

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده برق و رباتیک

گروه کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد

# همزمان سازی سیستم‌های آشوبی با استفاده از روش‌های فازی و تطبیقی، یک کاربرد در مخابرات امن

نگارنده: محمدرضا بهداروند

استاد راهنما

جناب آقای دکتر علی اکبرزاده کلات

استاد راهنما

جناب آقای دکتر حسین قلی زاده نرم

شهریور ۱۳۹۸

شماره: ۱۳۸۱-۶۰  
تاریخ: ۹۸/۶/۱۰

باسمه تعالی



مدیریت تحصیلات تکمیلی

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

با نام و یاد خداوند متعال، ارزیابی جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد خانم / آقای محمدرضا بهداروند با شماره دانشجویی ۹۴۰۳۸۴۴ رشته مهندسی برق گرایش کنترل تحت عنوان: همزمان سازی سیستم های آشوبی با استفاده از روش های فازی و تطبیقی، یک کاربرد در مخابرات امن که در تاریخ ۱۳۹۸/۰۶/۱۰ با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید، به شرح ذیل اعلام می گردد:

قبول (با درجه: <u>عملی (ب)</u> )	<input checked="" type="checkbox"/>
مردود	<input type="checkbox"/>
نوع تحقیق: نظری	<input checked="" type="checkbox"/>
عملی	<input type="checkbox"/>

عضو هیأت داوران	نام و نام خانوادگی	مرتبه علمی	امضاء
۱- استناد راهنمای اول	دکتر اکبر زارعی	دانشیار	
۲- استناد راهنمای دوم	_____	_____	_____
۳- استاد مشاور	دکتر علی زارعی	دانشیار	
۴- نماینده تحصیلات تکمیلی	دکتر محمدرحیم	دانشیار	
۵- استاد ممتحن اول	دکتر محمد زارعی	استاد	
۶- استاد ممتحن دوم	دکتر علی زارعی	استادیار	

نام و نام خانوادگی رئیس دانشکده: دکتر محمدرضا بهداروند

تاریخ و امضاء و مهر دانشکده:

تبصره: در صورتی که کسی مردود شود حداکثر یکبار دیگر (در مدت مجاز تحصیل) می تواند در پایان نامه خود دفاع نماید (دفاع مجدد نباید زودتر از ۴ ماه برگزار شود).

تقديم به

پدرم، مادرم و همسرم



## سپاسگزاری

خداوند را شاکرم که به من توانایی و استعدادی بخشید که بتوانم در راه آموختن و استفاده از نعمات او و طی طریقت علم آموزی کوشا باشم و بتوانم این مسیر را با وجود همه ی مصائب و سختی ها بگذرانم، تشکر و قدردانی میکنم از استاد ارجمندم جناب آقای دکتر علی اکبرزاده کلات، استاد بزرگوار جناب آقای دکتر محمد مهدی فاتح و همه ی اساتیدی که در طی دوران تحصیل به من آموزه ها را آموختند و راه آموختن را آموزش دادند و مرا در این راه و رسیدن به این مرتبه یاری فرمودند. بدون شک پایان نامه، مدرک و مدارج اینجانب ثمره ی تلاش بی وقفه ی آنان است. تشکر می کنم از دوست عزیزم آقای جواد کیقبادی، تشکر ویژه می کنم از پدرم و تاج سرم، دستانش را صدها بار بوسه می زنم که از خودگذشت و علیرغم مشکلات مالی همه چیزش را نثار من نمود تا بتوانم طی طریق کنم. تشکر من درمقابل زحمات و تلاش ها و سوختن های او هیچ هیچ است. هیچوقت نخواهم توانست ذره ای از آن لطف ها را جبران کنم. تشکر می کنم از مادرم، بهشت برین برای وجود مادرم کم است، او علاوه بر رنج شب نخفتن ها و زندگی بخشیدن به من حقیر، برای من همه امید بود و آرزو بود و دعا بود، از دعای اوست به اینجا رسیدنم، دستانش را میبوسم هرچند که این جزیی از الطاف او را جبران نخواهد کرد. و باز تشکر میکنم از همسرم، او که رفتن در مسیر زندگی را با من آغاز کرده و اوست که مایه ی شورا است و امیداست و دلگرمی، اوست که ادامه ی راه را بر من هموار خواهد کرد که قطعاً بی وجود او زندگی سخت است....

# تعمیرنامه

اینجانب **محمدرضا بهداروند** دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته **برق گرایش کنترل** دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه همزمان سازی سیستم‌های آشوبی با استفاده از روش‌های فازی و تطبیقی، یک کاربرد در مخابرات امن تحت راهنمایی **جناب آقای دکتر علی اکبرزاده کلات** متعهد می‌شوم.

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

# چکیده

در این پایان نامه، روش جدید ارتباط امن بین سیستم‌های آشوبی<sup>۱</sup> برای ارسال اطلاعات از طریق کانال ارتباطی غیرایده‌آل<sup>۲</sup> پیشنهاد شده است. روش ارائه شده شامل مدل فازی تاکاگی-سوگنو<sup>۳</sup> و تکنیک نامساوی ماتریسی خطی<sup>۴</sup> برای طراحی کنترل‌کننده و رویتگر فازی تاکاگی-سوگنو می‌باشد. سیستم‌هایی که در فرستنده و گیرنده قرار دارند توسط یک کنترل‌کننده همزمان می‌شوند. در این کار فرض بر این است که فقط خروجی سیستم فرستنده و گیرنده در دسترس است. بنابراین، از رویتگر<sup>۵</sup> برای تخمین حالت سیستم‌های فرستنده و گیرنده استفاده شده است. در ادامه، با توجه به غیرایده‌آل بودن کانال ارتباطی، از معیار  $H_{\infty}$  برای طراحی رویتگر و کنترل‌کننده مقاوم<sup>۶</sup> در جهت غلبه بر نویز و اغتشاش خارجی استفاده می‌شود. در پایان، پایداری با استفاده از تئوری پایداری لیاپانوف بررسی می‌شود.

**کلمات کلیدی:** سیستم‌های فوق آشوب، رویتگر فازی تاکاگی-سوگنو، طرح PDC، همزمان سازی،

نابرابری‌های ماتریسی خطی

---

۱ chaotic  
۲ Non-ideal  
۳ Takagi-Sugeno  
۴ Linear Matrix Inequalities  
۵ Observer  
۶ Robust

## فهرست

فصل اول : مبانی نظری تحقیق.....	۱
۱-۱- مقدمه.....	۲
۱-۲- تئوریهای مورد استفاده.....	۲
۱-۲-۱- نظریه فازی.....	۲
۱-۳- بخش اصلی سیستم فازی.....	۳
۱-۴- پایگاه قواعد.....	۴
۱-۴-۱- فازی سازی و غیر فازی سازی.....	۵
۱-۴-۲- مدل فازی تاکاگی-سوگنو.....	۵
۱-۴-۳- بخش غیر خطی.....	۸
۱-۴-۵- مدل کردن سیستمهای غیر خطی به فازی تاکاگی-سوگنو.....	۹
۱-۵-۱- جبران سازی توزیع شده موازی.....	۱۱
۱-۶-۱- نابرابریهای ماتریسی خطی.....	۱۲
۱-۷-۱- آشوب.....	۱۳
۱-۷-۱- مقدمه ای بر مفهوم آشوب.....	۱۳
۱-۸-۱- کنترل آشوب.....	۱۴
۱-۸-۱- حساسیت زیاد به شرایط اولیه.....	۱۵
۱-۹-۱- همزمان سازی سیستمهای آشوبی.....	۱۷

۱۸	۱-۹-۱- رویتر فازی پیوسته
۱۹	۱-۹-۲- رویتر فازی گسسته
۱۹	۱۰-۱- مروری بر فصل های گزارش
۲۱	<b>فصل دوم : مروری بر پیشینه ی تحقیق</b>
۲۲	۱-۲- مقدمه
۲۳	۲-۲- مروری بر کارها و تحقیقات گذشته
۲۵	۳-۲- نتیجه گیری
۲۷	<b>فصل سوم: طراحی کنترل کننده و رویتر فازی تاکاگی-سوگنو مقاوم</b>
۲۸	۱-۱-۳- مقدمه ای بر اساس ارتباط امن بر اساس سیستم آشوبی
۳۰	۲-۳- ساختار رویتر
۳۱	۳-۳- کنترل کننده PDC
۳۴	۴-۳- شرایط طراحی رویتر و کنترل کننده
۳۴	۱-۴-۳- بررسی پایداری
۳۷	۵-۳- نتیجه گیری
۳۹	<b>فصل چهارم : شبیه سازی ارتباط امن بر اساس رویتر فازی تاکاگی-سوگنو مقاوم</b>
۴۰	۱-۴- مقدمه ای بر شبیه سازی ارتباط امن بر اساس سیستم آشوبی
۴۰	۴-۲- بخش اول
۴۰	۴-۲-۱- دینامیک سیستم فوق آشوبی لورنز
۴۴	۳-۴- شرایط اولیه متفاوت

۴-۴- بخش دوم ..... ۴۷

۴-۴-۱- دینامیک سیستم آشوبی *3D Chen* ..... ۴۷

۴-۴-۵- شرایط اولیه متفاوت ..... ۴۹

۴-۴-۶- بخش سوم ..... ۵۲

۴-۴-۱- پیاده‌سازی دینامیک سیستم آشوبی *3d-chen* در محیط آزمایشگاهی ..... ۵۳

۴-۴-۲- قسمت اول ..... ۵۴

۴-۴-۳- قسمت دوم ..... ۵۶

۴-۴-۷- نتیجه گیری ..... ۵۸

#### فصل پنجم: طراحی کنترل کننده و رویتگر فازی تاکاگی - سوگنو مقاوم جدید ..... ۵۹

۵-۱- مقدمه ای بر ارتباط امن بر اساس سیستم فوق آشوبی جدید ..... ۶۰

۵-۱-۱- ساختار رویتگر ..... ۶۲

۵-۱-۲- کنترل کننده جبران ساز توزیع شده موازی ..... ۶۴

۵-۲- شرایط طراحی رویتگر و کنترل کننده ..... ۶۶

۵-۳- نتیجه گیری ..... ۶۸

#### فصل ششم: شبیه سازی ارتباط امن بر اساس رویتگر فازی تاکاگی-سوگنو مقاوم جدید ..... ۷۱

۶-۱- مقدمه ای بر شبیه سازی ارتباط امن بر اساس سیستم فوق آشوبی ..... ۷۲

۶-۱-۱- شرایط اولیه متفاوت ..... ۷۵

۶-۲- نتیجه گیری ..... ۷۹

#### فصل هفتم: نتیجه گیری و پیشنهادات ..... ۸۱



## فهرست شکل‌ها

- شکل ۳-۱. شماتیک کلی از ارتباط امن [۲۷] ..... ۲۹
- شکل ۴-۱. تصاویری از صفحه فاز سه بعدی سیستم فوق‌آشوبی لورنز (بدون کنترل‌کننده) ..... ۴۲
- شکل ۴-۲. خطای بین سیستم پایه و رویتگر سیستم پایه ..... ۴۴
- شکل ۴-۳. خطای بین سیستم پایه و سیستم پیرو ..... ۴۵
- شکل ۴-۴. حالت اول سیستم فوق‌آشوبی لورنز (رنگ قرمز حالت سیستم پایه، رنگ آبی رویتگر حالت سیستم پایه، رنگ سیاه حالت سیستم پیرو) ..... ۴۵
- شکل ۴-۵. حالت دوم سیستم فوق‌آشوبی لورنز (رنگ قرمز حالت سیستم پایه، رنگ آبی رویتگر حالت سیستم پایه، رنگ سیاه حالت سیستم پیرو) ..... ۴۶
- شکل ۴-۶. حالت سوم سیستم فوق‌آشوبی لورنز (رنگ قرمز حالت سیستم پایه، رنگ آبی رویتگر حالت سیستم پایه، رنگ سیاه حالت سیستم پیرو) ..... ۴۶
- شکل ۴-۷. حالت چهارم سیستم فوق‌آشوبی لورنز (رنگ قرمز حالت سیستم پایه، رنگ آبی رویتگر حالت سیستم پایه، رنگ سیاه حالت سیستم پیرو) ..... ۴۷
- شکل ۴-۸. تصویری از صفحه فاز سه بعدی سیستم آشوبی *3D Chen* (بدون کنترل‌کننده) ..... ۴۸
- شکل ۴-۱۰. خطای بین سیستم پایه و رویتگر سیستم پایه ..... ۵۰
- شکل ۴-۱۱. خطای بین سیستم پایه و سیستم پیرو ..... ۵۰
- شکل ۴-۱۲. حالت اول سیستم آشوبی *3D Chen* (رنگ قرمز حالت سیستم پایه، رنگ آبی رویتگر حالت سیستم پایه، رنگ سیاه حالت سیستم پیرو) ..... ۵۱
- شکل ۴-۱۳. حالت دوم سیستم آشوبی *3D Chen* (رنگ قرمز حالت سیستم پایه، رنگ آبی رویتگر حالت سیستم پایه، رنگ سیاه حالت سیستم پیرو) ..... ۵۱



- شکل ۴-۱۴. حالت سوم سیستم آشوبی *3D Chen* (رنگ قرمز حالت سیستم پایه، رنگ آبی رویترگر  
 حالت سیستم پایه، رنگ سیاه حالت سیستم پیرو) ..... ۵۲
- شکل ۴-۱۵. محیط آزمایشگاهی (دانشگاه صنعتی شاهرود) ..... ۵۳
- شکل ۴-۱۶. سیگنال صدای ضبط شده ..... ۵۴
- شکل ۴-۱۷. سیگنال آشوبی و سیگنال اطلاعات (صدا) ..... ۵۵
- شکل ۴-۱۸. سیگنال آشوبی و سیگنال اطلاعات (صدا) ضرب در مقدار ۰,۰۰۱ ..... ۵۵
- شکل ۴-۱۹. سیگنال صدای ضبط شده و سیگنال استخراج شده ..... ۵۶
- شکل ۴-۲۰. سیگنال اطلاعات (عکس) ..... ۵۶
- شکل ۴-۲۱. سیگنال آشوبی و سیگنال اطلاعات (عکس) ..... ۵۷
- شکل ۴-۲۲. سیگنال آشوبی و سیگنال اطلاعات (عکس) در حالت زوم ..... ۵۷
- شکل ۴-۲۳. عکس ارسالی (۱)، عکس در زمانی که با سیگنال آشوبی ادغام شده (۲) و عکس  
 استخراج شده از سیگنال آشوبی (۳) ..... ۵۸
- شکل ۵-۱: شماتیک کلی از ارتباط امن ..... ۶۱
- شکل ۵-۲: توابع تعلق فازی بر حسب  $x_1$  ..... ۷۳
- شکل ۵-۳: توابع تعلق فازی بر حسب  $x_3$  ..... ۷۴
- شکل ۶-۴. حالت اول سیستم فوق آشوبی لورنز (رنگ قرمز حالت سیستم پایه، رنگ آبی رویترگر  
 حالت سیستم پایه، رنگ سیاه حالت سیستم پیرو. رنگ سبز رویترگر حالت سیستم پیرو) ..... ۷۶
- شکل ۶-۵. حالت دوم سیستم فوق آشوبی لورنز (رنگ قرمز حالت سیستم پایه، رنگ آبی رویترگر  
 حالت سیستم پایه، رنگ سیاه حالت سیستم پیرو. رنگ سبز رویترگر حالت سیستم پیرو) ..... ۷۶
- شکل ۶-۶. حالت سوم سیستم فوق آشوبی لورنز (رنگ قرمز حالت سیستم پایه، رنگ آبی رویترگر  
 حالت سیستم پایه، رنگ سیاه حالت سیستم پیرو. رنگ سبز رویترگر حالت سیستم پیرو) ..... ۷۷
- شکل ۶-۷. حالت چهارم سیستم فوق آشوبی لورنز (رنگ قرمز حالت سیستم پایه، رنگ آبی رویترگر

حالت سیستم پایه، رنگ سیاه حالت سیستم پیرو. رنگ سبز رویتگر حالت سیستم پیرو)..... ۷۷

شکل ۶-۱. خطای بین سیستم پایه و سیستم پیرو ..... ۷۸

شکل ۶-۲. خطای بین رویتگر سیستم پایه و سیستم پایه ..... ۷۸

شکل ۶-۳: خطای بین رویتگر سیستم پیرو و سیستم پیرو ..... ۷۹

## فهرست جدول‌ها

جدول ۴-۱: شرایط اولیه سیستم فوق آشوبی در همزمان سازی لورنز ..... ۴۴

جدول ۴-۲: شرایط اولیه سیستم آشوبی در همزمان سازی  $3d - chen$  ..... ۵۰

جدول ۶-۱: شرایط اولیه سیستم فوق آشوبی ..... ۷۵





فصل اول: مبانی نظری تحقیق



## ۱-۱- مقدمه

در سالهای گذشته شاهد رشد چشمگیر سیستم‌های کنترل فازی بوده‌ایم. این فصل به تحلیل و معرفی سیستم‌های کنترل فازی برای حل مسائل مهندسی پرداخته شده است. کنترل فازی مبتنی بر مدل<sup>۱</sup>، امکان تضمین پایداری حلقه بسته را دارد و روش جذابی برای کنترل سیستم‌های غیرخطی می‌باشد لذا ساختار این پایان‌نامه بر اساس مدل فازی تاکاگی-سوگنو<sup>۲</sup> و یک ساختار کنترل‌کننده منطبق مبتنی بر مدل فازی تاکاگی-سوگنو است. در این فصل به مبانی اولیه و تجزیه تحلیل طراحی روش ذکر شده پرداخته شده است.

## ۱-۲- تئوری‌های مورد استفاده

به منظور فهم آسان‌تر ایده پایان‌نامه، مقدماتی از نظریه فازی، توضیحاتی در رابطه با بخش‌های مختلف فرآیند فازی، پایگاه قواعد، فازی‌سازی و غیر فازی‌سازی و در بخش بعد به نحوه مدل کردن فازی تاکاگی سوگنو پرداخت شد. به همین ترتیب نظریه بخش غیرخطی و بعد از آن به ارائه یک مثال کاربردی برای فهم هرچه بهتر، بیان شده و در ادامه به جبران سازی توزیع شده موازی پرداخته شده است.

### ۱-۲-۱- نظریه فازی

توصیف دقیق دینامیک یک سیستم، به خاطر ویژگی‌های خاص مدل آن، مثل غیرخطی بودن، متغیر با زمان بودن، کاری بسیار دشوار است. روش‌هایی همانند معادلات دیفرانسیل نیوتن-ویلر یا لاگرانژ-ویلر نیاز به محاسبات بالا و اطلاعاتی از پیش تعیین شده در مورد پارامترهای سیستم دارند. به همین دلیل استفاده از این روش‌ها در سیستم‌های کنترل محدود می‌شود.

---

<sup>۱</sup> model base

<sup>۲</sup> Takagi-Sugeno fuzzy model

در طول سالیان گذشته، پژوهشگران با مدل‌های ریاضی کار می‌کردند و اطلاعات بیشتری از سیستم نمی‌توانستند بدست آورند. اما امروزه علاوه بر اینکه از تمام کنترل کلاسیک بهره می‌برند، از کنترل‌کننده‌های غیر کلاسیک همانند کنترل‌کننده‌های هوشمند نیز استفاده می‌شود. از زوج داده‌های ورودی و خروجی یا اطلاعاتی که یک فرد خبره، به‌عنوان مدل تخمین استفاده می‌کند، کنترل‌کننده‌ای بر اساس قوانین اگر-آنگاه فازی یا بر اساس شبکه عصبی طراحی می‌کنند.

کنترل‌کننده‌های فازی، بستری ساده و مقاوم برای ساختن قوانین کنترل برای سیستم‌های غیرخطی می‌باشند که توانایی بسیار زیادی در اصلاح نامعینی‌ها را دارند. چنانچه بتوان توصیف زبانی<sup>۱</sup> ایجاد کرد، کنترل‌کننده‌های فازی می‌توانند بدون نیاز به مدل ریاضی سیستم طراحی شوند و پیاده‌سازی منطق فازی به‌صورت عملی و تئوری ممکن است.

### ۱-۳- بخش اصلی سیستم فازی

اطلاعات موجود در سیستم‌های واقعی از افراد خبره و یا از مدل‌های ریاضی بدست می‌آیند. افراد خبره، دانش و آگاهی خود از سیستم را توسط قواعد زبانی<sup>۲</sup> تعریف نمایند ولی مدل‌های ریاضی، تحت بررسی قواعد فیزیکی و اندازه‌گیری‌ها بدست می‌آیند. به همین دلیل ترکیب این دو دانش متفاوت به‌منظور طراحی یک سیستم، اهمیت بسیار زیادی در مدل‌سازی دارد. مهم‌ترین مسئله این است که چگونه دانش انسانی را در قالب رابطه‌های ریاضی بیان کنیم، به عبارت دیگر طریقه تبدیل کردن دانش انسان به روابط ریاضی چگونه است؟

یک سیستم فازی، دانش تجربی افراد خبره از سیستم را به یک رابطه‌ی ریاضی تبدیل می‌نماید. اما یک سوال اینجا مطرح می‌شود که چگونه این کار را بایستی انجام بدهیم. برای پاسخ دادن به این سوال، ابتدا بایستی مفهوم سیستم فازی را بررسی کنیم. نکته‌ای که در این میان مشاهده می‌شود،

---

<sup>۱</sup> Linguistic Description

<sup>۲</sup> Linguistic Rule

دشواری جمع‌آوری اطلاعات برای توصیف رفتار یک سیستم واقعی است. به همین دلیل بدست آوردن مدل دقیق ریاضی برای سیستم‌های پیچیده کاری غیرممکن خواهد شد. به اندازه پیچیده بودن یک سیستم، دقت مدل ریاضی آن کاهش می‌یابد که این امر سبب می‌شود تا نتوانیم تحلیل مناسبی در رابطه با دینامیک سیستم مطرح نماییم. یکی از دلایل استفاده از سیستم‌های فازی، توانایی استخراج و بیان روابط بسیار پیچیده به صورت زبانی است. خاصیت دوم اینگونه از سیستم‌ها، توانایی تقریب توابع ریاضی می‌باشد. به عنوان مثال تقریب گرهای عمومی<sup>۱</sup>. یک سیستم فازی از چهار بخش اصلی تشکیل می‌گردد که در ادامه به بررسی این چهار بخش خواهیم پرداخت.

## ۱-۴- پایگاه قواعد

پایگاه قوانین فازی مجموعه‌ای از قوانین اگر-آنگاه فازی هستند. این قواعد به عنوان قلب یک سیستم فازی شناخته می‌شوند. در مجموعه پایگاه قوانین فازی برای یک موتور  $DC$  را می‌توان به صورت زیر نشان داد.

قاعده ۱: اگر خطا مثبت است ولتاژ موتور مثبت باشد.

قاعده ۲: اگر خطا صفر است ولتاژ موتور صفر باشد.

قاعده ۳: اگر خطا منفی است ولتاژ موتور منفی باشد.

*Rule ۱: if  $e$  is  $P$  Then  $v$  is  $P$*

*Rule ۲: if  $e$  is  $Z$  Then  $v$  is  $Z$*

*Rule ۳: if  $e$  is  $N$  Then  $v$  is  $N$*

که در آن  $e$  خطا موتور،  $v$  ولتاژ موتور و  $P, N, Z$  توابع عضویت فازی هستند.



## ۱-۴-۱- فازی سازی و غیرفازی سازی

ماشین‌ها مقادیر فازی را درک نمی‌کنند. آن‌ها با اعداد صریح کار می‌کنند. بنابراین اگر بخواهیم با منطق فازی بر روی یک ماشین کار کنیم لازم است از تبدیلی استفاده شود که مقادیر صریح را به فازی تبدیل کنیم به این کار فازی سازی گویند. مقادیر فازی برای اعمال به ماشین باید به مقادیر صریح تبدیل شوند به این کار غیرفازی سازی گفته می‌شود.

## ۱-۴-۲- مدل فازی تاکاگی-سوگنو

ایده اصلی، مدل کردن سیستم‌های غیرخطی به روش فازی تاکاگی-سوگنو می‌باشد. این روش قسمت‌های مختلف یک سیستم غیرخطی را به چندین زیرسیستم خطی تبدیل می‌کند و در نهایت رفتار سیستم مدل شده با ترکیب زیرسیستم‌ها ظاهر می‌شود. مدل فازی تاکاگی-سوگنو در [۱] بوسیله‌ی قوانین اگر-آنگاه فازی است که رابطه خطی بین ورودی و خروجی سیستم‌های غیرخطی را بیان می‌کند. بسیاری از سیستم‌های غیرخطی می‌توانند با مدل‌های فازی تاکاگی-سوگنو ارائه شوند [۲]. این فصل با معرفی مدل فازی تاکاگی-سوگنو (مدل فازی T-S) شروع می‌شود. بنابراین یک کنترل‌کننده فازی بر اساس مدل فازی تاکاگی-سوگنو با استفاده از جبران سازی توزیع شده موازی<sup>۱</sup> برای همزمان‌سازی، طراحی می‌شود. تجزیه تحلیل پایداری و مسئله طراحی کنترل‌کننده بصورت مسئله‌ی نابرابری‌های ماتریسی خطی (LMI) مطرح می‌شود. تمرکز این فصل بر روی تجزیه و تحلیل پایداری با روش نابرابری‌های ماتریسی خطی است [۳,۴,۵]. قوانین فازی ناامین زیرسیستم برای سیستم‌های پیوسته و گسسته به ترتیب توسط روابط (۱-۲) و (۲-۲) توصیف می‌شوند.

---

<sup>۱</sup> parallel distribution compensation

#### ۱-۲-۴-۱- ساختار سیستم فازی پیوسته

$$\begin{aligned} & \text{IF } z_1(t) \text{ is } M_{i_1} \text{ and } \dots \text{ and } z_p(t) \text{ is } M_{i_p} & (1-2) \\ & \text{THEN } \begin{cases} \dot{X}(t) = A_i x(t) + B_i u(t) \\ y(t) = C_i x(t) \end{cases} & i = 1, 2, \dots, r \end{aligned}$$

#### ۱-۲-۴-۲- ساختار سیستم فازی گسسته

$$\begin{aligned} & \text{IF } z_1(t) \text{ is } M_{i_1} \text{ and } \dots \text{ and } z_p(t) \text{ is } M_{i_p} & (2-2) \\ & \text{THEN } \begin{cases} X(t+1) = A_i x(t) + B_i u(t) \\ y(t) = C_i x(t) \end{cases} & i = 1, 2, \dots, r \end{aligned}$$

در سیستم‌های بالا  $X(t) \in R^n$  بردار حالت،  $u(t) \in R^m$  بردار ورودی،  $A_i \in R^{n \times n}$  ماتریس سیستم،  $B_i \in R^{n \times m}$  ماتریس ورودی،  $C_i \in R^{q \times n}$  ماتریس خروجی،  $(z_1(t), z_2(t), \dots, z_p(t))$  توابع غیرخطی متغیرهای مقدم و  $M_{ij}(z_i)$  درجه تعلق  $Z_i$  در مجموعه فازی  $M_{ij}$  است. در این گزارش فرض بر آن است که متغیرهای مقدم، توابعی از ورودی  $u(t)$  نیستند که این فرضی بسیار مهم برای غیرفازی سازی است [۶]. با در نظر گرفتن غیرفازی ساز میانگین وزن دار مراکز، فازی ساز تکین،  $t$ -norm حاصل ضرب در نهایت خروجی سیستم‌های فازی تاکاگی-سوگنو برای سیستم‌های (۱-۲) و (۲-۲) به ترتیب بصورت (۳-۲) و (۴-۱) است.

#### ۱-۲-۴-۳- سیستم فازی پیوسته

$$\begin{aligned} \dot{X}(t) &= \frac{\sum_{i=1}^r \omega_i(z(t)) \{A_i x(t) + B_i u(t)\}}{\sum_{i=1}^r \omega_i(z(t))} & (3-2) \\ &= \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) \{A_i x(t) + B_i u(t)\} \\ y(t) &= \frac{\sum_{i=1}^r \omega_i(z(t)) \{C_i x(t)\}}{\sum_{i=1}^r \omega_i(z(t))} = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) \{C_i x(t)\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 X(t+1) &= \frac{\sum_{i=1}^r \omega_i(z(t)) \{A_i x(t) + B_i u(t)\}}{\sum_{i=1}^r \omega_i(z(t))} & (۴-۱) \\
 &= \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) \{A_i x(t) + B_i u(t)\} \\
 y(t) &= \frac{\sum_{i=1}^r \omega_i(z(t)) \{C_i x(t)\}}{\sum_{i=1}^r \omega_i(z(t))} = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) \{C_i x(t)\}
 \end{aligned}$$

در معادلات (۴-۱) و (۳-۲)،  $\omega_i(z)$  و  $h_i(z)$  در فرمول بندی بصورت (۵-۲) بیان می‌شوند.

$$\begin{aligned}
 \omega_i(z) &= \prod_{j=1}^P M_{ij}(z_j(t)) & (۵-۲) \\
 h_i(z) &= \frac{\omega_i(z(t))}{\sum_{i=1}^r \omega_i(z(t))}
 \end{aligned}$$

در (۵-۲)،  $0 \leq h_i(z) \leq 1$  و  $\sum_{i=1}^r h_i = 1$  است. برای طراحی یک کنترل کننده فازی، نیاز به

مدل فازی تاکاگی-سوگنو برای یک سیستم غیرخطی داریم. بطور کلی دو روش برای ساختن مدل‌های فازی تاکاگی-سوگنو وجود دارد که عبارتند از:

۱- شناسایی (مدل کردن فازی) با استفاده از داده‌های ورودی-خروجی

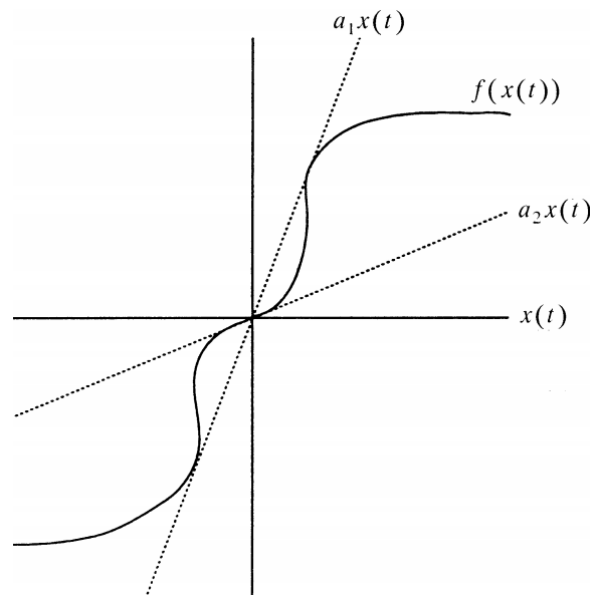
۲- مشتق گرفتن برای بدست آوردن معادلات سیستم غیرخطی

مدل کردن فازی با استفاده از داده‌های ورودی-خروجی در [۷، ۸] آمده است. کار اصلی شامل دو بخش است، بخش اول شناسایی ساختار و بخش دوم شناسایی پارامتر است. برای فرآیند هایی که شناسایی در آنها بسیار سنگین است از تجزیه تحلیل یا مدل فیزیکی استفاده می‌شود. مدل‌های دینامیکی غیرخطی برای سیستم‌های ریاضی را می‌توان به کمک روش‌هایی همانند لاگرانژ و روش نیوتن-اولر

بدست آورد. در این فصل از ایده‌ی غیرخطی قطاعی<sup>۱</sup> برای ساخت مدل‌های فازی استفاده می‌شود.

### ۱-۴-۳- بخش غیرخطی

در این قسمت یک سیستم غیرخطی ساده  $\dot{x} = f(x(t))$  را در نظر بگیرید. هدف پیدا کردن بخش سراسری<sup>۲</sup>  $\dot{x} = f(x(t)) \in [a_1 \quad a_2]x(t)$  می‌باشد [۹]. در شکل ۱-۲ روش بخش غیرخطی سراسری آمده است. این روش ساختار دقیق یک مدل فازی را بیان می‌کند. پیدا کردن بخش کلی برای سیستم‌های غیرخطی گاهی دشوار است.



شکل ۱-۲. بخش غیرخطی کلی

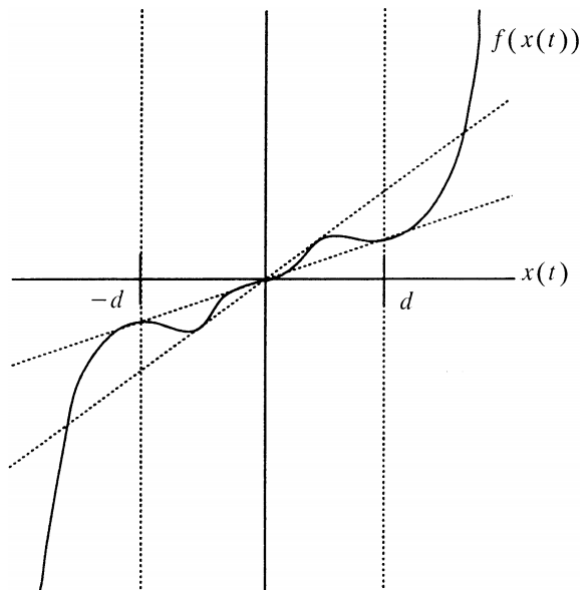
در شکل ۲-۲، غیرخطی بودن قطاعی محلی<sup>۳</sup> را می‌توان مشاهده کرد. در این شکل دو خط  $-d$  و  $d$ ، بخش محلی را نشان می‌دهند. بنابراین مدل سیستم غیرخطی محلی، در محدوده  $-d < x(t) < d$  است.

---

<sup>۱</sup> Sector Nonlinearity

<sup>۲</sup> global

<sup>۳</sup> local



شکل ۲-۲: بخش غیرخطی محلی

## ۱-۵- مدل کردن سیستم‌های غیرخطی به فازی تاکاگی-سوگنو

با توجه به اینکه طراحی کنترل کننده برای سیستم‌های غیرخطی نسبت به سیستم‌های خطی دشوار است لذا با استفاده از روش مدل کردن فازی تاکاگی-سوگنو سیستم غیرخطی را حول نقطه تعادل پایدار خطی سازی می‌کنیم. یک سیستم بصورت زیر را در نظر بگیرید [۱۰].

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -x_1(t) + x_1(t)x_2^r(t) \\ -x_2(t) + (r + x_2(t))x_2^r(t) \end{pmatrix} \quad (6-1)$$

با توجه به دینامیک سیستم، فرض می‌شود که  $x_1 \in [-1, 1]$  و  $x_2 \in [-1, 1]$  است. معادله

غیرخطی سیستم را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1 & z_1(t) \\ z_2(t) & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} \quad (7-1)$$

در معادله بالا داریم.

$$z_1(t) = x_1(t)x_2(t) \quad (8-1)$$

$$z_2(t) = (r + x_2(t))x_2^r(t)$$

باید کمترین و بیشترین مقدار  $Z_1(t)$  و  $Z_2(t)$  را بدست آوریم. با جایگزینی مقادیر  $x_1(t)$  و  $x_2(t)$

خواهیم داشت

$$\max(z_1(t)) = 1 \qquad \min(z_1(t)) = -1 \qquad (9-2)$$

$$\max(z_r(t)) = r \qquad \min(z_r(t)) = 0$$

$z_1(t)$  و  $z_r(t)$  را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$z_1(t) = -x_1(t) + x_1(t)x_r^\vee(t) = M_1(\max(z_1)) + M_r(\min(z_1)) \qquad (10-1)$$

$$z_r(t) = -x_r(t) + (r + x_r(t))x_1^\vee(t) = N_1(\max(z_r)) + N_r(\min(z_r))$$

می‌دانیم که:

$$M_1 + M_r = 1 \qquad (11-1)$$

$$N_1 + N_r = 1$$

که می‌توان آن را بصورت زیر نوشت:

$$M_1 = 1 - M_r \qquad , \qquad M_r = 1 - M_1 \qquad (12-1)$$

$$N_1 = 1 - N_r \qquad , \qquad N_r = 1 - N_1$$

در ادامه خواهیم داشت :

$$z_1(t) = -x_1(t) + x_1(t)x_r^\vee(t) = M_1(1) + (1 - M_1)(-1) \qquad (13-1)$$

$$z_1(t) = -1 + M_1 + M_1$$

$$z_1(t) = -1 + 2M_1$$

$$z_1(t) + 1 = 2M_1$$

$$M_1 = \frac{z_1 + 1}{2}$$

$$z_1(t) = -x_1(t) + x_1(t)x_r^\vee(t) = (1 - M_r)(1) + M_r(-1)$$

$$z_1(t) = 1 - M_r - M_r$$

$$z_1(t) = 1 - 2M_r$$

$$2M_r = 1 - z_1(t)$$

$$M_r = \frac{1 - z_1}{2}$$

$$z_r(t) = -x_r(t) + (r + x_r(t))x_1^\vee(t) = N_1(r) + (1 - N_1)(0)$$

$$z_r(t) = \varphi N_r$$

$$N_r = \frac{z_r}{\varphi}$$

$$z_r(t) = -x_r(t) + (\varphi + x_r(t)) x_r'(t) = (1 - N_r)(\varphi) + N_r(\cdot)$$

$$z_r(t) = \varphi - \varphi N_r + \cdot$$

$$\varphi N_r = \varphi - z_r(t)$$

$$N_r = \frac{\varphi - z_r}{\varphi}$$

### ۱-۵-۱- جبران سازی توزیع شده موازی

اولین روش پیشنهادی مبتنی بر مدل در [۱۱] آمد ولی پایداری سیستم‌های کنترلی در آن در نظر نگرفته شده است. روش پیشنهادی در [۱۲] بهبود یافت و پایداری سیستم‌های کنترلی را در نظر گرفت. این روش طراحی "جبران سازی توزیع شده موازی" نام گرفت [۱۳]. ساختار کنترل کننده جبران سازی توزیع شده موازی به صورت زیر می باشد.

$$\begin{aligned} & \text{IF } z_i(t) \text{ is } M_i, \text{ and } \dots \text{ and } z_p(t) \text{ is } M_{ip} \\ & \text{THEN } u(t) = -F_i X(t) \quad i = 1, 2, \dots, r \end{aligned} \quad (14-1)$$

برای رسیدن به ورودی کنترلی از طریق روش جبران سازی توزیع شده موازی از فیدبک حالت استفاده می شود. کنترل کننده کامل<sup>۱</sup> فازی بصورت زیر توصیف می شود.

$$u(t) = -\frac{\sum_{i=1}^r \omega_i(z(t)) \{F_i x(t)\}}{\sum_{i=1}^r \omega_i(z(t))} = -\sum_{i=1}^r h_i(z(t)) \{F_i x(t)\} \quad (15-1)$$

---

<sup>۱</sup> overall

## ۱-۶- نابرابری‌های ماتریسی خطی<sup>۱</sup>

هدف نابرابری‌های ماتریسی خطی نشان دادن این است که بسیاری از مشکلات ناشی از نظریه سیستم و کنترل را به چند مشکل بهینه سازی محدب تبدیل کنیم [۱۴]. نابرابری‌های ماتریسی خطی تاریخچه ای بیشتر از صد سال دارد. لیاپانوف با معرفی کار خود نشان داد که معادله دیفرانسیل زیر:

$$\frac{d}{dt}x(t) = Ax(t) \quad (۱۶-۱)$$

زمانی پایدار است که اگر و تنها اگر ماتریس مثبت معین پیدا شود که در نامعادله زیر صدق کند.

$$A^T P + PA < \cdot \quad (۱۷-۲)$$

در معادله (۱۷-۲)،  $P > 0$  است. یک نابرابری ماتریسی به فرم زیر توصیف می‌شود.

$$F(t) \triangleq F + \sum_{i=1}^m x_i F_i > \cdot \quad (۱۸-۲)$$

در (۱۸-۲)  $x \in R^m$  متغیرها و ماتریس مربعی  $F_i = F_i^T \in R^{n \times n}$  که  $i = 0, \dots, m$  هستند.

سمبل نابرابری (۱۸-۲)، نشان دهنده‌ی معین مثبت بودن  $F_i$  است. به طور کلی برای سیستم‌های فازی تاکاگی-سوگنو که کنترل کننده آن به فرم (۱۵-۱) نوشته می‌شود، باید  $u$  پیشنهادی درون سیستم جایگذاری شود و با پیشنهاد یک تابع لیاپانوف مثبت معین، مسئله به فرم نابرابری‌های ماتریسی خطی خواهد شد.

---

<sup>۱</sup> Linear Matrix Inequalities



## ۱-۷- آشوب<sup>۱</sup>

آشوبی یکی از زمینه های مطالعاتی در حوزه ی سیستم های دینامیکی غیرخطی می باشد، همچنین در سال های گذشته مورد توجه بسیاری از محققان قرار گرفته است. لورنز<sup>۲</sup> اولین شخصی بود که توانست پایه های اساسی و اصول اولیه نظریه آشوب را به صورت تجربی در سال ۱۹۶۱ اثبات کند [۱۵]. لورنز در حین انجام مطالعاتی در رابطه با پیش بینی و وضع هوا، به صورت اتفاقی با این مسئله روبرو گردید. تکرار این مسئله باعث شگفتی او شد زیرا نتایج حاصل از هر بار تکرار با نتایج قبلی متفاوت بود. این محقق دریافت که هر تغییر کوچکی در شرایط اولیه می تواند تغییرات بزرگی را در نتیجه به وقوع بپیوندد.

### ۱-۷-۱- مقدمه ای بر مفهوم آشوب

در این قسمت به مقدمه ای از تئوری آشوب خواهیم پرداخت. ابزار تحلیل پدیده های طبیعی برای مهندسان که نیاز به مدل سازی و تحلیل آن دارند معادلات دیفرانسیل نام دارد که چارچوب تحلیلی قوی برای همه ی دانشمندان علوم طبیعی را فراهم می کند. در بسیاری از موارد برای سادگی تحلیل، مدل ها به صورت خطی تقریب زده می شوند، در این صورت روش های گوناگونی برای تحلیل این چنین مسائلی وجود دارد. با این حال برای اینکه این ساده سازی ها انجام نشود، از روش های تحلیلی غیرخطی این تحلیل انجام می گیرد. در ادامه این فرایند کاری به پدیده های جدیدی همچون چرخه ی حدی مواجه می شویم. در تحلیل سیستم های غیرخطی مرتبه سه و بالاتر، پدیده ای رخ می دهد که به آن آشوب می گویند [۱۶].

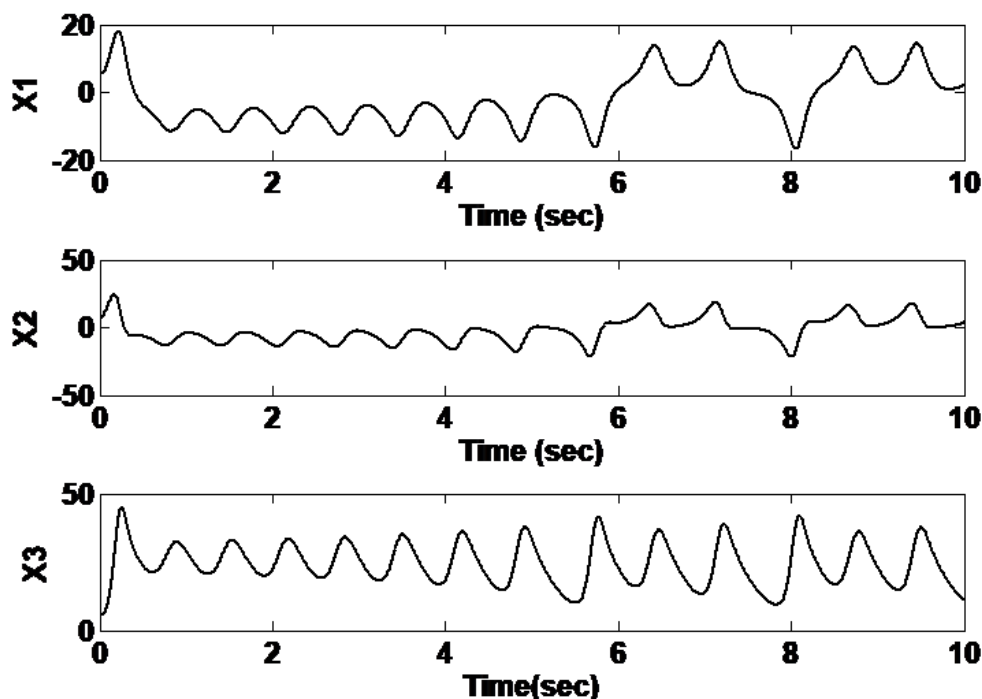
---

<sup>۱</sup> chaos

<sup>۲</sup> Lorenz

## ۱-۸- کنترل آشوب

ناپایداری در سیستم‌های خطی به مفهوم میل کردن یکی از حالت‌ها به سمت بی‌نهایت است [۱۷]. سیستم‌های آشوبی در واقع نوعی از سیستم‌های غیرخطی با رفتار نامنظم می‌باشند. اینگونه سیستم‌ها رفتار ناپایدار و در عین حال رفتار کنترل شده و کرانداری دارند. در اوایل فرض می‌شد که سیستم‌های آشوبی قابل کنترل نمی‌باشند ولی در سال ۱۹۹۰ در مقاله ای از گربوگی<sup>۱</sup> و یورک<sup>۲</sup> امکان کنترل سیستم‌های آشوب اثبات شد [۱۸].



شکل ۲-۴: رفتار آشوبی حالت‌های سیستم لورنز

<sup>۱</sup> Grebogi

<sup>۲</sup> Yorke

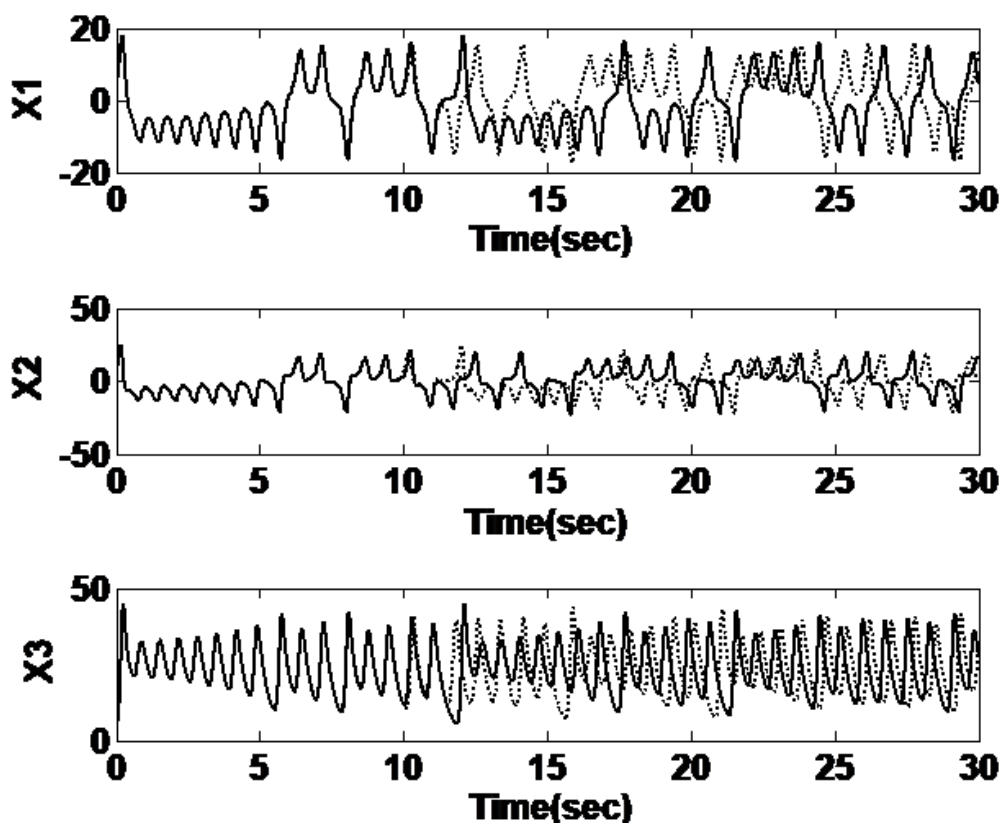
## ۱-۸-۱- حساسیت زیاد به شرایط اولیه

یکی از ویژگی‌های مهم سیستم‌های آشوبی، حساسیت زیاد به شرایط اولیه می‌باشد. اگر یک سیستم آشوبی را با دو شرط اولیه متفاوت و خیلی نزدیک به هم تست کنیم. بعد از گذشت یک مدت زمان کوتاه، پاسخ کاملاً متفاوتی مشاهده خواهد شد. پس رفتار کاملاً تغییر کرده است. این بدین معنا است که رفتار سیستم آشوبی را نمی‌توان در مدت زمان زیاد پیش بینی کرد. مثال مشهوری است که می‌گوید “بال زدن پروانه ای در افریقای جنوبی، می‌تواند تغییری کوچک ولی کلیدی را در معادلات جوی ایجاد کند و باعث طوفانی در چین شود“. نمونه ای از دینامیک مرتبه سه آشوبناک که به دینامیک لورنز مشهور است در زیر نمایش داده شده است.

$$\dot{x} = \sigma(y - x) + u \quad (۱۹-۲)$$

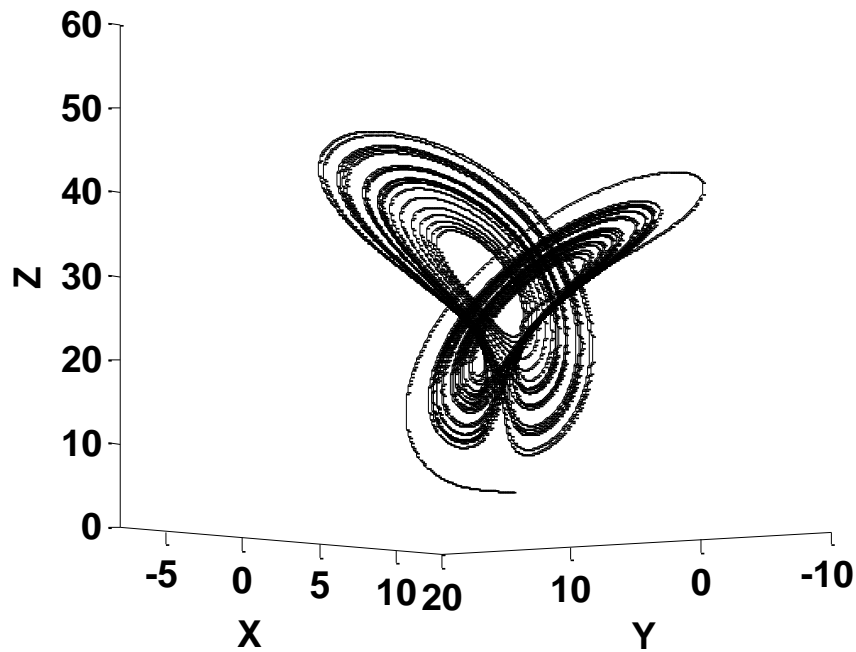
$$\dot{y} = rx - y - xz$$

$$\dot{z} = -bz + xy$$



شکل ۵-۱: حالت های سیستم لورنز با مقادیر  $\sigma = 10$ ,  $r = 28$ ,  $b = 8/3$  به ازای دو شرط اولیه بسیار نزدیک به همدیگر  $(5/001, 5/001, 5/001)$  و  $(5, 5, 5)$   $X(\cdot) = [x_1(\cdot), x_2(\cdot), x_3(\cdot)]$

در شکل ۵-۱، حالت های سیستم لورنز به ازای دو شرایط اولیه، با اختلاف  $0,001$  مقایسه شده اند. در ابتدا این سیگنال ها بسیار شبیه به هم هستند ولی با گذشت زمان می توان رفتار کاملا متفاوت را مشاهده کرد.



شکل ۱-۶. نمونه ای از رفتار دینامیک لورنز  $\sigma = 10, r = 28, b = 1/3$  به ازای شرط اولیه  $[x_1(0), x_2(0), x_3(0)] = (5, 5, 5)$

در شکل ۱-۶ صفحه فاز دینامیک لورنز قابل مشاهده است

## ۱-۹- همزمان سازی سیستم‌های آشوبی

یکی از مسائل پایداری سیستم‌های آشوبی مسئله ردگیری است. یک سیگنال به سیستم آشوبی داده می‌شود، و انتظار می‌رود که خروجی این سیستم مطابق با ورودی گردد که برای حل این مسئله،

---

۱ Synchronization

مبحث همزمان سازی مطرح می‌گردد. همزمان سازی به معنای یکسان سازی حالت‌های دو سیستم آشوبی پایه<sup>۱</sup> و پیرو<sup>۲</sup> می‌باشد که سیگنال مرجع از سیستم پایه دریافت و به سیستم دوم که پیرو گفته می‌شود داده شده و خروجی سیستم پیرو بعد از یکی شدن با سیستم پایه در زمان کوتاهی ردگیری را انجام می‌دهد. از جمله روشهایی که برای همزمان سازی دو سیستم آشوبی استفاده شده است می‌توان به روش‌های کنترل غیرخطی، همزمان سازی تطبیقی، همزمان سازی فازی و ... اشاره کرد. رویتگر فازی<sup>۳</sup> تاکاگی-سوگنو

در دنیای واقعی مشکلات کنترل بسیاری وجود دارد. یکی از مشکلات در کنترل، در دسترس نبودن اطلاعات کاملی از حالت‌های سیستم می‌باشد. در چنین مواردی نیاز به استفاده از روش‌های طراحی فیدبک خروجی همانند طراحی بر اساس مشاهدات است. در این بخش طراحی رویتگر فازی برای تخمین حالت‌های مدل فازی تاکاگی-سوگنو معرفی می‌گردد. برای طراحی رویتگر فازی باید رابطه زیر برقرار باشد.

$$x(t) - \hat{x}(t) \rightarrow 0, \quad t \rightarrow \infty \quad (20-1)$$

در رابطه قبل،  $\hat{x}(t)$  بردار تخمین رویتگر فازی است. رابطه بالا رسیدن خطای حالت ماندگار مابین  $x(t)$  و  $\hat{x}(t)$  به صفر را تضمین می‌کند. ساختار رویتگر فازی تاکاگی-سوگنو بصورت زیر است.

## ۱-۹-۱- رویتگر فازی پیوسته

### ۱-۱-۹-۱- رویتگر $i$ ام

---

<sup>۱</sup> Master

<sup>۲</sup> Slave

<sup>۳</sup> Fuzzy observer

$$\begin{aligned}
 & \text{IF } z_i(t) \text{ is } M_i, \text{ and } \dots \text{ and } z_p(t) \text{ is } M_{ip} & (21-2) \\
 & \text{THEN } \begin{cases} \hat{x}(t) = A_i \hat{x}(t) + B_i u(t) + K_i (y(t) - \hat{y}(t)) \\ y(t) = C_i \hat{x}(t) \end{cases} \\
 & i = 1, 2, \dots, r
 \end{aligned}$$

## ۱-۹-۲- رویتگر فازی گسسته

### ۱-۹-۲-۱- رویتگر $i$ ام

$$\begin{aligned}
 & \text{IF } z_i(t) \text{ is } M_i, \text{ and } \dots \text{ and } z_p(t) \text{ is } M_{ip} & (22-1) \\
 & \text{THEN } \begin{cases} x(t+1) = A_i \hat{x}(t) + B_i u(t) + K_i (y(t) - \hat{y}(t)) \\ y(t) = C_i \hat{x}(t) \end{cases} \\
 & i = 1, 2, \dots, r
 \end{aligned}$$

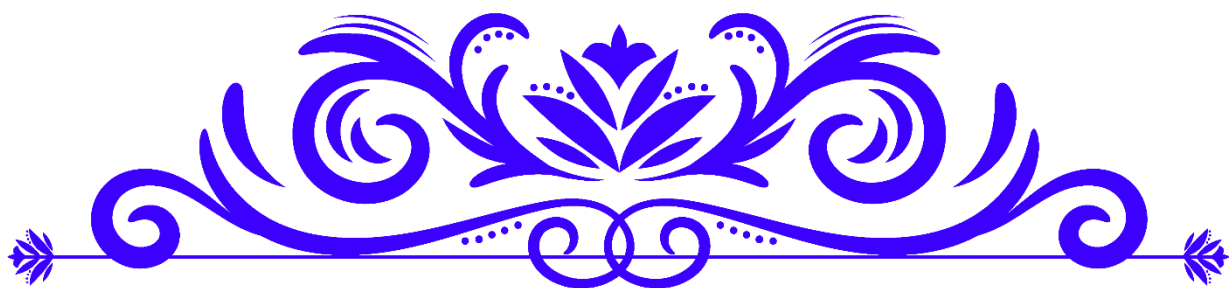
در سیستم‌های بالا  $\hat{x}(t) \in R^n$  بردار تخمین حالت،  $u(t) \in R^m$  بردار ورودی،  $A_i \in R^{n \times n}$  ماتریس سیستم،  $B_i \in R^{n \times m}$  ماتریس ورودی،  $C_i \in R^{q \times n}$  ماتریس خروجی و  $y(t)$  خروجی و  $\hat{y}(t)$  خروجی رویتگر است.

## ۱-۱۰-۱- مروری بر فصل‌های گزارش

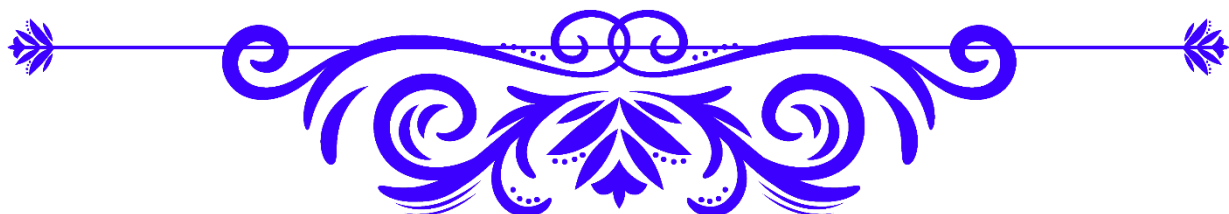
در این پایان‌نامه، در فصل اول به تئوری روش پیشنهادی و کاربردها و همچنین تاریخچه و تحقیقات گذشته به طور مختصر پرداخته شد. فصل دوم مربوط به طراحی کنترل‌کننده و طراحی رویتگر فازی است. در این فصل جزئیات مربوط به ساختار رویتگر و کنترل‌کننده فازی تاکاگی-سوگنو و پایداری سیستم شرح داده شد. در فصل سوم نتایج و شبیه‌سازی بر روی دو سیستم کاملاً متفاوت با کنترل‌کننده و رویتگر طراحی شده در فصل دوم بررسی شده است.







فصل دوم: مروری بر پیشینه‌ی تحقیق



آشوب یا *chaos* در لغت به معنای هرج و مرج، شلوغی و بی‌نظمی آمده است. تفسیرهای متفاوتی از آشوب به کار رفته است مثلاً اگر به شکل دود سیگار توجه کنیم، ابتدا دود حلقه‌های منظمی را تشکیل داده و سپس این جریان رو به بالا به آشفتگی و بی‌نظمی میل می‌کند. رفتار آشوب گونه، رفتاری تصادفی نیست، بلکه رفتاری کاملاً قطعی است ولی از دیدگاه ناظری که از ساختار و عملکرد آن اطلاع ندارد نمیتوان آن را یک سیگنال قطعی در نظر گرفت.

با آغاز قرن بیستم، هنری پوانکاره امکان وجود رفتارهای غیرمنظم، در سیستم‌های جبری را مطرح کرد، اما به علت نبود ابزارهای رایانه‌ای در آن زمان، او نمی‌توانست نظریه خود را اثبات نماید. در اوایل دهه هفتاد قرن بیستم، گروهی از محققین آمریکایی و اروپایی‌ها، فیزیک دانان، زیست‌شناسان، شیمی دانان و ریاضی دانان سعی بر جستجوی ارتباط مابین انواع مختلف بی‌نظمی در طبیعت داشتند.

بسیاری اعتقاد دارند که بررسی پدیده‌ی آشوب، یکی از برترین کشفیات در قرن بیست و یکم را رقم خواهد زد و تکامل تمامی علوم را موجب خواهد شد. در ادامه خلاصه‌ای از عواملی که کمک به ایجاد انقلاب و شکل‌گیری تئوری آشوب گردیده‌اند، بیان شده است:

ادوارد لورنز<sup>۱</sup>: ایشان اولین دانشمندی بودند که از طریق محاسبات عددی و از طریق شبیه‌سازی رایانه‌ای توانست معنی حقیقی ریاضی آشوب را حس کند. او در سال ۱۹۶۱ به‌عنوان دانشمند هواشناس در دانشگاه MIT با استفاده از یک رایانه ابتدایی به نام Royal McBee روی مدل‌سازی جو کار می‌کرد. او با انتخاب یک مدل ساده شده از پدیده رالی-برنارد<sup>۲</sup> که در لایه‌ی ای از هوا که بر اثر اختلاف دما به وجود می‌آید، پیشنهاد داد که پاسخ و رفتار این پدیده را می‌توان توسط سیستمی از سه معادله دیفرانسیل غیرخطی بدست آورد. سپس به کمک چاپگر ابتدایی، نمودار جهت و سرعت باد

---

۱ Edward Lorenz

۲ Rayleigh-Bernard

را رسم کرد. او متوجه شد که با کوچکترین تغییر در شرایط اولیه باعث تغییر الگوهای رفتاری می‌شود به طوری که پاسخ کاملاً متفاوت می‌شود.

بنوات مندلبروت<sup>۱</sup>: او در سال ۱۹۷۹ برای عمومیت بخشیدن به دسته خاصی از اشکال و طرح‌های هندسی و پیچیده، جستجوی خود را با نام ژولیا<sup>۲</sup> آغاز کرد. ریاضی دان فرانسوی آدرین دودی<sup>۳</sup> مجموعه ژولیا را اینگونه توصیف می‌کند "تنوع غیر قابل باوری از اشکال هندسی پیچیده از مجموعه های ژولیا آن چنان بدست می‌آید که برخی مانند ابرهای فربه هستند و بعضی دیگر مانند بوته های لاغر خارند. برخی از آنها شبیه به جرقه های سرگردانی هستند که به هنگام آتش بازی در هوا شناور می‌شوند. یکی شکل خرگوش است، اما بسیاری از آنها دم‌هایی مانند اسب آبی دارند."

## ۲-۲- مروری بر کارها و تحقیقات گذشته

روش‌های کنترلی زیادی برای کنترل و همزمان سازی سیستم‌های آشوبی صورت گرفته است. که به تعدادی از این مقالات ارائه شده در زیر اشاره شده است.

با توجه به نیروهای خارجی، اغلب موارد پارامترهای سیستم آشوبی مشخص نیست. بنابراین همزمان سازی دو سیستم آشوبی با پارامترهای نامعلوم، موضوع چالش برانگیزی است که به عنوان موضوع مقاله [۱۹] در نظر گرفته شده است، در این مرجع همزمان سازی آشوبی و تخمین پارامترهای مابین دو سیستم  $L\ddot{U}$  و  $TSUCS$  با معرفی روش کنترل تطبیقی حل شده است. اعتبار سنجی روش ارائه شده

---

<sup>۱</sup> Benoit Mandelbrot

<sup>۲</sup> Julia

<sup>۳</sup> Adrien Douady

بوسیله ی تئوری لیپانوف انجام گرفته است. ثابت شده است که همزمان سازی در زمان محدود<sup>۱</sup> بصورت کلی<sup>۲</sup> می تواند برای سیستم های آشوبی-هیبرید با پارامترهای نامشخص بدست آید. لذا برای بهتر کردن سرعت همزمان سازی و کاهش زمان همگرایی، برای اولین بار نوع جدیدی از ترمینال مدلغزشی برای تحقق همزمان سازی زمان محدود در مرجع [۲۰] پیشنهاد شده است. در روش های همزمان سازی قدیمی برای سیستم آشوبی مرتبه سه، نیازمند سه ورودی فعال بودیم. به تازگی میتوان دید که سه ورودی فعال نیاز نیست. مثلاً روش پسگام، همزمان سازی دو سیستم آشوبی را تنها با یک ورودی فعال امکان پذیر کرده است ولی مشکل اینجاست که بایستی دو سیستم با هم یکسان باشند، بنابراین ایده این کار از دو سیستم آشوبی متفاوت استفاده شده است بطوریکه مسئله همزمان سازی تبدیل به مسئله کنترل سیستم مرتبه دوم شده است و در نهایت پایداری سیستم حلقه بسته با تئوری لیپانوف اثبات شد [۲۱]. سیستم آشوبی نوعی از سیستم دینامیکی غیرخطی با رفتار نامنظم و غیر قابل پیش بینی است لذا این ویژگی ممکن است در کنترل یا عملکرد سیستم اختلال ایجاد کند. با این حال اگر از این ویژگی ها بدرستی استفاده کنیم می توان برای امنیت ارتباطات از آن استفاده نمود. در مرجع [۲۲] روش همزمان سازی یک سیستم آشوبی بر اساس مدل فازی ارائه شده است که کنترل کننده ی فازی برای تضمین همزمان سازی دو سیستم پایه و پیرو طراحی شده است و در نهایت پیاده سازی بر روی سخت افزار صورت گرفته است. مدل فازی جدیدی در این مقاله پیشنهاد شده است که برای خطی کردن سیستم های غیرخطی پیچیده مورد استفاده قرار میگیرد. از طریق این مدل و روش مبتنی بر LMI می توان به همزمان سازی دو سیستم آشوبی دست یافت. در نهایت می توان دو سیستم آشوبی را بر اساس مدل فازی، بیان کرد و سنکرون سازی دو سیستم که در فرستنده و گیرنده جای دارند را انجام داد [۲۳]. روشی برای ایجاد ارتباط امن با استفاده از سیگنال سیستم

---

۱ finite time

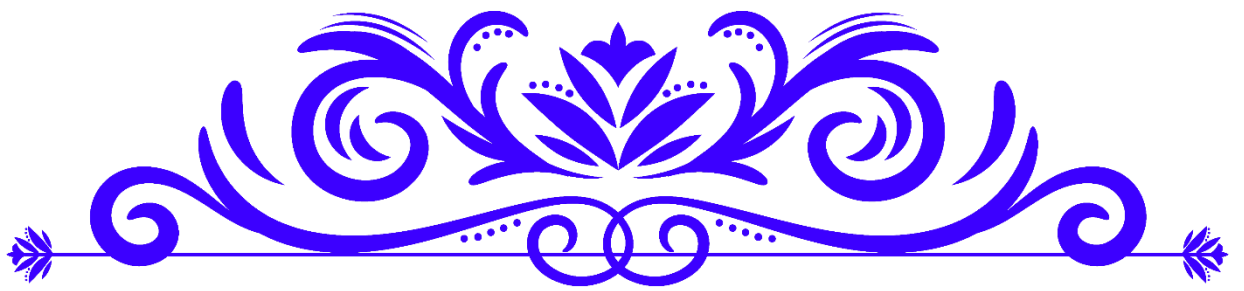
۲ Total

آشوبی ارائه شده است، که یک فرستنده حاوی اسپلاتور آشوبی با یک پارامتر است، که توسط سیگنال اطلاعات مدوله می شود و به فرستنده ارسال خواهد شد و در نهایت گیرنده که شامل یک زیر سیستم آشوبی دیگر است، با یک فیلتر غیرخطی برای بازیابی سیگنال اطلاعات به سیستم اضافه شده است که دو سیستمی که در فرستنده و گیرنده وجود دارد را همزمان می کند [۲۴]. یک روش جدید کنترل فازی برای پایداری و سنکرون سازی سیستم های چند گانه معرفی شده است که در اول، سیستم های آشوبی چند گانه با استفاده از روش تاکاگی-سوگنو مدل شده اند و سپس کنترل کننده فازی برای پایداری و سنکرون سازی این سیستم ها طراحی شده است و در نهایت برای اعتبار سنجی، شبیه سازی صورت گرفته است [۲۵]. در مرجع [۲۶]، یک سیگنال پوششی آشوبی در فرستنده به پیام اضافه می شود و در گیرنده این سیگنال پوششی از سیگنال دریافتی کم می شود و پیام استخراج خواهد شد. در نهایت پیاده سازی بر روی سیستم آشوبی لورنز انجام گرفته است.

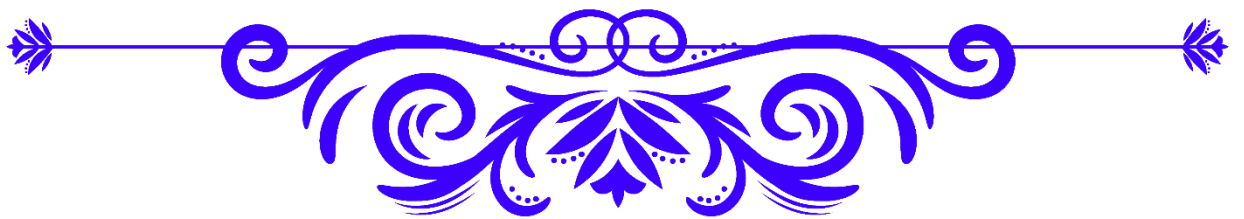
## ۲-۳- نتیجه گیری

در این فصل در رابطه با آشوب و سلسله مراتبی که در جهت استفاده از این پدیده در امنیت اطلاعات استفاده شده، اشاره گردید. در این پایان نامه مبنا را بر اساس طراحی کنترل کننده برای همزمان سازی دو سیستم آشوبی قرار دادیم. به همین دلیل مباحث گفته شده در این فصل متناسب با این تفکر در راستای طراحی کنترل کننده و رویکرد شکل گرفته شد. از این رو در این فصل می توان نتیجه گرفت که پژوهشگران در رابطه با امنیت اطلاعات و مخفی کردن آن در سیستم های آشوبی تحقیقات بسیاری انجام داده اند و می توان گفت که یکی از زمینه های بروز برای پژوهش در زمینه مخفی سازی اطلاعات، سیستم های آشوبی می باشند.





فصل سوم: طراحی کنترل کننده و رویکرد فازی تاکاگی-سوکنو مقاوم



### ۳-۱-۱- مقدمه ای بر اساس ارتباط امن بر اساس سیستم آشوبی

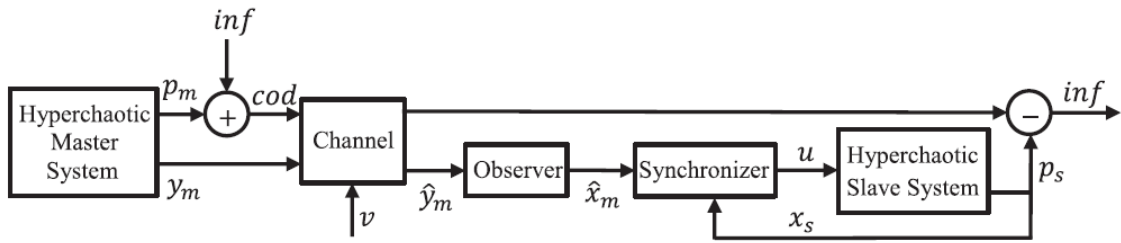
در این ارتباط امن، سیگنال اطلاعات بوسیله سیستم فرستنده آشوبی، مدوله<sup>۱</sup> شده و سیگنال بدست آمده از طریق یک کانال عمومی ارسال می شود. در سمت گیرنده یک کنترل کننده، سیستم آشوبی فرستنده و گیرنده را همزمان می کند. در نهایت سیگنال پیام مدوله شده به وسیله سیگنال مرجع، دمدوله<sup>۲</sup> می گردد. روش ارتباطی امن ارائه شده در شکل ۳-۱ ترسیم شده است. برای دستیابی به نتایج عملی، شبیه سازی بروی سیستم فوق آشوبی لورنز<sup>۳</sup> و سیستم آشوبی *3D Chen* انجام گرفته است [۲۷].

در شکل ۳-۱، *message* سیگنال اطلاعاتی اصلی،  $P_m$  سیگنال آشوبی برای رمزنگاری<sup>۴</sup>، *cod* سیگنال کد شده<sup>۵</sup>،  $y_m$  خروجی سیستم پایه<sup>۶</sup> که از طریق کانال ارتباطی برای همزمان سازی سیستم پیرو<sup>۷</sup> استفاده می شود.  $v$  نشان دهنده اثر مخرب بر روی کانال می باشد که شامل نویز و اغتشاش است.  $\hat{x}_m$  تخمینی<sup>۸</sup> از سیستم پایه در سمت دریافت کننده<sup>۹</sup> است. سیگنال ورودی کنترلی با مقایسه ای بین  $\hat{x}_m$  و حالت های سیستم پیرو تولید می گردد. ایده اصلی این کار، در دسترس نبودن تمامی حالت های سیستم پایه است. در نهایت حالت های سیستم پیرو با حالت های سیستم پایه همزمان می شوند.

---

۱ Modulated  
۲ Demodulated  
۳ Lorenz  
۴ Encrypting  
۵ Coded  
۶ Master  
۷ Slave  
۸ Estimated  
۹ Receiver





شکل ۳-۱. شماتیک کلی از ارتباط امن [۲۷]

سیستم پایه به صورت سیستم فازی تاکاگی-سوگنو در ادامه توصیف شده است.

$$\dot{X}_m(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z_m) \{A_i X_m + Ew\} \quad (۱-۳)$$

$$y_m = C X_m$$

$$P_m = N X_m$$

در سیستم (۱-۵)،  $x_m$ ،  $y_m$ ،  $P_m$  و  $z_m$  به ترتیب حالت، خروجی، رمزنگاری شده و بردار متغیر مقدم<sup>۱</sup> سیستم پایه هستند.  $w$  بردار اغتشاش ورودی،  $h_i(\cdot)$  تابع عضویت<sup>۲</sup> و  $A_i$ ،  $E$ ،  $C$  و  $N$  به ترتیب ماتریس سیستم، اغتشاش ورودی، خروجی سیستم و ماتریس رمزنگاری با بُعد<sup>۳</sup> مناسب هستند. برای مدوله کردن سیگنال اطلاعاتی *message*، از تکنیک اضافه کردن<sup>۴</sup> استفاده می‌کنیم. برای کد<sup>۵</sup> کردن سیگنال ارسالی، سیگنال اطلاعات به سیگنال رمزنگاری اضافه<sup>۶</sup> می‌شود.

$$Cod = P_m + message \quad (۲-۳)$$

- 
- ۱ Premise Variable
  - ۲ Membership Function
  - ۳ Dimensions
  - ۴ Additive
  - ۵ Cod
  - ۶ Added

در نهایت سیگنال  $cod$  و  $y_m$  از طریق کانال عمومی ارسال می‌شوند.

در این کار از سیستم‌های پایه و پیرو فوق آشوبی برای همزمان سازی استفاده می‌کنیم. سیستم پیرو به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود.

$$\begin{aligned} \dot{X}_s(t) &= \sum_{i=1}^r h_i(z_s) \{A_i X_s + B u\} \\ y_s &= C X_s \end{aligned} \quad (3-3)$$

در سیستم (3-5)،  $x_s$ ،  $z_s$  و  $u$  به ترتیب بردار حالت، بردار متغیر مقدم و ورودی کنترلی سیستم فوق آشوبی پیرو هستند.  $B$  ماتریس ورودی با بُعد مناسب است.

### 3-2- ساختار رویتگر

برای بالابردن امنیت در کانال ارتباطی، بایستی کمترین اطلاعات ممکن ارسال شود، لذا تنها یک حالت از سیستم پایه برای همزمان سازی دو سیستم ارسال می‌گردد. برای همزمان سازی دو سیستم پایه و پیرو نیاز به تمامی حالت‌های سیستم پایه در سمت گیرنده می‌باشد. پس بنابراین از یک رویتگر برای بدست آوردن حالت‌های سیستم پایه در سمت گیرنده استفاده می‌شود. برای رسیدن به این هدف، یک رویتگر فازی تاکاگی-سوگنو در زیر نشان داده شده است:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{X}}_m(t) &= \sum_{i=1}^r h_i(z_s) \{A_i \hat{X}_m - S^{-1} K_i (y_m - \hat{y}_m)\} \\ \hat{y}_m &= C \hat{X}_s \end{aligned} \quad (4-3)$$

در معادله ۳-۴،  $\hat{x}_m$  تخمینی از حالت‌های سیستم پایه و  $S = S^T > 0$  و  $K_i$  بهره<sup>۱</sup> رویتگر هستند که بایستی طراحی شوند. بردار خطای تخمینی مابین سیستم پایه و رویتگر سیستم پایه به صورت  $e_m = x_m - \hat{x}_m$  تعریف می‌گردد. پس بنابراین داریم:

$$\dot{e}_m = \sum_{i=1}^r h_i(z_m) \{A_i - S^{-1} K_i C\} e_m + Ew \quad (5-3)$$

در نتیجه ماتریس  $K_i$  برای  $i = 1, \dots, r$  و  $S$  طوری بایستی طراحی شوند که اثر ورودی اغتشاش  $w$  کاهش یابد و خطای تخمینی به صفر میل کند.

### ۳-۳- کنترل کننده PDC

برای همزمان سازی سیستم فوق آشوب پایه و پیرو از قانون کنترل PDC استفاده می‌شود. این قانون کنترل به صورت زیر توصیف می‌شود [۲۹]:

$$u = \sum_{i=1}^r h_i(z_m) F_i \hat{X}_m - \sum_{i=1}^r h_i(z_s) F_i X_s \quad (6-3)$$

در معادله ۳-۶،  $F_i$  بهره کنترل کننده با بُعد مناسب است که بایستی طراحی شود. برای رسیدن به هدف همزمان سازی دو سیستم فوق آشوبی، بایستی خطای همزمان سازی  $e = x_m - x_s$  حداقل<sup>۲</sup> گردد. پس بنابراین داریم:

<sup>۱</sup> Gain

<sup>۲</sup> Minimize

$$\begin{aligned} \dot{e} = & \sum_{i=1}^r h_i(z_m)\{A_i - BF_i\}x_m - \sum_{i=1}^r h_i(z_s)\{A_i - BF_i\}x_s \\ & + B \sum_{i=1}^r h_i(z_m)K_i e_m + EW \end{aligned} \quad (7-3)$$

فرض بر این است که  $B$  غیر تکین<sup>۱</sup> است. بر اساس تکنیک cancellation [۲۸] داریم :

$$A_i - BF_i = A_1 - BF_1 \quad (8-3)$$

در نتیجه :

$$F_i = B^{-1}(BF_1 + A_i - A_1) = F_1 + B^{-1}(A_i - A_1) \quad (9-3)$$

رابطه ۸-۳ را به ۷-۳ اضافه می‌شود و در نهایت داریم :

$$\dot{e} = (A_1 - BF_1)e + \left\{ BF_1 + \sum_{i=1}^r h_i(z_m)(A_i - A_1) \right\} e_m + EW \quad (10-3)$$

معادله دینامیکی تکمیل شده<sup>۲</sup> به صورت ۱۱-۳ می‌باشد :

---

<sup>۱</sup> Non-Singular

<sup>۲</sup> Augmented

$$\begin{bmatrix} \dot{e} \\ \dot{e}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 - B_1 & BF_1 + \sum_{i=1}^r h_i(z_m)(A_i - A_1) \\ \cdot & \sum_{i=1}^r h_i(z_m)\{A_i - S^{-1}K_iC\} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e \\ e_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E \\ E \end{bmatrix} w \quad (11-3)$$

با خروجی زیر :

$$y = \begin{bmatrix} 1 \\ \cdot \\ C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e \\ e_m \end{bmatrix} \quad (12-3)$$

هدف ما در معادله ۱۳-۳ بیان شده است :

$$\begin{bmatrix} e \\ e_m \end{bmatrix} \rightarrow \cdot \quad (13-3)$$

در این کار برای تحقق بخشیدن به ۱۳-۳، کنترل کننده‌ی  $L_2 - L_2$  طراحی می‌کنیم. با توجه به رابطه ۱۴-۳، اثر اختلال در حلقه کنترلی را می‌توان مشاهده کرد که نرم دامنه خروجی به نرم دامنه اختلال را می‌گیریم و در نهایت بیشترین مقدار آن بایستی از  $\gamma$  کوچکتر شود.

$$\text{Sup} \frac{\|y\|_2}{\|v\|_2} < \gamma \quad (14-3)$$

در ادامه یک بخش مقاوم به لیاپانوف پیشنهادی برای رسیدن به نامساوی ماتریسی خطی، افزوده می‌شود، داریم:

$$\dot{V} + y^T y - \gamma^2 w^T w < 0 \quad (15-3)$$

### ۳-۴- شرایط طراحی رویتگر و کنترل کننده

ما تمایل داریم که سیستم پایه و پیرو با هم همزمان شوند. زمانی این اتفاق رخ می دهد که خطای مابین این دو سیستم به سمت صفر میل کند. در کل فرآیند از یک رویتگر برای تخمین حالت های سیستم پایه استفاده می شود و سپس برای همزمان شدن سیستم پایه و پیرو از یک کنترل کننده که از تخمین سیستم پایه و حالت های اصلی سیستم پیرو استفاده می کند. این کنترل کننده با مقایسه حالت های تخمینی سیستم پایه و حالت های اصلی سیستم پیرو، یک ورودی کنترلی تولید و به سیستم پیرو اعمال می کند. کنترل کننده از طریق نظریه پایداری لیاپانوف به دست می آید. مشتق تابع پیشنهادی لیاپانوف به صورت یک نامساوی ماتریسی بیان می شود. با حل این نامساوی ماتریسی، بهره مورد نظر برای طراحی کنترل کننده به دست می آید. در نهایت با اعمال ورودی کنترلی به سیستم پیرو خطا بین سیستم پایه و پیرو به صفر همگرا می شود.

### ۳-۴-۱- بررسی پایداری

برای همزمان سازی کلی<sup>۱</sup>، کنترل کننده ای که بر اساس معادله رویتگر ۳-۶ طراحی شده، باید ماتریس های  $P$ ،  $S$  مربعی و ماتریس های  $M$ ،  $K_i$  برای  $i=1, \dots, r$  به گونه ای بدست آورد که نامساوی ماتریسی خطی (۳-۱۶) را تحقق بخشد.

$$\begin{aligned} S &> 0 \\ P &> 0 \end{aligned} \quad (16-3)$$

---

<sup>۱</sup> Globally

$$\begin{bmatrix} \{A_1^T P + P A_1 - M^T - M + I\} & M + P(A_i - A_1) & PE \\ \{M^T + (A_i^T - A_1^T)P\} & \left\{ \begin{array}{l} (SA_i + K_i c) \\ + (A_i^T S + C^T K_i^T) \\ + C^T C \end{array} \right\} & SE \\ E^T P & E^T S & -\gamma^2 I \end{bmatrix} < \cdot$$

اثبات نام مساوی ماتریسی خطی ۱۶-۳ در زیر بیان شده است. پیشنهاد تابع لیاپانوف و اضافه کردن

بخش مقاوم به آن :

$$V = e^T P e + e_m^T S_m^{-1} e_m \quad (۱۷-۳)$$

$$\dot{V} + y^T y - \gamma^2 w^T w$$

$$= \dot{e}^T P e + e^T P e + \dot{e}_m^T P e_m + e_m^T S e_m + y^T y - \gamma^2 w^T w$$

با جایگذاری خطای سیستم پایه و پیرو و رویتر سیستم پایه، به فرم ۱۸-۳ خواهید رسید :

$$\sum_{i=1}^r h_i(z_m) \{e^T P (A_1 - B F_1)^T P e\} + e_m^T \{F_1^T B^T + A_i^T - A_1^T\} P e + \quad (۱۸-۳)$$

$$w^T E^T P e + e^T P (A_1 - B F_1) e + e^T P (B F_1 + A_i^T - A_1^T) e_m +$$

$$e^T P E w + e_m^T (A_i^T S + C^T K_i^T) e_m + w^T E^T S e_m + e_m^T (S A_i + K_i c) e_m +$$

$$e_m^T S E w + e^T e + e_m^T C^T C e_m - \gamma^2 w^T w$$

$$= \sum_{i=1}^r h_i(z_m) \begin{bmatrix} e \\ e_m \\ w \end{bmatrix}^T$$

$$\begin{bmatrix} \{A_1^T P + P A_1 - M^T - M + I\} & M + P(A_i - A_1) & PE \\ \{M^T + (A_i^T - A_1^T)P\} & \left\{ \begin{array}{l} (SA_i + K_i C) \\ + (A_i^T S + C^T K_i^T) \\ + C^T C \end{array} \right\} & SE \\ E^T P & E^T S & -\gamma^2 I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e \\ e_m \\ w \end{bmatrix} < \cdot$$

برای اینکه  $\dot{V} < 0$  باشد بایستی :

$$\begin{bmatrix} \{A_1^T P + P A_1 - M^T - M + I\} & M + P(A_i - A_1) & PE \\ \{M^T + (A_i^T - A_1^T)P\} & \left\{ \begin{array}{l} (SA_i + K_i C) \\ + (A_i^T S + C^T K_i^T) \\ + C^T C \end{array} \right\} & SE \\ E^T P & E^T S & -\gamma^2 I \end{bmatrix} < \cdot \quad (19-3)$$

در نامساوی ماتریسی خطی بالا،  $M = PBF_1$  قرار می‌دهیم. در نتیجه بهره فیدبک<sup>۱</sup> بصورت زیر در معادله ۲۰-۳ محاسبه می‌شود.

$$F_i = B^{-1}(BF_1 + A_i - A_1) = F_1 + B^{-1}(A_i - A_1) \quad (20-3)$$

---

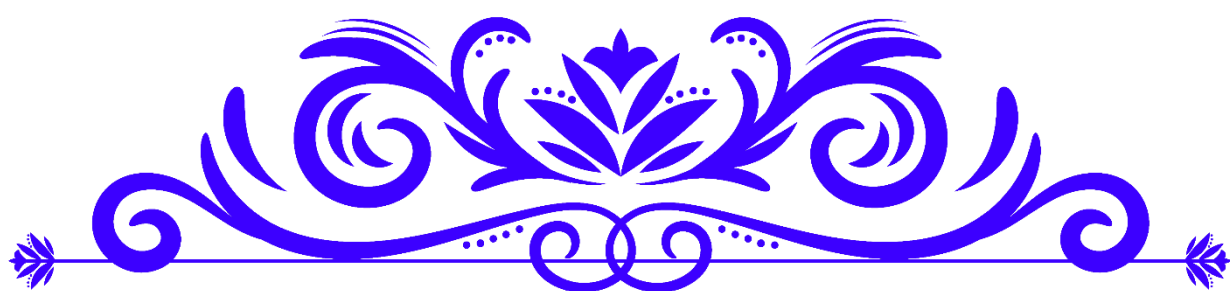
<sup>۱</sup> Feedback



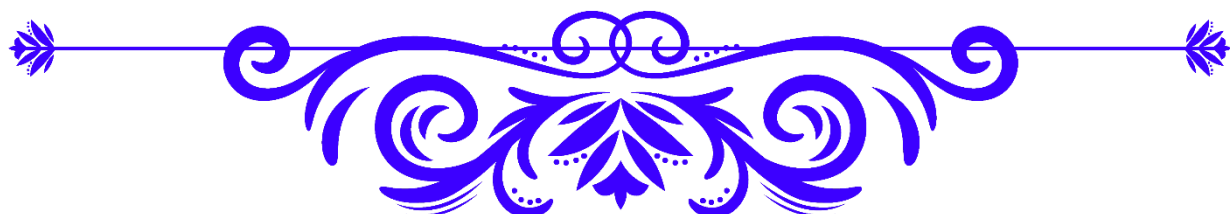
### ۳-۵- نتیجه گیری

در این فصل تحقیقی در رابطه با امنیت اطلاعات، جهت مقایسه با ایده‌ی اصلی پایان‌نامه به طور کامل تشریح شده است. این تحقیق به بررسی ارسال خروجی و بدست آوردن حالت های سیستم برای استفاده در بلوک همزمان سازی جهت بکارگیری در کنترل‌کننده برای همزمان سازی سیستم‌های آشوبی پایه و پیرو پرداخته شده است. در این کار اطلاعات در یکی از حالت های سیستم پایه اضافه و ارسال شد و از طریق کانال دوم خروجی سیستم آشوبی پایه ارسال گردید. در گیرنده اطلاعات اضافه با همزمان شدن دو سیستم پایه و پیرو با تخمین دقیق استخراج شدند.





فصل چهارم: شییه سازی ارتباط امن بر اساس رویکرد فازی تاکاگی-سوکونو مقاوم



## ۴-۱- مقدمه ای بر شبیه سازی ارتباط امن بر اساس سیستم آشوبی

در این فصل کارایی کنترل کننده و رویتر فازی به وسیله ی شبیه سازی بررسی می شود. در بخش اول معادله سیستم فوق آشوبی لورنز و در بخش دوم سیستم آشوبی 3DChen معرفی شده و سپس نتایج استفاده از رویتر فازی و کنترل کننده برای همزمان کردن حالت های سیستم پایه و پیرو بررسی می شوند. نکته حائز اهمیت این است که برای همزمان سازی سیستم پایه و پیرو، نیاز به تمامی حالات پایه در گیرنده خواهیم داشت. پس بنابراین برای تخمین حالت های سیستم پایه از رویتر فازی استفاده شده است. در نتیجه با توجه به طراحی ورودی کنترلی توسط روش جبران سازی توزیع شده موازی، حالت های سیستم پایه و پیرو بعد از گذشت زمانی کوتاه با همدیگر همزمان می شوند.

## ۴-۲- بخش اول

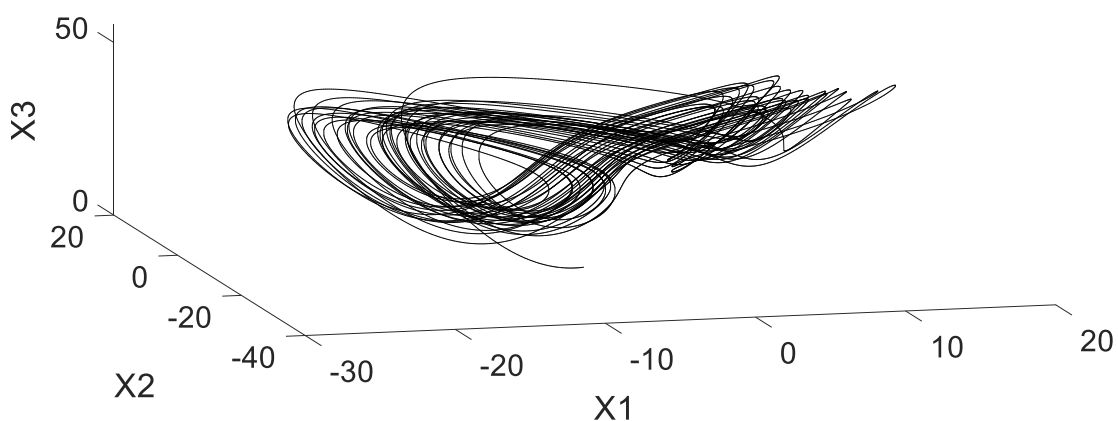
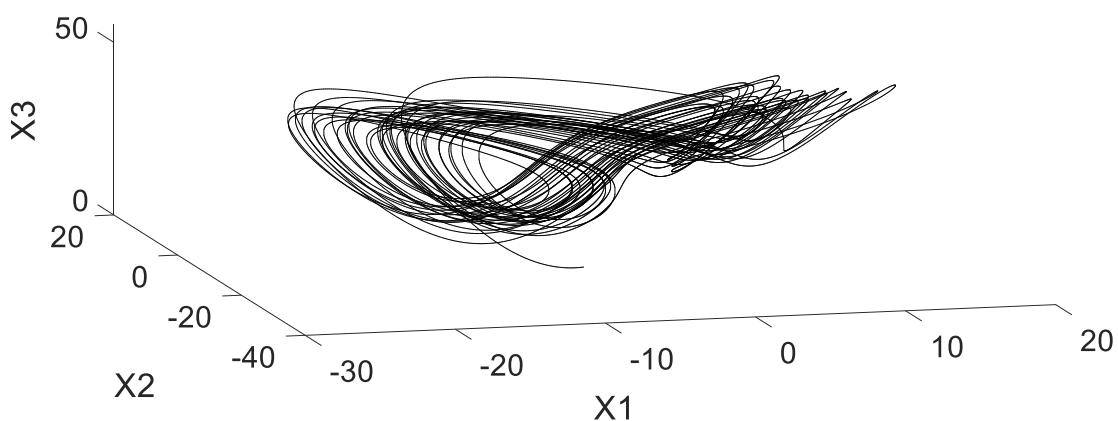
در این بخش شبیه سازی بر روی سیستم فوق آشوبی لورنز انجام گرفته است. در ابتدا به معرفی دینامیک سیستم فوق آشوبی لورنز پرداخته و سپس به بررسی صفحه فاز این سیستم خواهیم پرداخت. در نهایت با توجه به تئوری پیشنهادی در فصل قبل بهره مورد نیاز برای همزمان سازی، توسط حل LMI بدست می آید.

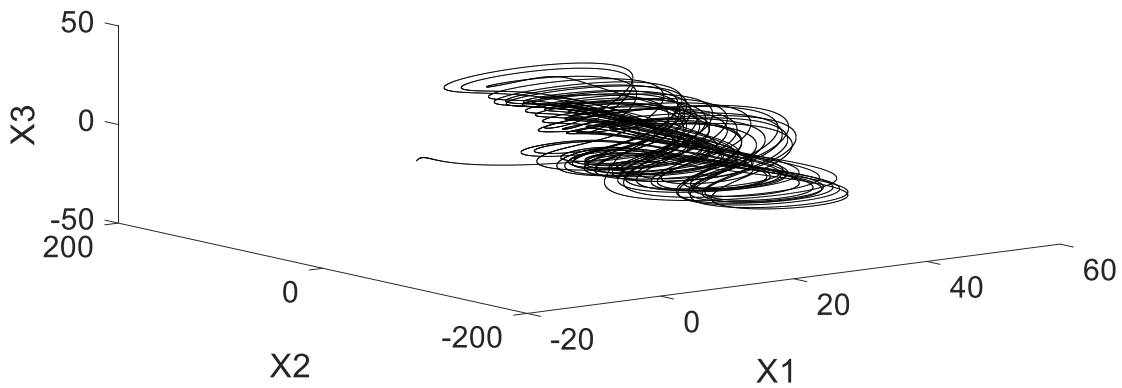
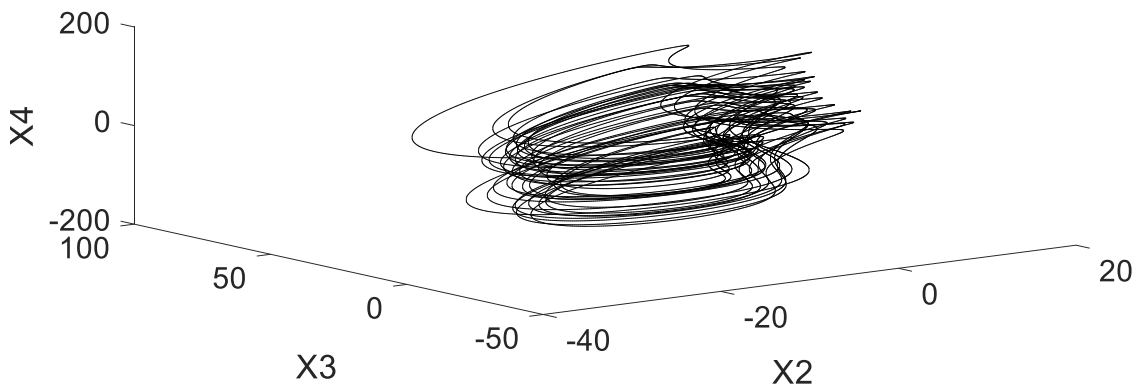
## ۴-۲-۱- دینامیک سیستم فوق آشوبی لورنز

برای شبیه سازی یک سیستم فوق آشوبی لورنز در نظر گرفته شده است. دینامیک سیستم فوق آشوبی لورنز به صورت معادله ۴-۱ بیان می شود:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -a x_1 + a x_2 + x_4 \\ \dot{x}_2 &= l x_1 - x_2 - x_1 x_3 \\ \dot{x}_3 &= x_1 x_2 - k x_3 \\ \dot{x}_4 &= -x_1 x_3 + d x_4 \end{aligned} \quad (1-4)$$

در معادله ۱-۴،  $k = \frac{1}{3}$ ،  $l = 28$ ،  $a = 10$  و  $d = 1/3$  پارامترهای ثابت سیستم هستند. برای اینکه بتوانیم در رابطه با یک سیستم اظهار نظر کنیم، باید آشنایی با رفتار آن سیستم داشته باشیم. به همین دلیل برای درک بهتر رفتار یک سیستم آشوبی، با شرایط اولیه، سیستم را در نرم افزار متلب شبیه سازی و بعد صفحه فاز آن سیستم را ترسیم می کنیم. در ادامه تصاویری از صفحه فاز ۳ بعدی سیستم فوق آشوبی لورنز با شرایط اولیه و بدون کنترل کننده نشان داده شده است.





شکل ۴-۱. تصاویری از صفحه فاز سه بعدی سیستم فوق آشوبی لورنز (بدون کنترل کننده)

دینامیک مدل فازی تاکاگی-سوگنو به صورت زیر بیان می شود :

$$\dot{X} = \sum_{i=1}^2 h_i(x_1) A_i X \quad (2-4)$$

در سیستم بالا،  $X = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T$  و  $h_i(x_1)$  برای  $i = 1, 2$  است. ماتریس های  $P_m = x_2$ ،

$y_m = x_1$  و بردارهای  $E = [1 \ 1 \ 1 \ 1]^T$ ،  $N = [0 \ 1 \ 0 \ 0]$  و ماتریس های سیستم به صورت زیر

هستند :

$$A_1 = \begin{bmatrix} -1.0 & 1.0 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 3.0 & 0 \\ 0 & -3.0 & -\frac{1}{3} & 0 \\ 0 & 0 & 3.0 & 1/3 \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} -1.0 & 1.0 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & -3.0 & 0 \\ 0 & 3.0 & -\frac{1}{3} & 0 \\ 0 & 0 & -3.0 & 1/3 \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

با حل معادله نامساوی ماتریسی خطی ۳-۴، ماتریس‌های بهره برای رویتگرها و کنترل کننده محاسبه می‌شوند.

$$K_1 = 1.0^0 [0.7778 \quad 3.2921 \quad 0.597 \quad 0.924] \quad (4-4)$$

$$K_2 = 1.0^0 [0.7778 \quad 3.1346 \quad 0.1299 \quad 0.923]$$

$$F_1 = \begin{bmatrix} 0.8511 & 8.7882 & 0.5852 & 0.9020 \\ 40.7542 & 52.5793 & -0.4575 & 4.1396 \\ -0.2199 & 0.2322 & 61.2342 & 2.3983 \\ 21.1665 & 33.3445 & 19.2704 & 11.8372 \end{bmatrix}$$

$$F_2 = \begin{bmatrix} 0.8511 & 8.7882 & 0.5852 & 0.9020 \\ 40.7542 & 52.5793 & -60.4575 & 4.1396 \\ -0.2199 & 60.2322 & 61.2342 & 2.3983 \\ 21.1665 & 33.3445 & -40.7296 & 11.8372 \end{bmatrix}$$

$$S = 1.0^2 \begin{bmatrix} 7.9439 & -0.2336 & -0.2620 & -0.1369 \\ -0.2336 & 8.3953 & -0.0124 & -0.0017 \\ -0.2620 & -0.0124 & 8.2730 & -0.0005 \\ -0.1369 & -0.0017 & -0.0005 & 0.0061 \end{bmatrix}$$

$$P = \begin{bmatrix} 787.9653 & -33.5230 & -2.5928 & -14.6857 \\ -33.5230 & 113.9510 & 1.3321 & 2.7046 \\ -2.5928 & 1.3321 & 113.7072 & 0.3610 \\ -14.6857 & 2.7046 & 0.3610 & 13.9012 \end{bmatrix}$$

با توجه به ماتریس‌های  $S_0, K_1, K_2$  می‌توان بهره رویتگر را محاسبه کرد.

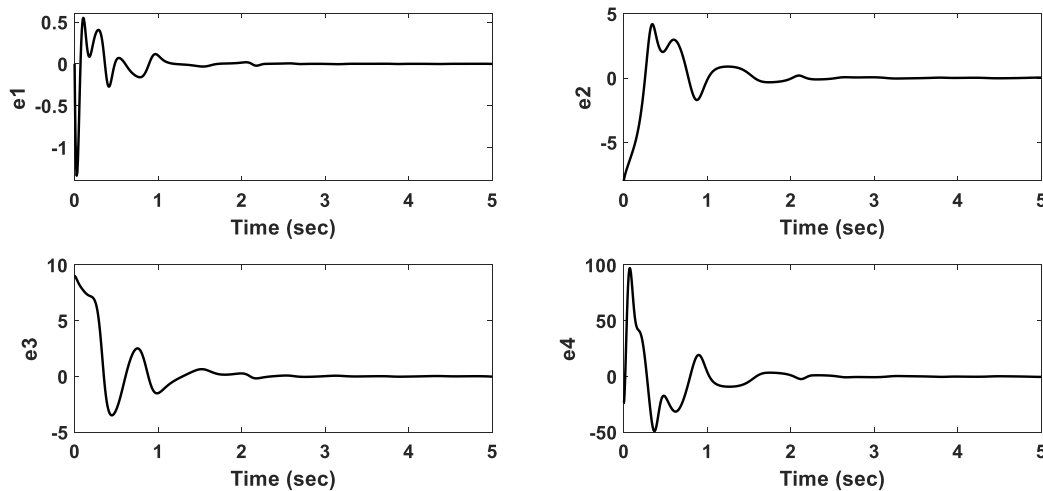
$$Z_1 = S^{-1} K_1 = 1.0^2 \begin{bmatrix} -0.0286 \\ -0.0404 \\ -0.0004 \\ -2.1569 \end{bmatrix}, \quad Z_2 = S^{-1} K_2 = 1.0^2 \begin{bmatrix} -0.0286 \\ -0.0386 \\ -0.0027 \\ -2.1549 \end{bmatrix} \quad (5-4)$$

### ۳-۴- شرایط اولیه متفاوت

با توجه به اینکه با کوچکترین تفاوت در شرایط اولیه سیستم‌های آشوبی و فوق آشوبی، خروجی کاملاً متفاوتی مشاهده خواهیم نمود، لذا در اینجا برای اثبات روش پیشنهادی با شبیه سازی، شرایط اولیه کاملاً متفاوتی برای سیستم در نظر می‌گیریم. شرایط اولیه متفاوت در جدول زیر آمده است.

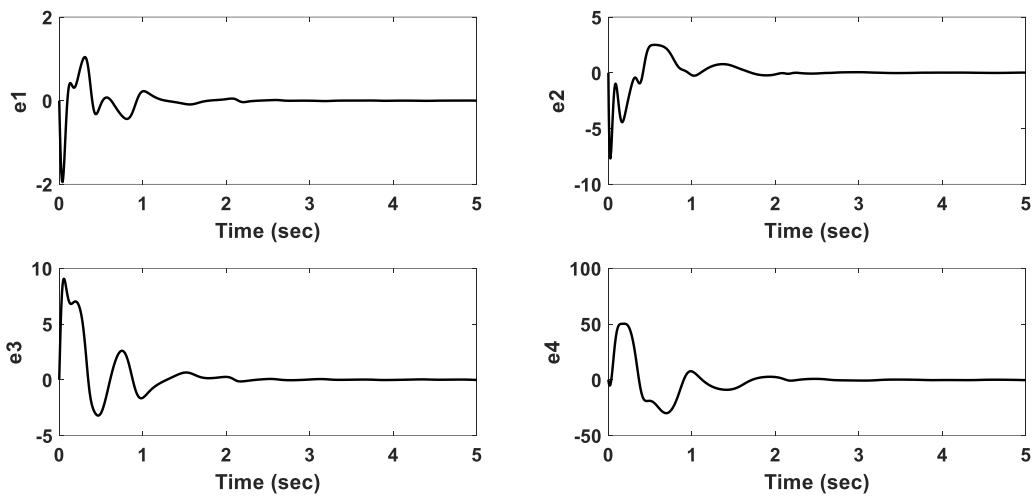
جدول ۱-۴: شرایط اولیه سیستم فوق آشوبی در همزمان سازی لورنز

	شرایط اولیه سیستم پایه	شرایط اولیه رویتر سیستم پایه	شرایط اولیه سیستم پیرو
$x_1$	-۲	-۳	-۱
$x_2$	۲	۱۰	۱
$x_3$	-۵	-۱۴	-۶
$x_4$	۶	۳۰	۶



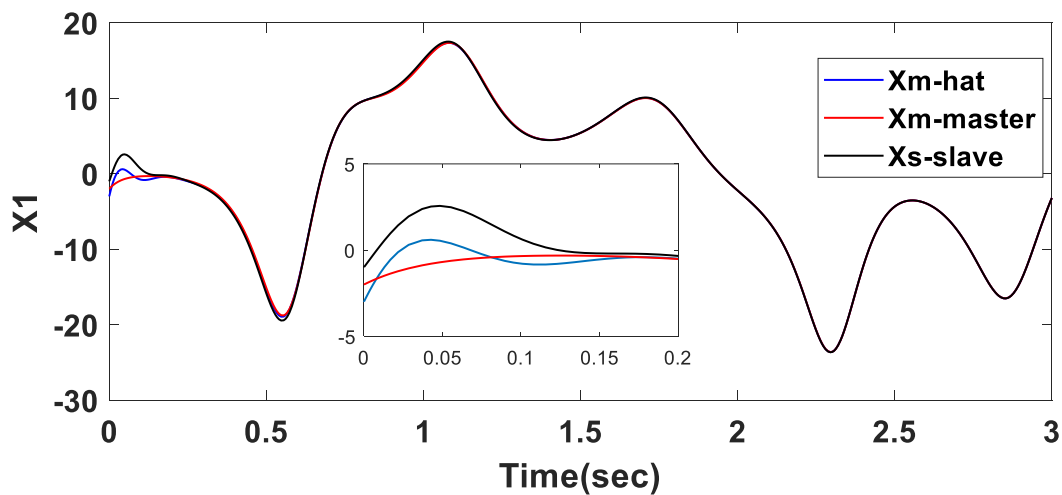
شکل ۲-۴. خطای بین سیستم پایه و رویتر سیستم پایه



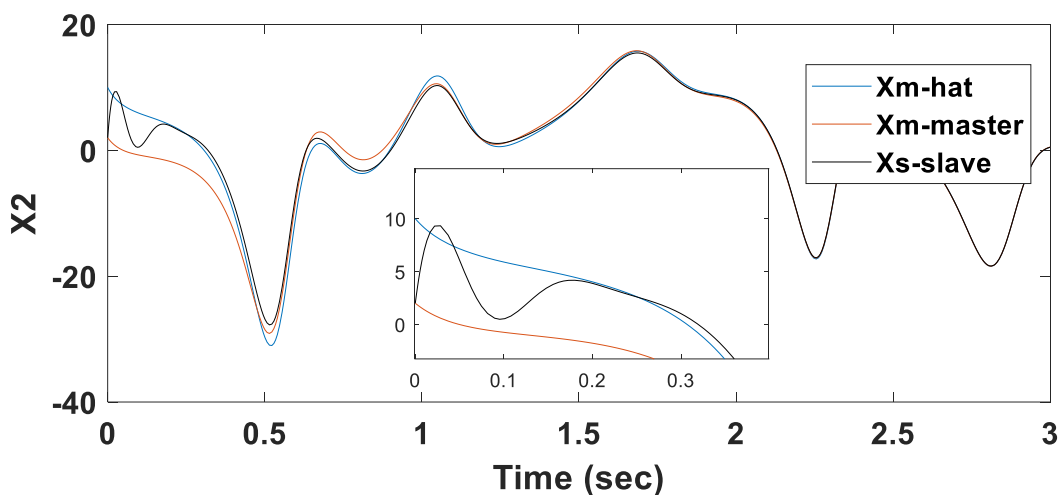


شکل ۴-۳. خطای بین سیستم پایه و سیستم پیرو

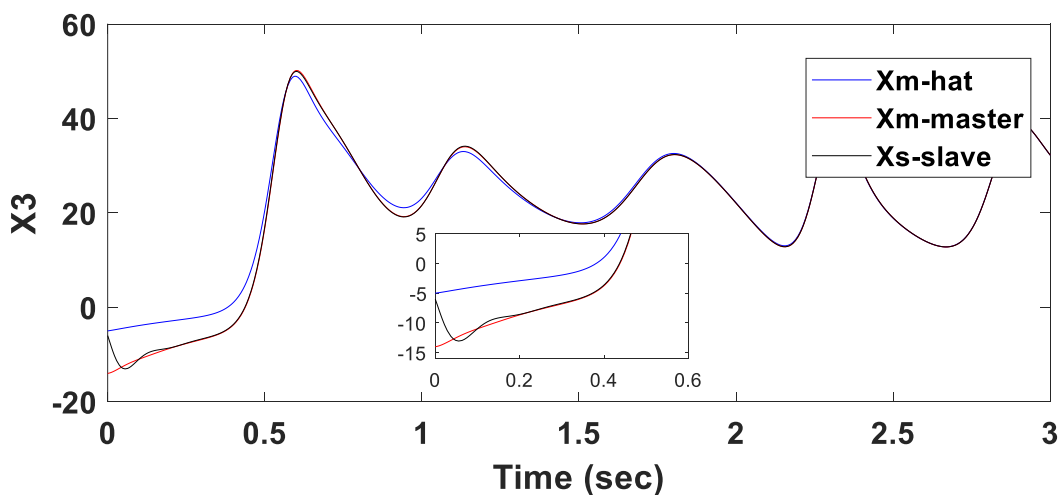
برای ارزیابی روش این فصل، خطای بین سیستم پایه و پیرو، خطای بین سیستم پایه و رویتگر سیستم پایه ترسیم شده است. در این شکل‌ها می‌توان مشاهده نمود که بعد از گذشت حدوداً دو ثانیه، خطا به سمت صفر همگرا می‌شود.



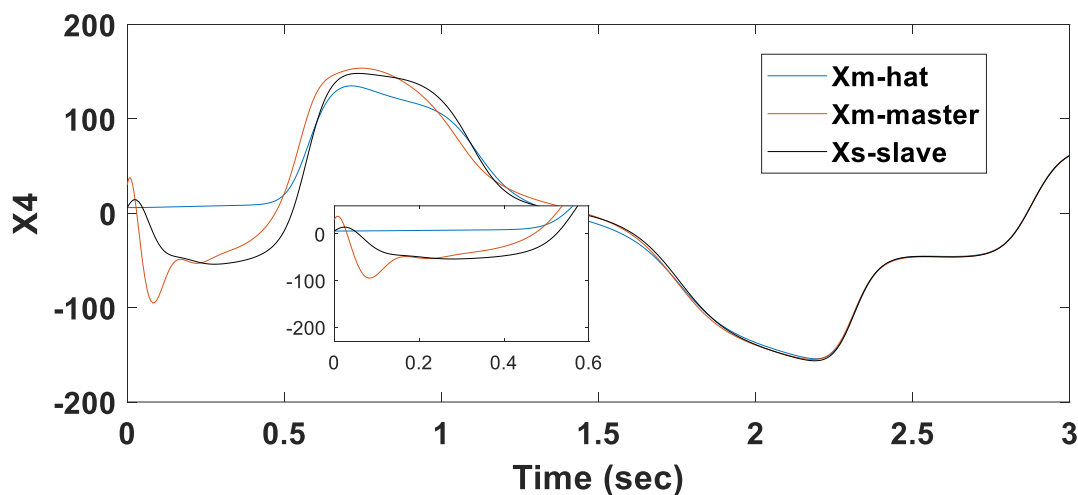
شکل ۴-۴. حالت اول سیستم فوق‌آشوبی لورنز (رنگ قرمز حالت سیستم پایه، رنگ آبی رویتگر حالت سیستم پایه، رنگ سیاه حالت سیستم پیرو)



شکل ۴-۵. حالت دوم سیستم فوق آشوبی لورنز (رنگ قرمز حالت سیستم پایه، رنگ آبی رویتگر حالت سیستم پایه، رنگ سیاه حالت سیستم پیرو)



شکل ۴-۶. حالت سوم سیستم فوق آشوبی لورنز (رنگ قرمز حالت سیستم پایه، رنگ آبی رویتگر حالت سیستم پایه، رنگ سیاه حالت سیستم پیرو)



شکل ۴-۷. حالت چهارم سیستم فوق آشوبی لورنز (رنگ قرمز حالت سیستم پایه، رنگ آبی رویترگر حالت سیستم پایه، رنگ سیاه حالت سیستم پیرو)

در شکل‌های بالا، همه چهار حالت سیستم فوق آشوبی لورنز برای بررسی زمان همگرایی به یکدیگر ترسیم شده‌اند. در این شکل‌ها قابل مشاهده است که همگرایی در حدود دو ثانیه طول کشیده است. لازم به ذکر است که برای به کارگیری این روش در مخابرات امن، اطلاعات مد نظر بایستی از زمان دو ثانیه به بعد بر روی این سیگنال جمع شوند.

#### ۴-۴- بخش دوم

در این بخش شبیه سازی بر روی سیستم آشوبی  $3D$  Chen انجام گرفته است. در قسمت اول به معرفی دینامیک سیستم فوق پرداخته و صفحه فاز این سیستم رسم و بررسی شد، در نهایت با توجه به تئوری گفته شده در فصل قبل، بهره مورد نیاز برای همزمان سازی دو سیستم پایه و پیرو توسط رویترگر پایه بدست می آید.

#### ۴-۴-۱- دینامیک سیستم آشوبی $3D$ Chen :

برای شبیه سازی، یک سیستم آشوبی  $3D$  Chen در نظر گرفته شده است. دینامیک سیستم آشوبی

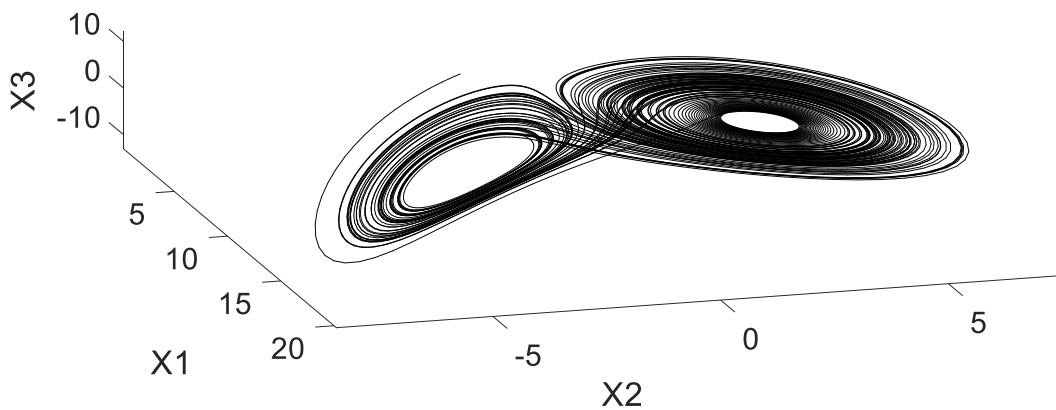
3D Chen به صورت زیر بیان می شود [۲۹]:

$$\dot{x}_1 = a(x_2 - x_1) \quad (۶-۴)$$

$$\dot{x}_2 = \gamma x_1 - a x_2 - x_1 x_2 + \gamma x_3$$

$$\dot{x}_3 = x_1 x_2 - \beta x_3$$

در سیستم ۶-۴،  $\beta = ۳$ ،  $a = ۳۵$ ،  $\gamma = ۲۸$  پارامترهای ثابت سیستم هستند.



شکل ۴-۸. تصویری از صفحه فاز سه بعدی سیستم آشوبی 3D Chen (بدون کنترل کننده)

دینامیک مدل فازی تاکاگی-سوگنو به صورت زیر بیان می شود:

$$\dot{X} = \sum_{i=1}^2 h_i(x_i)(A_i X + Ew) \quad (۷-۴)$$

در سیستم قبل،  $x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T$  و  $h_i(x_i)$  برای  $i = 1, 2$  است. ماتریس های  $P_m = x_4$ ،

$y_m = x_1$  و بردارهای  $E = [1 \ 1 \ 1]^T$ ،  $N = [0 \ 1 \ 0]$  و ماتریس های سیستم به صورت زیر هستند:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -a & a & 0 \\ c & -1 & d \\ 0 & -d & -b \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} -a & a & 0 \\ c & -1 & -d \\ 0 & -d & -b \end{bmatrix}$$

با حل نامساوی ماتریسی خطی ۳-۱۶، ماتریس‌های بهره برای رویتگرها و کنترل‌کننده محاسبه می‌شوند.

$$\begin{aligned}
 K_1 &= 10^5 \begin{bmatrix} 1.3059 & -3.5354 & 0.5537 \end{bmatrix}^T \\
 K_2 &= 10^5 \begin{bmatrix} 1.3060 & -3.2450 & -0.6108 \end{bmatrix}^T \\
 F_1 &= \begin{bmatrix} 0.2675 & 7.8444 & 0.3375 \\ 56.1906 & 90.1605 & -2.4900 \\ 2.0548 & -1.7612 & 72.2273 \end{bmatrix} \\
 F_2 &= \begin{bmatrix} 0.2675 & 7.8444 & 0.3375 \\ 56.1906 & 90.1605 & -102.4900 \\ 2.0548 & 98.2388 & 72.2273 \end{bmatrix} \\
 S &= 10^4 \begin{bmatrix} 1.1306 & -0.1215 & -0.0294 \\ -0.1215 & 0.7975 & -0.0015 \\ -0.0294 & -0.0015 & 0.7952 \end{bmatrix} \\
 P &= 10^2 \begin{bmatrix} 1.4716 & -0.0437 & -0.0052 \\ -0.0437 & 0.1357 & -0.0017 \\ -0.0052 & -0.0017 & 0.1596 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

با توجه به ماتریس‌های  $S, K_1, K_2$  می‌توان بهره رویتگر اول را می‌توان محاسبه نمود.

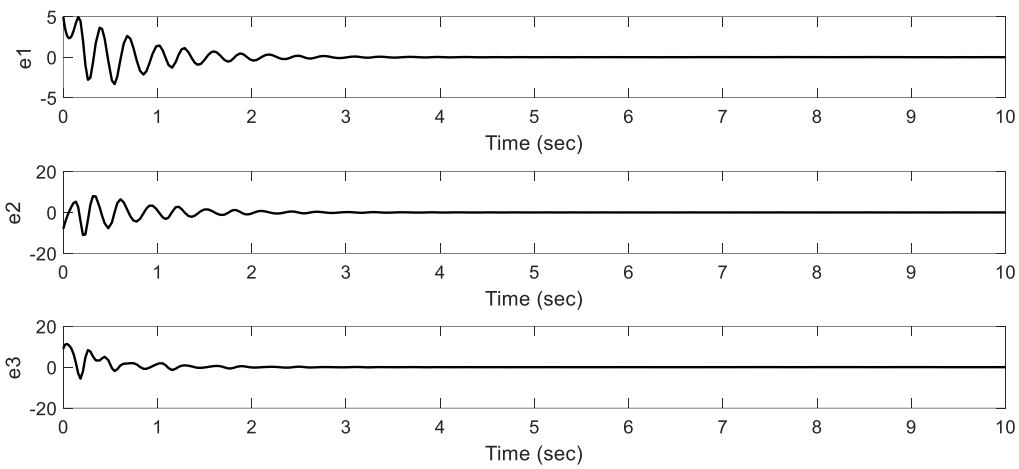
$$Z_1 = S^{-1}K_1 = \begin{bmatrix} 7.0911 \\ -43.2363 \\ 7.1445 \end{bmatrix}, \quad Z_2 = S^{-1}K_2 = \begin{bmatrix} 7.0993 \\ -39.6210 \\ -7.4939 \end{bmatrix}$$

#### ۴-۵- شرایط اولیه متفاوت

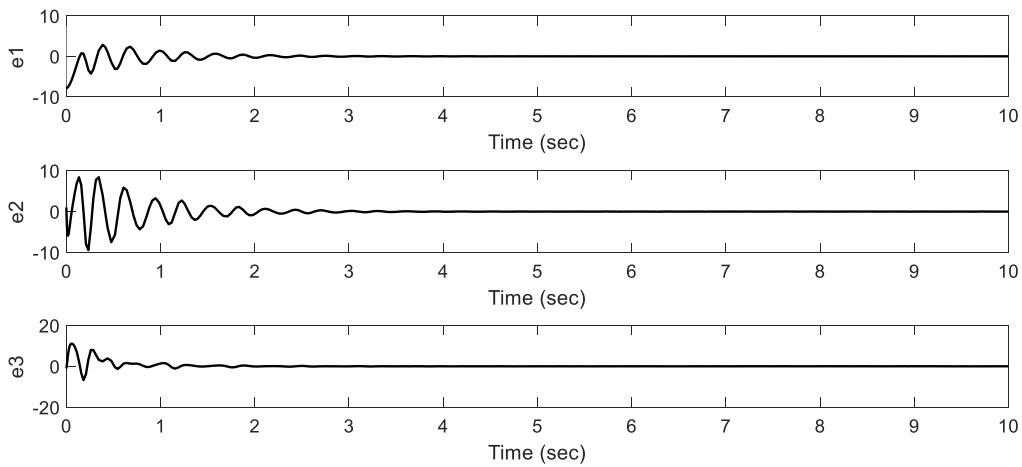
در بخش اول حساسیت بالای سیستم‌های آشوبی به شرایط اولیه مورد بررسی قرار گرفت. در ادامه شرایط اولیه هر سه سیستم پایه و پیرو و رویتگر سیستم پایه متفاوت از همدیگر انتخاب شده‌اند. در جدول زیر شرایط اولیه سیستم آشوبی ۳d-chen را می‌توان مشاهده نمود.

جدول ۲-۴: شرایط اولیه سیستم آشوبی در همزمان سازی  $3d - chen$

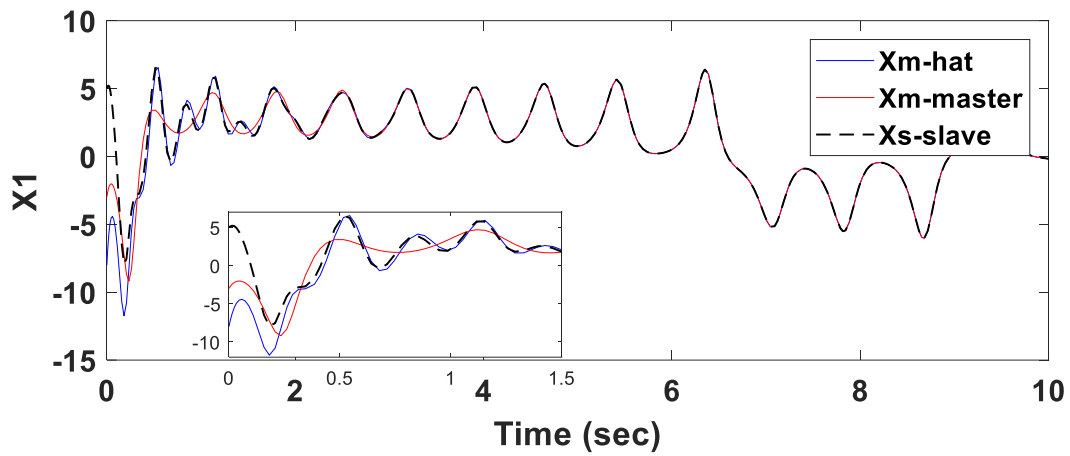
	شرایط اولیه سیستم پایه	شرایط اولیه رویتر سیستم پایه	شرایط اولیه سیستم پیرو
$X_1$	-۳	-۸	۵
$X_2$	۲	۱۰	۱
$X_3$	-۵	-۱۴	-۴



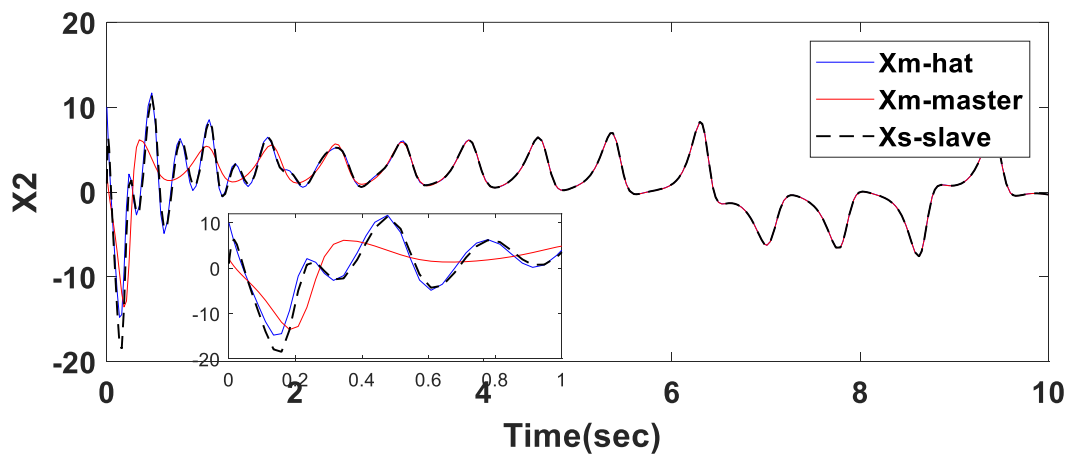
شکل ۹-۴. خطای بین سیستم پایه و رویتر سیستم پایه



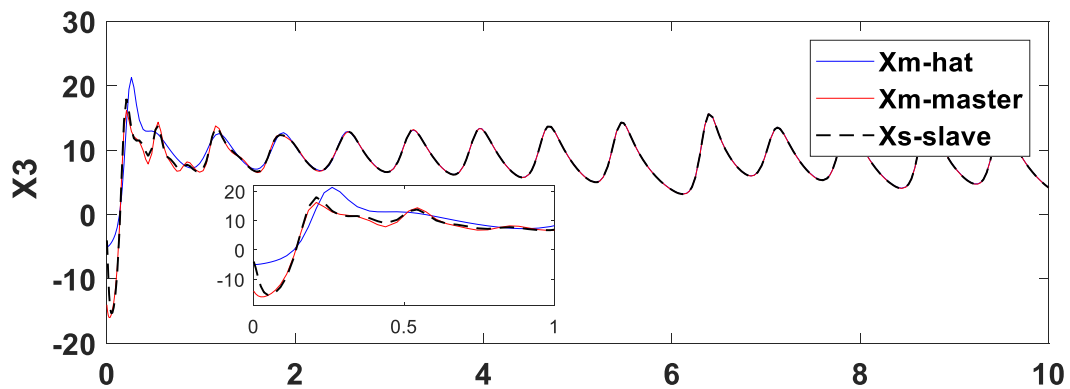
شکل ۱۰-۴. خطای بین سیستم پایه و سیستم پیرو



شکل ۴-۱۱. حالت اول سیستم آشوبی *3D Chen* (رنگ قرمز حالت سیستم پایه، رنگ آبی رویتگر حالت سیستم پایه، رنگ سیاه حالت سیستم پیرو)



شکل ۴-۱۲. حالت دوم سیستم آشوبی *3D Chen* (رنگ قرمز حالت سیستم پایه، رنگ آبی رویتگر حالت سیستم پایه، رنگ سیاه حالت سیستم پیرو)



شکل ۴-۱۳. حالت سوم سیستم آشوبی *3D Chen* (رنگ قرمز حالت سیستم پایه، رنگ آبی رویترگر حالت سیستم پایه، رنگ سیاه حالت سیستم پیرو)

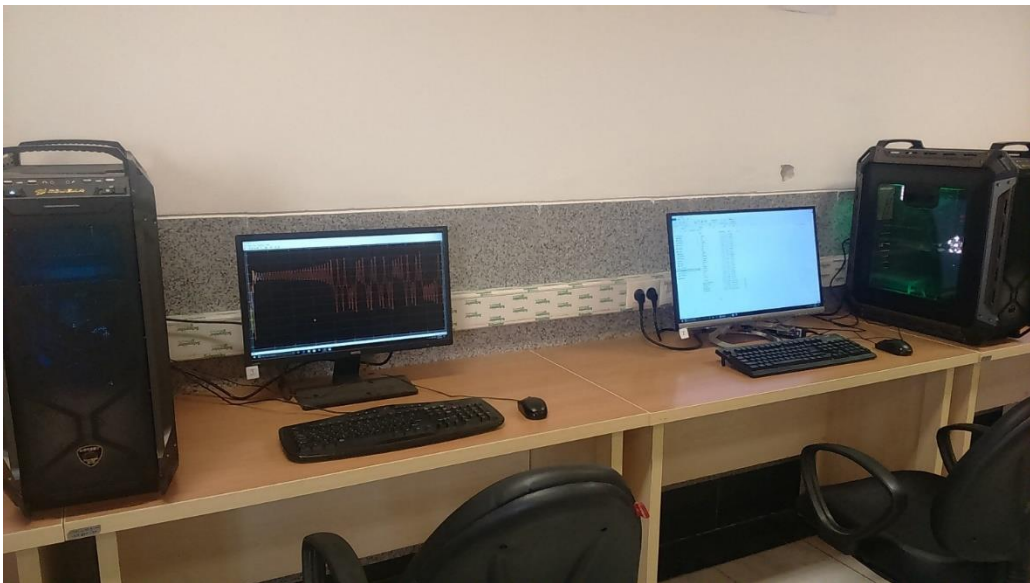
#### ۴-۶- بخش سوم

در این بخش، گزارش پیاده سازی تئوری پیشنهادی این فصل نشان داده شده است. سیستم مورد مطالعه یک سیستم آشوبی مرتبه سه می باشد که در آزمایشگاه دانشگاه صنعتی شاهرود در دانشکده برق بر روی سخت افزار پیاده سازی شده است. در این آزمایش صدای ضبط شده و عکس رنگی به عنوان اطلاعات ارسالی در نظر گرفته شده اند. عکس سیاه و سفید دارای یک کانال و عکس رنگی دارای سه کانال R G B می باشد. ما در این کار، عکس رنگی را به عنوان اطلاعات ارسالی در یکی از حالت های سیستم پایه جای می دهیم. به اصطلاح به این کار پنهان کاری گفته می شود، چون نیاز به رمز برای استخراج اطلاعات در سیستم پیرو نیاز نمی باشد و تنها با همزمان شدن سیستم پایه و پیرو می توان آن حالت انتخابی خود را از سیگنال آشوبی حاوی اطلاعات تفریق کرد. با توجه به اینکه در زمان های ابتدایی، سیستم پیرو تلاش می کند تا با سیستم پایه همزمان شود، لذا اطلاعات مورد نظرمان را نباید در زمانهای اولیه به سیگنال مورد نظر اضافه کنیم. بعد از اینکه اطلاعات مورد نظر بر روی سیگنال آشوبی اضافه شدند باید از طریق کانال ارتباطی سیگنال کد شده به سمت گیرنده ارسال شود، در آزمایشگاه از طریق شبکه کردن دو کامپیوتر، ارتباط مابین سیستم پایه و پیرو تشکیل شد. این کار به صورت آفلاین انجام شده است ابتدا سیگنال های مربوط به سیستم پایه ارسال و در کامپیوتر دوم ذخیره و در نرم افزار متلب فراخوانی شدند. یک سیگنال برای همزمان کردن سیستم پایه و پیرو و یک سیگنال عنوان سیگنال کد شده به کامپیوتر دوم ارسال شد. در نهایت با همزمان شدن سیستم پیرو، اطلاعات مورد نظر از سیگنال کد شده استخراج شده است.



#### ۴-۶-۱- پیاده‌سازی دینامیک سیستم آشوبی ۳d-chen در محیط آزمایشگاهی

در ابتدا نیاز به سخت افزاری برای ارسال و دریافت اطلاعات خواهیم داشت. در این کار بوسیله دو کامپیوتر که از لحاظ سخت افزاری بسیار قوی هستند، استفاده شده است. در شکل ۴-۱۵ محیط آزمایشگاهی را مشاهده می‌نمایید. در دو کامپیوتر از نرم افزار متلب  $a$  ۲۰۱۸ استفاده شده و شبیه سازی‌ها در محیط سیولینک برای اجرای نهایی عملکرد و در  $m\_file$  برای رسیدن به بهره‌های مورد نظر پیاده‌سازی شده‌اند.

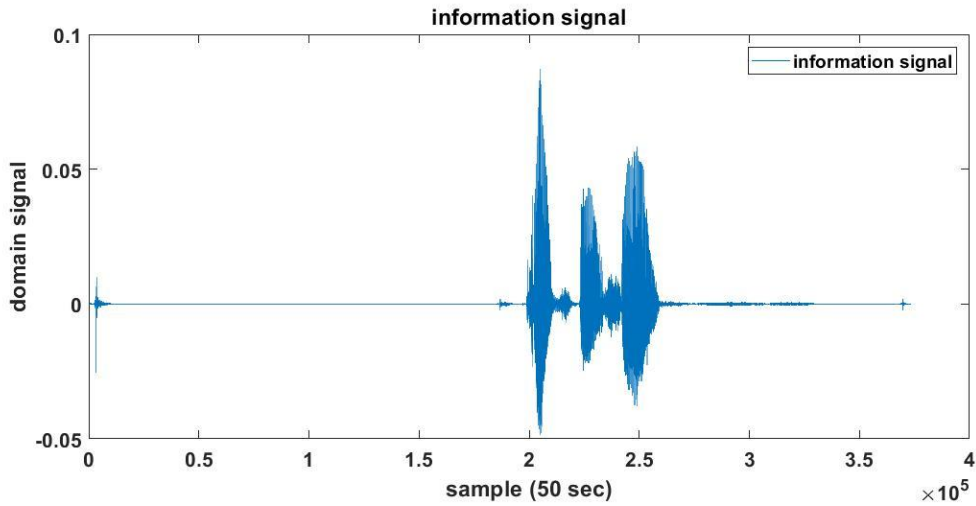


شکل ۴-۱۴. محیط آزمایشگاهی (دانشگاه صنعتی شاهرود)

اطلاعات در نظر گرفته شده بصورت صدای ضبط شده توسط میکروفون و دیگری تصویر رنگی است. در قسمت اول صدای ضبط شده فرد مورد بررسی قرار می‌گیرد. در قسمت دوم تصویر رنگی که حاوی سه طیف  $R$  و  $G$  و  $B$  است مورد مطالعه قرار گرفته است. در دو قسمت زیر اطلاعات مورد نظر از طریق کانال ارتباطی که در این کار یک کابل برای شبکه کردن دو کامپیوتر می‌باشد، استفاده گردیده است.

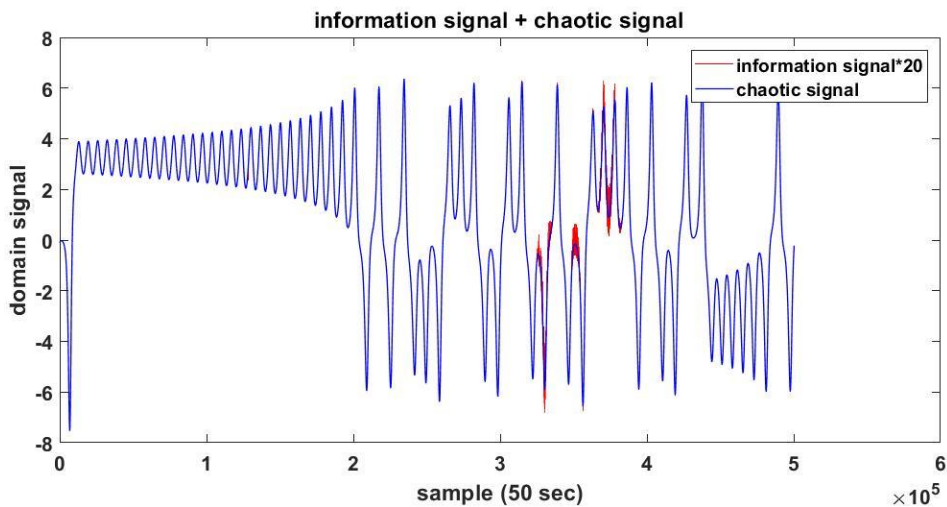
## ۴-۶-۲- قسمت اول

در شکل زیر سیگنال صدای ضبط شده را مشاهده می‌نمایید.



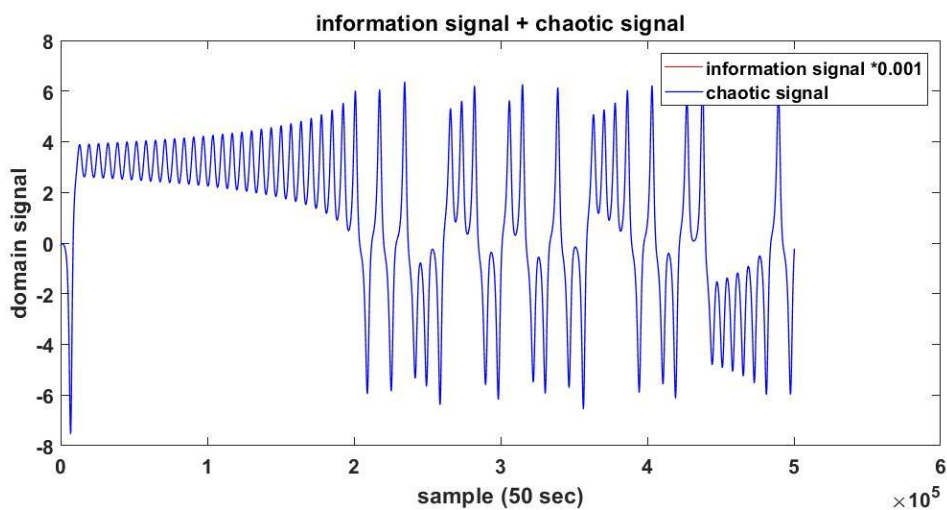
شکل ۴-۱۵. سیگنال صدای ضبط شده

بدلیل اینکه دامنه‌ی سیگنال اطلاعات تقریباً با دامنه‌ی سیگنال آشوبی یکسان است، باید دامنه‌ی سیگنال آشوبی را در فرستنده کوچک و در گیرنده برای استخراج کامل اطلاعات به اندازه اولیه برگردانیم. لذا برای بهتر دیدن سیگنال آشوبی که اطلاعات بر روی آن اضافه شده اند، شکل ۴-۱۷ را می‌توان مشاهده نمود.



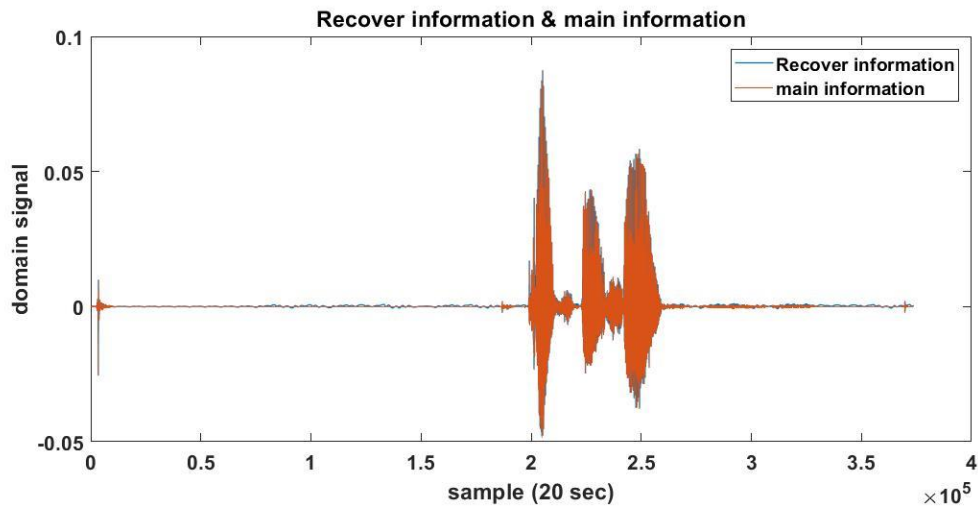
شکل ۴-۱۶. سیگنال آشوبی و سیگنال اطلاعات (صدا)

بعد از روشن شدن قضیه جمع اطلاعات با سیگنال آشوبی، حال بایستی دامنه اطلاعات را کوچک نماییم تا بطور کامل در سیگنال آشوبی مخفی شود. در شکل ۴-۱۷ دامنه اطلاعات ضرب در ۲۰ و در شکل ۴-۱۸ دامنه اطلاعات ضرب در ۰,۰۰۱ شده است. با این کار اطلاعات مد نظر تا حد امکان درون سیگنال آشوبی جای می‌گیرند.



شکل ۴-۱۷. سیگنال آشوبی و سیگنال اطلاعات (صدا) ضرب در مقدار ۰,۰۰۱

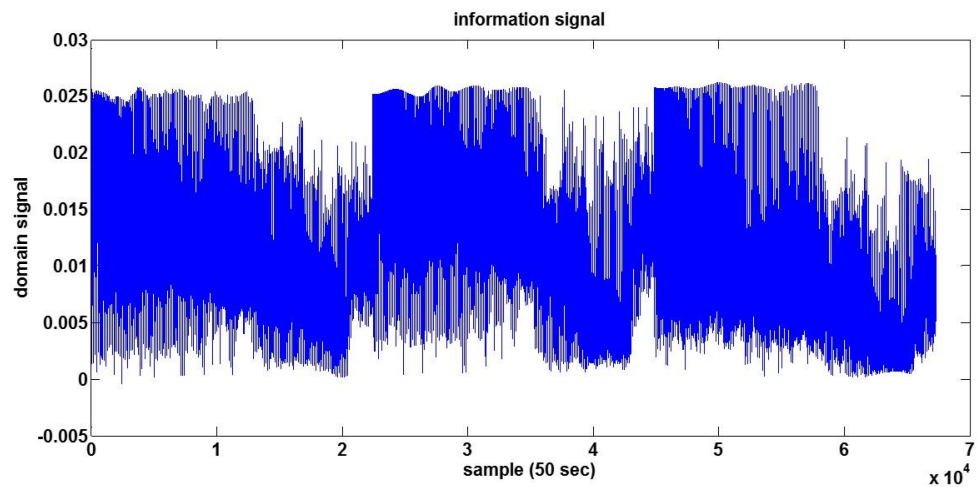
در نهایت سیگنال آشوبی با اطلاعات ارسال شده، توسط گیرنده دریافت و اطلاعات (صدا) با همزمان سازی فرستنده و گیرنده از درون سیگنال آشوبی استخراج می‌شود. لازم به ذکر است که با توجه به اینکه همزمان سازی دو قسمت فرستنده و گیرنده به خوبی انجام گرفته است، خطای اطلاعات استخراج شده با اطلاعات اصلی بسیار ناچیز است که با گوش دادن و مقایسه اطلاعات در فرستنده و گیرنده کاملاً صدای یکسانی به گوش می‌رسد. در شکل ۴-۱۹ سیگنال اطلاعات ارسال و سیگنال اطلاعات استخراج شده با هم مقایسه شده اند.



شکل ۴-۱۸. سیگنال صدای ضبط شده و سیگنال استخراج شده

#### ۴-۶-۳- قسمت دوم

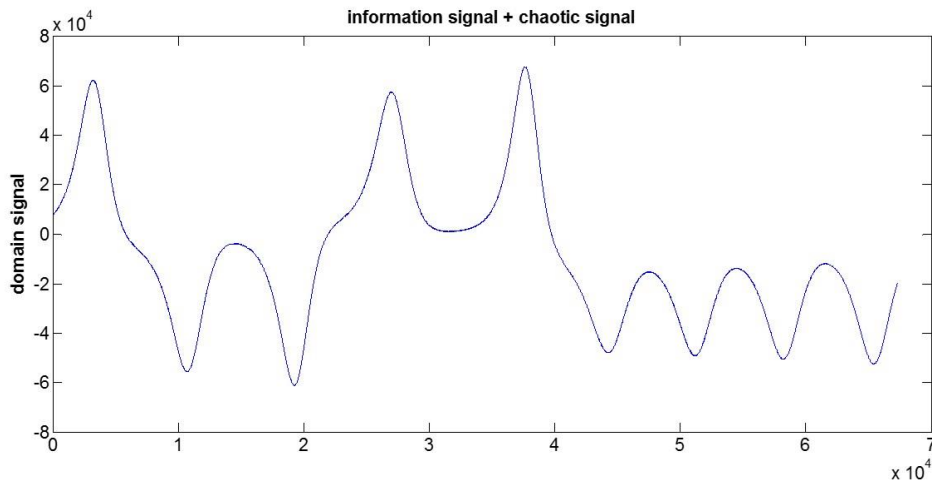
در شکل زیر سیگنال داده‌های عکس رنگی را مشاهده می‌نمایید.



شکل ۴-۱۹. سیگنال اطلاعات (عکس)

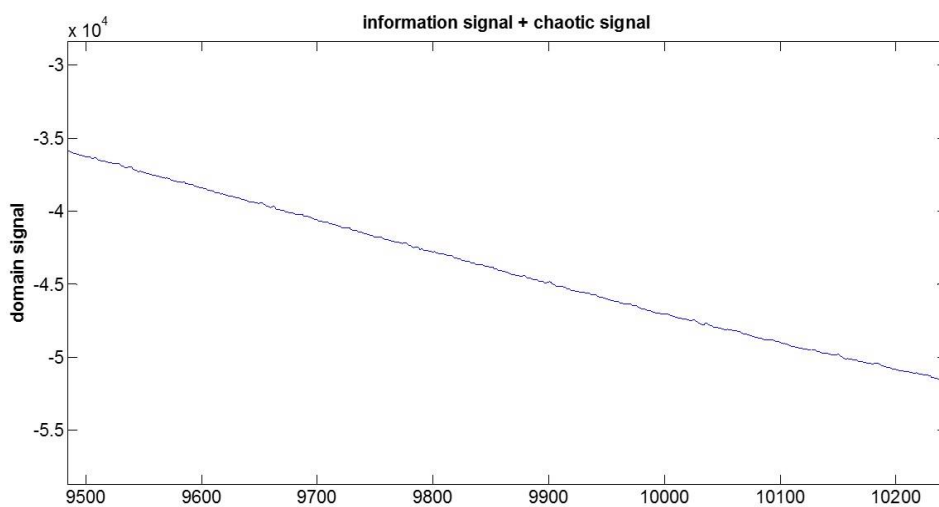
در شکل ۴-۲۰ سیگنال اطلاعات (عکس) را مشاهده می‌نمایید. برای ارسال عکس رنگی که حاوی  $RGB$  است ابتدا هر سه طیف  $R$  و  $G$  و  $B$  را تبدیل به یک بردار می‌کنیم و در ادامه این بردار با سیگنال آشوبی جمع می‌شود. در قسمت اول بدلیل اینکه دامنه سیگنال (صوت) تقریباً برابر با دامنه

سیگنال آشوبی بود، دامنه این سیگنال را کوچک کردیم. ولی در این قسمت بدلیل اینکه سیگنال اطلاعات (عکس) بسیار کوچکتر از سیگنال آشوبی است بدون تغییر، سیگنال اطلاعات با سیگنال آشوبی جمع می شود. در شکل ۴-۲۱ سیگنال آشوبی و سیگنال اطلاعات (عکس) را می توان مشاهده نمود.



شکل ۴-۲۰. سیگنال آشوبی و سیگنال اطلاعات (عکس)

برای واضح تر شدن سیگنال آشوبی و سیگنال اطلاعات (عکس) در شکل ۴-۲۱ از نمونه ۹۵۰۰ تا ۱۰۲۰۰ نشان داده شده است.



شکل ۴-۲۱. سیگنال آشوبی و سیگنال اطلاعات (عکس) در حالت زوم

در نهایت سیگنال اطلاعات (عکس) توسط فرستنده ارسال و توسط گیرنده دریافت می شود. شکل ۴-۴-

۲۳ عکس ارسالی و عکس استخراج شده نمایش داده شده است.

(۱)

(۲)

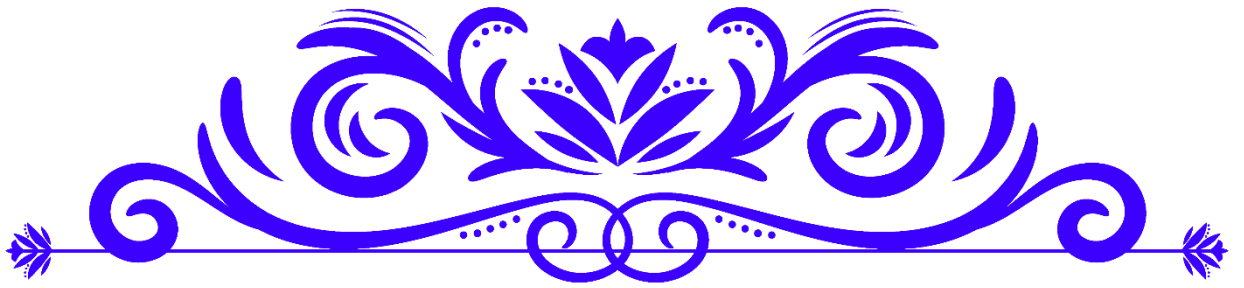
(۳)



شکل ۴-۲۲. عکس ارسالی (۱)، عکس در زمانی که با سیگنال آشوبی ادغام شده (۲) و عکس استخراج شده از سیگنال آشوبی (۳)

#### ۴-۷- نتیجه گیری

در این فصل پیاده سازی به کمک ضبط صدا، اضافه کردن عکس به سیگنال آشوبی در آزمایشگاه به صورت عملی انجام شد. در این کار اطلاعات از روی کامپیوتر اول به کامپیوتر دوم از طریق کابل انتقال داده شد و در نهایت اطلاعات از سیگنال آشوبی استخراج گردید. با توجه به استفاده از پیچیدگی سیستم های آشوبی، عملاً بیرون کشیدن اطلاعات بدون داشتن شرایط اولیه سیستم آشوبی فرستنده، غیر ممکن می گردد.



فصل پنجم: طراحی کنترل کننده و رویکرد فازی تاکتی - سوکنومقاوم جدید



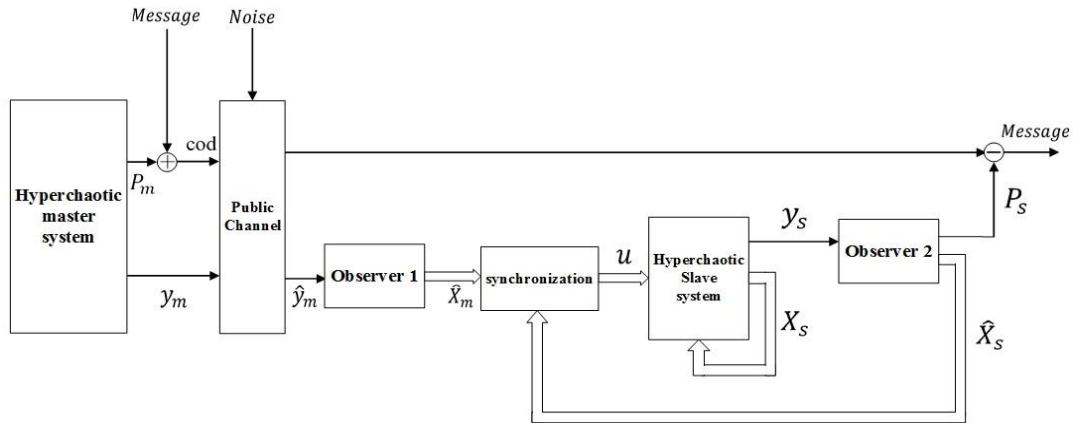
## ۵-۱- مقدمه ای بر ارتباط امن بر اساس سیستم فوق آشوبی جدید

در این کار، همانند فصل سوم سیگنال اطلاعات توسط سیستم فرستنده آشوبی، مدوله شده و سیگنال بدست آمده از طریق یک کانال عمومی ارسال می‌شود. در سمت گیرنده تنها یکی از حالت‌های سیستم پایه دریافت می‌شود و برای بدست آوردن حالت‌های دیگر از یک رویتر فازی تاکاگی-سوگون استفاده گردیده است. اولین ایده‌ی کار این است که تمامی حالت‌های سیستم پیرو در دسترس نیستند و لذا از یک رویتر فازی دیگر برای بدست آوردن حالت‌های سیستم پیرو در گیرنده استفاده می‌شود. حال تخمینی از حالت‌های سیستم پیرو در گیرنده در اختیار داریم. مشکل اینجاست که همزمان سازی دو سیستم پایه و پیرو بدون در اختیار داشتن حالت‌های سیستم پیرو ممکن نیست، پس ما از حالت‌های رویتر دوم برای تولید ورودی کنترلی در خصوص همزمان سازی دو سیستم در فرستنده و گیرنده استفاده می‌کنیم. ایده‌ی دوم استفاده از یک پارامتر برای همزمان سازی است. به این ترتیب که از تخمین حالت‌های سیستم پیرو توسط رویتر دوم استفاده می‌شود و ماتریس ورودی بصورت یک بردار در نظر گرفته خواهد شد. در ادامه شاهد همزمان شدن دو سیستم پایه و پیرو خواهیم بود و در نهایت سیگنال پیام مدوله شده به وسیله‌ی سیگنال مرجع، مدوله می‌گردد. روش ارتباطی امن ارائه شده در شکل ۵-۱ ترسیم شده است. برای دستیابی به نتایج عملی، شبیه سازی بر روی سیستم فوق آشوبی لورنز انجام گرفته است.

در شکل ۵-۱،  $message$  سیگنال اطلاعاتی اصلی،  $P_m$  سیگنال آشوبی برای رمزنگاری،  $cod$  سیگنال کد شده،  $y_m$  خروجی سیستم پایه که از طریق کانال ارتباطی برای همزمان سازی سیستم پیرو استفاده می‌شود.  $v$  نشان دهنده اثر مخرب بر روی کانال می‌باشد که شامل نویز و اغتشاش است.  $\hat{x}_m$  تخمینی از سیستم پایه در سمت دریافت کننده است. سیگنال ورودی کنترلی با مقایسه‌ای بین  $\hat{x}_m$  و حالت‌های سیستم پیرو تولید می‌گردد در این کار فرض می‌شود که تمامی حالت‌های سیستم پایه همگی در دسترس نیستند و فقط خروجی را داریم. در نهایت حالت‌های سیستم پیرو با حالت‌های



سیستم پایه همزمان می‌شوند.



شکل ۱-۵: شماتیک کلی از ارتباط امن

سیستم پایه به صورت سیستم فازی تاکاگی-سوگنو در ادامه توصیف شده است.

$$\begin{aligned} \dot{X}_m(t) &= \sum_{i=1}^r h_i(z_m) \{A_i X_m + Ew\} \\ y_m &= C X_m \\ P_m &= N X_m \end{aligned} \quad (1-5)$$

در سیستم (۱-۵)،  $x_m$ ،  $y_m$  و  $P_m$  و  $z_m$  به ترتیب حالت، خروجی، رمزنگاری شده و بردار متغیر مقدم سیستم پایه هستند.  $w$  بردار اغتشاش ورودی و  $A_i$ ،  $E$ ،  $C$  و  $N$  به ترتیب ماتریس سیستم، اغتشاش ورودی، خروجی سیستم و ماتریس رمزنگاری با بُعد مناسب هستند. برای مدوله کردن سیگنال اطلاعاتی  $message$ ، در این کار از تکنیک اضافه کردن استفاده می‌کنیم. برای کد کردن سیگنال ارسالی، سیگنال اطلاعات به سیگنال رمزنگاری اضافه می‌شود.

$$Cod = P_m + message \quad (2-5)$$

در نهایت سیگنال  $cod$  و  $y_m$  از طریق کانال عمومی ارسال می‌شوند.

در این کار از سیستم‌های پایه و پیرو فوق آشوبی برای همزمان سازی استفاده می‌کنیم. سیستم پیرو به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود.

$$\begin{aligned} \dot{X}_s(t) &= \sum_{i=1}^r h_i(z_s) \{A_i X_m + Bu\} \\ y_s &= C X_s \end{aligned} \quad (3-5)$$

در سیستم (3-5)،  $X_s$ ،  $z_s$  و  $u$  به ترتیب بردار حالت، بردار متغیر مقدم و ورودی کنترلی سیستم فوق آشوبی پیرو هستند.  $B = [0 \ 1 \ 0 \ 0]^T$  ماتریس ورودی است.

### 5-1-1- ساختار رویتگر

همانگونه که در فصل سوم گفته شد، برای بالابردن امنیت در کانال ارتباطی، بایستی کمترین اطلاعات ممکن ارسال شود، لذا تنها یک حالت از سیستم پایه برای همزمان سازی دو سیستم ارسال می‌گردد. برای همزمان سازی دو سیستم پایه و پیرو نیاز به تمامی حالت‌های سیستم پایه در سمت گیرنده می‌باشد. پس بنابراین از یک رویتگر برای بدست آوردن حالت‌های سیستم پایه در سمت گیرنده استفاده می‌شود. برای رسیدن به این هدف، یک رویتگر فازی تاکاگی-سوگنو در زیر نشان داده شده است:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{X}}_m(t) &= \sum_{i=1}^r h_i(z_s) \{A_i \hat{X}_m - S^{-1} K_i (y_m - \hat{y}_m)\} \\ \hat{y}_m &= C \hat{X}_m \end{aligned} \quad (4-5)$$

در سیستم 4-5،  $\hat{x}_m$  تخمینی از حالت‌های سیستم پایه و  $S = S^T > 0$  و  $K_i$  بهره<sup>1</sup> رویتگر هستند که بایستی طراحی شوند. بردار خطای تخمینی مابین سیستم پایه و رویتگر سیستم پایه به صورت

<sup>1</sup> Gain

$e_m = x_m - \hat{x}_m$  تعریف می‌گردد. پس بنابر این داریم :

$$\dot{e}_m = \sum_{i=1}^r h_i(z_m) \{A_i - S^{-1}K_i C\} e_m + Ew \quad (5-5)$$

در نتیجه ماتریس  $K_i$  برای  $i = 1, \dots, r$  و  $S$  طوری بایستی طراحی شوند که اثر ورودی اغتشاش  $w$  کاهش یابد و خطای تخمینی به صفر میل کند. ایده این کار اضافه کردن یک رویتگر به فرآیند می‌باشد. برای استخراج اطلاعات اصلی، بایستی تمامی حالت‌های سیستم پیرو در دسترس باشند. فرض می‌کنیم که همه‌ی حالت‌های سیستم پیرو در دسترس نیستند، برای بدست آوردن حالت‌های سیستم پیرو، از یک رویتگر فازی-تاکاگی-سوگنو استفاده می‌کنیم. پس بنابر این داریم :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{X}}_s(t) &= \sum_{i=1}^r h_i(z_s) \{A_i \hat{X}_s - S_s^{-1} K_{si} (y_s - \hat{y}_s)\} + Bu \\ \hat{y}_s &= C \hat{X}_s \end{aligned} \quad (6-5)$$

در سیستم ۵-۶،  $\hat{x}_s$  تخمینی از حالت‌های سیستم پایه و  $S_s = S_s^T > 0$  و  $K_i$  بهره رویتگر هستند که توسط طراح، طراحی می‌شوند. بردار خطای تخمین سیستم پیرو و رویتگر سیستم پیرو به صورت  $e_s = x_s - \hat{x}_s$  تعریف می‌گردد. پس بنابر این داریم :

$$\dot{e}_s = \sum_{i=1}^r h_i(z_s) \{A_i - S_s^{-1} K_{si} C\} e_s \quad (7-5)$$

در نتیجه ماتریس  $K_{si}$  برای  $i = 1, \dots, r$  و  $S_s$  طوری بایستی طراحی شوند که اثر ورودی اغتشاش  $w$  کاهش یابد و خطای تخمینی به صفر همگرا شود.

## ۵-۱-۲- کنترل کننده جبران ساز توزیع شده موازی

برای همزمان سازی سیستم فوق آشوب پایه و پیرو از ایده PDC استفاده می شود. این قانون کنترل به صورت زیر توصیف می شود:

$$u = \sum_{i=1}^r h_i(z_m) F_i \hat{X}_m - \sum_{i=1}^r h_i(z_s) F_i \hat{X}_s \quad (۸-۵)$$

در سیستم ۸-۵، بهره کنترل کننده با بُعد مناسب است که بایستی طراحی شود. برای رسیدن به هدف همزمان سازی دو سیستم فوق آشوبی، بایستی خطای همزمان سازی  $e = x_m - x_s$  حداقل<sup>۱</sup> گردد. پس بنابر این داریم:

$$\begin{aligned} \dot{e} &= \sum_{i=1}^r h_i(z_m) A_i X_m + Ew - \sum_{i=1}^r h_i(z_s) A_i X_s - \\ & B \sum_{i=1}^r h_i(z_m) F_i X_m + B \sum_{i=1}^r h_i(z_s) F_i X_s + \\ & B \sum_{i=1}^r h_i(z_s) F_i e_s = \sum_{i=1}^r h_i(z_m) (A_i - BF_i) X_m - \\ & \sum_{i=1}^r h_i(z_s) (A_i - BF_i) X_s - B \sum_{i=1}^r h_i(z_s) F_i e_s + \\ & Ew + B \sum_{i=1}^r h_i(z_m) F_i e_m \\ & = \sum_{i=1}^r (A_i - BF_i) e + B \sum_{i=1}^r h_i(z_m) F_i e_m - \\ & B \sum_{i=1}^r h_i(z_s) F_i e_s + Ew \end{aligned} \quad (۹-۵)$$

در نهایت با توجه به رابطه ۵-۵ و ۷-۵ داریم:

<sup>۱</sup> Minimize

$$\dot{e} = \sum_{i=1}^r (A_i - BF_i)e + B \sum_{i=1}^r h_i(z_m) F_i e_m - \quad (10-5)$$

$$B \sum_{i=1}^r h_i(z_s) F_i e_s + Ew$$

معادله دینامیکی تکمیل شده به صورت زیر می باشد :

$$\begin{bmatrix} \dot{e} \\ \dot{e}_m \\ \dot{e}_s \end{bmatrix}^T = \quad (11-5)$$

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^r (A_i - BF_i)e & \sum_{i=1}^r h_i(z_m) F_i & - \sum_{i=1}^r h_i(z_s) F_i \\ 0 & \sum_{i=1}^r h_i(z_m) \{A_i - S^{-1} K_i C\} & \cdot \\ 0 & \cdot & \sum_{i=1}^r h_i(z_s) \{A_i - S_s^{-1} K_{si} C\} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} e \\ e_m \\ e_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E \\ E \\ E \end{bmatrix} w$$

$$y = \begin{bmatrix} I & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e \\ e_m \\ e_s \end{bmatrix} \quad (12-5)$$

هدف ما در رابطه ۱۳-۵ بیان شده است :

$$\begin{bmatrix} e \\ e_m \\ e_s \end{bmatrix} \rightarrow \mathbf{zero} \quad (13-5)$$

در این کار برای تحقق بخشیدن به رابطه ۱۳-۵، کنترل کننده‌ی  $L_2 - L_2$  طراحی می کنیم. با توجه به فرمول ۱۴-۵، اثر اختلال در حلقه کنترلی را می توان مشاهده کرد که نرم دامنه خروجی به نرم دامنه

اختلال را میگیریم و در نهایت بیشترین مقدار آن بایستی از  $\gamma$  کوچکتر شود.

$$\text{Sup} \frac{\|y\|_r}{\|\omega\|_r} < \gamma \quad (14-5)$$

در ادامه یک بخش مقاوم به لیاپانوف پیشنهادی برای رسیدن به نامساوی ماتریسی خطی، افزوده می‌شود، داریم:

$$\dot{V} + y^T y - \gamma^T w^T w < 0 \quad (15-5)$$

## ۵-۲- شرایط طراحی رویتگر و کنترل کننده

برای همزمان‌سازی کلی، توسط کنترل کننده‌ای که بر اساس رویتگر ۵-۶ طراحی شده است، باید ماتریس‌های  $P$ ،  $S$  و  $S_s$  مربعی و ماتریس‌های  $M$ ،  $K_i$  و  $K_{si}$  برای  $i = 1, \dots, r$  به گونه‌ای بدست آیند که نامساوی ماتریسی خطی ۵-۱۶ را تحقق بخشند.

$$\begin{aligned} S_s &> 0 \\ S &> 0 \\ P &> 0 \end{aligned} \quad (16-5)$$

$$\left[ \begin{array}{cc} (A_i - BF_i)^T P + P(A_i - BF_i) + I & PF_i \\ F_i^T P & \left\{ \begin{array}{l} (SA_i - K_i C) \\ + (A_i^T S - C^T K_i^T) \end{array} \right\} \\ -F_i^T P & \cdot \\ E^T P & E^T S \end{array} \right] \begin{array}{c} -PF_i \\ PE \\ \cdot \\ SE \\ \cdot \\ -\gamma^T I \end{array} < 0$$

$$\left[ \begin{array}{c} \cdot \\ \left\{ \begin{array}{l} (SA_i - K_i C) \\ + (A_i^T S - C^T K_i^T) \end{array} \right\} \\ \cdot \\ \cdot \end{array} \right]$$

اثبات نامساوی ماتریسی خطی ۵-۱۶ در زیر بیان شده است :

پیشنهاد تابع لیاپانوف و اضافه کردن بخش مقاوم :

$$\begin{aligned}
 V &= e^T P e + e_m^T S_m^{-1} e_o + e_s^T S_s^{-1} e_s & (17-5) \\
 \dot{V} &+ y^T y - \gamma^r w^T w \\
 &\dot{e}^T P e + e^T P \dot{e} + \dot{e}_m^T P e_m + e_m^T P \dot{e}_m + \\
 &\dot{e}_s^T P e_s + e_s^T P \dot{e}_s + y^T y - \gamma^r w^T w \\
 &= \sum_{i=1}^r h_i(z_m) \{ e^T (A_i - B F_i)^T P e \} + \\
 &e_m^T \{ F_i^T \} P e - e_s^T \{ F_i^T \} P e + \\
 &e^T P E w + e_m^T (A_i^T S + C^T K_i^T) e_m + \\
 &w^T E^T S e_m + e_m^T (S A_i + K_i C) e_m + \\
 &e_m^T S E w + e_s^T (A_i^T S_s + C^T K_{si}^T) e_s + \\
 &e_s^T (S_s A_i + K_{si} C) e_s + \\
 &e^T e + e_m^T C^T C e_m + e_s^T C^T C e_s - \gamma^r w^T w
 \end{aligned}$$

یک ماتریس  $diag[P \ I \ I \ I]$  از هر دو سمت در  $LMI$  (۲۰) ضرب می شود.

$$\begin{aligned}
 S_s &> \cdot \\
 S &> \cdot \\
 P &> \cdot
 \end{aligned}
 \tag{۱۸-۵}$$

$$\left[ \begin{array}{cc}
 (A_i - BF_i)^T P + P(A_i - BF_i) + I & PF_i \\
 F_i^T P & \left\{ \begin{array}{l} (SA_i - K_i C) \\ + (A^T_i S - C^T K_i^T) \end{array} \right\} \\
 -F_i^T P & \cdot \\
 E^T P & E^T S
 \end{array} \right]
 \begin{array}{c}
 -PF_i \\
 \cdot \\
 \left\{ \begin{array}{l} (SA_i - K_i C) \\ + (A^T_i S - C^T K_i^T) \end{array} \right\} \\
 \cdot \\
 -\gamma^T I
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 PE \\
 SE \\
 \cdot \\
 \cdot
 \end{array}
 < \cdot$$

در نامساوی ماتریسی خطی ۱۸-۵،  $M_i = F_i X$ ،  $X = P^{-1}$  قرار می‌دهیم. در نتیجه بهره فیدبک<sup>۱</sup> بصورت زیر در (۲۲) محاسبه می‌شود.

$$F_i = M_i X^{-1}
 \tag{۱۹-۵}$$

### ۵-۳- نتیجه گیری

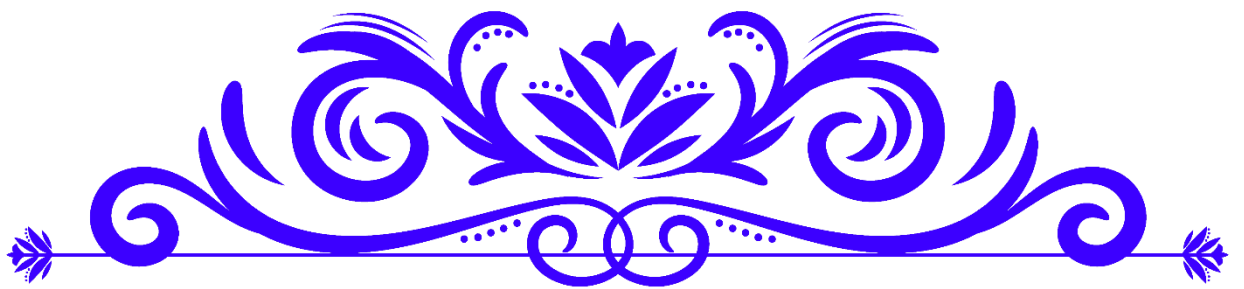
در این فصل ایده ساختاری جدیدی برای مخفی کردن و استخراج اطلاعات از سیستم آشوبی بررسی شد. در قسمت گیرنده فرض شده است که دسترسی به تمامی حالت‌های سیستم پیرو نداریم و تنها خروجی آن در اختیارمان است. به همین دلیل، نمی‌توان حالت‌های سیستم پیرو را استفاده کرد ولی برای طراحی کنترل کننده نیاز به تمامی حالت‌های سیستم پیرو است. پس بنابراین با یک رویکرد فازی توسط خروجی سیستم پیرو، حالت‌های این سیستم تخمین زده شدند که هزینه استفاده از

<sup>۱</sup> Feedback



سنسور برای اندازه گیری حالت های سیستم پیرو حذف شد. در ادامه کنترل کننده مطلوب در سمت گیرنده با تخمین حالت های سیستم پیرو تغذیه گردید. ایده دوم این است که تنها با یک پارامتر بتوانیم کنترل کننده مد نظر را طراحی کنیم. موارد گفته شده با استفاده از تئوری لیاپانوف بررسی و در آخر با کمک روش های حل نابرابری های ماتریسی خطی، مسئله لیاپانوف حل گردید.





فصل ششم: شیه سازی ارتباط امن بر اساس رویکرد فازی تاکاگی - سوکنو مقاوم جدید



## ۶-۱- مقدمه ای بر شبیه سازی ارتباط امن بر اساس سیستم فوق

### آشوبی

در این فصل کارایی کنترل کننده و رویتر فازی جدید به وسیله شبیه سازی برسی می شود. در ابتدا معادلات سیستم فوق آشوبی لورنز معرفی می شود، در ادامه با حل نامساوی ماتریسی خطی که در فصل قبل ارائه شد، بهره هایی برای همزمان سازی سیستم پایه و پیرو توسط رویترهای پایه و پیرو بدست آمده است. لازم به ذکر است که برای طراحی کنترل کننده برای سیستم پیرو فرض بر این است که تمامی حالت های سیستم پیرو وجود ندارند و تنها خروجی این سیستم در دسترس است لذا با کمک یک رویتر برای سیستم پیرو، حالت های این سیستم تخمین زده می شوند. دینامیک مدل فازی تاکاگی-سوگنو به صورت زیر بیان می شود :

$$\dot{X} = \sum_{i=1}^r h_i(x_i) A_i X \quad (1-6)$$

در سیستم بالا،  $X = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]$  و  $h_i(x_i)$  برای  $i = 1, 2$  است. ماتریس های  $P_m = x_r$ ،  $y_m = x_1$  هستند. دینامیک سیستم فوق آشوبی لورنز به صورت معادله زیر بیان می شود :

$$\dot{x}_1 = -a x_1 + a x_2 + x_4$$

$$\dot{x}_2 = l x_1 - x_2 - x_1 x_3$$

$$\dot{x}_3 = x_1 x_2 - k x_3$$

$$\dot{x}_4 = -x_1 x_3 + d x_4$$

در معادله بالا،  $k = \frac{4}{3}$ ،  $l = 28$ ،  $a = 10$  و  $d = 1/3$  پارامترهای ثابت سیستم هستند.

ماتریس های سیستم به صورت زیر هستند :

$$A_1 = \begin{bmatrix} -10 & 10 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 30 & 0 \\ 0 & -30 & -8/3 & 0 \\ 0 & 0 & 30 & 1.3 \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} -10 & 10 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & -30 & 0 \\ 0 & 30 & -8/3 & 0 \\ 0 & 0 & -30 & 1.3 \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

$$x_1 \in [-40 \quad 40] \quad . \quad x_r \in [-40 \quad 40] \quad (3-6)$$

$$\mu_{11} + \mu_{1r} = 1 \quad . \quad \mu_{r1} + \mu_{rr} = 1$$

$$\mu_{1r} = 1 - \mu_{11}$$

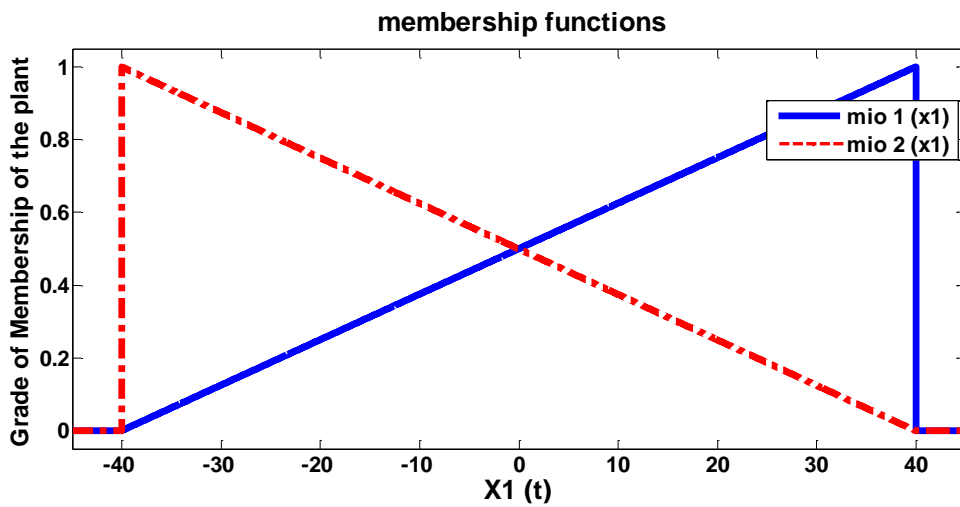
$$z_1 = x_r = \mu_{11}(\max(x_r)) + \mu_{1r}(\min(x_r))$$

$$z_1 = x_r = \mu_{11}(40) + \mu_{1r}(-40)$$

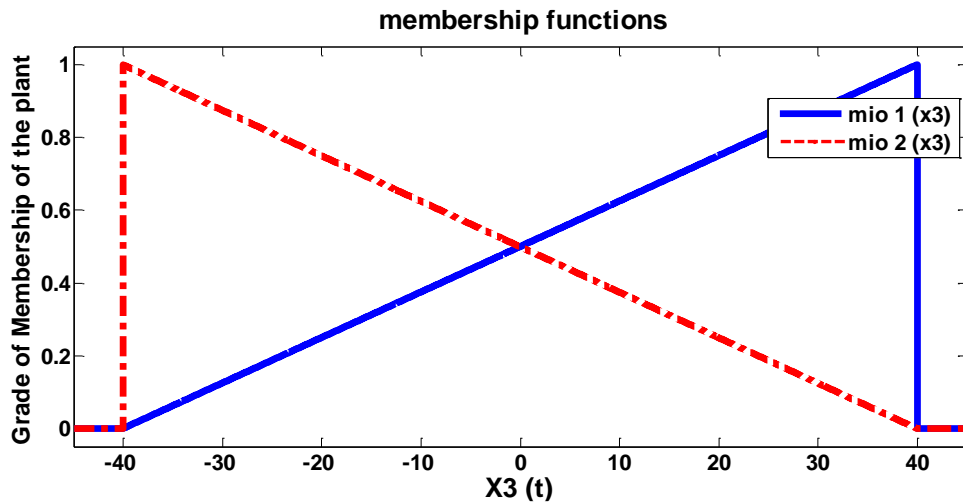
$$z_1 = \mu_{11}(40) - 40 + 40\mu_{11}$$

$$z_1 = 40\mu_{11} - 40 \rightarrow 40\mu_{11} = z_1 + 40 \rightarrow \mu_{11} = \frac{z_1 + 40}{40}$$

با توجه به برابر بودن توابع تعلق مربوط به  $x_1$  و  $x_r$ ، از دوباره نویسی اجتناب شده است. در ادامه توابع تعلق فازی برای سیستم فوق آشوبی لورنز به صورت زیر طراحی می شود.



شکل ۶-۱: توابع تعلق فازی بر حسب  $x_1$



شکل ۲-۶: توابع تعلق فازی بر حسب  $x_3$

با حل نامساوی ماتریسی خطی ۵-۱۶، ماتریس‌های بهره برای رویتگرها و کنترل کننده محاسبه می‌شوند. با توجه به ماتریس‌های  $S, S_s, K_v, K_r, K_{s1}, K_{s2}$  می‌توان بهره رویتگر اول  $Z_1, Z_2$  و بهره رویتگر دوم  $Z_{11}, Z_{22}$  و بهره کنترل کننده  $F_1, F_2$  را محاسبه کرد.

$$S_s = 10^3 \begin{bmatrix} 6.8322 & -0.1401 & -0.3721 & -0.1086 \\ -0.1401 & 5.9424 & 0.0021 & -0.0056 \\ -0.3721 & 0.0021 & 5.9093 & 0.0005 \\ -0.1086 & -0.0056 & 0.0005 & 0.0093 \end{bmatrix}$$

$$S = 10^2 \begin{bmatrix} 6.8192 & -0.1530 & -0.4017 & -0.1082 \\ -0.1530 & 5.9022 & 0.0040 & -0.0053 \\ -0.4017 & 0.0040 & 5.8764 & 0.0006 \\ -0.1082 & -0.0053 & 0.0006 & 0.0093 \end{bmatrix}$$

$$K_v = 10^5 \begin{bmatrix} 0.6515 \\ -2.4969 \\ -0.0106 \\ -0.0768 \end{bmatrix}, \quad K_r = 10^5 \begin{bmatrix} 0.6547 \\ -2.2476 \\ -0.1505 \\ -0.0761 \end{bmatrix}$$

$$K_{s1} = 10^5 \begin{bmatrix} 0.6511 \\ -2.4968 \\ -0.0036 \\ -0.0768 \end{bmatrix}, K_{s2} = 10^5 \begin{bmatrix} 0.6519 \\ -2.2679 \\ -0.1427 \\ -0.0761 \end{bmatrix}$$

$$F_1 = [17/9197 \quad 1/5963 \quad 6/9121 \quad -3/5390]$$

$$F_2 = [0/1279 \quad 0/258 \quad 0/523 \quad -0/144]$$

$$Z_1 = 10^3 [-0/131 \quad -0/442 \quad 0/012 \quad -1/2796]$$

$$Z_2 = 10^3 [-0/114 \quad -0/396 \quad -0/028 \quad -1/1971]$$

$$Z_{11} = 10^3 [-0/131 \quad -0/436 \quad 0/013 \quad -1/3421]$$

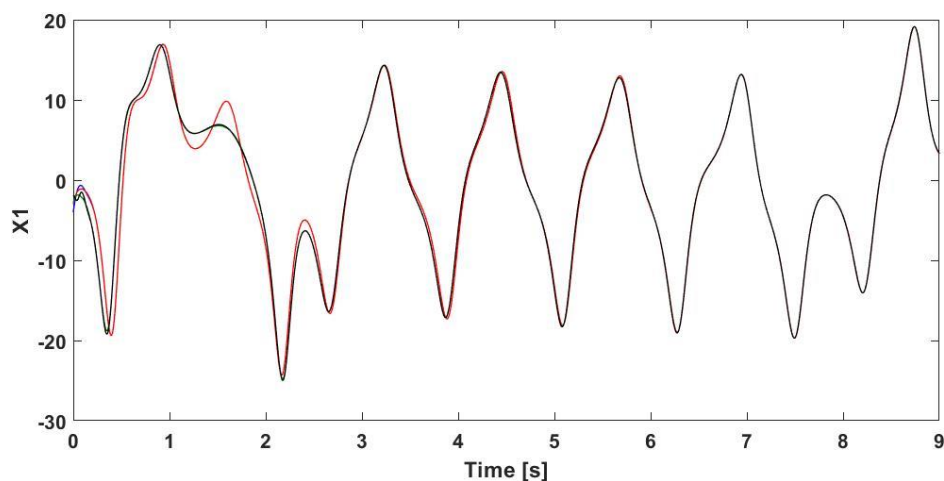
$$Z_{22} = 10^3 [-0/118 \quad -0/401 \quad -0/023 \quad -1/2731]$$

### ۶-۱-۱- شرایط اولیه متفاوت

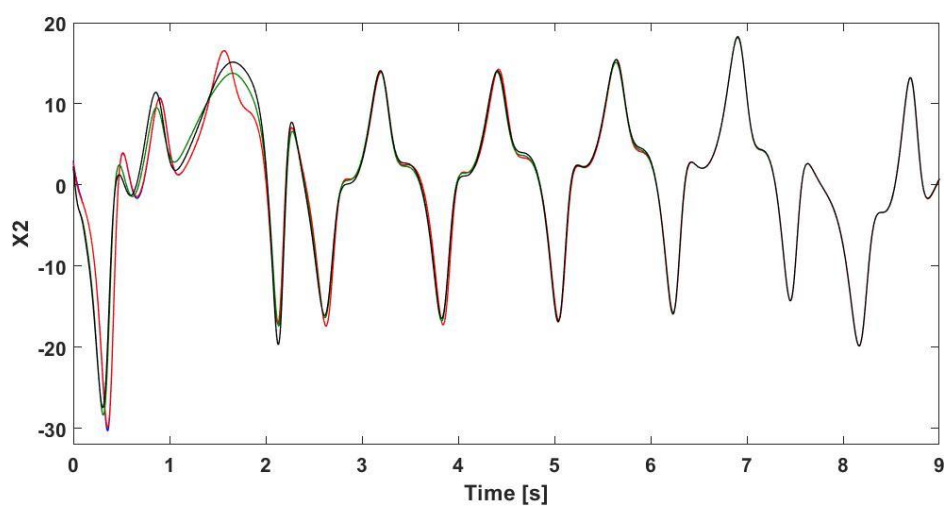
با توجه به اینکه با کوچکترین تفاوت در شرایط اولیه سیستم‌های آشوبی و فوق آشوبی، خروجی کاملاً متفاوتی مشاهده خواهیم نمود، لذا در اینجا برای اثبات روش پیشنهادی با شبیه سازی، شرایط اولیه کاملاً متفاوتی برای سیستم در نظر می‌گیریم. شرایط اولیه متفاوت در جدول زیر آمده است.

جدول ۱-۶: شرایط اولیه سیستم فوق آشوبی

	شرایط اولیه سیستم پایه	شرایط اولیه رویتر سیستم پایه	شرایط اولیه سیستم پیرو	شرایط اولیه رویتر سیستم پیرو
$x_1$	-۱.۹	-۳	-۲.۳	-۳.۱
$x_2$	-۲.۲	۳	-۲.۱	-۳.۲
$x_3$	-۵	-۷	-۶	-۴
$x_4$	-۲.۱	۵	۶	-۱

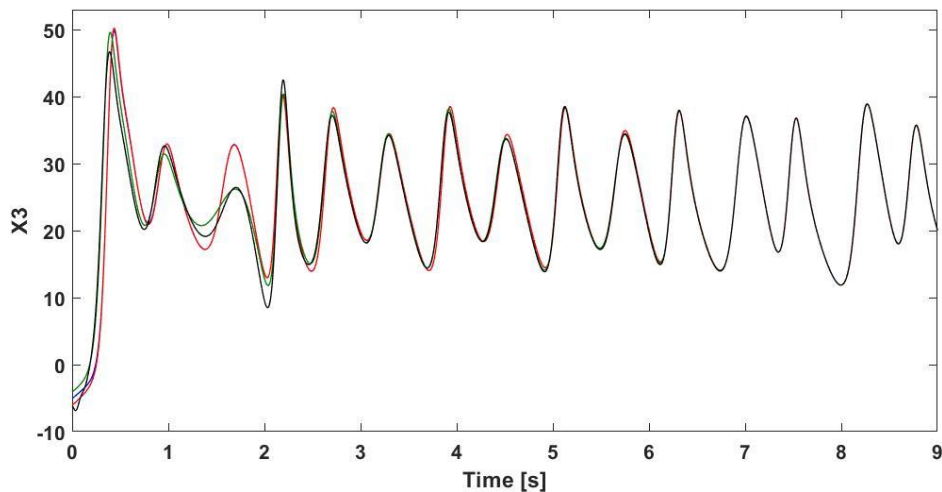


شکل ۳-۶. حالت اول سیستم فوق آشوبی لورنز (رنگ قرمز حالت سیستم پایه، رنگ آبی رویتر حالت سیستم پایه، رنگ سیاه حالت سیستم پیرو. رنگ سبز رویتر حالت سیستم پیرو)

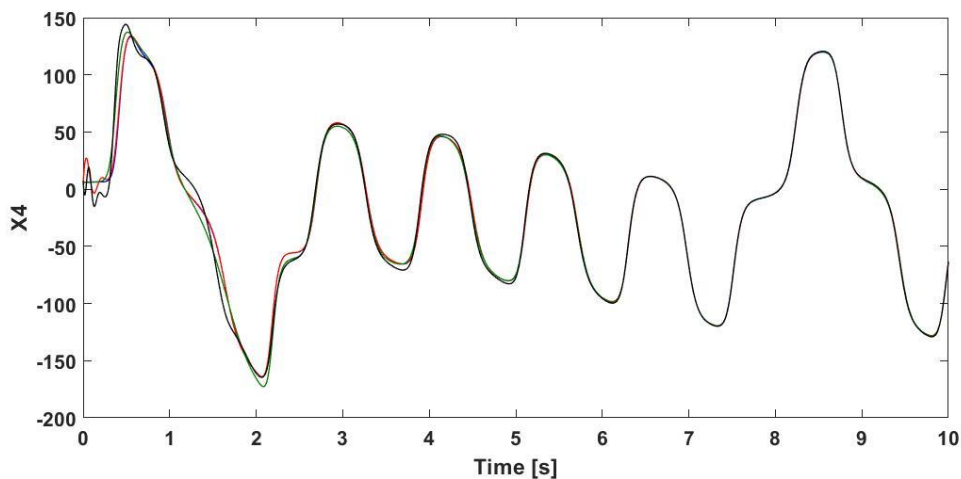


شکل ۴-۶. حالت دوم سیستم فوق آشوبی لورنز (رنگ قرمز حالت سیستم پایه، رنگ آبی رویتر حالت سیستم پایه، رنگ سیاه حالت سیستم پیرو. رنگ سبز رویتر حالت سیستم پیرو)





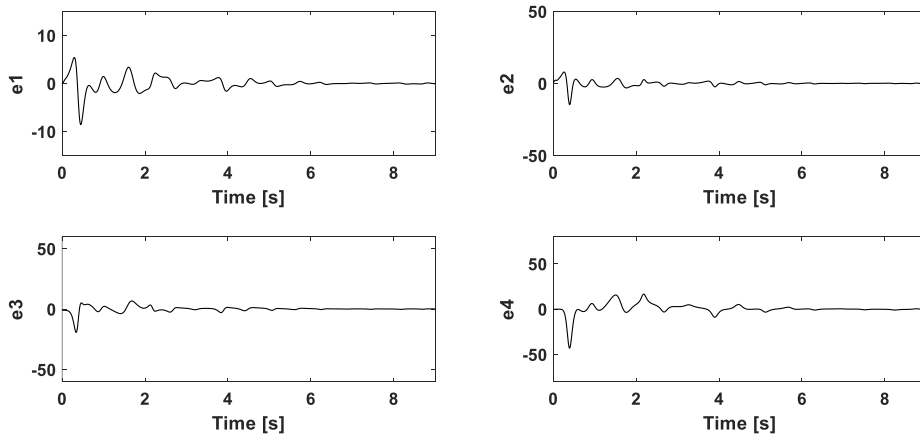
شکل ۵-۶. حالت سوم سیستم فوق‌آشوبی لورنز (رنگ قرمز حالت سیستم پایه، رنگ آبی روی‌تگر حالت سیستم پایه، رنگ سیاه حالت سیستم پیرو. رنگ سبز روی‌تگر حالت سیستم پیرو)



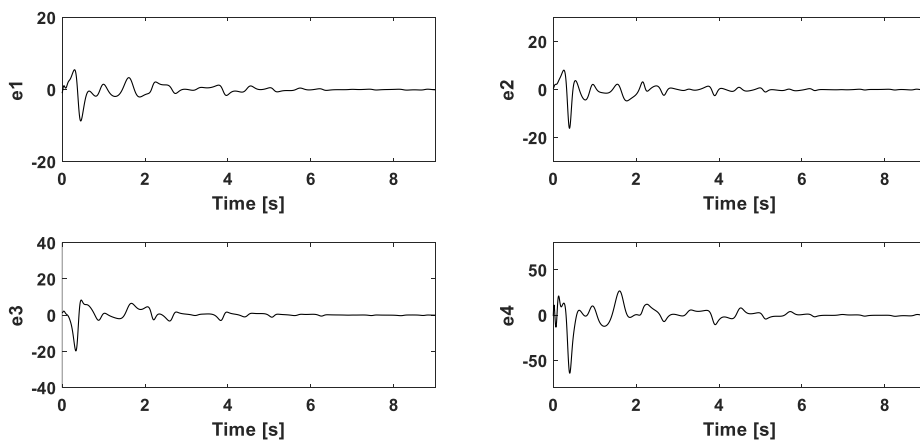
شکل ۶-۶. حالت چهارم سیستم فوق‌آشوبی لورنز (رنگ قرمز حالت سیستم پایه، رنگ آبی روی‌تگر حالت سیستم پایه، رنگ سیاه حالت سیستم پیرو. رنگ سبز روی‌تگر حالت سیستم پیرو)

در این کار از دو سیستم فوق‌آشوبی برای ارتباط امن استفاده می‌کنیم. در شکل‌های بالا می‌توان همزمان شدن دو سیستم فوق‌آشوبی و دو روی‌تگر فازی را مشاهده نمود. همزمان شدن حالت‌های مختلف سیستم‌های بالا، بعد از گذشت زمان کوتاهی صورت پذیرفته است. در ادامه، خطای بین سیستم پایه و سیستم پیرو، سیستم پایه و روی‌تگر آن و در نهایت سیستم پیرو و روی‌تگر آن نشان داده

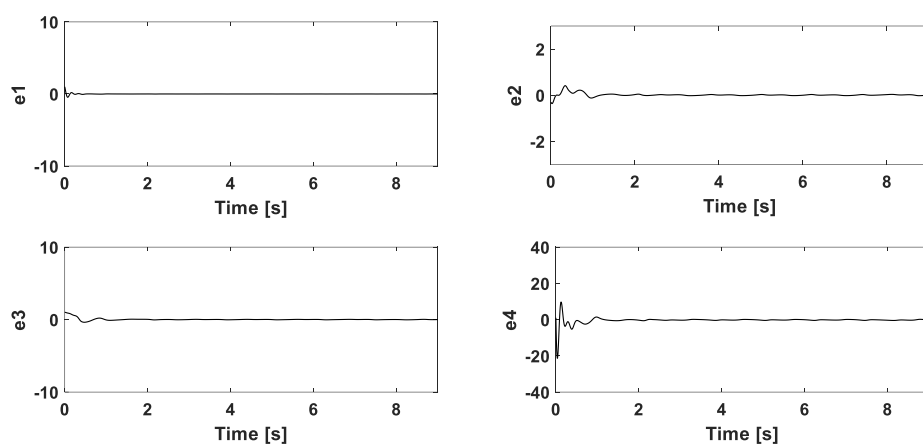
شده است.



شکل ۶-۷. خطای بین سیستم پایه و سیستم پیرو



شکل ۶-۸. خطای بین رویتگر سیستم پایه و سیستم پایه

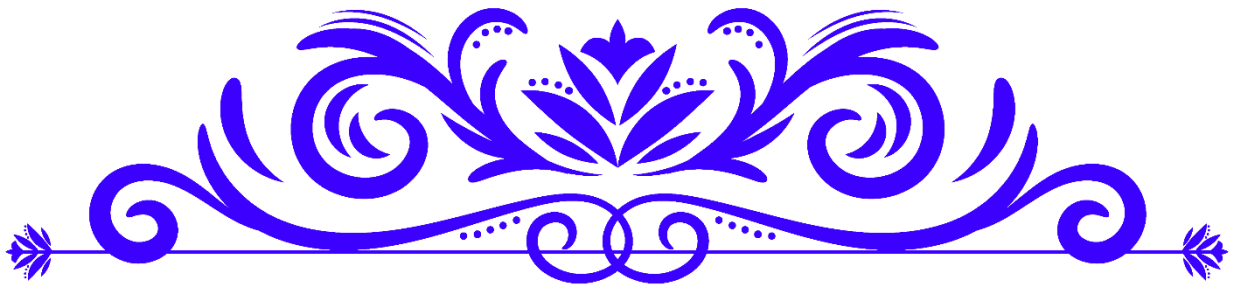


شکل ۶-۹: خطای بین رویتگر سیستم پیرو و سیستم پیرو

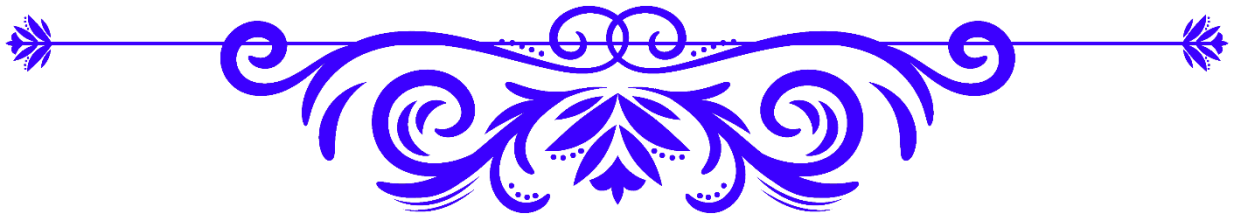
## ۶-۲- نتیجه گیری

در این فصل به شبیه سازی تئوری فصل قبل پرداخته شد. با توجه به حل نابرابری ماتریسی خطی، بهره های مورد استفاده برای رویتگر اول و دوم و کنترل کننده، مشاهده شد که خطای حالت های هر چهار سیستم بعد از گذشت زمان کوتاهی به سمت صفر میل کردند. پس بنابراین از این روش برای مخفی کردن اطلاعات و استخراج اطلاعات می توان استفاده کرد.





فصل ہفتم: نتیجہ گیری و پیشہادات



در فصل اول، بحث آشوب برای استفاده در مخابرات امن مورد مطالعه قرار گرفت. در این فصل با توجه به بررسی سیستم‌های آشوبی به این نتیجه رسیدیم که اگر رفتار یک سیستم آشوبی را با دو شرط اولیه نزدیک به همدیگر مقایسه کنیم شاهد دو رفتار کاملاً متفاوت خواهیم بود در نتیجه از این خاصیت در مخابرات امن استفاده می‌کنیم. برای ملموس شدن پایان‌نامه کنترل با بیان مسئله همزمان سازی سیستم‌های آشوبی بر اساس مدل فازی به بررسی چند نمونه از کارهای انجام شده در این زمینه توسط ارائه خلاصه‌ای از مقالات آشنا شدیم. به طور کلی متوجه شدیم که همزمان سازی سیستم‌های آشوبی هم اکنون یکی از مباحث بروز و پویا در مهندسی کنترل می‌باشد. در فصل دوم، به طراحی کنترل‌کننده و رویتگر فازی با ساختار مقاوم برای همزمان سازی دو سیستم پایه و پیرو با در نظر گرفتن مسئله پایداری پرداخته شد. در این فصل از کنترل‌کننده‌ی جبران ساز توزیع‌شده موازی برای همزمان سازی دو سیستم پایه و پیرو جهت ارسال اطلاعات از طریق کانال ارتباطی غیرایده‌آل ارائه گردید.

در این پایان‌نامه، تنها از خروجی سیستم پایه برای همزمان سازی دو سیستم فرستنده و گیرنده استفاده می‌شود. در نتیجه این کار باعث ایجاد امنیت بیشتر در کانال ارتباطی خواهد شد. ایده اول در این پایان‌نامه، استفاده از رویتگر سیستم پیرو برای همزمان سازی دو سیستم آشوبی در فرستنده و گیرنده است. فرض ما این است که تمام حالت‌های سیستم پیرو در دسترس نیستند و تنها خروجی این سیستم در دسترس است. بنابراین با خروجی سیستم پیرو، توسط رویتگر دوم، تخمینی از حالت‌های سیستم پیرو را بدست می‌آوریم. در نهایت برای اعمال کنترل‌کننده به سیستم پیرو از این تخمین استفاده می‌کنیم. در نتیجه استفاده از خروجی سیستم پیرو برای تخمین حالت‌های آن باعث کاهش هزینه استفاده از سنسور می‌شود زیرا نیازی به به حالت‌های سیستم پیرو نداریم و تنها از تخمین آن استفاده می‌کنیم. نتایج نشان داده است که هر دو سیستم پایه و پیرو با در نظر گرفتن نویز در کانال ارتباطی، بعد از گذشت زمانی کوتاهی همزمان می‌شوند. بنابراین یکی از ویژگی‌های خوب کنترل‌کننده‌ی انتخابی همزمانی دو سیستم پایه و پیرو در حضور نویز است.

در این پژوهش با ترکیب دو بخش رویتر فازی و کنترل کننده فازی تاکاگی-سوگنو جهت همزمان سازی دو سیستم فرستنده و گیرنده، خطای تخمین رویتر و خطای ردیابی سیستم پیرو، با گذشت زمان به صفر همگرا شدند.

همانطور که در فصل مربوط به شبیه سازی نشان داده شد، در صورت عدم استفاده از رویتر برای تخمین حالت های سیستم پایه، عملاً هیچگونه همزمان سازی بدلیل در دسترس نبودن حالت های سیستم پایه، امکان پذیر نبود. روش پیشنهادی در حضور نویز ورودی عملکردی مناسب و بدون نقص از خود نشان داده است.

برای اعمال کنترل کننده به سیستم فازی تاکاگی-سوگنو نیاز است که از روش جبران سازی توزیع شده موازی استفاده کرد که موجب محدودیت در طراحی کنترل کننده می شود. برای ادامه کار می توان به روش های جایگزین کنترلی برای طراحی کنترل کننده سیستم های مدل شده فازی تاکاگی-سوگنو پرداخت.

[١] Takagi, Tomohiro, and Michio Sugeno. "Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control." IEEE transactions on systems, man, and cybernetics ١ (١٩٨٥): ١١٦-١٣٢.

[٢] Tanaka, Kazuo, and Hua O. Wang. Fuzzy control systems design and analysis: a linear matrix inequality approach. John Wiley & Sons, ٢٠٠٤.

[٣] Wang, Hua O., Kasuo Tanaka, and Mark Griffin. "Parallel distributed compensation of nonlinear systems by Takagi-Sugeno fuzzy model." Proceedings of ١٩٩٥ IEEE International Conference on Fuzzy Systems.. Vol. ٢. IEEE, ١٩٩٥.

[٤] Wang, Hua O., Kazuo Tanaka, and Mike Griffin. "An analytical framework of fuzzy modeling and control of nonlinear systems: stability and design issues." Proceedings of ١٩٩٥ American Control Conference-ACC'٩٥. Vol. ٣. IEEE, ١٩٩٥.

[٥] Wang, Hua O., Kazuo Tanaka, and Michael F. Griffin. "An approach to fuzzy control of nonlinear systems: Stability and design issues." IEEE transactions on fuzzy systems ٤,١ (١٩٩٦): ١٤-٢٣.

[٦] Tanaka, K. "A Theory of Advanced Fuzzy Control." Japanese, KYOURITSU Publishing Company, Tokyo, Japan (١٩٩٤).

[٧] Sugeno, Michio. "Fuzzy control." Nikkan Kougyou Shinbunsha Publisher, Tokyo (١٩٨٨).

[٨] Sugeno, Michio, and G. T. Kang. "Structure identification of fuzzy model." Fuzzy sets and systems ٢٨,١ (١٩٨٨): ١٥-٣٣.

[٩] Seidi, Morteza, Marzieh Hajiaghamemar, and Bruce Segee. "Fuzzy control systems: Lmi-based design." Fuzzy controllers-recent advances in theory and applications ١٨ (٢٠١٢): ٤٤١-٤٦٤.

[١٠] Tanaka, Kazuo, and Hua O. Wang. Fuzzy control systems design and analysis: a linear matrix inequality approach. John Wiley & Sons, ٢٠٠٤.

[١١] Sugeno, Michio, and G. T. Kang. "Fuzzy modelling and control of multilayer incinerator." Fuzzy sets and systems ١٨,٣ (١٩٨٦): ٣٢٩-٣٤٥.



- 
- [12] Tanaka, Kazuo, and Michio Sugeno. "Stability analysis and design of fuzzy control systems." *Fuzzy sets and systems* 40,2 (1992): 135-156.
- [13] Wang, Hua O., Kasuo Tanaka, and Mark Griffin. "Parallel distributed compensation of nonlinear systems by Takagi-Sugeno fuzzy model." *Proceedings of 1990 IEEE International Conference on Fuzzy Systems..* Vol. 2. IEEE, 1990.
- [14] Boyd, Stephen, et al. *Linear matrix inequalities in system and control theory*. Vol. 15. Siam, 1994.
- [15] Lorenz, I. "Schmidt-Rohr." *Phys. Rev* 124 (1961): 832.
- [16] Cuomo, Kevin M., Alan V. Oppenheim, and Steven H. Strogatz. "Synchronization of Lorenz-based chaotic circuits with applications to communications." *IEEE Transactions on circuits and systems II: Analog and digital signal processing* 40,11 (1993): 626-633.
- [17] Corron, Ned J., and Daniel W. Hahs. "A new approach to communications using chaotic signals." *IEEE Transactions on circuits and systems I: Fundamental theory and applications* (1997): 44,5
- [18] Ott, Edward, Celso Grebogi, and James A. Yorke. "Erratum: Controlling chaos" [*Phys. Rev. Lett.* 64, 1196 (1990)]. *Physical Review Letters* 64 (1990): 2837.
- [19] Tirandaz, Hamed, and Ahmad Hajipour. "Adaptive synchronization and anti-synchronization of TSUCS and Lü unified chaotic systems with unknown parameters." *Optik* 130 (2017): 543-549.
- [20] Zhou, Aijun, and Junwei Lei. "Research on a novel kind of robust terminal sliding mode synchronization of chaotic systems." *Optik* 131 (2017): 528-527.
- [21] Yu, Jinyong, Junwei Lei, and Lingling Wang. "Backstepping synchronization of chaotic system based on equivalent transfer function method." *Optik* 130 (2017): 900-913.
- [22] Chou, Hao-Gong, et al. "A fuzzy-model-based chaotic synchronization and its implementation on a secure communication system." *IEEE Transactions on Information Forensics and Security* 8,12 (2013): 2177-2180.
- [23] Li, Shih-Yu, and Zheng-Ming Ge. "Fuzzy modeling and synchronization of two totally different chaotic systems via novel fuzzy model." *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics)* 31,4 (2011): 1015-1026.

---

[۲۴] Grigoras, Victor, and Carmen Grigoras. "Linear Communication Channel Based on Chaos Synchronization." *Chaotic Systems: Theory and Applications*. ۲۰۱۰. ۸۵-۹۲.

[۲۵] Senouci, Abdelkader, and Abdelkrim Boukabou. "Fuzzy modeling, stabilization and synchronization of multi-scroll chaotic systems." *Optik* ۱۲۷,۱۳ (۲۰۱۶): ۵۳۵۱-۵۳۵۸.

[۲۶] Cuomo, Kevin M., Alan V. Oppenheim, and Steven H. Strogatz. "Synchronization of Lorenz-based chaotic circuits with applications to communications." *IEEE Transactions on circuits and systems II: Analog and digital signal processing* ۴۰,۱۰ (۱۹۹۳): ۶۲۶-۶۳۳.

[۲۷] Vafamand, Navid, Shapour Khorshidi, and Alireza Khayatian. "Secure communication for non-ideal channel via robust TS fuzzy observer-based hyperchaotic synchronization." *Chaos, Solitons & Fractals* ۱۱۲ (۲۰۱۸): ۱۱۶-۱۲۴.

[۲۸] Liaw, Yu-Min, and Pi-Cheng Tung. "Controlling chaos via state feedback cancellation under a noisy environment." *Physics Letters A* ۲۱۱,۶ (۱۹۹۶): ۳۵۰-۳۵۶.

[۲۹] Khan, Ayub, and Sanjay Kumar. "T-S fuzzy observed based design and synchronization of chaotic and hyper-chaotic dynamical systems." *International Journal of Dynamics and Control* ۶,۳ (۲۰۱۸): ۱۴۰۹-۱۴۱۹.

[۳۰] Pillai, Nikhil, et al. "Estimating parameters of nonlinear dynamic systems in pharmacology using chaos synchronization and grid search." *Journal of pharmacokinetics and pharmacodynamics* ۴۶,۲ (۲۰۱۹): ۱۹۳-۲۱۰.

[۳۱] Boulkroune, Abdeselem, et al. "Adaptive fuzzy control-based projective synchronization of uncertain nonaffine chaotic systems." *Complexity* ۲۱,۲ (۲۰۱۵): ۱۸۰-۱۹۲.

[۳۲] Yang, Anqing, et al. "Tracking Control of a Class of Chaotic Systems." *Symmetry* ۱۱,۴ (۲۰۱۹): ۵۶۸.

## **Abstract**

This Thesis proposes a novel chaotic secure communication scheme for non-ideal communication channels. The proposed approach employs Takagi–Sugeno (T-S) fuzzy model and linear matrix inequality technique to design a controller which synchronizes the chaotic transmitter and receiver systems. In the presented method, only few numbers of states are needed to be transformed and received which is consistent with the practical limitations of a non-ideal channel and highly secure communication. Therefore, a robust T-S fuzzy observer is proposed to estimate the other states of the transmitter at the receiver side. Furthermore, since the channel is non-ideal,  $H_\infty$  performance criterion is Applied to derive robust observer and controller against the external disturbance and noise. Finally, stability has been investigated using lyapanov method of stability.

**Keywords** : hyperchaotic Systems, T-S Fuzzy Observer, PDC Scheme, Syhnhronization , linear matrix inequality



Faculty of Electrical and Robotic Engineering

**M.Sc. Thesis in Electrical Engineering of Control**

# Synchronization Chaotic System using Fuzzy and Adaptive method, An Application in secure Communication

By : MohammadReza Behdarvand

**Supervisor**

Dr Ali Akbarzadeh Kalat

**Advisor**

Dr Hossein Gholizadeh Narm

May 2019