNS-ENNS International Joint Conference on Neural Networks, 1:256–271, 2000.
- [31] Sreedhar, R., Fernandez, B., Masada, G.Y.: 'Robust fault detection in nonlinear systems with sliding mode observers'. Proc. Second IEEE Int. Conf. on Control Applications, Vancouver, BC, pp. 715-721, 1993.
- [32] Mehrdad Saif and Yi Xiong, "Sliding Mode Observers and Their Application in Fault Diagnosis", School of Engineering Science, Simon Fraser University, 8888 University Drive, Vancouver, British Columbia V5A 1S6 CANADA, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2003.
- [33] Mendonca L. F, Sousa J. M. C and Sada Costa," an architecture for fault detection and isolation based on fuzzy methods", Expert Systems with Application, 36, pp.1092-1104, 2009.
- [34] R. J. Patton, P. M. Frank and R.N. Clark, Fault Diagnosis in Dynamic Systems Theory and applications, Prentice Hall International, UK, 1989.
- [35] E.A. García y P.M. Frank, "Deterministic nonlinear observer-based approaches to fault diagnosis: a survey", Contr. Eng. Practice Vol. 5, No. 5, pp. 663-670, 1997.

Abstract

Modern societies today, have intense dependence on industrial systems and update technology and there are probabilities of fault occurring in these systems and creation physical and financial loss. Actuator fault lead to reducing operation control system and sometime impairment complete in system.

Sensor fault lead to not appearing actual amount in process and is far away from its work point.

In this stage, subject related to safety, exploiting, economic exploiting from system and industrial equipments have significant role. There for identification fault and isolation in systems that used by industries, are unavoidable. In this thesis, we discussed about fault and its type and we defined brief history from ideas and theories that are presented by different researchers in this field then we attextion to advantages and advances up to now used in observer design in sliding mode, identification and fault estimation in sensor control system.

In following , we using two method : observer sliding mode and observer sliding mode based on logic fuzzy for identification and fault estimation in inverted pendulum system and with stimulations in their power and qualities , show identification and reconstructions sensor fault.

Keywords: identification and fault reconstructions, sliding mode , observer , logic fuzzy.



Shahrood University of Technology

Faculty of Electrical and Robotic Engineering

Designing the sliding mode observer in order to sensor fault diagnosis

Aref Noorpanahi

Supervisor:

Dr Mohammad Ali Sadrnia

Dr Mohammad Hadad Zarif

Advisor:

Dr Ali Karami Molai

Date: 2015