

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده برق و رباتیک

گروه کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد

همزمان سازی کلاس خاصی از سیستم های آشوب با استفاده از کنترل های پیرید

فرزانه فرخ نژاد

استاد راهنما :

دکتر علیرضا الفی

شهریور ۱۳۹۳

دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده برق

گروه کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد خانم فرزانه فرخ نژاد

تحت عنوان:

همزمان سازی کلاس خاصی از سیستم های آشوب با استفاده از کنترل هایبرید

در تاریخ توسط کمیته تخصصی زیر جهت اخذ مدرک کارشناسی ارشد

مورد ارزیابی و با درجه مورد پذیرش قرار گرفت.

امضاء	اساتید مشاور	امضاء	اساتید راهنما
	نام و نام خانوادگی :		نام و نام خانوادگی :
	نام و نام خانوادگی :		نام و نام خانوادگی :

امضاء	نماینده تحصیلات تکمیلی	امضاء	اساتید داور
	نام و نام خانوادگی :		نام و نام خانوادگی :
			نام و نام خانوادگی :
			نام و نام خانوادگی :
			نام و نام خانوادگی :

به پاس تعبیر عظیم انسانی‌شان از کلمه ایشا و از خودگذشتگی،

به پاس عاطفه سرشار و کرمای امیدبخش وجودشان که در این سردترین روزگار ان به‌ترین پشتیبان است،

به پاس قلب‌های بزرگشان که فریادرس است و سرکردانی و ترس در پناهشان به شجاعت می‌گیرید،

به پاس محبت‌های بی‌دریشان که هرگز فرو نمی‌کشد،

این مجموعه را به پدر و مادر عزیز و بزرگوارم تقدیم می‌کنم.

تقدیر و تشکر

امیرالمومنین، علی (ع) فرمودند: هر کسی به من کلامی بیاموزد مرا بنده‌ی خود کرده است.

با نهایت تقدیر و تشکر از استاد محترم جناب آقای دکتر الفی که بارها سہامی بای ارزندہ‌ی خود این جانب را مورد لطف و عنایت خویش

قرار دادند. تکمیل این اثر بدون کمک و زحمات ایشان بہ ہیچ عنوان مقدور نبود. بہمچنین لازم است از اساتید محترمی کہ کار داوری این

پایان نامہ را بر عہدہ داشتند، صمیمانہ تشکر نمایم.

تعهد نامه

اینجانب فرزانه فرخ نژاد دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته مهندسی برق کنترل دانشکده برق دانشگاه شاهرود نویسنده پایان نامه همزمان سازی کلاس خاصی از سیستم های آشوب با استفاده از کنترل هایبرید تحت راهنمایی جناب آقای دکتر الفی متعهد می شوم.

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

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

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

چکیده:

در این پایان نامه، همزمان سازی کلاس خاصی از سیستم های آشوب با استفاده از کنترل ترکیبی مورد مطالعه قرار می گیرد. کنترل لغزشی یکی از ساده ترین رویکردها در طراحی کنترل کننده مقاوم است که ضمن دارا بودن مزایایی چون پاسخ سریع، دقت بالا، مقاوم بودن و عدم حساسیت به نامعینی های پارامتری، یک عیب عمده به نام لرزش نیز دارد. در این پایان نامه از روش کنترل ترکیبی جهت کاهش لرزش روش مود لغزشی استفاده می کنیم. در روش پیشنهادی، کنترل کننده مود لغزشی و تنظیم کننده درجه دوم خطی LQR با منطق فازی جهت کاهش لرزش ترکیب شده اند، پایداری روش پیشنهادی با استفاده از نظریه لیاپانوف نیز اثبات می گردد. کارایی روش ترکیبی نسبت به روش های کنترل مود لغزشی و کنترل مود لغزشی فازی با اعمال بر روی سیستم آشوبگون ژيروسکوپ نشان داده می شود. نتایج نشان دهنده عملکرد مناسب روش پیشنهادی است.

کلمات کلیدی: همزمان سازی آشوب، کنترل مود لغزشی، کنترل LQR، منطق فازی، پایداری

فهرست مطالب:

۱ فصل اول:مقدمه	۱
۱-۱ مقدمه	۲
۲-۱ پدیده آشوب	۲
۳-۱ خصوصیات سیستم آشوب	۵
۴-۱ اهداف کنترل آشوب	۹
۵-۱ مروری بر کارهای گذشته	۱۲
۶-۱ ساختار پایان نامه	۱۴
۲ فصل دوم: روش پیشنهادی برای همزمان سازی کلاس خاصی از سیستم‌های آشوب	۱۵
۱-۲ تعریف مساله همزمان سازی	۱۶
۲-۲ کنترل مود لغزشی	۱۷
۱-۲-۲ طراحی کنترل کننده مود لغزشی	۱۸
۳-۲ کنترل فیدبک حالت	۲۲
۱-۳-۲ کنترل فیدبک حالت بهینه (LQR)	۲۳
۴-۲ کنترل پیشنهادی (کنترل ترکیبی)	۲۵
۳ فصل سوم	۲۹
۱-۳ معرفی ژيروسکوپ	۳۰
۲-۳ توصیف مدل دینامیکی ژيروسکوپ ها	۳۱
۳-۳ تعریف مساله همزمان سازی برای سیستم ژيروسکوپ	۳۴

۳۵	 ۱-۳-۳ کنترل مود لغزشی
۳۸	 ۲-۳-۳ کنترل کننده LQR
۳۹	 ۳-۳-۳ کنترل کننده ترکیبی پیشنهادی
۴۰	 ۴-۳ طراحی کنترل کننده مود لغزشی فازی
۴۷	 ۴ نتیجه گیری و پیشنهادات
۴۸	 ۱-۴ نتیجه گیری
۴۸	 ۲-۴ پیشنهادات
۴۹	 ۵ مراجع

فهرست اشکال:

- شکل ۱-۱: جاذب آشوبی سیستم راسلر ۷
- شکل ۲-۱: حساسیت سیستم آشوبی لورنز نسبت به شرایط اولیه ۹
- شکل ۱-۲: ساختار همزمان سازی به روش پایه-پیرو ۱۶
- شکل ۲-۲: سطح لغزشی ۱۸
- شکل ۳-۲: توابع تعلق برای کلیدزنی سطح کنترل کننده ترکیبی پیشنهادی ۲۷
- شکل ۱-۳: شماتیک ژيروسکوپ متقارن [۹] ۳۲
- شکل ۲-۳: مسیر فاز ژيروسکوپ آشوبی ۳۳
- شکل ۳-۳: سری زمانی x_1 و x_2 ۳۳
- شکل ۴-۳: حساسیت به شرایط اولیه دو ژيروسکوپ یکسان با شرایط اولیه متفاوت.
- ۳۴ $(x_1, x_2) = (1, -1)$ و $(y_1, y_2) = (1.1, -0.95)$
- شکل ۵-۳: سطح لغزش کنترل کننده مود لغزشی ۳۷
- شکل ۶-۳: (a) سیگنال کنترلی کنترل کننده مود لغزشی. (b) خطای همزمان سازی با کنترل کننده مود لغزشی ۳۷
- شکل ۷-۳: سطح لغزش در کنترل ترکیبی پیشنهادی ۴۰
- شکل ۸-۳: (a) سیگنال کنترلی کنترل کننده پیشنهادی. (b) خطای همزمان سازی با اعمال کنترل کننده پیشنهادی ۴۰
- شکل ۹-۳: (a) توابع تعلق s و s ، (b) توابع تعلق $u f s$ [۹] ۴۱
- شکل ۱۰-۳: سطح لغزش ناشی از کنترل کننده مود لغزشی فازی ۴۳
- شکل ۱۱-۳: (a) سیگنال کنترلی کنترل کننده مود لغزشی فازی. (b) خطای همزمان سازی با اعمال کنترل کننده مود لغزشی فازی ۴۳

شکل ۳-۱۲: سیگنال‌های کنترلی کنترل‌کننده‌های مختلف ۴۵

شکل ۳-۱۳: سیگنال خطای همزمانسازی با اعمال کنترل‌کننده‌های مختلف ۴۵

فهرست جداول:

جدول ۱-۱: جدول قوانین کنترل مود لغزشی فازی..... ۴۳

فصل اول: مقدمه

۱-۱ مقدمه

بیشتر سیستم‌ها در جهان بطور طبیعی غیرخطی اند و خطی در نظر گرفتن آن‌ها یک چالش محسوب می‌شود. دینامیک آشوب^۱ یک اثر غیر خطی جالب است که در بسیاری از سیستم‌های شیمیایی، الکتریکی و مکانیکی قابل مشاهده است [۱]. در بعضی از سیستم‌های غیرخطی پس از مدت زمانی پدیده آشوب رخ می‌دهد. شرایط خاصی باعث تولید رفتار آشوبی می‌شود که منجر به بی‌ثباتی (ناپایداری) سیستم و مشکلات طراحی می‌گردد [۲]. این رفتار آشوبی و غیرقابل پیش‌بینی معمولاً در عمل ناخوشایند است و محدوده کاری بسیاری از دستگاه‌ها را محدود می‌کند [۱]. گرچه آشوب در برخی موارد مانند روند مخلوط‌سازی مواد یا انتقال حرارت مفید است [۳]، اما اغلب رفتار آشوبی غیرقابل پیش‌بینی و حساس به شرایط اولیه در این سیستم‌ها بسیار مخرب است و اطلاع از اینکه سیستم چه زمانی به حالت آشوبی می‌رود و چگونه می‌توان آن را کنترل کرد، مهم است. در ابتدا تصور می‌شد که کنترل سیستم‌های آشوبی ممکن نباشد و آن‌ها دارای دینامیک کنترل‌ناپذیر و پیش‌بینی‌ناپذیر باشند، اما در مقاله‌ای از اوت، گریوگی و یورک^۲ - که از افراد شاخص آشوب و کنترل آن هستند- در سال ۱۹۹۰ امکان کنترل سیستم‌های آشوب اثبات شد [۴] و در همین سال در مقاله‌ای از پکورا و کارول^۳ امکان همزمان‌سازی آشوب^۴ نیز اثبات شد [۵] و در سه دهه اخیر توجه بسیاری از محققین را به خود جلب کرده است.

۲-۱ پدیده آشوب

ابزار تحلیل پدیده‌های طبیعی برای فیزیک‌دانان، مهندسين و سایر علومى که نیاز به مدل‌سازی و تحلیل پدیده‌ها دارند، معادلات دیفرانسیل است. این معادلات که می‌توانند به صورت جزئی یا

^۱ Chaos

^۲ Ott, Grebogi and Yorke

^۳ Pecora and Carroll

^۴ Chaos synchronization

معمولی باشند، چهارچوب تحلیلی قوی و مطمئنی برای پژوهشگران فراهم می‌کنند. در بسیاری از موارد برای سادگی تحلیل، مدل‌ها به صورت خطی تقریب زده می‌شوند. اثرهای نمایی و نوسانی یا دوره‌ای در اکثر پدیده‌های خطی دیده می‌شوند. در مدل‌های غیرخطی پدیده‌های جدیدی چون چرخه‌های حدی علاوه بر اثر نمایی و دوره‌ای دیده می‌شوند. اما این تنها رفتار متفاوت دینامیک غیرخطی با خطی نیست [۶].

مدت‌ها به دلیل قضیه پوانکاره- بندکسون^۱ تصور می‌شد که یک سیستم یا دارای نقطه تعادل (پایدار یا ناپایدار) است و یا دارای چرخه حدی است. البته این قضیه تنها برای سیستم‌های مرتبه‌ی دوم صادق بود، اما باور عموم بر آن بود که چنین قضیه‌ای برای سیستم‌های مرتبه بالاتر نیز برقرار است، تا اینکه برای برخی از سیستم‌های مرتبه سوم به بالا، پدیده‌ای جالب و دور از انتظار رخ داد که به پدیده آشوب مشهور شد [۷].

مفهوم آشوب یکی از مفاهیم جدید و بنیادی علم نوین است که افق درک ما را نسبت به هستی گسترش داده است. پدیده آشوب و بررسی وقوع آن در شاخه‌های علوم مختلف در چند دهه اخیر به طور گسترده‌ای مورد مطالعه قرار گرفته است. مطالعه در مورد این مبحث در حقیقت از مطالعات هواشناسی شروع شد. لورنز^۲ در سال ۱۹۶۵ مشغول پژوهش روی مدل ریاضی بسیار ساده‌ای از آب و هوای زمین بود، به یک معادله دیفرانسیل غیر قابل حل رسید. وی برای حل این معادله به روش‌های عددی با رایانه متوسل شد. او برای اینکه بتواند این کار را در روزهای متوالی انجام دهد، نتیجه آخرین خروجی یک روز را به عنوان شرایط اولیه روز بعد وارد می‌کرد. لورنز در نهایت مشاهده کرد که نتیجه شبیه سازی‌های مختلف با شرایط اولیه یکسان با هم کاملاً متفاوت است. بررسی خروجی چاپ شده رایانه نشان داده که رویال مک‌بی^۳ رایانه‌ای که لورنتس از آن استفاده می‌نمود، خروجی را تا ۴ رقم

^۱ Poincare- Bendixson

^۲ Lorenz

^۳ Royal McBee

اعشار گرد می‌کرد. از آنجا که محاسبات داخل این رایانه با ۶ رقم اعشار انجام می‌گرفت، از بین رفتن دو رقم آخر باعث چنین تاثیری شده بود. این واقعیت غیر ممکن بودن پیش‌بینی آب و هوا در دراز مدت را نشان می‌دهد. این نظریه، گسترش خود را بیشتر مدیون کارهای هانری پوانکاره^۱، ادوارد لورنز، بنوا مندلبروت^۲ و مایکل فایگن‌باوم^۳ می‌باشد. پوانکاره اولین کسی بود که اثبات کرد، مساله سه جرم (به عنوان مثال، خورشید، زمین، ماه) مساله‌ای بی نظم و غیر قابل حل است.

چندی از دانشمندان هواشناسی مشغول مطالعه در مورد شرایط جوی و تاثیر موارد مختلف بر هوای جهان و منطقه شدند. آنان به مدت دو سال مشغول مطالعه هوای یک منطقه خاص دارای آب و هوای نسبتاً بی‌تغییر و کاملاً معتدل بودند و تمامی تغییرات را ثبت می‌کردند. یک دستگاه ثبت نمودار تغییرات جوی هر روز راس ساعت شش صبح روشن می‌شد و نمودار تغییرات را تا شش بعد از ظهر ثبت می‌کرد. اما در پاییز سال دوم ناگهان نمودار این تغییرات به طرز عجیبی عوض شد. یعنی نموداری مغشوش به ثبت رسید که نشانه بروز تغییرات شدید جوی بود، اما آن چه به چشم دیده می‌شد هیچ تغییری مشاهده نمی‌کرد. دانشمندان شروع به مطالعه در این مورد کردند تا دلیل این تغییر را دریابند اما متوجه هیچ چیز نشدند. پس از پاییز، همه چیز دوباره عادی شد. این امر آنان را بر آن داشت تا یک سال دیگر مطالعات خود را در آن محل ادامه دهند. در پاییز سال بعد آن‌ها همه چیز را تحت نظر داشتند. در این سال نتیجه مشاهدات خود را پیدا کردند. در نزدیکی آن محل دریاچه‌ای بود که گروهی از پرندگان مهاجر در پاییز به آنجا می‌رفتند. آن چه باعث تغییر شدید در نمودار می‌شد همین پرندگان بودند. پرواز دسته جمعی این پرندگان باعث می‌شد تا حرکت بال‌های آنان فشاری بر جو بیاورد و این فشار به مولکول‌های کناری هوا منتقل می‌شد و نهایتاً به سنسور ثبت نمودار دستگاه می‌رسید. یکی از دانشمندان کنجاکو در پی آن شد که متوجه شود اگر این پرندگان آنجا نبودند چه

^۱ Henri Poincare

^۲ Benoit Mandelbrot

^۳ Michael Feigenbaum

می‌شد. وی با استفاده از یک برنامه کامپیوتری موقعیت منطقه را شبیه سازی کرد و برنامه را یک‌بار با حضور پرندگان و یکبار بدون حضور آنان اجرا کرد. هنگامی که پرندگان وجود داشتند کامپیوتر شرایط را دقیقاً همان طور که در واقعیت بود نشان داد. اما بدون حضور پرندگان طوفانی بزرگ در منطقه شکل می‌گرفت که باعث تخریب تقریباً ۱۲ هکتار از آن منطقه می‌شد. در حقیقت پر زدن آن پرندگان باعث می‌شد که شرایط شکل‌گیری این طوفان پیش‌نیاید پس از مطالعات جدی‌تر و عمیق‌تر و شبیه سازی جو جهان آنان به نتیجه‌ای رسیدند که مهم‌ترین شعار نظریه آشوب نام گرفت: پروانه‌ای در آفریقا بال می‌زند و گردبادی در آمریکای جنوبی شکل می‌گیرد. فشاری که بال زدن آن پروانه بر اتمسفر می‌آورد شاید بسیار ناچیز باشد، اما فرایند تشدید باعث می‌شود که این فشار ناچیز و اندک به مرور و پس از طی مسافت تبدیل به یک طوفان عظیم شود. این نظریه سپس در حیطه تمام علوم و مباحث تجربی، ریاضی، رفتاری، مدیریتی و اجتماعی وارد شده و اساس تغییرات بنیادی در علوم به ویژه هواشناسی، نجوم، مکانیک، فیزیک، ریاضی، زیست‌شناسی، اقتصاد و مدیریت را فراهم آورده است.

۳-۱ خصوصیات سیستم آشوب

از رفتار نامنظم و غیرقابل پیش‌بینی بسیاری از سیستم‌های غیرخطی با عنوان آشوب نام برده می‌شود، این در حالی است که سیستم‌های دینامیکی غیر خطی تصادفی، یعنی سیستم‌هایی که دارای تحریک و یا پارامترهای تصادفی هستند، نیز دارای رفتار نامنظم می‌باشند. اختلاف اساسی میان سیستم‌های آشوبگون قطعی^۱ و سیستم‌های دینامیکی غیرخطی تصادفی^۲ در این است که برای سیستم‌های آشوبگون رفتار نامنظم ذاتاً به خاطر مشخصه غیرخطی سیستم می‌باشد، در حالی که پاسخ یک سیستم به تحریک تصادفی، مستقل از این که سیستم قابلیت تولید رفتار آشوبگون داشته باشد یا خیر، همواره نامنظم است. با وجود این رفتار نامنظم، سیستم‌های آشوبگون دارای معادلات قطعی هستند. به عبارتی یک سیستم آشوبگون به طور موضعی ناپایدار ولی به طور سراسری کران‌دار

^۱ Deterministic

^۲ Stochastic

است. لازم به ذکر است در کنار سیستم‌های آشوبی و تصادفی، سیستم آشوبی-تصادفی^۱ نیز وجود دارد دارد و این در صورتی است که سیستم آشوبی با یک ورودی تصادفی مواجه شود. راه‌های زیادی برای تشخیص سیستم آشوبی از سیستم تصادفی وجود دارد که یکی از آن‌ها استفاده از خاصیت حساسیت به شرایط اولیه می‌باشد. به طوری که اگر ترتیب داده در آشوبی را تغییر داده و از آن میانگین و واریانس بگیریم، برخلاف داده تصادفی، میانگین و واریانس آن نسبت به داده قبلی تغییر می‌کند. در یک سیستم قطعی با اطلاعات حالت سیستم در زمان جاری می‌توان مسیر آینده را تا مدت زمان دلخواه طولانی پیش بینی کرد، و در مدل‌های اتفاقی حتی برای یک مدت زمان کوتاه هم نمی‌توان پیش بینی دقیق داشت. ولی در مدل‌های آشوبگونه خطای پیش بینی به سرعت رشد می‌کند و در نتیجه پیش بینی می‌تواند فقط برای مدت زمان محدود و با یک خطای پیش بینی مجاز صورت پذیرد زیرا وضعیت فعلی سیستم به وضعیت قبلی آن وابسته است. در حالی که در یک سیستم تصادفی وضعیت جاری سیستم از وضعیت پیشین آن مستقل است. در حرکت تصادفی، مدل و یا ورودی دارای عدم قطعیت است و به همین دلیل تغییرات زمانی خروجی نمی‌تواند به طور کامل پیش بینی شود (فقط امکان دسترسی به مقادیر آماری وجود دارد). به طور کلی آشوب رفتاری شبیه نویز دارد اما از نویز متفاوت می‌باشد. چرا که دامنه یک پدیده آشوبی همواره بین دو مقدار مشخص و دارای مرز است. از ویژگی‌های دیگر آشوب، وجود طیف فرکانسی پیوسته می‌باشد. اگر سیگنالی تناوبی باشد دارای طیف گسسته است اما سیگنال آشوبی دارای طیف پیوسته است.

یکی از مشخصه‌های اصلی سیستم‌های آشوبگونه این است که رفتار گذشته‌اش را تکرار نمی‌کند (حتی به طور تقریبی). یک مشخصه دیگر برای سیستم‌های دینامیکی که رفتار آشوبی از خود نشان می‌دهند، این است که چنین سیستم‌هایی باید حداقل یک عبارت غیرخطی را در برداشته باشند تا به ازاء پارامترهای خاصی بتوانند رفتار آشوبی از خود نشان دهند. ویژگی دیگر این سیستم‌ها داشتن

^۱ Stochastic-Chaos

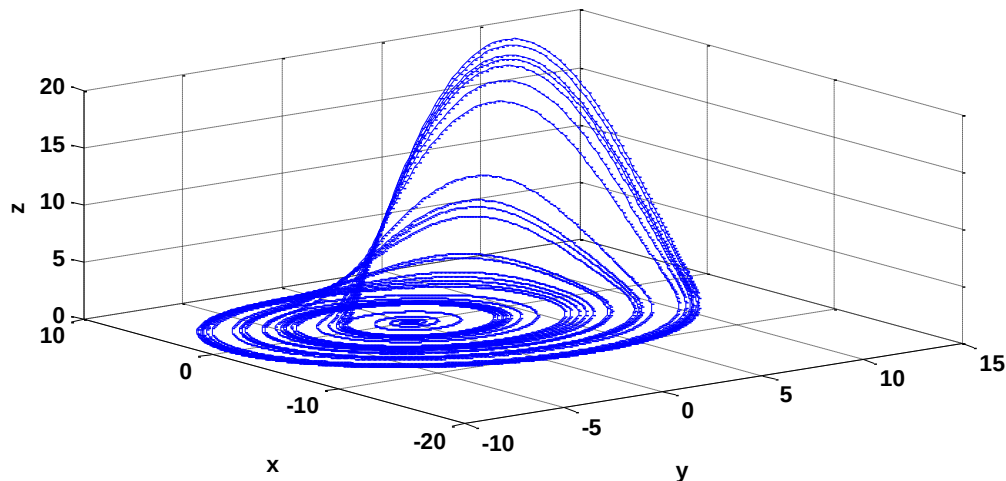
جاذب‌های شگفت^۱ است. جاذب‌های شگفت، جاذب‌هایی هستند که مسیر فاز^۲ به سمت آن‌ها جذب می‌شوند و در همان حال از آن‌ها دور می‌شوند. در مثال ۱-۱ یک نمونه از سیستم‌ها همراه با جاذب شگفت آن آورده شده است.

مثال ۱-۱:

راسلر^۳ بر پایه سیستم آشوبگونه لورنز یک سیستم آشوبگونه ساده‌تر ساخت که البته جاذب آن با جاذب سیستم لورنز متفاوت است. معادلات سیستم راسلر به شرح زیر است [۸]:

$$\begin{cases} \dot{x} = -y - z \\ \dot{y} = x + ay \\ \dot{z} = xz - bz + c \end{cases} \quad (1-1)$$

که در آن $a = 0.2$ ، $b = 5.7$ و $c = 0.2$ است. سیستم راسلر یکی از ساده‌ترین سیستم‌های زمان پیوسته است که از خود رفتار آشوبگونه نشان می‌دهد. در شکل ۱-۱ جاذب آشوبگونه عجیب آن نشان داده شده است و دیده می‌شود که مسیر فاز خود را قطع نمی‌کند.



شکل ۱-۱: جاذب آشوبی سیستم راسلر

اما ویژگی منحصر به فرد سیستم‌های آشوبگون را می‌توان در بررسی حالت‌های سیستمی مشاهده کرد

^۱ Strange attractor

^۲ Phase trajectory

^۳ Rossler

که از دو حالت اولیه با اختلاف بسیار کم، مثلاً x و $x + \varepsilon$ ، که ε یک مقدار بسیار کوچک است، شروع می‌شوند. در سیستم‌های غیر آشوبگون این اختلاف کم فقط منجر به ایجاد خطایی می‌شود که به صورت خطی با زمان زیاد می‌گردد. در مقابل، در سیستم‌های آشوبگون، خطا به صورت نمایی با زمان رشد می‌کند، در این مورد حالت‌های دو سیستم خیلی زود از یکدیگر واگرا می‌شوند، اما این واگرایی به اندازه یک مقدار کران‌دار و متناهی خواهد بود. این موضوع در مثال ۲-۱ در مورد یک سیستم دینامیکی آشوبگون با شرایط اولیه بسیار نزدیک به هم اجرا شده است. از این خاصیت تحت عنوان حساسیت به شرایط اولیه^۱ نام برده می‌شود.

مثال ۲-۱:

دو سیستم لورنز یکسان ولی با تفاوت جزئی در شرایط اولیه را مطابق زیر در نظر بگیرید [۱]:

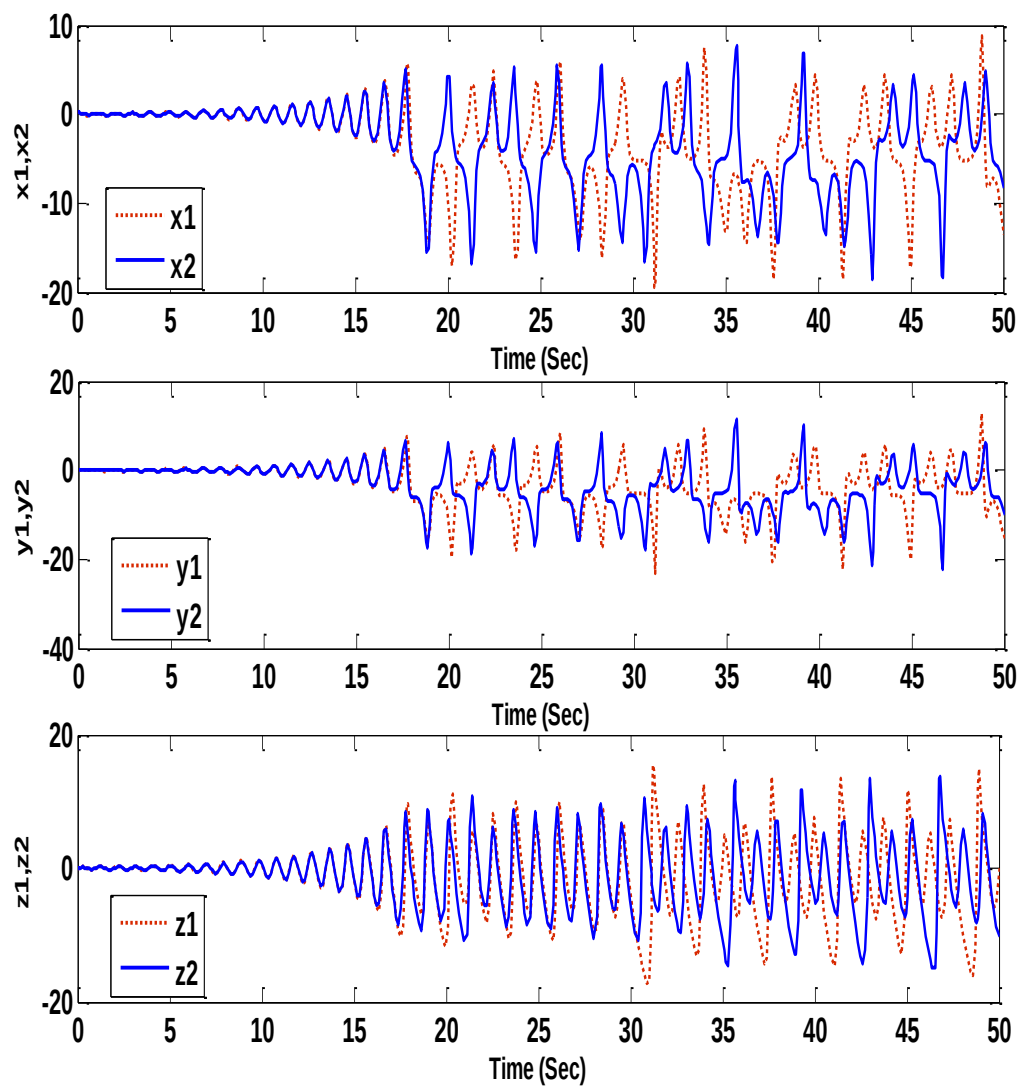
$$\begin{cases} \dot{x} = 10(-x + y) \\ \dot{y} = x - y - (\sqrt{27} + x)z \\ \dot{z} = \sqrt{27}(x + y) - z + xy \\ (\dot{x}_1(\cdot), y_1(\cdot), z_1(\cdot)) = (0.5, 0, -0.2) \\ (\dot{x}_2(\cdot), y_2(\cdot), z_2(\cdot)) = (0.499, -0.1, -0.205) \end{cases} \quad (2-1)$$

شکل ۲-۱ حساسیت به شرایط اولیه را نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که در ابتدا حالات نزدیک به هم هستند اما با گذشت زمان حالت‌ها از هم فاصله می‌گیرند.

اگر بخواهیم یک تعریف کلی از پدیده آشوب داشته باشیم، می‌توان گفت: آشوب، رفتار طولانی مدت نوسانی غیرپریودیک در سیستم معین با حداقل درجه سه و طیف توان پیوسته است که وابستگی بسیار بالایی به شرایط اولیه دارد.

تذکر: در سیستم‌های گسسته یا مرتبه کسری یا سیستم‌هایی که بتوان به آنها نیروی متغیر با زمان اعمال کرد درجه سیستم می‌تواند کمتر از سه باشد.

^۱ Sensitivity to initial condition



شکل ۱-۲: حساسیت سیستم آشوبی لورنز نسبت به شرایط اولیه

۴-۱ اهداف کنترل آشوب

در ابتدا ایده‌ی کنترل سیستم‌های آشوبی به دلیل دینامیک پیچیده آن‌ها غیر ممکن به نظر می‌رسید. با این حال نشان داده شده است که سیستم‌های آشوبی قابلیت کنترل شوندگی دارند و اهداف کنترلی متفاوتی برای این سیستم‌ها قابل تصور است که می‌توان به موارد زیر اشاره کرد:

- پایداری
- همزمانی دو سیستم آشوبی

- آشوب سازی^۱

- کنترل دو شاخگی^۲

یکی از روش‌های مهم و پرکاربرد در حذف رفتارهای ناهنجار سیستم آشوبناک، پایداری سازی آن است. پایداری سازی به دو دسته تنظیم و تعقیب تقسیم می‌شود. در مسئله‌ی تنظیم، با اعمال قانون کنترل مناسب سیستم را به یکی از نقاط تعادل و یا به یکی از مسیرهای متناوب ناپایدار موجود در جاذب شگفت^۳ (ایجاد چرخه‌ی حدی پایدار) سیستم آشوبناک پایدار می‌کنند. دسته‌ی دیگری از مسائل پایداری سازی سیستم‌های آشوبناک، مسئله‌ی تعقیب می‌باشد. در این نوع پایداری سازی یک سیگنال مرجع متغیر با زمان در نظر گرفته و قانون کنترلی در نظر می‌گیرند که پاسخ‌های سیستم این سیگنال را دنبال کند.

از زمانی که پکورا و کارول برای اولین بار همزمان سازی دو سیستم آشوبی یکسان با شرایط اولیه مختلف را نشان داده‌اند [۵]، امکان همزمان سازی سیستم‌های آشوبی با روش‌های مختلف مورد توجه قرار گرفته است. در اصل مسأله همزمان سازی آشوب مستلزم کنترل رفتار دینامیکی یک سیستم پیرو^۴ با استفاده از ورودی کنترل است، بطوریکه نوساناتش پس از یک دوره گذرا از سیستم پایه^۵ تقلید کند [۹]. همزمان سازی کاربردهای مهمی در تکنولوژی ارتعاشات (همزمان سازی محرک‌های نوسانی) [۱۰]، مخابرات امن (همزمان سازی سیگنال‌های فرستنده و گیرنده) [۱۱-۱۳]، بیولوژی و بیوتکنولوژی [۱۴]، واکنش‌های شیمیایی، لیزر [۱۵] و... دارد. مقاله‌های زیادی در زمینه همزمان سازی آشوب منتشر شده است.

مسأله آشفته سازی سیستم‌های پیوسته و گسسته در سال ۱۹۹۹ توسط چن و ونگ^۶ مورد

^۱ Chaotification

^۲ Bifurcation control

^۳ Strange

^۴ Slave

^۵ Master

^۶ Chen & Wang

مطالعه و بررسی قرار گرفت [۱۳]، که اخیراً توجه زیادی را به خود جلب کرده است. چنین کاری بدین معناست که سیستمی که به خودی خود دارای رفتار آشوبی نیست (مثلاً به نقطه تعادلی پایدار است)، از خود رفتار آشوبی نشان دهد. این بدین معناست است که حرکت آشوبی رفتار مطلوب سیستم باشد. مولدهای عددی شبه تصادفی و منابع سیگنال آشفته در سیستم‌های مخابرات باند وسیع و رادار، نمونه‌های کلاسیک از این نوع می باشد. علاوه بر این، آشوبگون کردن عمل مخلوط سازی در راکتور می تواند بسیار مفید باشد، چون به واکنش‌ها شتاب داده و باعث بهبود در کیفیت محصول می گردد و یا در پزشکی در درمان بیماری صرع از پدیده آشفته سازی استفاده می شود.

کنترل دوشاخگی دقیقاً جزو کنترل آشوب نمی باشد، اما با آن ارتباط دارد. دوشاخگی یکی از پدیده‌هایی است که پیش از آشوبی شدن سیستم رخ می دهد. دوشاخگی بدین معنی است که رفتار ساختاری سیستم (مکان نقاط تعادل، پایداری، تعداد، وجود یا عدم وجود آن‌ها، همچنین وجود چرخه‌های حدی با همین مشخصات و حالات) با تغییر پارامترها عوض شود. در کنترل دوشاخگی یکی از دو هدف عقب یا جلو انداختن دوشاخگی و تغییر نوع دوشاخگی (پایدار، ناپایدار و...) مورد نظر است. ارتباط دوشاخگی با آشوب از آنجا که معمولاً پیش از آشوبی شدن سیستم، چندین و چند دوشاخگی رخ می دهد، مشخص است. می توان با تاخیر در دوشاخگی، آشوب را نیز به تاخیر انداخت [۱۴].

روش‌های مختلفی برای کنترل آشوب ارائه شده است، بر اساس استفاده یا عدم استفاده از ویژگی‌های دینامیک آشوب در طراحی کنترل کننده، کنترل کننده‌ها به دو دسته کلی تقسیم می شوند. بسیاری از روش‌های متداول کنترل غیر خطی برای کنترل آشوب استفاده شده است که تاکید اساس این روش‌ها غیرخطی بودن سیستم است نه آشوبی بودن آن. در این روش‌ها بدون در نظر گرفتن ویژگی‌های خاص سیستم آشوبی، طراحی مانند یک سیستم با دینامیک غیر خطی صورت می گیرد. ویژگی بارز این روش‌ها این است که در صورتی که برای حالت کلی‌شان اثبات پایداری و ... وجود داشته باشد، برای حالت خاص آشوبی نیز چنین اثباتی برقرار خواهد بود و از آنجا که تئوری

کلاسیک کنترل، تاکنون پیشرفت قابل ملاحظه‌ای کرده است، این نوع طراحی نیز بخوبی پیشرفت داشته است. دسته دیگر از ویژگی‌های خاص آشوب مانند حساسیت بالا استفاده می‌کند.

۵-۱ مروری بر کارهای گذشته

اولین روش همزمان‌سازی دو سیستم آشوبناک را پکورا و کارول ارائه دادند [۵]، در ادامه روش‌های گوناگون زیادی برای کنترل و همزمان‌سازی آشوب ارائه شدند که در دو دسته کلی جا دارند. در دسته اول که بر اساس ویژگی‌های خاص آشوب کنترل‌کننده طراحی می‌شود، می‌توان روش OGY [۵]، روش فیدبک تاخیردار^۱ [۱۸]، [۱۹] و روش کنترل ضربه‌ای^۲ [۲۰] را نام برد. در دسته دوم که بر اساس روش‌های کنترل غیرخطی کنترل‌کننده برای همزمان‌سازی آشوب طراحی می‌شود می‌توان به روش‌های کنترل فازی [۲۱]، [۲۲]، کنترل تطبیقی [۲۳-۲۶]، کنترل مقاوم [۲۷-۲۹] و کنترل مود لغزشی^۳ [۳۰] اشاره کرد. روش کنترل مود لغزشی یک روش مقاوم در برابر عدم قطعیت‌ها است که سادگی، عدم حساسیت به پارامترهای سیستم و پاسخ سریع از جمله مزایای این کنترل‌کننده محسوب می‌شود. این روش در همزمان‌سازی آشوب نیز استفاده شده است [۲۱]. علی‌رغم این مزایا کنترل مود لغزشی دارای معایبی نیز می‌باشد و یکی از مهمترین معایب این روش استفاده از کنترل‌کننده‌ای با ساختار متغیر است که به کمک کلیدزنی فرکانس بالای سیگنال ورودی کنترل محقق می‌شود، که این پدیده همان لرزش^۴ است، که نوعی ناپایداری داخلی است و می‌تواند باعث تلفات حرارتی و از بین رفتن قطعات مکانیکی شود [۳۲]. روش‌های گوناگونی برای کاهش یا حذف لرزش نیز صورت گرفته است، از جمله روش لایه مرزی که بجای تابع علامت از تابع اشباع^۵ استفاده می‌شود [۳۳]، روش کنترل مود لغزشی بر مبنای فیلتر پایین گذر [۲۴]، کنترل مود لغزشی دینامیک^۶

^۱ Time-Delayed Feedback control (TDFC)

^۲ Impulsive control

^۳ Sliding Mode Control (SMC)

^۴ Chattering

^۵ Saturation

^۶ Dynamic SMC

[۲۵]، [۲۶]، مود لغزشی بالا مرتبه^۱ [۳۷]، [۳۸] و کنترل کننده‌های ترکیبی که در آن‌ها یکی از کنترل کننده‌ها کنترل کننده مود لغزشی می‌باشد مانند کنترل عصبی مود لغزشی دینامیک تطبیقی [۲۹]، ترکیب کنترل عصبی و کنترل مود لغزشی و فیدبک حالت [۳۰] و

در روش لایه مرزی برای اجتناب از لرزش یک لایه مرزی نزدیک سطح لغزش در نظر گرفته می‌شود که دینامیک‌های ورودی کنترل را هموار ساخته و از نوسانات سیگنال کنترلی جلوگیری می‌کند اما این بهبودی منجر به افزایش خطای ردیابی و کاهش عملکرد می‌شود.

روش رایج برای کاهش لرزش روش SMC استفاده از روش لایه مرزی است اما هنگامی که نویز اندازه‌گیری زیاد باشد این روش برای کاهش لرزش کارآمد نیست و می‌توان از روش فیلتر پایین‌گذر استفاده کرد، در محیط بدون نویز روش لایه مرزی و فیلتر پایین‌گذر مانند هم عمل می‌کنند. در این روش سیگنال کنترلی روش مود لغزشی از یک انتگرال‌گیر عبور کرده و سپس به سیستم اعمال می‌شود، لرزش فرکانس بالای سیگنال کنترلی SMC بعد از عبور از انتگرال‌گیر نرم شده و انتگرال‌گیر مانند یک فیلتر پایین‌گذر از عبور فرکانس‌های بالا جلوگیری می‌کند که علاوه بر نرم بودن سیگنال کنترلی دقت کنترلی را نیز فراهم می‌کند.

در روش کنترل مود لغزشی دینامیک علاوه بر کاهش یا حذف لرزش، دقت بیشتر را بطور همزمان دارد. اساس کار مود لغزشی دینامیک با افزایش دینامیک‌های سیستم انجام می‌شود. سطح لغزش طوری انتخاب می‌گردد که با مشتق‌گیری از سطح لغزش و صفر قرار دادن آن، مشتق ورودی کنترلی ظاهر می‌شود. مشتق ورودی کنترلی تابعی از حالت‌های سیستم و خود ورودی کنترلی می‌باشد، بدین ترتیب دینامیک یا دینامیک‌هایی، به تعداد سطوح لغزش، به دینامیک‌های سیستم افزوده می‌شود. بدلیل استفاده از انتگرال‌گیر در بدست آوردن ورودی کنترلی نیز لرزش به طور چشم‌گیری کاهش می‌یابد. اما ممکن است برای غلبه بر عدم قطعیت‌های پارامتری از یک سیگنال

^۱ HOSM (High Order Sliding Mode)

کنترلی بزرگ استفاده کند که این امر ممکن است باعث اشباع محرک‌ها گردد.

در روش مود لغزشی مرتبه بالا کلیدزنی به مشتقات بالاتر سیگنال ورودی منتقل می‌شود. در این روش نه تنها لرزش کاهش می‌یابد بلکه می‌تواند در زمان محدود همگرا شود و دقت بهتری نسبت به مود لغزشی معمولی دارد.

۶-۱ ساختار پایان نامه

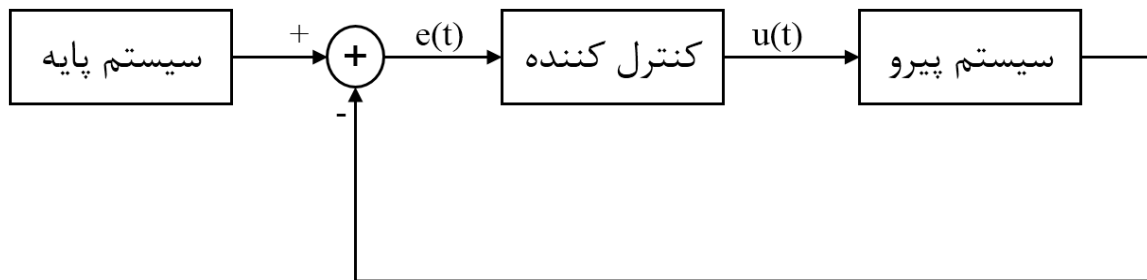
این پایان‌نامه به موضوع همزمان‌سازی کلاس خاصی از سیستم‌های آشوب اختصاص دارد. بر این اساس پایان‌نامه در چهار فصل سازمان‌دهی می‌شود. در فصل دوم ابتدا مقدمه‌ای بر کنترل مود لغزشی و روش تنظیم‌کننده مرتبه دو خطی^۱ ارائه می‌شود، سپس روش پیشنهادی که مبتنی بر ترکیب دو روش کنترل اخیر با استفاده از منطق فازی است بیان می‌گردد. در فصل سوم شبیه‌سازی‌های روش پیشنهادی روی سیستم آشوبی ژيروسکوپ ارائه می‌شوند و این روش‌ها با فازی مود لغزشی نیز مقایسه می‌شوند. نتیجه‌گیری و پیشنهادات نیز در فصل چهارم آورده شده‌اند.

^۱ Linear Quadratic Regulator (LQR)

فصل دوم: روش پیشنهادی برای همزمان سازی کلاس خاصی از سیستم‌های آشوب

۱-۲ تعریف مساله همزمان سازی

هدف از همزمان سازی آشوب، نوسان همزمان دو سیستم است که یکی از سیستم‌ها به عنوان سیستم پایه و سیستم دیگر به عنوان سیستم پیرو در نظر گرفته می‌شود. سیستم پایه بدون هیچ تغییری می‌ماند اما با اعمال یک سیگنال کنترلی مناسب به سیستم پیرو پس از یک مدت زمان گذرا رفتار دینامیکی دو سیستم یکسان می‌شود.



شکل ۱-۲: ساختار همزمان سازی به روش پایه-پیرو

برای مشاهده همزمان سازی سیستم‌های آشوبی، سیستم پایه-پیرو زیر را در نظر بگیرید:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}g(\mathbf{x}) \quad (۱-۲)$$

$$\dot{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{y}(t) + \mathbf{B}[f(\mathbf{y}) + u(t) + d(t)]$$

که در آن $\mathbf{x} = [x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}]^T = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ و $\mathbf{y} = [y, \dot{y}, \dots, y^{(n-1)}]^T$

به ترتیب بردار حالت‌های سیستم پایه و پیرو، $g(\mathbf{x})$ و $f(\mathbf{y})$ توابع غیرخطی

نامشخص اما محدود، $u \in R$ ورودی کنترل سیستم پیرو و $d \in R$ یک اغتشاش خارجی محدود است

بطوریکه $|d(t)| \leq D \in R^+$. در روابط اخیر $\mathbf{A}$ و $\mathbf{B}$ ماتریس‌های ثابت به فرم زیر می‌باشند.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \dot{} & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dot{} & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \dot{} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \dot{} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (۲-۲)$$

خطای همزمان سازی بین سیستم پایه و پیرو بصورت زیر تعریف می‌شود.

$$\mathbf{e} = [y - x, \dot{y} - \dot{x}, \dots, y^{(n-1)} - x^{(n-1)}]^T = [e, \dot{e}, \dots, e^{(n-1)}]^T \quad (3-2)$$

بنابراین دینامیک خطای همزمان سازی در رابطه (۴-۲) توصیف می شود.

$$\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A}\mathbf{e} + \mathbf{B}[f(\mathbf{y}) - g(\mathbf{x}) + u + d] \quad (4-2)$$

$$= \mathbf{A}\mathbf{e} + \mathbf{B}[\Delta h(\mathbf{y}, \mathbf{x}) + u + d]$$

که $\Delta h(\mathbf{y}, \mathbf{x}) = f(\mathbf{y}) - g(\mathbf{x})$ عدم قطعیت های موجود در سیستم پایه و پیرو را نشان می دهد.

بدون از دست دادن کلیت مساله شود، فرض می شود عدم قطعیت ها محدود باشند، یعنی

$$|\Delta h(\mathbf{y}, \mathbf{x})| \leq H \in R^+ \quad (5-2)$$

بر این اساس هدف مساله همزمان سازی بین دو سیستم پایه و پیرو، طراحی کنترل کننده مناسب

$u(t)$ است به گونه ای که سیستم پیرو، سیستم پایه را برای هر شرط اولیه دلخواه در حضور عدم

قطعیت ها $\Delta h(\mathbf{y}, \mathbf{x})$ و اغتشاش خارجی $d(t)$ دنبال کند. این بدان معنی است که.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|\mathbf{e}\| = 0 \quad (6-2)$$

اکنون مساله همزمان سازی می تواند به چگونگی تحقق پایداری خطای ردیابی رابطه (۴-۲) تفسیر شود.

در ادامه به بررسی کنترل کننده های مورد استفاده در روش پیشنهادی می پردازیم.

۲-۲ کنترل مود لغزشی

این روش یک حالت خاص از سیستم های ساختار متغیر^۱ می باشد. سیستم ساختار متغیر،

سیستمی است که ساختار آن قابل تغییر بوده و هدف آن ایجاد یک رفتار کلی مطلوب از سیستم است

[۴۱]. کنترل لغزشی یک رهیافت قدرتمند در جهت کنترل سیستم های غیرخطی و نامعین می باشد.

کنترل لغزشی یک روش مقاوم است که می تواند با داشتن مدل عدم قطعیت ها و اغتشاش های

^۱ Variable Structure Systems

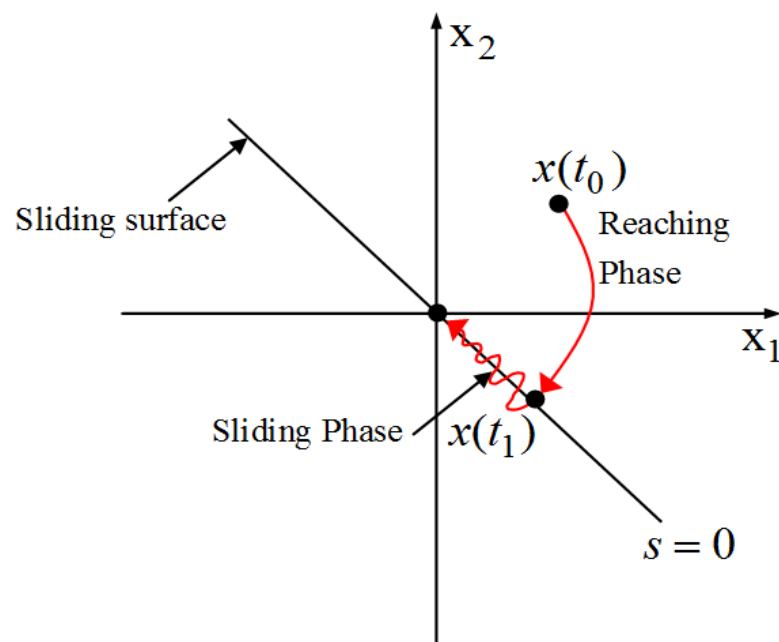
پارامتری به کار رود، به شرطی که محدوده این عدم قطعیت‌ها و اغتشاش‌ها معلوم باشد [۱]، [۲۵]. کنترل لغزشی به علت مقاوم بودن در برابر اغتشاشات داخلی و خارجی، پاسخ سریع و عدم حساسیت به تغییرات پارامتری مورد توجه فراوان قرار گرفته است [۱]، [۲۱].

۲-۲-۱ طراحی کنترل کننده مود لغزشی

مفهوم کنترل مود لغزشی، انتخاب سطح مناسب در فضای حالت، که سطح لغزش گفته می‌شود و کلیدزنی ورودی کنترل روی این سطح است. سطح لغزش به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$s(\mathbf{e}, t) = C^T \mathbf{e} \quad (۷-۲)$$

که $\mathbf{e}$ خطای همزمان‌سازی داده شده در رابطه (۳-۲) و $C^T = [c_1, \dots, c_{n-1}, 1]^T > 0$ ضرایب چند جمله‌ای هورویتز^۱ و n مرتبه سیستم می‌باشد.



شکل ۲-۲: سطح لغزشی

^۱ Hurwitz polynomial

روند کنترل مود لغزشی شامل دو مرحله است: مرحله لغزش^۱ و مرحله رسیدن^۲ به سطح لغزش.

مرحله لغزشی

در این مرحله، سیستم به سطح لغزش رسیده ($s(\mathbf{e}, t) = 0$) و برای باقی ماندن روی سطح بایستی تغییرات روی سطح صفر گردد؛ یعنی

$$\dot{s}(\mathbf{e}, t) = 0 \quad (8-2)$$

اگر توابع غیرخطی $f(\mathbf{y})$ و $g(\mathbf{x})$ کاملاً مشخص باشند و اغتشاش خارجی وجود نداشته باشد ($d = 0$)، کنترل کننده زیر می تواند استفاده شود.

$$u_{eq} = u_s - \Delta h(\mathbf{x}, \mathbf{y}) \quad (9-2)$$

که u_s ورودی کنترل مود لغزشی است.

با مشتق گیری از رابطه (۷-۲) نسبت به زمان و استفاده از رابطه (۹-۲) داریم.

$$\dot{s}(\mathbf{e}, t) = C^T \dot{\mathbf{e}} \quad (10-2)$$

$$= C^T A \mathbf{e} + C^T B u_s$$

$$= C^T A \mathbf{e} + u_s$$

توجه کنید که $C^T B = 1$.

اگر سیستم در مود لغزش عمل کند، سیستم کنترلی شرایط زیر را برآورده می کند:

$$s(\mathbf{e}, t) = 0 \quad (11-2)$$

یعنی سیستم به سطح لغزش رسیده است.

^۱ Sliding phase

^۲ Reaching phase

برای باقی ماندن سیستم روی سطح لغزش باید تغییراتش روی سطح نیز صفر باشد، یعنی

$$\dot{s}(\mathbf{e}, t) = 0 \quad (12-2)$$

با در نظر گرفتن روابط (10-2) و (12-2)، کنترل معادل بصورت رابطه زیر می‌باشد.

$$u_s = -C^T A \mathbf{e} \quad (13-2)$$

برای تضمین پایداری سیستم، نیاز به یافتن تابع لیاپانوف (V) مناسب (تابع مثبت معین و اکیدا نزولی) داریم، یعنی

$$V \geq 0 \quad (14-2)$$

و

$$\dot{V} \leq 0 \quad (15-2)$$

با انتخاب

$$V(t) = \frac{1}{2} s^2 \quad (16-2)$$

که s همان سطح لغزش است.

حال u را چنان می‌یابیم که رابطه زیر، برقرار باشد.

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} s^2 \leq -\eta |s| \quad (17-2)$$

$$\text{sign}(s) \dot{s} \leq -\eta \quad (18-2)$$

این رابطه همان شرط لغزش است و η ثابتی مثبت می‌باشد.

مرحله رسیدن به سطح لغزش

در این مرحله، حالت سیستم از هر نقطه اولیه در زمان محدود به سطح لغزش آورده می‌شود. در این مرحله $s(e, t) \neq 0$ است. بنابراین می‌توان از قانون رسیدن به سطح لغزش زیر استفاده کرد.

$$\dot{s} = -k_d s - q \operatorname{sgn}(s) \quad (19-2)$$

که در آن

$$\operatorname{sgn}(s) = \begin{cases} 1, & \text{if } s > 0 \\ 0, & \text{if } s = 0 \\ -1, & \text{if } s < 0 \end{cases} \quad (20-2)$$

k_d و q ثابت‌های مثبت‌اند که شرط لغزشی $(\operatorname{sign}(s)\dot{s} < -\eta)$ که در ادامه بدست می‌آید، را تامین می‌کند. اندازه ضریب q در حقیقت به میزان عدم قطعیت در سیستم بستگی دارد و هرچه عدم قطعیت در سیستم بیشتر باشد اندازه تغییرات ورودی کنترل برای مقابله با آن بیشتر خواهد بود.

بخش $q \operatorname{sgn}(s)$ بدین علت به قانون کنترل اضافه شده است که بخاطر وجود عدم قطعیت‌ها و اغتشاشات در سیستم مسیرها از سطح جدا می‌شوند و قانون کنترل بایستی به گونه‌ای اصلاح گردد که مسیرها در هر کجای صفحه فاز سیستم باشند به سمت سطح برگردانده شوند. با افزودن یک جمله ناپیوسته به قانون کنترل یک کنترل ساختار متغیر ایجاد می‌کنیم تا بتواند هدف ما را برآورده کند.

استفاده از قانون کنترل بدین صورت باعث کلید زنی فرکانس بالا بر روی سطح می‌شود. این پدیده به پدیده لرزش معروف است لرزش در عمل مطلوب نیست زیرا باعث تلاش کنترلی زیاد می‌شود و نیز ممکن است دینامیک‌های فرکانس بالایی (مانند دینامیک‌های ساختاری مدل نشده) را که هنگام مدل سازی صرف نظر شده اند تحریک نماید و می‌تواند باعث تلفات حرارتی و از بین رفتن قطعات مکانیکی شود [۴۲].

۳-۲ کنترل فیدبک حالت

در یک حلقه کنترلی فیدبک، متغیر کنترل شونده با مقدار مقرر آن مقایسه شده و تشکیل یک متغیر انحرافی، معروف به خطای فیدبک می‌دهد که اساس کار کنترل‌کننده خواهد بود. کنترل‌کننده طی یک روند محاسباتی، مقدار متغیر کنترل را محاسبه کرده تا خطای فیدبک کمتر و کمتر شود. این ساختار به بیان دقیق‌تر همان سیستم حلقه بسته با فیدبک منفی است. تمام اطلاعات جاری سیستم در متغیرهای حالت و بردار حالت موجوداند و هر آنچه که از خروجی و مشتقات آن بدست می‌آید در متغیرهای حالت نیز یافت می‌شوند. ريسانن^۱ نشان داد که با فیدبک متغیرهای حالت به جای فیدبک خروجی و مشتقات آن می‌توان به شرط کنترل‌پذیری سیستم، آن را پایدار کرد و به هر معادله مشخصه مطلوب حلقه بسته‌ای دست پیدا کرد. پارامترهای کنترل‌کننده باید به نحوی انتخاب شوند تا علاوه بر پایداری عملکرد مناسب سیستم را در پی داشته باشد. این کار در ابتدا با انتخاب ساختار مناسب کنترل‌کننده و سپس تنظیم بهینه آن انجام شدنی است. با توجه به اطلاعات متغیرحالت x که کلیه اطلاعات ورودی در زمان قبل را به اطلاعات خروجی های آینده مرتبط می‌سازد اگر کنترل کننده u را تابعی از x در نظر بگیریم توانمندی لازم جهت پایدارسازی سیستم، در حضور اغتشاش را می‌توان بدست آورد [۴۳].

در سیستم‌های خطی این کنترل کننده را نیز تابعی خطی از x در نظر می‌گیریم.

$$u = -kx \quad (2-21)$$

علامت منفی در اینجا تنها اشاره به مفهوم فیدبک منفی می‌باشد، ولی چون متغیر x یکتا نیست بسته به تحقق‌های مختلف از یک سیستم k می‌تواند مثبت یا منفی باشد و تنها به خاطر توجه به اهمیت فیدبک منفی در پایدارسازی سیستم‌ها از علامت منفی استفاده شده است. در این نمایش k یک ماتریس $[k]_{m \times n}$ می‌باشد و کنترل کننده از ترکیب خطی متغیرهای حالت سیستم تشکیل

^۱ Raisanen

شده است. بزرگی بهره کنترل کننده به بزرگ شدن سیگنال کنترلی $u(t)$ می انجامد، که از نقطه نظر عملی موجب بروز اشکالات حدی در عملکرد سیستم خواهد شد. به طور خلاصه، می توان گفت که اگر اندازه سیگنال کنترلی بزرگ شود، ممکن است که محرک های سیستم اشباع شوند و این به نوبه خود می تواند به تنزیل عملکرد و یا حتی ناپایداری سیستم حلقه بسته منجر گردد. هم چنین، اندازه بزرگ سیگنال کنترلی مساله تقویت نویز را نیز به همراه خواهد داشت [۴۴] و بهره کنترلی بسیار کوچک نیز مانند مدار باز عمل می کند.

در این بخش کنترل کننده بر اساس مدل خطی شده سیستم پایه و پیرو اطراف نقطه کار سیستم، طراحی می شود. دینامیک خطای سنکرون شده بصورت زیر می تواند بیان شود.

$$\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A}\mathbf{e} + \mathbf{B}u_{SF} \quad (2-22)$$

u_{SF} قانون کنترل فیدبک و A و B بترتیب ماتریس های حالت و ورودی هستند.

از بین روش های موجود برای طراحی این نوع کنترل کننده در این پایان نامه از روش کنترل فیدبک حالت بهینه LQR استفاده شده است.

۲-۳-۱ کنترل فیدبک حالت بهینه (LQR)

روش خطی - مربعی (LQ) شاید مهم ترین نتیجه کنترل مدرن در طراحی کنترل کننده های فیدبک حالت باشد. علیرغم روش جایابی قطب که معیار و مشخصه خاصی برای جایابی قطب های بهینه ندارد، در روش تنظیم کننده ی خطی بهینه با شاخص عملکردی مربعی معیار یا مشخصه ای به صورت رابطه (۲-۲۳) معرفی می شود.

$$J = \int_0^{\infty} [X^T(t)QX(t) + U^T(t)RU(t)]dt \quad (2-23)$$

که در آن ماتریس های R و Q ماتریس های وزنی مثبت نیمه معین بوده و در واقع فرم مربعی در عناصر

انتگرال‌های فوق مشاهده می‌شود. اگر ماتریس Q مثبت نیمه معین باشد ($Q \geq 0$) با ازای کلیه X خواهیم داشت $X^T Q X \geq 0$. اگر Q مثبت معین نیز باشد به ازای کلیه X نامساوی صفر خواهیم داشت $X^T Q X > 0$.

$$X^T(t)QX(t) = Q_{11}X_1^2 + 2Q_{12}X_1X_2 + \dots + 2Q_{1n}X_1X_n + \dots + 2Q_{2n}X_2X_n + \dots + Q_{nn}X_n^2 \quad (24-2)$$

سوال این است که چرا این تابع مشخصه، عملکرد مناسبی برای طراحی کنترل کننده فیدبک حالت دارد؟

دقت کنید در مسئله عمومی تنظیم و تعقیب کوچک شدن متغیرهای حالت به صورت نمایی و با سرعت مناسب مد نظر است. در این حال $J_1 = \int_0^\infty (X^T Q X) dt$ نرم یا عدد مثبتی را مشخص می‌کند که اندازه خطای غیرصفر متغیرهای حالت را به همراه عامل وزنی مناسبی که به هر یک از عناصر آن نسبت داده‌ایم تعیین می‌کند. اگر مقدار این معیار کوچک شود نمایانگر آن است که در حالت عمومی خطا دارای دامنه کوچک و سرعت نمایی زایل شدن زیادی می‌باشد. از طرفی به علت مربعی بودن این معیار در واقع متناسب با انرژی خطا خواهد بود. با در نظر گرفتن معیار کوچک شدن متغیرهای حالت در تابع، توجهی به اندازه تلاش کنترل U نداشته، لذا مینیمم کردن J_1 منتج به داشتن تلاش کنترلی بزرگ خواهد شد. با در نظر گرفتن $J_2 = \int_0^\infty (U^T R U) dt$ به صورت عمومی انرژی سیگنال کنترل را نیز در معیار عملکرد وارد ساخته و از بزرگ شدن بدون محدودیت U جلوگیری خواهیم کرد. لذا شاخص عملکرد

$$\int_0^\infty [X^T(t)QX(t) + U^T(t)RU(t)] dt \quad (25-2)$$

کاهش انرژی خطا در طول زمان را با لحاظ کردن اندازه انرژی تلاش کنترلی در این بهینه سازی برآورده می‌کند و لذا مصالحه‌ای بین انرژی خطا و انرژی سیگنال کنترلی متناسب با مقادیر Q و R

انجام خواهد شد.

معادله سیستم حلقه بسته و معیار عملکرد آن به صورت روابط (۲۶-۲) و (۲۷-۲) می باشد.

$$\dot{x} = (A - BK)x \quad (26-2)$$

$$J = \int_0^{\infty} x^T(t) (Q + K^T R K) x(t) dt \quad (27-2)$$

برای اینکه مساله جواب داشته باشد ابتدا بایستی کنترل کننده بتواند سیستم را پایدار سازد . لذا حداقل حالت های ناپایدار بایستی پایدار پذیر بوده و یا در حالت جامع تر بایستی سیستم کنترل پذیر باشد برای اینکه ماتریس بهره حلقه پایدار کننده K بتواند معیار طراحی J را به ازای کلیه شرایط کمینه سازد بایستی در رابطه (۲۸-۲) صدق کند [۴۳].

$$k = R^{-1} B^T P \quad (28-2)$$

که P از حل معادله ریکاتی زیر بدست می آید:

$$A^T P + P A - P B R^{-1} B^T P + Q = 0 \quad (29-2)$$

در نهایت داریم:

$$u_{SF} = -k e = -R^{-1} B^T P e \quad (30-2)$$

۴-۲ کنترل پیشنهادی (کنترل ترکیبی)^۱

هر الگوریتم کنترل فواید و محدودیت های خود را دارد. هدف ما از ترکیب کنترل کننده ها، تعیین کنترل کننده ای مناسب تر نسبت به هر یک از کنترل کننده ها است. با طراحی مناسب منطق

^۱ Hybrid Control

فازی سعی در حفظ فواید کنترل‌کننده‌های ترکیب شده و حذف معایب آن‌ها داریم. بحثی که در مورد مسئله مهم پایداری بوجود می‌آید بدین ترتیب است: اگر چه هر قانون در این منطق فازی منجر به یک زیر سیستم حلقه بسته پایدار می‌گردد، اما پایداری کل هنگامی که همه این قوانین با هم به کار روند تضمین نمی‌شود. در مقاله‌ای از ونگ و همکارانش ثابت شد که اگر هر قانون فازی یک زیر سیستم پایدار، در ناحیه فعال خود، تحت یک تابع لیاپانوف مشترک باشد، کل سیستم نیز پایدار لیاپانوف است [۳۵].

در این پایان‌نامه از ترکیب کنترل‌کننده مود لغزشی و LQR با منطق فازی به منظور کاهش اثر لرزش و دستیابی به پاسخ سریع بهره می‌بریم.

طبق این سیستم فازی، هنگامی که حالات دور از سطح لغزش هستند، کنترل‌کننده مود لغزشی به عنوان کنترل‌کننده اصلی عمل می‌کند. به عبارت دیگر، در این حالت چون کنترل مود لغزشی پاسخ گذرای بسیار سریع دارد، متغیرهای حالت سیستم را به سرعت به سمت سطح لغزش هدایت می‌کند. هنگامی که حالت‌های سیستم نزدیک سطح لغزش هستند (سیستم در حوالی نقطه کار قرار دارد) می‌توان سیستم را خطی فرض کرد، در این حالت کنترل‌کننده LQR کنترل‌کننده اصلی است. چگونگی انتخاب این کنترل‌کننده‌ها به کمک منطق فازی صورت می‌گیرد.

قوانین اگر- آنگاه فازی زیر در کنترل‌کننده ترکیبی استفاده شده‌اند.

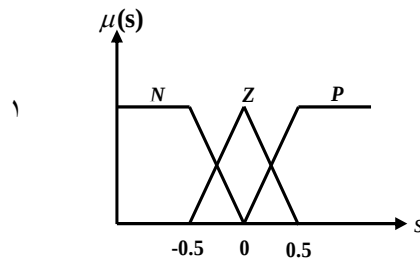
$$\text{Rule ۱: IF } s \text{ is } P \text{ THEN } u = -c^T A e - k_d s - q$$

$$\text{Rule ۲: IF } s \text{ is } Z \text{ THEN } u = k e \quad (۳۱-۲)$$

$$\text{Rule ۳: IF } s \text{ is } N \text{ THEN } u = -c^T A e - k_d s + q$$

که در آن s (سطح لغزش) به عنوان متغیر فازی در این قوانین تعریف شده است. توابع تعلق مربوطه در شکل ۳-۲ نشان داده شده است. متغیرهای زبانی مورد استفاده در این شکل P مثبت، Z

صفر و N منفی می‌باشد. قوانین یک و سه همان SMC و قانون دو همان LQR است.



شکل ۳-۲: توابع تعلق برای کلیدزنی سطح کنترل‌کننده ترکیبی پیشنهادی

با استفاده از روش غیر فازی سازی^۱ جمع وزندار خروجی نهایی u_c به صورت زیر به دست می‌آید.

$$u_c = \frac{\sum_{i=1}^r \mu_i u_i}{\sum_{i=1}^r \mu_i} \quad (32-2)$$

در ادامه بحث مهمی که مطرح می‌شود پایداری کنترل‌کننده ترکیبی است. آنالیز پایداری بر اساس نتایج [۳۵] به سه زیر سیستم تقسیم‌بندی می‌شود، هر زیر سیستم برای یک قانون فازی.

قضیه: یک سیستم کنترل فازی ترکیبی داده شده در روابط (۳۱-۲) و (۳۲-۲) را در نظر بگیرید. اگر شرایط زیر برآورده شود، آنگاه طبق نظریه لیاپانوف، نقطه تعادل در مبدا، پایدار مجانبی سراسری است.

۱. تابع اسکالر نامحدود مثبت معین و بطور پیوسته مشتق‌پذیر $V = x^T P x$ که $P \in R^{n \times n}$

یک ماتریس مثبت معین و ثابت است، وجود داشته باشد.

۲. هر زیر سیستم فازی در ناحیه فعال متناظر با قانون فازی به $\dot{V}$ منفی معین منجر گردد.

۳. روش غیرفازی‌ساز جمع وزندار بکار گرفته شود، که برای هر ورودی محدود، خروجی u_c محدود

باشد ($u_p \leq u_c \leq u_q$ و u_q بترتیب کران‌های پایین و بالای u_c هستند).

^۱ Defuzzification

بنابراین برای تضمین پایداری سیستم، نیاز به یک تابع لیاپانوف مناسب داریم که مطمئن باشیم هر زیرسیستم فازی یک $\dot{V}$ منفی معین در ناحیه فعال متناظر با قانون خود می‌دهد. ناحیه فعال متناظر با قانون فازی به عنوان ناحیه $X_r \subset X$ تعریف می‌شود بگونه‌ای که تابع تعلق $\mu_i(x_0)$ برای تمام $x_0 \in X_r$ صفر نباشد.

اثبات:

جهت اثبات قضیه فوق، باید مطمئن شویم که زیرسیستم‌ها با استفاده از تابع لیاپانوف یکسان پایدار هستند. تابع لیاپانوف $V = \frac{1}{2}s^2$ را در نظر بگیرید، که s سطح لغزش تعریف شده است. از نظریه لیاپانوف مشخص است که اگر $\dot{V}$ منفی معین باشد، سیستم پایدار مجانبی است. واضح است که

$$\dot{V} = s\dot{s} = s[-k_d s - q \operatorname{sgn}(s)] = -|s|(k_d |s| + q) \leq 0 \quad (33-2)$$

بنابراین پایداری زیرسیستم کنترل مود لغزشی تضمین شده است.

برای زیر سیستم کنترل فیدبک حالت، از تابع لیاپانوف یکسان استفاده می‌کنیم یعنی $V = \frac{1}{2}s^2$. سیستم خطی شده در رابطه (۲۲-۲) و قانون کنترل فیدبک داده شده در رابطه (۳۰-۲) را در نظر بگیرید، داریم.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} = \mathbf{e}^T \mathbf{c}^T \mathbf{c} \dot{\mathbf{e}} \\ &= \mathbf{e}^T \mathbf{c}^T \mathbf{c} [A\mathbf{e} - B(R^{-1} B^T P)\mathbf{e}] \\ &= \mathbf{e}^T \{ \mathbf{c}^T \mathbf{c} [A - BR^{-1} B^T P] \} \mathbf{e} = -\mathbf{e}^T \Lambda \mathbf{e} \leq 0 \end{aligned} \quad (34-2)$$

که Λ ماتریس مثبت معین است.

این اثبات می‌کند که زیر سیستم فیدبک حالت نیز پایدار است. بنابر قضیه فوق، کل سیستم نیز پایدار است. $\square$

فصل سوم: شبیه سازی

۱-۳ معرفی ژيروسکوپ

ژيروسکوپ‌ها نوع خاصی از سیستم‌های غیرخطی اند که جزء مهمی در مهندسی ناوبری، هوافضا، رباتیک و اپتیک محسوب می‌شوند [۴۶]، [۳۷]. کلمه ژيروسکوپ از دو کلمه ژيرو^۱ به معنای دوران و اسکوپ^۲ به معنای نشان دادن تشکیل شده است لذا آن را دوران‌نما می‌توان گفت که وظیفه خود یعنی نمایش دوران را بیان می‌کند. در تمام وسایل حرکتی اطلاع از موقعیت و زاویه جسم و سرعت زاویه‌ای آن امری ضروری است، چرا که بدون اطلاع از وضعیت جسم، کنترل آن به سمت هدف غیر ممکن بوده و امری محال به نظر می‌رسد. به دست آوردن این اطلاعات از روی زمین برای اجسامی مانند موشک یا ماهواره و یا گوشی‌های تلفن همراه، کاری بسیار پیچیده و در بعضی موارد غیر ممکن است؛ به عنوان مثال اگر مسیر موشک را در مدت زمان معین نتوان کنترل کرد، موشک از مسیر خارج شده و به هدف نخواهد رسید.

ژيروسکوپ‌ها سنسورهایی هستند که از آن‌ها جهت به دست آوردن سرعت زاویه‌ای و موقعیت زاویه‌ای استفاده می‌شود. با پردازش این اطلاعات می‌توان موقعیت کلی جسم را نیز بر اساس محاسبات به دست آورد. ژيروسکوپ عضو اصلی سیستم‌های هدایت اینرسی می‌باشد. سیستم هدایت اینرسی که در ناوبری اینرسی مورد استفاده قرار می‌گیرد، سیستمی است که جهت مشخص کردن موقعیت یک متحرک مانند وضعیت هواپیما یا کشتی با استفاده از متغیرهای اینرسی آن مثل سرعت و شتاب به کار می‌رود؛ این امر از طریق اندازه‌گیری این کمیت‌ها توسط حس کننده اینرسی انجام می‌گیرد.

وظیفه اصلی ژيروسکوپ‌ها ایجاد یک دستگاه مختصات مرجع است و شتاب‌سنج‌ها شتاب متحرک در امتداد چنین محورهایی را اندازه می‌گیرند، این شتاب می‌تواند نسبت به دستگاه مرجع اینرسی یا

^۱ Gyro

^۲ Scope

دستگاه مرجع دیگری مثل دستگاه متصل به زمین باشد.

مطالعات اخیر روی این سیستم انواع مختلفی از ژيروسکوپ با مشخصات میرایی خطی یا غیرخطی را معرفی کرده و نشان داده است که این سیستم محدوده متنوعی از رفتارهای دینامیکی را نشان می‌دهد که شامل رفتار هارمونیک و آشوبی است [۳۰] و [۲۱]. مفهوم آشوب در ژيروسکوپ‌ها اولین بار در سال ۱۹۸۱ توسط لیپنیک^۱ و نیوتون^۲ ارائه شد [۴۸].

یک ماهواره ساده، یک ژيروسکوپ متقارن است. ماهواره‌ها در ارتباطات، پیش‌بینی آب و هوا، نقشه برداری و برخی از کاربردهای علمی و نظامی استفاده می‌شوند. به طور خاص، برای امنیت ارتباطات نظامی بسیار مهم اند. از آنجایی که سیگنال‌های آشوبی اغلب پهن باند و نویزی شکل‌اند، سیستم‌های آشوبی همزمان می‌توانند به عنوان یک مولد کوچک برای ارتباط امن استفاده شوند [۴۹]. ژيروسکوپ‌های سنکرون شده معمولاً در زمینه‌ی ارتباطات امن [۴۹]، کنترل وضعیت فضاپیماهای بلند مدت [۵۰] و پردازش سیگنال در ژيروسکوپ‌های نوری به کار می‌رود.

۲-۳ توصیف مدل دینامیکی ژيروسکوپ‌ها

یک ژيروسکوپ متقارن نصب شده بر روی پایه ارتعاشی در شکل ۱-۳ نشان داده شده است. طبق مطالعات چن، دینامیک یک ژيروسکوپ متقارن با میرایی خطی- پالسی- مکعبی زاویه θ ، بصورت زیر می‌باشد:

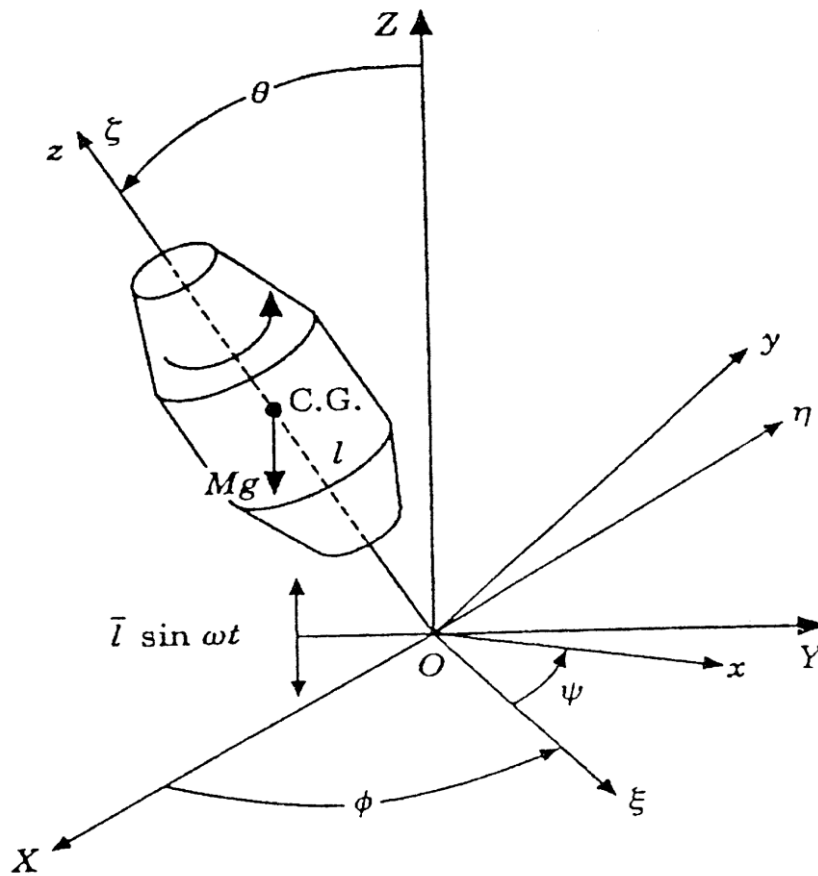
$$\ddot{\theta} + \alpha^2 \frac{(1 - \cos\theta)^2}{\sin^3\theta} - \beta \sin\theta + c_1 \dot{\theta} + c_2 \theta^3 = f \sin\omega t \sin\theta \quad (۱-۳)$$

$f \sin\omega t$ یک آشفتگی پارامتری است، $c_1 \dot{\theta}$ و $c_2 \theta^3$ به ترتیب جمله‌های میرایی خطی و غیرخطی

^۱ Liepnik

^۲ Newton

اند، $\alpha^2 \frac{(1-\cos\theta)^2}{\sin^3\theta} - \beta \sin\theta$ یک نیروی جهندگی غیرخطی است.

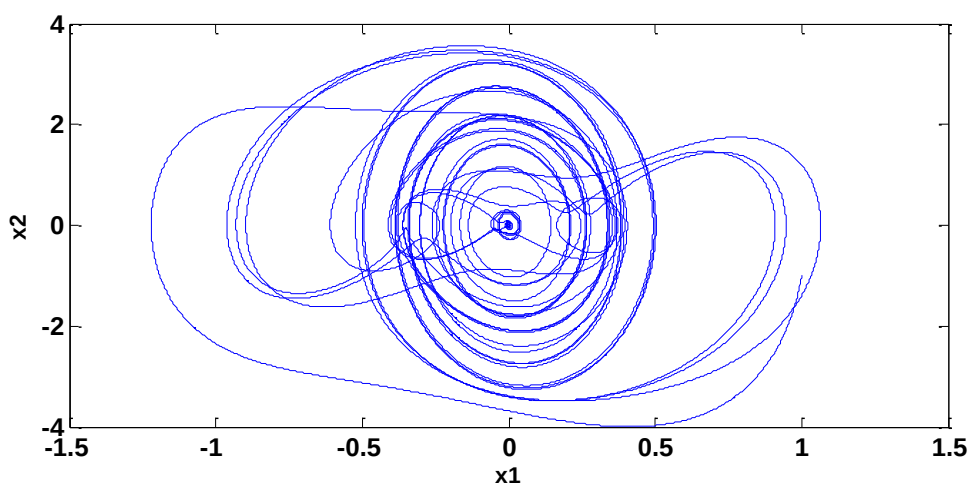


شکل ۳-۱: شماتیک ژيروسکوپ متقارن [۹]

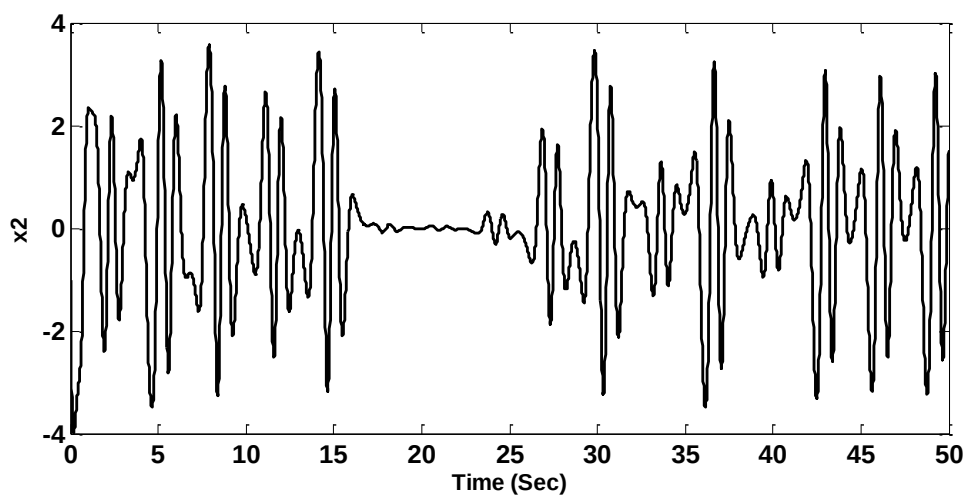
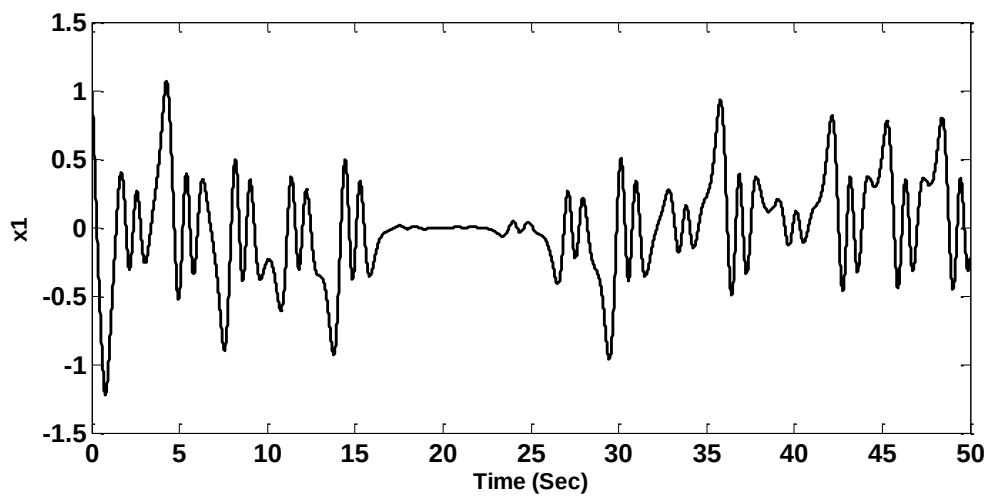
در ژيروسکوپ متقارن نصب شده بر روی پایه ارتعاشی، زوایای تغییر جهت و چرخش به دور خود، یک حرکت تناوبی دارد و انتگرال حرکتشان ثابت و برابر یکدیگر است، بنابراین معادلات حرکت تنها به زاویه جهش θ بستگی دارد. با استفاده از روش روث و با فرض نیروی اتلافی پالس خطی مکعبی شکل معادله (۳-۱) برای ژيروسکوپ بدست می‌آید. با جایگذاری $x_1 = \theta$ و $x_2 = \dot{\theta}$ و

$$g(\theta) = -\alpha^2 \frac{(1-\cos\theta)^2}{\sin^3\theta} \quad \text{رابطه (۳-۱) بصورت زیر بازنویسی می‌گردد.}$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = g(x_1) - c_1 x_2 - c_2 x_2^3 + (f \sin\omega t + \beta) \sin x_1 \end{cases} \quad (۳-۲)$$



شکل ۳-۲: مسیر فاز ژيروسکوپ آشوبی

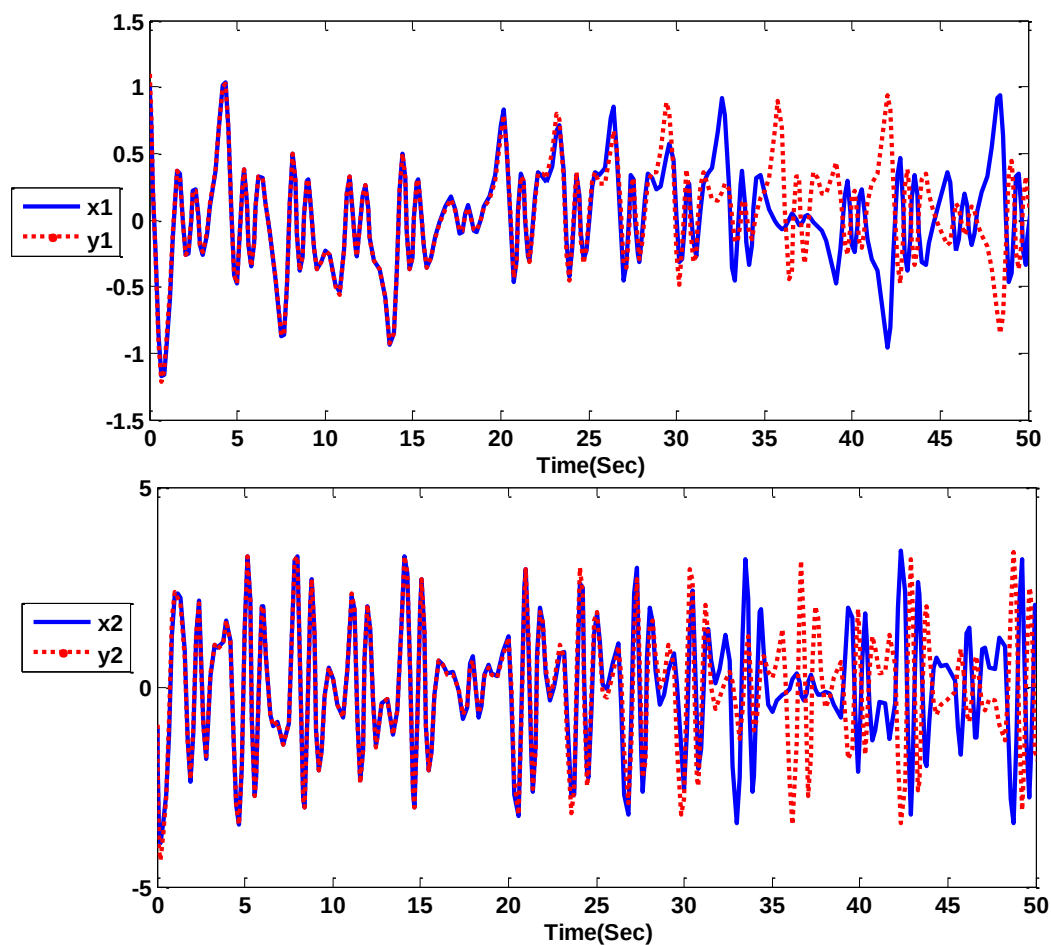


شکل ۳-۳: سری زمانی x_1 و x_2

این ژيروسکوپ دینامیک پیچیده‌ای از خود نشان می‌دهد و به ازای مقادیر ثابت $\alpha^2 = 100$,

است [۳]. حرکت آشوبگون برای $f = 35.5$ و شرایط اولیه $(x_1, x_2) = (1, -1)$ در شکل‌های (۲-۳) و (۳-۳) نشان داده شده است.

در شکل ۴-۳ حساسیت به شرایط اولیه برای دو ژيروسکوپ یکسان با شرایط اولیه متفاوت اما بسیار نزدیک به هم نشان داده شده است، این شکل نشان می‌دهد که دو سیستم پس از مدت زمانی از هم فاصله می‌گیرند و همزمان نوسان نمی‌کنند.



شکل ۴-۳: حساسیت به شرایط اولیه دو ژيروسکوپ یکسان با شرایط اولیه متفاوت. $(x_1, x_2) = (1, -1)$ و $(y_1, y_2) = (1.1, -0.95)$

۳-۳ تعریف مساله همزمان سازی برای سیستم ژيروسکوپ

ابتدا به تعریف مساله آشوب برای دو ژيروسکوپ یکسان با شرایط اولیه متفاوت و در حضور

اغتاشات خارجی و عدم قطعیت می‌پردازیم.

سیستم پایه بصورت

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = g(x_1) - c_1 x_2 - c_2 x_2^3 + (f \sin \omega t + \beta) \sin x_1 \end{cases} \quad (3-3)$$

و سیستم پیرو بصورت

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = g(y_1) - c_1 y_2 - c_2 y_2^3 + (f \sin \omega t + \beta) \sin y_1 + \Delta f(y_1, y_2) + d(t) + u(t) \end{cases} \quad (4-3)$$

را در نظر بگیرید. طبق [۳۰] و [۲۱]، $d(t) = 0.2 * \cos(\pi t)$ و $\Delta f(y_1, y_2) = -0.1 * \sin(y_1)$

در نظر گرفته شده‌اند، لذا $|d(t)| \leq 0.2$ و $|\Delta f(y_1, y_2)| \leq 0.1$

با تعریف $e_1 = y_1 - x_1$ و $e_2 = y_2 - x_2$ داریم.

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = g(y_1) - g(x_1) - c_1 (y_2 - x_2) - c_2 (y_2^3 - x_2^3) + \\ (f \sin \omega t + \beta)(\sin y_1 - \sin x_1) + \Delta f(y_1, y_2) + d(t) + u(t) \end{cases} \quad (5-3)$$

حال در ادامه به بیان طراحی کنترل کننده مود لغزشی، LQR و کنترل کننده پیشنهادی

می‌پردازیم و به علت آشوبی بودن سیستم شرایط اجرایی را در حالت الگوریتم رانگ-کوتا مرتبه

چهارم^۱ با گام ۰.۰۰۱ قرار می‌دهیم.

۳-۳-۱ کنترل مود لغزشی

با تعریف سطح لغزش مناسب برای ژيروسکوپ داریم.

$$s = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right) e_1 = \dot{e}_1 + \lambda e_1 \quad (6-3)$$

^۱ Fourth-order Runge-Kutta algorithm

$$s = e_r + \lambda e_1 \quad (7-3)$$

$$\dot{s} = \dot{e}_r + \lambda e_r \quad (8-3)$$

طبق پایداری لیپانوف داریم:

$$\dot{V} = \frac{1}{r} s^2 < 0 \quad (9-3)$$

$$\dot{V} = s\dot{s} < 0 \quad (10-3)$$

با استفاده از روابط (3-5)، (3-11) و (3-10) داریم:

$$\dot{V} = s(\dot{e}_r + \lambda e_r) < -\eta |s| \quad (11-3)$$

$$\text{sgn}(s)(\dot{e}_r + \lambda e_r) < -\eta \quad (12-3)$$

$$\begin{aligned} \text{sgn}(s)(g(y_1) - g(x_1) - c_1(y_r - x_r) - c_r(y_r^* - x_r^*) \\ + (f \sin \omega t - \beta)(\sin y_1 - \sin x_1) + \Delta f(y_1, y_r) + d(t) \\ + u(t) + \lambda e_r) < -\eta \end{aligned} \quad (13-3)$$

$$\begin{aligned} u = -(g(y_1) - g(x_1) - c_1(y_r - x_r) - c_r(y_r^* - x_r^*) \\ + (f \sin \omega t - \beta)(\sin y_1 - \sin x_1) + \lambda e_r) - k \text{sgn}(s) \end{aligned} \quad (14-3)$$

9

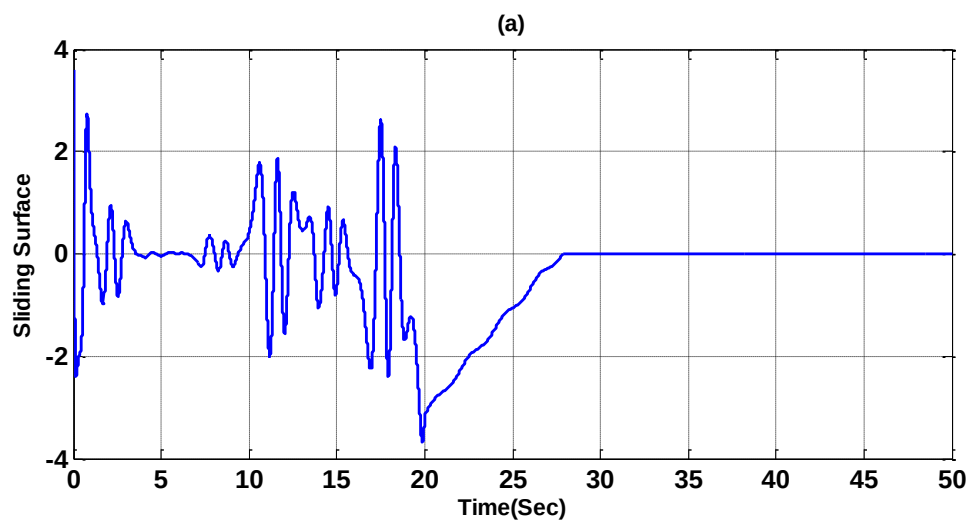
$$k > |\Delta f| + |d(t)| \quad (15-3)$$

شبیه‌سازی با در نظر گرفتن $\alpha^2 = 100$ ، $\alpha_1 = 0.5$ ، $c_r = 0.05$ ، $\omega = 2$ ، $\beta = 1$ ، $f = 35.5$ ، شرایط

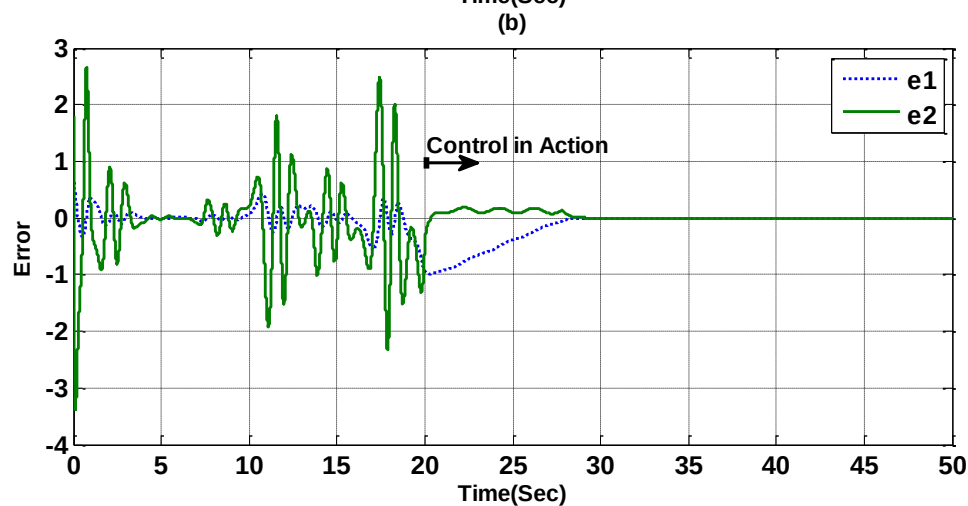
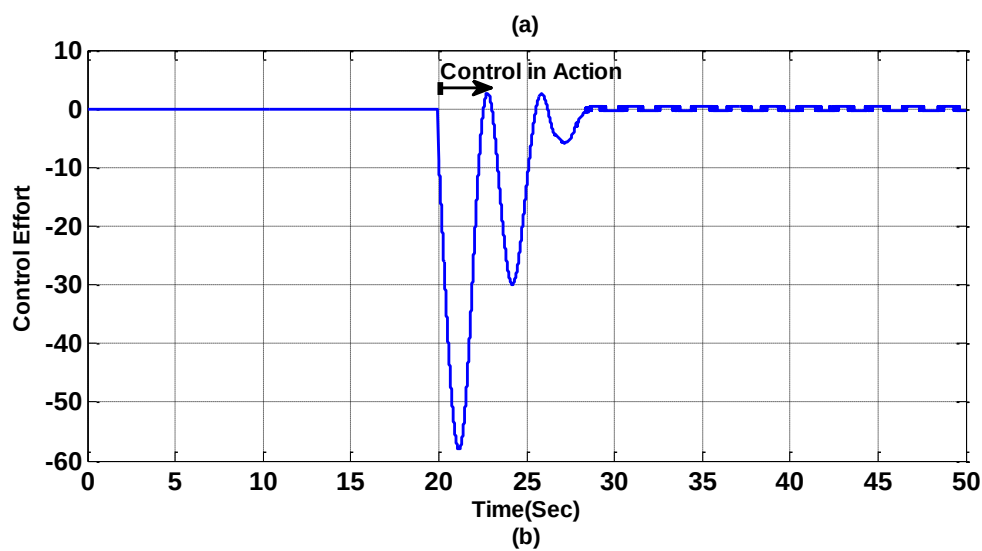
اولیه $(x_1, x_r) = (1, -1)$ و $(y_1, y_r) = (1.6, .8)$ و $\lambda = 3$ و $k = 35 > |\Delta f| + |d(t)| = 3$

انجام شده‌اند. به منظور نمایش بهتر عملکرد کنترل پیشنهادی، سیگنال کنترلی متناظر از ثانیه 20

به بعد اعمال می‌شود. شبیه‌سازی‌ها در شکل‌های 3-5 و 3-6 نمایش داده شده‌اند.



شکل ۳-۲: سطح لغزش کنترل کننده مود لغزشی



شکل ۳-۳: (a) سیگنال کنترلی کنترل کننده مود لغزشی. (b) خطای همزمان سازی با کنترل کننده مود لغزشی

از شکل ۳-۳ مشاهده می‌شود که همزمان‌سازی پس از مدت زمان تقریبی ۹ ثانیه صورت گرفته است. علاوه بر این لرزش در سیگنال کنترلی نیز مشاهده می‌شود.

۲-۳-۳ کنترل کننده LQR

برای بهره‌گیری از کنترل کننده LQR نیازمند خطی کردن سیستم حول نقطه تعادل هستیم. در عمل خطی کردن بسط سری تیلور معادله غیرخطی حول نقطه کار را نوشته و از همه جملات سری تیلور که مرتبه بزرگتر از یک دارند چشم‌پوشی می‌کنیم. اگر سیستم $\dot{x} = f(x, u)$ را پس از خطی‌سازی به فرم $\dot{x} = Ax + Bu$ در نظر بگیریم، A و B از رابطه زیر بدست می‌آیند

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial x_n} \\ \frac{\partial f_3}{\partial x_1} & \frac{\partial f_3}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_3}{\partial x_n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \frac{\partial f_n}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u_1} & \frac{\partial f_1}{\partial u_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial u_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial u_1} & \frac{\partial f_2}{\partial u_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial u_n} \\ \frac{\partial f_3}{\partial u_1} & \frac{\partial f_3}{\partial u_2} & \dots & \frac{\partial f_3}{\partial u_n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial f_n}{\partial u_1} & \frac{\partial f_n}{\partial u_2} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial u_n} \end{bmatrix} \quad (۱۶-۳)$$

رابطه (۵-۳) پس از خطی‌سازی به فرم رابطه (۱۷-۳) در می‌آید.

$$\dot{e} = Ae + Bu \quad (۱۷-۳)$$

که در آن

$$A = \begin{bmatrix} \dot{} & 1 \\ -24 + 35.5 \sin \omega t & -0.5 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \dot{} \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$u = -ke \quad \text{و} \quad k = R^{-1} B^T P$$

P از حل معادله ریکاتی (۲۹-۲) بدست می‌آید.

$$P_{21} = (-24 + 35.5 \sin \omega t) + \sqrt{(-24 + 35.5 \sin \omega t)^2 + 1} \quad (۱۸-۳)$$

$$P_{22} = -\frac{1}{4} + \sqrt{2 \left((-24 + 35.5 \sin \omega t) + \sqrt{(-24 + 35.5 \sin \omega t)^2 + 1} \right) + \frac{5}{4}}$$

$$u = -P_{21}e_1 - P_{22}e_2 \quad (19-3)$$

۳-۳-۳ کنترل کننده ترکیبی پیشنهادی

لرزش در کنترل مود لغزشی به علت ناپیوستگی کنترل کننده که ناشی از وجود تابع علامت در قانون کنترل است ایجاد می‌شود. در کنترل کننده پیشنهادی با بهره‌گیری از منطق فازی سعی در کاهش لرزش داریم، بطوری که هنگامی که حالت‌ها به سطح لغزش نزدیک می‌شوند اثر سیگنال کنترل مود لغزشی بطور یکنواخت کم شده و اثر سیگنال کنترلی LQR بیشتر می‌شود و این عمل بطور پیوسته صورت گرفته و یک سیگنال پیوسته تولید می‌کند. بر اساس نتایج حاصل از بخش‌های ۱-۳-۳ و ۲-۳-۳ کنترل کننده پیشنهادی بصورت زیر است.

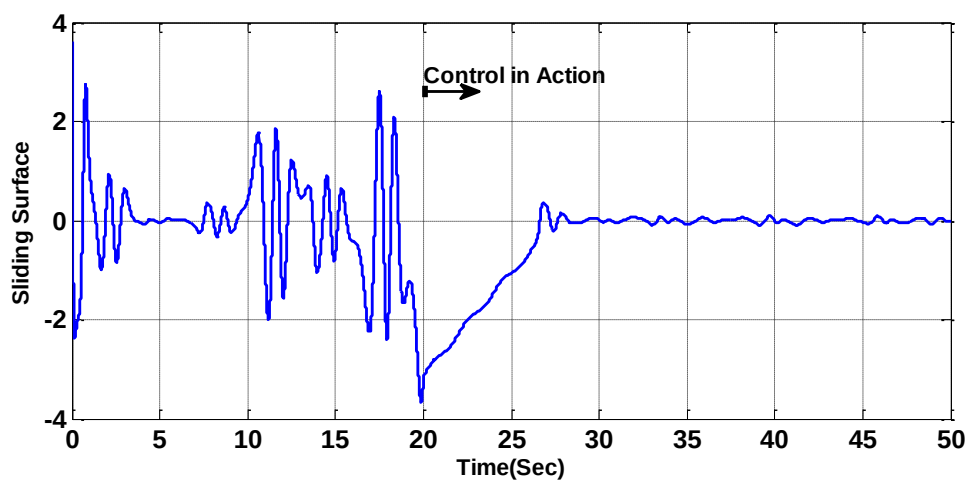
$$\text{Rule 1: IF } s \text{ is } P \text{ THEN } u_{SM} = -(g(y_1) - g(x_1) - c_1(y_2 - x_2) - c_2(y_2^3 - x_2^3) + (f \sin \omega t - \beta)(\sin y_1 - \sin x_1) + \lambda e_2) - k$$

$$\text{Rule 2: IF } s \text{ is } Z \text{ THEN } u_{SF} = -P_{21}e_1 - P_{22}e_2 \quad (20-3)$$

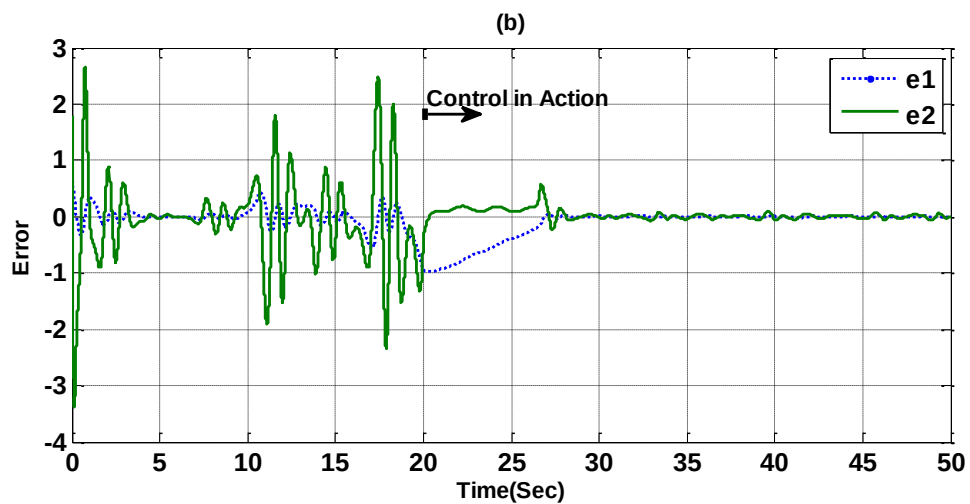
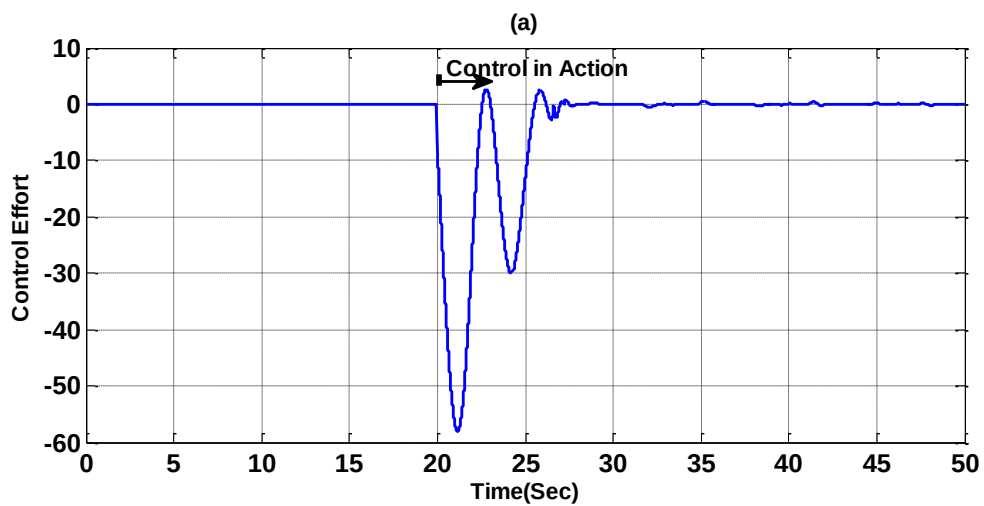
$$\text{Rule 3: IF } s \text{ is } N \text{ THEN } u_{SM} = -(g(y_1) - g(x_1) - c_1(y_2 - x_2) - c_2(y_2^3 - x_2^3) + (f \sin \omega t - \beta)(\sin y_1 - \sin x_1) + \lambda e_2) + k$$

با توجه به نتایج شبیه سازی که در شکل ۳-۵ آورده شده‌اند، کنترل کننده پیشنهادی پس از مدت زمان تقریبی ۷ ثانیه همزمان سازی را انجام می‌دهد و مشاهده می‌شود که روش پیشنهادی به خوبی لرزش روش مود لغزشی را کاهش داده است اما سیگنال خطا در روش مود لغزشی بهتر است. در ادامه عملکرد کنترل کننده پیشنهادی با کنترل کننده مود لغزشی فازی^۱ که برای کاهش لرزش

^۱ FSMC



شکل ۳-۴: سطح لغزش در کنترل ترکیبی پیشنهادی



شکل ۳-۵: (a) سیگنال کنترلی کنترل کننده پیشنهادی. (b) خطای همزمان سازی با اعمال کنترل کننده پیشنهادی

کنترل لغزشی است، نیز مقایسه می شود. موتور استنتاج مدل ساگنو و غیرفازی کننده جمع وزن دار به

کار گرفته شده است.

۴-۳ طراحی کنترل کننده مود لغزشی فازی

قانون کنترلی زیر را در نظر را در نظر بگیرید.

$$u = u_{eq} + u_r = u_{eq} + k_{fs} u_{fs} \quad (۲۱-۳)$$

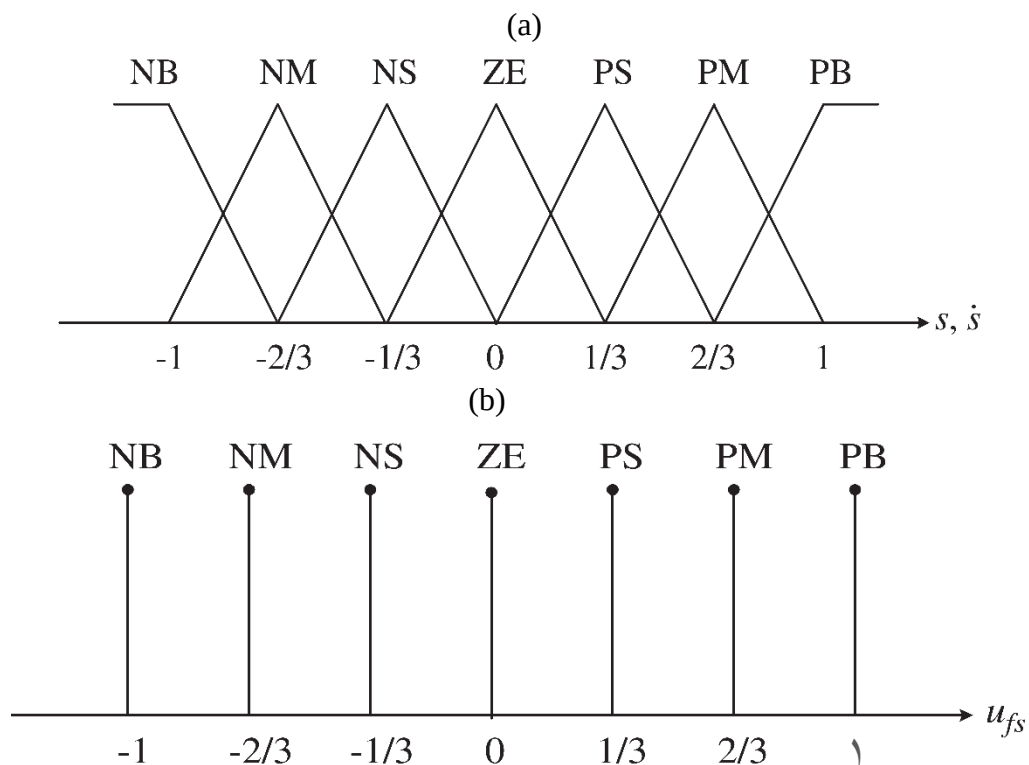
که u_{eq} قسمت لغزشی کنترل کننده بصورت

$$u_{eq} = -\lambda e_r + c_1 e_r - g(y_1) + g(x_1) + c_2 (y_r^* - y_1^*) - (\beta + f \sin \omega t) [\sin y_1 - \sin x_1] - \Delta f (y_r - y_1) - d(t) \quad (۲۲-۳)$$

است، k_{fs} ضریب نرمال سازی و u_{fs} خروجی قسمت فازی کنترل کننده است.

توابع عضویت ورودی‌های s و $\dot{s}$ و خروجی u_{fs} در شکل ۶-۳ نمایش داده شده‌اند، که در آن P نماد

مثبت، Z صفر، N منفی، B بزرگ، M متوسط، S کوچک می‌باشند.



شکل ۶-۳: (a) توابع تعلق s و $\dot{s}$ ، (b) توابع تعلق u_{fs} [۹]

قوانین فازی نیز در جدول زیر آورده شده‌اند [۹].

جدول ۳-۱: جدول قوانین کنترل مود لغزشی فازی [۹]

u_{fs}	S						
	PB	PM	PS	ZE	NS	NM	NB
$\dot{S}$							
PB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
PM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
PS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
NB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB

از غیر فازی ساز جمع وزن دار به فرم $u(x) = \frac{\sum_{i=1}^k \mu_i(x) \mu_i(x)}{\sum_{i=1}^k \mu_i(x)}$ استفاده شده است. قانون کنترلی

نهایی بصورت

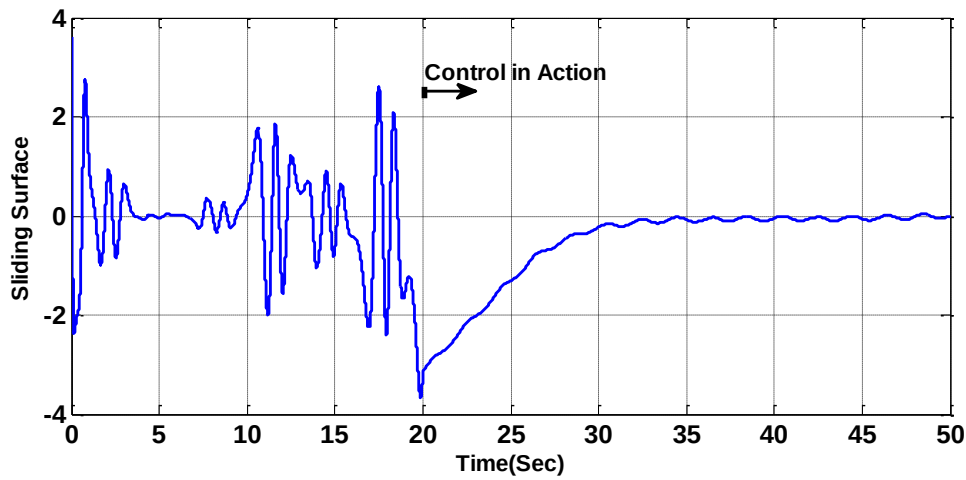
$$u = -\lambda e_r + c_1 e_r - g(y_1) + g(x_1) + c_1(y_1^r - y_1^r) - (\beta + f \sin \omega t)[\sin y_1 - \sin x_1] + k_{fs} u_{fs} \quad (23-3)$$

می‌باشد که در آن $k_{fs} \geq |d(t)| + |\Delta f|$

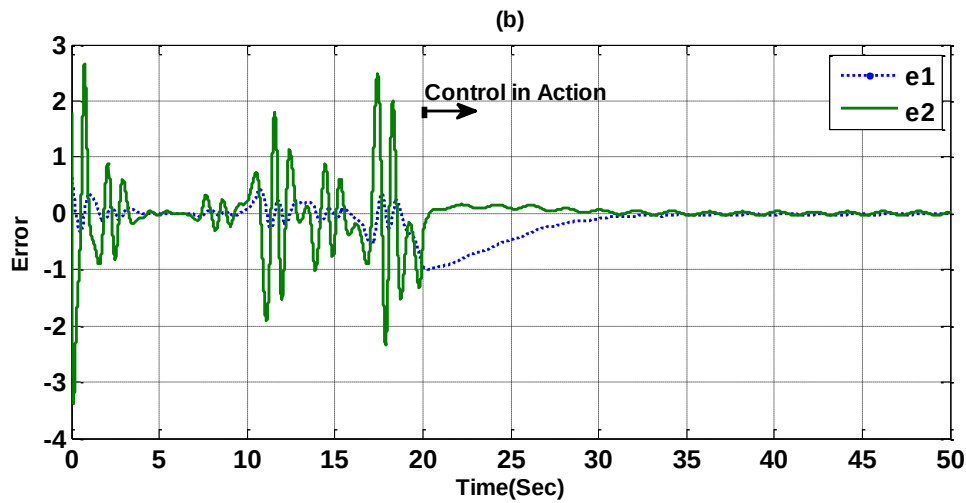
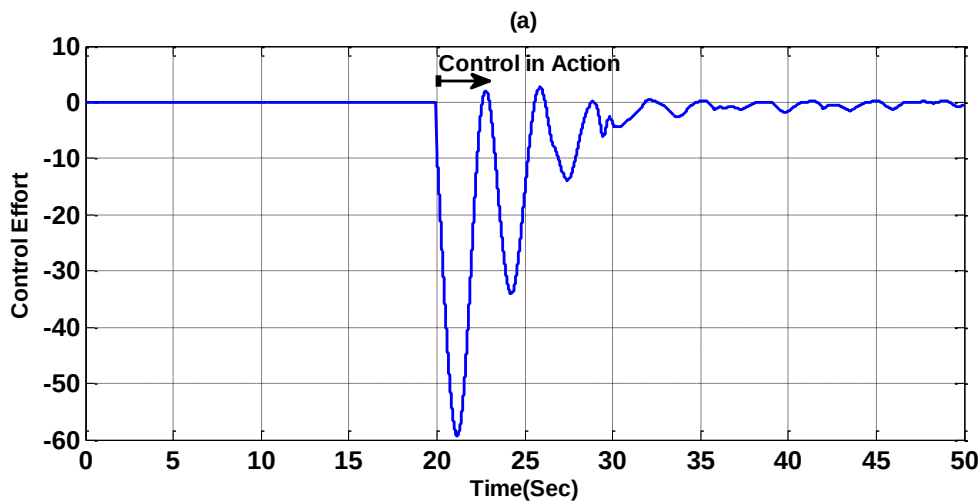
برای اثبات پایداری، تابع لیاپانوف $V = \frac{1}{2} s^2$ را در نظر بگیرید:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} = s[\dot{e}_2 + \lambda \dot{e}_1] \\ &= s[-c_1 e_2 + g(y_1) - g(x_1) - c_2(y_2^3 - x_2^3) + (\beta + f \sin \omega t)[\sin y_1 - \sin x_1] \\ &\quad + \Delta f(y_1, y_2) + d(t) + u_{eq} + k_{fs} u_{fs} + \lambda e_2] = s[\Delta f(y_1, y_2) + d(t) + k_{fs} u_{fs}] \\ &\leq |s|(|d| + |\Delta f|) - k_{fs} |s| = -(k_{fs} - (|d| + |\Delta f|)) |s|. \end{aligned}$$

چون $k_{fs} \geq |d(t)| + |\Delta f|$ است پس شرط $s\dot{s} < 0$ برقرار است. □



شکل ۳-۱۰: سطح لغزش ناشی از کنترل کننده مود لغزشی فازی

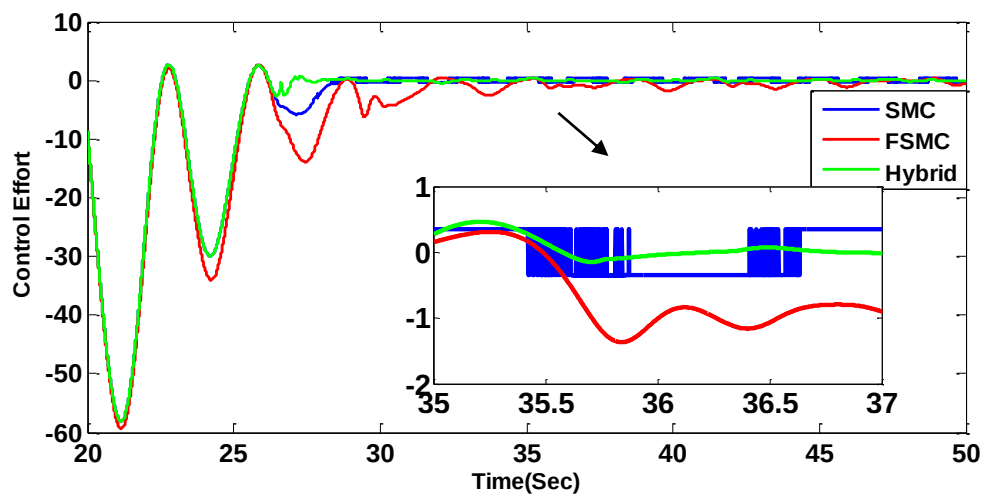


شکل ۳-۱۱: (a) سیگنال کنترلی کنترل کننده مود لغزشی فازی. (b) خطای همزمان سازی با اعمال کنترل کننده مود لغزشی فازی

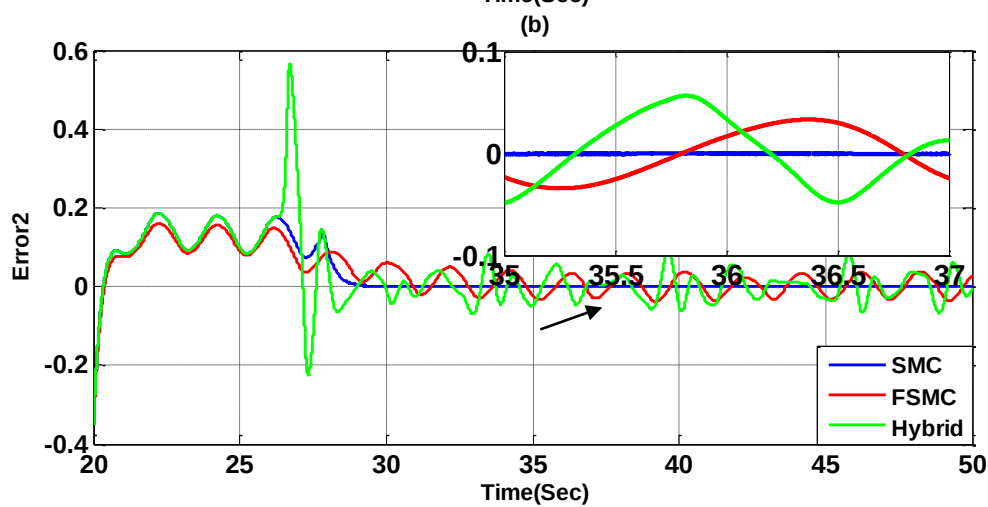
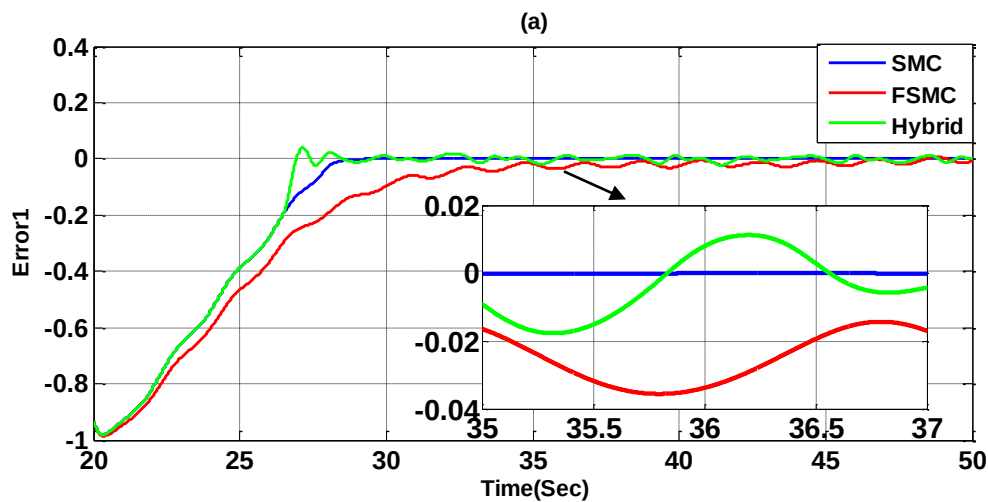
نتایج با در نظر گرفتن $k_{fs} = 0.35$ و با اعمال کنترل کننده FSMC روی سیستم ژيروسکوپ در شکل ۱۱-۳ آورده شده‌اند.

در ادامه برای مقایسه راحت‌تر نتایج شبیه سازی کنترل کننده‌های مختلف از ثانیه بیستم به بعد که سیگنال کنترلی اعمال شده است، آورده می‌شوند. مشاهده می‌شود سرعت میل کردن به صفر روش هایبرید بیشتر از روش‌های SMC و FSMC است و چترینگ نیز کاهش یافته است.

همانطور که انتظار می‌رفت کنترل کننده پیشنهادی علاوه بر همزمان سازی لرزش را نیز کاهش داده است. مساله سرعت همزمان سازی در برخی موارد بسیار مهم است و روش پیشنهادی سریع‌تر از روش‌های مقایسه شده دیگر قادر به همزمان سازی است، اما میزان خطا بعد از رسیدن به ثابت در روش لغزشی کمتر از دو روش دیگر است.



شکل ۳-۷: سیگنال‌های کنترلی کنترل‌کننده‌های مختلف



شکل ۳-۸: سیگنال خطای همزمان‌سازی با اعمال کنترل‌کننده‌های مختلف

فصل چهارم: نتیجه گیری و پیشنهادات

۴-۱ نتیجه‌گیری

در این پایان‌نامه همزمان‌سازی آشوب با هدف صفر کردن خطا بین سیستم پایه و پیرو در سیستم‌های آشوبی مورد بررسی قرار گرفته است. بدین منظور یک کنترل‌کننده ترکیبی پیشنهاد داده شده است که در آن از مزایای دو کنترل‌کننده SMC و LQR به طور همزمان بهره برده می‌شود. کنترل‌کننده‌ها با منطق فازی به گونه‌ای ترکیب شده‌اند که یک کنترل پیوسته بوجود آورد و علاوه بر سرعت خوب لرزش را نیز کاهش دهد. پایداری روش پیشنهادی بر اساس نظریه لیاپانوف اثبات شده است. روش‌های SMC، FSMC و کنترل پیشنهادی با هم مقایسه شدند، نتایج شبیه‌سازی عملکرد مناسب کنترل‌کننده پیشنهادی را نشان می‌دهد که علاوه بر همزمان‌سازی سریع‌تر پدیده لرزش را نیز کاهش داده است.

۴-۲ پیشنهادات

- ✓ ضرایب کنترل‌کننده مود لغزشی با کمک الگوریتم‌های بهینه‌سازی بدست آیند.
- ✓ تعداد توابع تعلق در منطق فازی که برای ترکیب کنترل‌کننده‌ها استفاده شده است، بیشتر شوند تا دقت بیشتری حاصل شود.
- ✓ با توجه به هدفی که داریم ماتریس‌های وزنی LQR را تعیین کنیم.

- [۱] M. M. fateh, A. Alfi, M. Moradi and H. Modarres, "Sliding mode control of lorenz chaotic system on a moving fuzzy surface," in *EUROCON* ۲۰۰۹, ۲۰۰۹.
- [۲] S. C. Chen, C. L. Kuo, H. Lin, C. H. Hsu and C. K. Tsui, "Applications of fuzzy sliding mode control for gyroscope system," *Abstract and Applied Analysis*, vol. ۲۰۱۳, pp. ۱-۸, ۲۰۱۳.
- [۳] H. K. Chen, "Chaos and chaos synchronization of a symmetric gyro with linear-puls-cubic damping," *Sound and Vibration*, vol. ۲۵۵, pp. ۷۱۹-۷۴۰, ۲۰۰۲.
- [۴] C. Grebogi, E. Ott and J. A. Yorke, "Controlling chaos," *Physical Review Letters*, vol. ۶۴, pp. ۱۱۹۶-۱۱۹۹, ۱۹۹۰.
- [۵] L. M. Pecora and T. L. Carroll, "Synchronization in chaotic systems," *Physical Review Letters*, vol. ۶۴, pp. ۸۲۱-۸۲۴, ۱۹۹۰.
- [۶] J. M. T. Thomoson and H. B. Stewart, "Nonlinear dynamics systems," ۲۰۰۲.
- [۷] J. Whitman, "Chaos theory harper entertainment," ۲۰۰۷.
- [۸] ت. کاپیتانیاک, آشوب (کائو) برای مهندسين, انتشارات دانشگاه رازی, ۱۳۸۴.
- [۹] H. T. Yau, "Chaos synchronization of two uncertain chaotic nonlinear gyros using fuzzy sliding mode control," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. ۲۲, pp. ۴۰۸-۴۱۸, ۲۰۰۸.

- [10] Z. Li, S. Zhu, Q. Zeng, S. Liu and A. Yang, "Research on active vibration isolation based on chaos synchronization," *Communications in Computer and Information Science*, vol. 288, pp. 9-19, 2012.
- [11] A. A. zaher, "On the design of chaos-based secure communication systems," *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, vol. 16, no. 9, pp. 3721-3737, 2011.
- [12] N. Singh and A. Sinha, "Chaos-based secure communication system using logistic map," *Optics and Lasers in Engineering*, vol. 48, pp. 398-404, 2010.
- [13] Z. C. Dai, "Wireless secure communication systems design based on chaotic synchronization," in *Communication Technology, 2006. '06. International Conference on*, Guilin, 2006.
- [14] J. C. Sprott, J. A. Vano, J. C. Wildenberg, , M. B. Anderson and J. K. Noel, "Coexistence and chaos in complex ecologies," *Physics Letters A*, vol. 335, pp. 207-212, 2005.
- [15] T. Deng, H. T. Chen, X. D. Lin, Y. Y. Xie, J. G. Wu, G. Q. Xia, Z. M. Wu and J. G. Chen, "Bidirectional chaos synchronization and communication based on mutually coupled semiconductor lasers with asymmetrical bias currents," *Laser Physics*, vol. 22, pp. 1667-1672, 2012.
- [16] X. F. Wang and G. Chen, "On feedback anticontrol of discrete chaos," *International Journal of Bifurcation and Chaos*, vol. 9, pp. 1435-1441, 1999.

- [17] G. Chen, J. L. Moiola and H. O. Wang, "Bifurcation control: Theories, Methods, and Applications," *International Journal of Bifurcation and Chaos*, vol. 10, pp. 511-548, 2000.
- [18] J. H. Park and O. M. Kwon, "A novel criterion for delayed feedback control of time-delay chaotic systems," *Chaos, Solitons & Fractals*, vol. 17, pp. 709-716, 2003.
- [19] M. Sun, L. Tian and J. Xu, "Time-delayed feedback control of the energy resource chaotic system," *International Journal of Nonlinear Science*, vol. 1, pp. 172-177, 2006.
- [20] Sh. Chen, Q. Yang and Ch. Wang, "Impulsive control and synchronization of unified chaotic system," *Chaos, Solitons & Fractals*, vol. 20, pp. 751-758, 2004.
- [21] H. T. Yau, "Chaos synchronization of two uncertain chaotic nonlinear gyros using fuzzy sliding mode control," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 22, pp. 408-418, 2008.
- [22] C.-L. Kuo, "Design of a fuzzy sliding-mode synchronization controller for two different chaos systems," *Computers and Mathematics with Applications*, vol. 61, pp. 2090-2095, 2011.
- [23] J. S. Lin, T. Y. Chiang, T. L. Liao and J. J. Yan, "Anti-synchronization of uncertain unified chaotic systems with dead-zone nonlinearity, Nonlinear Analysis," *Theory, Methods and Applications*, vol. 68, pp. 2629-2637, 2008.
- [24] S. Bowong, "Adaptive synchronization between two different chaotic dynamical systems," *Communications in Nonlinear Science and Numerical*,

vol. 12, pp. 976-985, 2007.

- [25] S. Bowong, "Adaptive synchronization between two different chaotic dynamical systems," *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, vol. 12, p. 976-985, 2007.
- [26] H. Zhang, Y. Xie, Z. Wang and C. Zheng, "Adaptive synchronization between two different chaotic neural networks with time delay," *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 18, p. 1841-1845, 2007.
- [27] I. Yang and D. Lee, "Synchronization of chaotic gyros based on robust nonlinear dynamic inversion," *Journal of Applied Mathematics*, vol. 2013, pp. 1-8, 2013.
- [28] H. Huang and G. Feng, "robust H-infinity synchronization of chaotic Lur'e systems," vol. 18, no. 3, 2008.
- [29] C. K. Ahn, S. Jung, S. Kang and S. Joo, "Adaptive H ∞ synchronization for uncertain chaotic systems with external disturbance," *Commun. Nonlinear Sci. Numer. Simulat*, vol. 15, pp. 2168-2177, 2010.
- [30] S. H. Hosseinnia, R. Ghaderi, N.A. Ranjbar, M. Mahmoudian and S. Momani, "Sliding mode synchronization of an uncertain fractional order chaotic system," *Computers and Mathematics with Applications*, vol. 59, pp. 1637-1643, 2010.
- [31] V. Sundarapandian and S. Sivaperumal, "Sliding mode controller for global chaos synchronization of coupled systems," *International Journal of Information Sciences and Techniques*, vol. 2, pp. 65-76, 2012.

- [۳۲] H. Li, XiaofengLiao, C. Li and C. Li, "Chaos control and synchronization via a novel chatter free sliding mode control strategy," *Neurocomputing*, vol. ۷۴, pp. ۳۲۱۲-۳۲۲۲, ۲۰۱۱.
- [۳۳] ل. وانگ, سیستمهای فازی و کنترل فازی, انتشارات دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی, ۱۳۷۸.
- [۳۴] M. L. Tseng and M. S. Chen, "Chattering of sliding mode control by low-pass filtering the control signal," *Asian Journal of Control*, vol. ۱۲, pp. ۳۹۲-۳۹۸, ۲۰۱۰.
- [۳۵] R. Tanga and Q. Zhangba, "Dynamic sliding mode control scheme for electro-hydraulic position servo system," in *International Conference on Advances in Engineering*, ۲۰۱۱.
- [۳۶] A. J. Koshkouei, K. J. Burnham and A. S. I. Zinober, "Dynamic sliding mode control design," *IEE Proc of Control Theory and Applications*, vol. ۱۵۲, pp. ۳۹۲-۳۹۶, ۲۰۰۵.
- [۳۷] T. Floquet , J. Barbot and W. Perruquetti, "Higher-order sliding mode stabilization for a class of nonholonomic perturbed systems," vol. ۳۹, p. ۱۰۷۷-۱۰۸۳, ۲۰۰۳.
- [۳۸] S. Laghrouche, F. Plestan and A. Glumineau, "Higher order slidingmode control based on integral slidingmode," *Automatica*, vol. ۴۳, pp. ۵۳۱-۵۳۷, ۲۰۰۷.
- [۳۹] C. F. Hsc, C. J. Chin and J. Z. Tsai, "Master-slave chaos synchronization using an adaptive dynamic sliding-mode neural control

system," *Innovative Computing, Information and Control*, vol. ۸, pp. ۱۲۱-۱۳۸, ۲۰۱۲.

[۴۰] F. Farivar, M. A. Shoorehdeli, M. A. Nekoui and M. Teshnehlab, "Chaos synchronization of uncertain nonlinear gyros," in *International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*, ۲۰۰۹.

[۴۱] ژ. ژ. اس. اسلوتین و لی دبلیو, کنترل غیر خطی کاربردی, ۲ تدوین, مرکز نشر دانشگاهی, تهران.

[۴۲] J.-P. Su and C.-C. Wang, "Complementary sliding control of non-linear systems," *International Journal of Control*, vol. ۷۵, pp. ۳۶۰-۳۶۸, ۲۰۰۲.

[۴۳] ح. ر. ت. راد, مقدمه ای بر کنترل مدرن, اول تدوین, دانشگاه صنعتی خواجه نصیر الدین طوسی, ۱۳۸۲.

[۴۴] ع. خ. صدیق, اصول کنترل مدرن, سوم تدوین, دانشگاه تهران, ۱۳۸۴.

[۴۵] L. K. Wong, Frank H. F. Leung and Peter K. S. Tam, "Lyapunov-function-based design of fuzzy logic controllers and its application on combining controllers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. ۴۵, pp. ۵۰۲-۵۰۹, ۱۹۹۸.

[۴۶] M. P. Aghababa and H. P. Aghababa, "Chaos synchronization of gyroscopes using an adaptive robust," *Journal of Mechanical Science and Technology*, vol. ۲۷, pp. ۹۰۹-۹۱۶, ۲۰۱۳.

[۴۷] M. Sagolzaei, M. Yaghoobi and A. Ghanad Yazdi, "Modeling and synchronization of chaotic gyroscopes using," *Advance in Electronic and*

Electric Engineering, vol. 3, pp. 339-346, 2013.

[48] R. B. Leipnik and T. A. Newton, "Double strong attractors in rigid body motion," *Physics Letters A*, vol. 86, pp. 63-67, 1981.

[49] H. K. Chen and T. N. Lin, "Synchronization of chaotic symmetric gyros by one-way coupling conditions," *Mechanical Engineering Sciences*, vol. 217, pp. 331-340, 2003.

[50] D. Zhou, T. Shen and K. Tamura, "Adaptive nonlinear synchronization control of twin gyro precession," *ASME Journal on Dynamical Systems and Measurement Control*, vol. 128, pp. 592-599, 2006.

Abstract:

In this thesis, synchronization of the special class of chaotic systems by using of hybrid control is studied. Sliding Mode Control (SMC) is one of the easiest method in the design of robust controller, in addition to all the advantages such as fast response, high accuracy and insensitivity to parameters uncertainty it has a major shortage which is called chattering phenomenon. In this thesis, to reduce the chattering of SMC we use the hybrid control scheme. In this scheme, SMC and Linear Quadratic Regulator (LQR) controller are combined by Fuzzy Logic the stability of the proposed method is given by Lyapunov. Efficiency of proposed method is illustrated in comparison to SMC and Fuzzy SMC by applying on the chaotic gyroscopes. The results show the superiority of the proposed method.

Keys Word: Chaos synchronization; Sliding Mode Control; LQR Control; Fuzzy Logic; Stability



Shahrood University of Technology

Faculty of Electrical & Robotic Engineering

**Hybrid control for synchronization of a special class of
chaotic systems**

Farzane Farokhnezhad

Supervisor:

Dr. Alireza Alfi

September ۲۰۱۴