

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده برق و رباتیک

گروه کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد

کنترل تناسبی-انتگرالی-مشتقی فازی تطبیقی سیستم‌های آشوبی با عملکرد ردیابی

مقاوم

مریم خدابنده

استاد راهنما :

دکتر علیرضا الفی

شهریور ۱۳۹۳

دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده برق

گروه کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد خانم مریم خدابنده

تحت عنوان:

کنترل تناسبی-انتگرالی-مشتقی فازی تطبیقی سیستم‌های آشوبی با عملکرد ردیابی مقاوم

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 :

تقدیم به روح پاک پدرم:

که پاکی قدومش، صفای وجودش، سنگینی سکوتش، نجابت و غرورش، و با زمزمه کلامش در جذبه محراب گستره وسیع جنت بود و من فقط پدر می‌خاندمش.

تقدیم به مادرم:

که اسطوره زندگیم و روح مهربان هستی‌ام هست.

تقدیم به خواهرم:

که وجودش شادی بخش و صفایش مایه آرامش من است.

تقدیم به برادرانم:

که لحظات ناب باور بودن، لذت و غرور دانستن، جسارت خواستن، عظمت رسیدن و تمام تجربه‌های یکتا و زیبای زندگیم، مدیون حضور سبز آنهاست.

تشکر و قدردانی

بر خود می‌دانم از محبت‌های بی‌دریغ استاد ارجمند جناب آقای دکتر علیرضا الفی که بطور مستمر از الطاف و راهنمایی‌های ارزنده ایشان بهره‌مند بوده‌ام تشکر نموده و صمیمانه‌ترین سپاس‌های خویش را به ایشان تقدیم دارم. همچنین لازم است از اساتید محترمی که کار داوری این پایان‌نامه را بر عهده داشتند، صمیمانه تشکر نمایم.

تعهد نامه

اینجانب..... دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته دانشکده..... دانشگاه شاهرود نویسنده پایان نامهتحت راهنمایی.....متعهد می شوم.

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است.
- در استفاده از نتایج پژوهشهای محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است.
- مطالب مندرج در پایان نامه تاکنون توسط خود یا فرد دیگری برای دریافت هیچ نوع مدرک یا امتیازی در هیچ جا ارائه نشده است.
- کلیه حقوق معنوی این اثر متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد و مقالات مستخرج با نام « دانشگاه 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 بافتهای آنها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است اصل رازداری ، ضوابط و اصول اخلاق انسانی رعایت شده است

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

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

در این پایان نامه به منظور کنترل آشوب از مزایای روش‌های فازی تطبیقی و کنترل تناسبی-انتگرالی-مشتقی به همراه عملکرد مقاوم استفاده می‌شود. بدین منظور روش PID فازی تطبیقی با عملکرد ردیابی مقاوم مورد مطالعه قرار می‌گیرد. در کنترل پیشنهادی برای جبران عدم قطعیت‌ها از ویژگی قابلیت تقریب‌زنی جامع فازی و برای کاهش خطای تقریب از عملکرد مقاوم استفاده می‌شود. پایداری و مقاوم بودن طرح کنترلی مبتنی بر روش لیاپانوفی و معادله شبه ریکاتی اصلاح شده بررسی و اثبات می‌شود. نتایج نشان‌دهنده موثر بودن این روش در کنترل آشوب سیستم دافینگ است. علاوه بر این به منظور دستیابی به عملکرد بهینه کنترل‌کننده پیشنهادی، پارامترهای آن با استفاده از الگوریتم‌های بهینه‌سازی از جمله الگوریتم انبوه ازدحام ذرات، الگوریتم ژنتیک و الگوریتم جدید بهینه‌سازی جستجوی ردیابی بازگشتی تنظیم می‌شود و نتایج حاصل با هم مقایسه می‌گردند. شبیه‌سازیها عملکرد مناسب روش پیشنهادی را با عملکرد ردیابی مقاوم نشان می‌دهد.

کلمات کلیدی: کنترل فازی-تطبیقی، کنترل‌کننده PID، الگوریتم‌های تکاملی

لیست مقالات مستخرج شده از پایان نامه

فهرست مطالب

عنوان	صفحه
۱ فصل اول.....	۱
۱-۱ مروری بر تحقیقات پیشین.....	۲
۲-۱ اهداف تحقیق.....	۴
۳-۱ مروری بر ساختار پایان نامه.....	۶
۲ فصل دوم.....	۷
۱-۲ مقدمه.....	۸
۲-۲ تاریخچه آشوب.....	۹
۳-۲ تشخیص آشوب.....	۱۱
۱-۳-۲ حساسیت زیاد به شرایط اولیه.....	۱۱
۱-۳-۲-۱ نمای لیاپانوف.....	۱۲
۴-۲ کنترل آشوب.....	۱۳
۵-۲ روش‌های همزمان‌سازی آشوب.....	۱۵
۶-۲ سیستم نوسانگر دافینگ.....	۱۶
۱-۶-۲ نوسان‌ساز دافینگ با تحریک خارجی.....	۱۸
۷-۲ کاربرد دافینگ.....	۲۳
۳ فصل سوم.....	۲۵
۱-۳ مقدمه.....	۲۶

۲۷.....	۲-۳ طراحی کنترل کننده تناسبی -انتگرالی- مشتقی با عملکرد مقاوم
۲۸.....	۱-۲-۳ کنترل کننده PID تطبیقی با عملکرد ردیابی مقاوم
۳۲.....	۳-۳ شبیه سازی کنترل کننده بر روی سیستم آشوبی نوسانگر دافینگ
۳۷.....	۴ فصل چهارم
۳۸.....	۱-۴ مقدمه
۳۸.....	۲-۴ طراحی کنترل کننده تناسبی- مشتقی- انتگرالی فازی تطبیقی مستقیم با عملکرد مقاوم
۳۸.....	۱-۲-۴ تعریف مسئله
۴۰.....	۲-۲-۴ ساختار فازی
۴۳.....	۳-۲-۴ اثبات پایداری و قانون تطبیق
۴۵.....	۳-۴ شبیه سازی کنترل کننده بر روی سیستم آشوبی نوسانگر دافینگ
۴۹.....	۵ فصل پنجم
۵۰.....	۱-۵ مقدمه
۵۱.....	۲-۵ کنترل کننده بهینه تناسبی- مشتقی- انتگرالی فازی تطبیقی مستقیم با عملکرد مقاوم ...
۵۱.....	۱-۲-۵ الگوریتم بهینه سازی انبوه ذرات (PSO)
۵۳.....	۲-۲-۵ الگوریتم ژنتیک (GA)
۵۴.....	۱-۲-۲-۵ ایجاد جمعیت اولیه
۵۴.....	۲-۲-۲-۵ عملگر ترکیب
۵۶.....	۳-۲-۲-۵ عملگر جهش
۵۷.....	۴-۲-۲-۵ فرایند انتخاب

۵۹.....	۳-۲-۵ الگوریتم بهینه سازی جستجوی ردیابی بازگشتی (BSA)
۶۳.....	۴-۲-۵ تعیین موقعیت بهینه قطب‌ها
۶۳.....	۳-۵ شبیه سازی
۷۵.....	۶ فصل ششم
۷۵.....	نتیجه‌گیری و پیشنهادات
۷۶.....	۱-۶ نتیجه‌گیری
۷۷.....	۲-۶ پیشنهادات
۷۸.....	۷ مراجع

عنوان	صفحه
شکل ۱-۲: منحنی کخ.....	۱۰
شکل ۲-۲: واگرا شدن خروجی در اثر اختلاف جزیی در شرایط اولیه	۱۳
شکل ۳-۲: سیستم مکانیکی نوسانگر دافینگ.....	۱۷
شکل ۴-۲: موقعیت میله و چاه دوگانه	۱۷
شکل ۵-۲: سری زمانی برای شرایط اولیه $x=(0,0,5)$	۱۸
شکل ۶-۲: سری زمانی برای شرایط اولیه $x=(-0,0,5,0)$	۱۹
شکل ۷-۲: صفحه فاز برای شرایط اولیه $x=(0,0,5)$	۱۹
شکل ۸-۲: صفحه فاز برای شرایط اولیه $x=(-0,5,0)$	۱۹
شکل ۹-۲: سری زمانی یک سیستم آشوب.....	۲۰
شکل ۱۰-۲: فضای فاز یک سیستم آشوبی.....	۲۰
شکل ۱۱-۲: انرژی پتانسیل یک سیستم آشوبی.....	۲۱
شکل ۱۲-۲: وجود چرخه حدی پایدار با شرایط $x=(0,33,0,83)$	۲۲
شکل ۱۳-۲: وجود جاذب شگفت با شرایط اولیه $x=(0,96,0,4)$	۲۲
شکل ۱۴-۲: صفحه فاز با شرایط اولیه $x=(-0,0,2,0,2)$, $\delta=0,2$	۲۲
شکل ۱۵-۲: صفحه فاز با شرایط اولیه $x=(-0,0,2,0,2)$, $\delta=0,15$	۲۳
شکل ۱-۳: خروجی سیستم بعد از اعمال کنترل کننده HAPID.....	۳۳
شکل ۲-۳: خطای ردیابی کنترل کننده HAPID.....	۳۳
شکل ۳-۳: پارامترهای کنترل کننده HAPID.....	۳۴
شکل ۴-۳: تلاش کنترلی کنترل کننده HAPID.....	۳۴
شکل ۵-۳: صفحه فاز بعد از اعمال کنترل کننده HAPID.....	۳۴

- شکل ۴-۱: توابع تعلق برای هر سه گروه..... ۴۱
- شکل ۴-۲: خروجی سیستم بعد از اعمال کنترل کننده HAFPID..... ۴۵
- شکل ۴-۳: خطای ردیابی کنترل کننده HAFPID..... ۴۶
- شکل ۴-۴: پارامترهای کنترل کننده HAFPID..... ۴۶
- شکل ۴-۵: تلاش کنترلی کنترل کننده HAFPID..... ۴۶
- شکل ۴-۶: صفحه فاز بعد از اعمال کنترل کننده HAFPID..... ۴۷
- شکل ۵-۱: ترکیب تک نقطه‌ای..... ۵۵
- شکل ۵-۲: ترکیب دو نقطه‌ای..... ۵۵
- شکل ۵-۳: چرخ رولت..... ۵۸
- شکل ۵-۴: خروجی کنترل کننده HAFPID متناظر با طرح ۱..... ۶۵
- شکل ۵-۵: خروجی کنترل کننده HAFPID متناظر با طرح ۲..... ۶۵
- شکل ۵-۶: خروجی کنترل کننده HAFPID متناظر با طرح ۳..... ۶۵
- شکل ۵-۷: خطای متناظر با هر سه طرح..... ۶۶
- شکل ۵-۸: خروجی کنترل کننده OHAFPID با استفاده از الگوریتم PSO..... ۶۷
- شکل ۵-۹: تلاش کنترلی برای کنترل کننده OHAFPID با استفاده از الگوریتم PSO..... ۶۷
- شکل ۵-۱۰: پارامترهای کنترلی برای کنترل کننده OHAFPID با استفاده از الگوریتم PSO..... ۶۸
- شکل ۵-۱۱: روند تغییرات تابع هزینه با الگوریتم PSO..... ۶۸
- شکل ۵-۱۲: خروجی کنترل کننده OHAFPID با استفاده از الگوریتم GA..... ۶۹
- شکل ۵-۱۳: تلاش کنترلی OHAFPID با استفاده از الگوریتم GA..... ۷۰
- شکل ۵-۱۴: پارامترهای کنترلی OHAFPID با استفاده از الگوریتم GA..... ۷۰
- شکل ۵-۱۵: روند تغییرات تابع هزینه با استفاده از الگوریتم GA..... ۷۰
- شکل ۵-۱۶: خروجی کنترل کننده OHAFPID با استفاده از الگوریتم BSA..... ۷۱

- شکل ۵-۱۷: تلاش کنترلی OHAFPID با استفاده از الگوریتم BSA ۷۲
- شکل ۵-۱۸: پارامترهای کنترلی OHAFPID با استفاده از الگوریتم BSA ۷۲
- شکل ۵-۱۹: روند تغییرات تابع هزینه با استفاده از الگوریتم BSA ۷۲
- شکل ۵-۲۰: خطاهای خروجی حاصل از اعمال هر سه الگوریتم ۷۳

فهرست جداول

صفحه	عنوان
۷۴.....	جدول ۵-۱: نتایج استاتیکی تابع هدف حاصل از اعمال هر سه الگوریتم

علائم و اختصارات:

۱ فصل اول

مقدمه

۱-۱ مروری بر تحقیقات پیشین

هرچند به دلیل وجود عدم قطعیت‌ها در سیستم‌ها، کنترل‌کننده‌های تناسبی- مشتقی- انتگرالی^۱ (PID) عملکرد خود را از دست می‌دهند ولی هنوز هم به عنوان متداول‌ترین کنترل‌کننده‌ها در صنعت استفاده می‌شوند [۱]. استفاده از منطق فازی یکی از راهکارهای غلبه بر این ضعف می‌باشد [۲]. کنترل فازی به دلیل سادگی طراحی و غلبه بر عدم قطعیت‌ها توجه دانشمندان زیادی را به خود جلب نموده است. قوانین فازی، دانش و تجربه کارشناسان خبره را به صورت زبانی بیان می‌کند. به همین دلیل کنترل فازی نسبت به روش‌های کنترل کلاسیک برتری دارد [۳]. سیستم فازی به عنوان تقریب‌گر عمومی برای تقریب هر سیستم غیر خطی نامعین و همراه با عدم قطعیت به کار می‌رود. از این ویژگی سیستم فازی در بسیاری از روش‌های کنترلی از جمله کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی استفاده شده است [۴]. یک کنترل تطبیقی به طور کلی کنترلی است که بتواند با توجه به تغییرات سیستم تحت کنترل یا تغییرات در محیط، رفتار کنترلی خود را تنظیم نماید. عموماً هدف اصلی سیستم تطبیق عبارت از ثابت نگه داشتن کارایی یک سیستم در حضور عدم قطعیت‌های پارامتری و غیر پارامتری می‌باشد.

کنترل فازی تطبیقی با ترکیب روش‌های تطبیقی و کنترل فازی، روشی مناسب برای کنترل سیستم‌های غیر خطی همراه با عدم قطعیت‌ها فراهم می‌آورد. کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی به سه دسته فازی تطبیقی مستقیم، فازی تطبیقی غیر مستقیم و فازی تطبیقی ترکیبی (مستقیم و غیر مستقیم) تقسیم می‌شوند. روش تطبیقی مستقیم مبتنی بر دانش کنترلی است ولی روش تطبیقی غیر مستقیم با تقریب مدل سیستم انجام می‌شود و مبتنی بر دانش سیستم است [۵]. روش تطبیقی ترکیب مستقیم و غیر مستقیم مبتنی بر دانش سیستم و دانش کنترلی به طور توأم است. کنترل فازی تطبیقی طراحی شده توسط روش مستقیم لیاپانوف، پایداری سیستم را تضمین می‌کند، هرچند در

^۱ Proportional-Integral-Derivative (PID) control

[۶-۷] پایداری سیستم کنترل فازی تطبیقی با استفاده از روش مستقیم لیاپانوف اثبات شده، اما وجود خطای تقریب در سیستم فازی و اغتشاشات خارجی، باعث می‌شود خطای بین سیگنال مرجع و خروجی سیستم کاملاً حذف نگردد. کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی غیر مستقیم برای کنترل سیستم‌های نامعین غیرخطی استفاده می‌شوند ولی به صورت خاص از آنها برای سیستم‌های با ضریب ورودی متغیر استفاده می‌شود در حالی که در این موارد کنترل فازی تطبیقی مستقیم به درستی عمل نمی‌کند [۶]. از اینرو می‌توان گفت با وجود مزیت‌های بسیار کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی، بایستی در طراحی، وابستگی شدید عملکرد کنترل‌کننده را به طرح کنترل‌کننده، خطای تقریب و شرایط اولیه در نظر گرفت. همچنین اثبات پایداری و همگرایی آنها به دلیل ساختارهای پیچیده فازی با مسائل دشواری روبرو است.

معادلات دینامیکی غیرخطی بسیاری از سیستم‌های طبیعی، طبیعتی آشوبناک دارند. آشوب مورد خاص از دینامیک غیرخطی است که یکی از ویژگی‌های عمده آن عبارت است از حساسیت فوق العاده به شرایط اولیه. با توجه به این ویژگی، آشوب در بسیاری از مسائل مهندسی مانند واکنش‌های شیمیایی، مبدل‌های قدرت، ارتباطات امن، پردازش اطلاعات، سیستم‌های بیولوژیکی و سیستم‌های مکانیکی استفاده شده است. از سری‌های زمانی جهت بررسی برخی ویژگی‌های خاص چنین سیستم‌هایی می‌توان استفاده کرد [۸]. همانطور که نمای لیاپانوف مثبت نشان می‌دهند، حساسیت سیستم‌های آشوبی نسبت به شرایط اولیه، دقت پیش‌بینی سری‌های زمانی را کاملاً محدود می‌کند [۹-۱۲]. از شبکه‌های عصبی نیز جهت پیش‌بینی حالت‌های آشوبناک استفاده شده است [۱۳]. روش‌های مختلفی برای کنترل سیستم‌های آشوبناک مطرح شده است که از جمله می‌توان به روش‌های خطی سازی با فیدبک [۱۴]، گام به عقب [۱۵]، کنترل بهینه، کنترل تطبیقی [۱۶]، کنترل‌کننده‌های PID و کنترل H_∞ [۱۷]، کنترل مد لغزشی و روش‌های فازی [۱۸-۲۰] و کنترل مد لغزشی تطبیقی مقاوم [۲۱] اشاره کرد. هر یک از روش‌های مذکور با در نظر گرفتن فرضیاتی روی

نامعینی پارامترهای سیستم روشی را برای دسته‌ای از سیستم‌های آشوبناک مطرح نموده‌اند.

به طور کلی روش کنترلی شامل اضافه کردن یک سیگنال کنترلی ورودی برای ایجاد ثبات در نقطه تعادلی پایدار یا ناپایدار و یا چرخه‌های متناوب ناپایدار می‌باشد. سیگنال کنترلی ورودی را می‌توان با استفاده از فیدبک حالت خطی و فیدبک حالت غیر خطی ایجاد کرد. در چند دهه گذشته کنترل مود لغزشی به دلیل مقاوم بودن برای کنترل سیستم‌های با عدم قطعیت به کار گرفته شده است. با اینحال کنترل مود لغزشی معایب لرزش را به همراه دارد که سبب کلیدزنی با سرعت بالای خروجی کنترل‌کننده می‌شود. لرزش نامطلوب ممکن است پاسخ فرکانس بالای سیستم را تحریک کند و نتایج غیر قابل پیش‌بینی و ناپایداری را در پی داشته باشد. اخیراً برای کاهش لرزش روش کنترلی مود لغزشی، از روش کنترل تطبیقی در ترکیب با مود لغزشی استفاده می‌کنند. در سالهای اخیر روش گام به عقب برای کنترل سیستم‌های آشوبی به طور گسترده‌ای به کار گرفته شده است. روش گام به عقب یک روش بازگشتی است که در آن ردیابی با عملکرد زودگذر و پایداری کلی برای دسته خاصی از سیستم‌های بازگشتی صریح^۱ و ... صورت می‌گیرد. برای مزیت‌های این روش می‌توان گفت که روش گام به عقب یک روش اصولی برای انتخاب کنترل‌کننده‌های سره در کنترل آشوب و همزمان‌سازی را ارائه می‌دهد. این روش برای سیستم‌های آشوبی مختلف تحت محرک‌های خارجی و یا بدون آن، به طور عملی به کار گرفته می‌شود. روش گام به عقب جهت تحقق کنترل آشوب یا همزمان‌سازی نیاز به تنها یک کنترل‌کننده دارد و به راحتی با روش‌های کنترلی دیگر ترکیب می‌شود.

۱-۲ اهداف تحقیق

کنترل‌کننده‌های تناسبی-انتگرالی-مشتقی به دلیل سادگی ساختار و پیاده‌سازی آسان به

^۱ Strict-Feedback Systems

عنوان رایج‌ترین روش کنترلی مرسوم در صنعت هستند. اما کارایی این نوع از کنترل‌کننده‌ها به دلیل وجود نامعینی‌ها کاهش می‌یابد. در روش‌های کنترلی مبتنی بر مدل، سعی بر آن است که با وجود عدم قطعیت‌هایی نظیر بارهای نامعلوم، اصطکاک و اغتشاش خارجی مدل ریاضی دقیقتری از سیستم تهیه نمایند. هدف اصلی این پایان‌نامه، طراحی کنترل‌کننده تناسبی- مشتقی- انتگرالی فازی تطبیقی با عملکرد ردیابی مقاوم جهت کنترل آشوب است. همانگونه که بیان شد استفاده‌ی جداگانه‌ی هر یک از کنترل‌کننده‌های تناسبی- انتگرالی- مشتقی، تطبیقی و فازی دارای معایبی است، طرح پیشنهادی علاوه بر حذف این معایب کارایی بهتر خود را نیز در جهت کنترل آشوب با استناد به نتایج شبیه‌سازی‌ها اثبات می‌کند. پایداری و مقاوم بودن طرح کنترلی مبتنی بر روش لیاپانوفی و معادله شبه ریکاتی اصلاح شده نیز اثبات می‌شود. از توانایی تقریب کنترل فازی جهت کنترل رفتار غیرخطی سیستم و مقابله با عدم قطعیت‌ها استفاده می‌شود. کنترل‌کننده فوق بر روی سیستم آشوبی دافینگ پیاده‌سازی می‌شود. نتیجه ردیابی خروجی بیان‌کننده موفقیت طرح کنترلی در کنترل ردیابی سیستم غیرخطی آشوبی می‌باشد. علاوه بر این جهت دستیابی به عملکرد بهینه کنترل‌کننده از الگوریتم‌های بهینه‌سازی ازدحام ذرات^۱ (PSO)، الگوریتم ژنتیک^۲ (GA) و الگوریتم جدید بهینه‌سازی جستجوی ردیابی بازگشتی^۳ (BSA) استفاده می‌شود. استفاده از این نوع کنترل‌کننده به منظور کنترل سیستم‌های آشوبی و بکارگیری الگوریتم BSA برای دستیابی به عملکرد بهینه کنترل‌کننده پیشنهادی از موارد نوآوری این پایان‌نامه است.

^۱ Particle Swarm Optimization Algorithm

^۲ Genetic Algorithm

^۳ Backtracking Search Algorithm

۱-۳ مروری بر ساختار پایان نامه

فصل‌های دیگر این پایان‌نامه به ترتیب زیر تنظیم شده‌اند:

در فصل دوم به مباحث آشوب، از جمله رفتار آشوبی و تفاوت آن با سایر سیستم‌ها، روش‌های کنترلی و همزمان‌سازی آشوب و نیز توصیف سیستم نوسانگر دافینگ اختصاص داده شده است. در فصل سوم کنترل‌کننده تناسبی- مشتقی- انتگرالی تطبیقی با استفاده از عملکرد ردیابی H^∞ طراحی و شبیه‌سازی شده است. پایداری و مقاوم بودن طرح کنترلی با مفهوم لیاپانوف و معادله مشابه ریکاتی اصلاح شده نیز تحلیل می‌شود. در فصل چهارم کنترل‌کننده تناسبی- مشتقی- انتگرالی فازی تطبیقی مستقیم با استفاده از عملکرد ردیابی H^∞ طراحی و شبیه‌سازی شده است. پایداری و مقاوم بودن طرح کنترلی نیز با مفهوم لیاپانوف و معادله مشابه ریکاتی اصلاح شده بررسی می‌شود. هرچند بر اساس قضیه پایداری لیاپانوفی نشان داده می‌شود که طرح کنترلی پیشنهادی پایداری مقاوم سیستم حلقه بسته و همگرایی پارامترهای تخمین زده شده را با استفاده از عملکرد ردیابی H^∞ برای هر سطح تعیین شده‌ای تضمین می‌کند، اما دستیابی به عملکرد بهینه به عنوان یک مساله مهم و حیاتی مطرح است. بدین منظور در فصل پنجم برای بهینه کردن پاسخ، از الگوریتم‌های PSO، GA و BSA استفاده کرده و نتایج شبیه‌سازی‌ها با هم مقایسه می‌شوند. در نهایت در فصل ششم نتیجه‌گیری و پیشنهادات ارائه می‌گردد.

۲ فصل دوم

آشوب

و

معرفی سیستم

۲-۱ مقدمه

سیستم‌های دینامیکی به دو دسته کلی خطی و غیرخطی تقسیم می‌شوند. به طور کلی می‌توان گفت تمام سیستم‌های واقعی غیر خطی هستند. سیستم‌های غیرخطی قادرند رفتاری غیرقابل پیش‌بینی از خود نشان دهند. نظریه آشوب به مطالعه روی سیستم‌های دینامیکی غیرخطی پیچیده، که غیرثابت و غیرمتناوب می‌باشند می‌پردازد. در این سیستم‌ها تغییرات کوچک در شرایط اولیه سبب نوسانات و یا تغییرات بسیار بزرگ در خروجی می‌شود، به طوری که پیش‌بینی حالت‌های دقیق سیستم را بعد از گذشت زمانی کم به طور عملی غیر ممکن می‌سازد. همچنین، یک تغییر در محیط، به عنوان مثال اعمال یک نیروی تناوبی می‌تواند سبب حساسیت شدید در شرایط اولیه شود. سری‌های زمانی تا حدودی قادر هستند وضعیت آینده سیستم و نیز دینامیک‌های تاثیرگذار در عملکرد غیرخطی آن را آشکار نمایند. در نتیجه باید به این موضوع توجه داشت که چه ویژگی‌های عمومی رفتار کلی سیستم را توصیف می‌کند. به نظر می‌رسد که چنین رفتاری به عنوان مثال با در نظر گرفتن تکامل سیستم در سطح پوانکاره، جایی که در آن رفتار آشوبی مربوط به ناحیه جذب کننده شگفت^۱ می‌باشد، گرفته می‌شود. بزرگ‌ترین نمای لیاپانوف یکی از ویژگی‌های سیستم‌های آشوبی است [۲۲]. سیستم‌های آشوبناک طیف فرکانسی پیوسته دارند. در این سیستم‌ها جاذب آشوبناک خاصیت بازگشتی دارند و به طور جامع ناپایدار و موضعی کراندار هستند. شرط لازم برای بروز آشوب، غیر خطی بودن و دارا بودن حداقل بعد داخلی ۳ برای معادلات دینامیکی سیستم می‌باشد. البته اگر سیستم دینامیک پیوسته مرتبه کسری داشته باشد حداقل بعد داخلی سیستم می‌تواند از ۳ کمتر باشد. همچنین در برخی از سیستم‌ها با وجود ۲ بعدی بودن سیستم به ازای ورودی خاص (زمانیکه بعد زمان به عنوان بعد سوم وارد سیستم شود) سیستم رفتار آشوبی از خود نشان می‌دهند. در این فصل به بررسی اجمالی آشوب می‌پردازیم. در مورد کنترل آشوب و همزمان‌سازی آن بحث می‌کنیم. سپس سیستم نوسانگر دافینگ

^۱ Strange Attractor

را به عنوان یک سیستم آشوبی به طور اجمالی معرفی می‌کنیم.

۲-۲ تاریخچه آشوب

مفهوم آشوب ریشه در برداشت‌های اولیه انسان از جهان دارد. کلمه Chaos یک کلمه یونانی است که به آشوب هرج و مرج یا بی‌نظمی ترجمه شده است. دانشمندانی چون پوانکاره^۱، ادوارد لورنز^۲، بنویت مندلبروت^۳ و میچل فیگن باوم^۴ در جهت گسترش نظریه آشوب تلاش‌های فراوان کردند. پوانکاره اولین کسی بود که ثابت کرد معدلات حاکم بر مسئله سه جرم^۵ مسئله‌ای آشوبی است.

ادوارد لورنز هواشناسی بود که در سال ۱۹۶۰ بر روی برنامه شبیه‌سازی کامپیوتری که وضعیت جوی را با استفاده از ۱۲ معادله پیش‌بینی می‌کرد، کار می‌کرد. لورنز طی تحقیقات خود به این نتیجه رسید که داده‌هایی که حاصل از گرد کردن اعشار بودند، به نحوی باور نکردنی در دوره‌های طولانی زمانی، نتیجه‌ای کاملاً متفاوت از دفعه پیش به دست می‌دهند. او اثبات کرد که تغییری بسیار کوچک در شرایط اولیه نیز می‌تواند نتیجه را کاملاً دگرگون کند. این اثر که به اثر پروانه‌ای^۶ مشهور شد در حقیقت جوهره نظریه آشوب را بیان می‌کند. در سال ۱۹۶۳ لورنز مقاله‌ی خود را در یک مجله هواشناسی چاپ کرد اما چون یک هواشناس بود زیاد مورد توجه قرار نگرفت. هلگ وان کخ^۷ ریاضیدانی بود که در سال ۱۹۰۴ ساختار ریاضی خود تشابهی را معرفی کرد که به منحنی کخ معروف شد، به این صورت که اگر در یک سوم میانی هر ضلع یک مثلث متساوی الاضلاع یک مثلث متساوی الاضلاع دیگر رسم کنید و این کار به صورت متناوب تکرار شود منحنی کخ پارادکس جالبی به وجود می‌آید.

^۱ Henri Poincaré

^۲ Edward Norton Lorenz

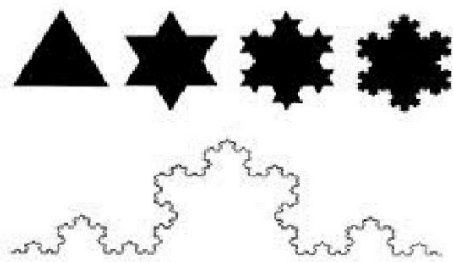
^۳ Benoît Mandelbrot

^۴ Mitchell Feigenbaum

^۵ به عنوان مثال خورشید، زمین و ماه

^۶ Butterfly effect

^۷ Helge van Koch



شکل ۱-۲: منحنی کخ

مساحت منحنی بسته‌ای که با ادامه دادن این کار شکل می‌گیرد با وجود افزایش یافتن در هر مرحله، از مساحت دایره محیطی اولین مثلث رسم شده کوچکتر است. شکل (۱-۲) منحنی کخ را نمایش می‌دهد.

با مواجه شدن با این مسئله ابعاد کسری مطرح شدند. بعد از آن دانشمندی به نام فیگن باوم میزان خودشباهتی را به صورت عددی محاسبه کرد و نشان داد که این عدد برای دسته خاصی از معادلات ریاضی مقداری ثابت می‌باشد. در نتیجه ریاضیات برای تحلیل معادلات آشوب فراهم شدند. بعد از آن با توسعه تحقیقات در این زمینه باعث شد تئوری آشوب در علوم مختلف راه یافت. نظریه آشوب، با ارائه نظریه فراکتالها^۱ و ارائه مفهوم جدیدی از بعد فیزیکی^۲ و مفاهیمی مانند خود تشابهی و خود تمایلی، دروازه جدیدی در کشف نظم در پدیده‌ها گشود.

داشتن جاذب‌های شگفت^۳ از ویژگی‌های سیستم‌های آشوبناک می‌باشد. در سیستم‌های آشوبی مسیرهای فاز به سمت این جاذب‌ها جذب شده و در همان حال از آنها دور می‌شوند. جاذب‌های عجیب بعد فراکتالی و غیر صحیح دارند. فراکتالها خاصیت خود تشابهی دارند به این صورت که ساختار کل

^۱ Fractal

^۲ Dimension

^۳ Strange attractor

مجموعه در مجموعه‌های کوچکتر تکرار می‌شود. به عنوان مثالی از طبیعت می‌توان به ابرها، شبکه رگهای خون و... اشاره کرد.

آشوب به شکل بسیار گسترده‌ای در عوامل طبیعی از جمله هواشناسی، ادوات الکترونیکی و ضربان قلب و ... وجود دارد.

۳-۲ تشخیص آشوب

معیارهای مختلفی برای شناسایی آشوب وجود دارند که بر حسب ابزارهای لازم جهت تشخیص می‌توان به صورت زیر تقسیم بندی کرد:

- از الگوهای خاصی که در سری زمانی سیستم ایجاد می‌شوند استفاده می‌شود.
- روشی که در آن از ساختار فضای فاز سیستم بهره گرفته می‌شود.
- بعد ساختار فضای فاز مد نظر قرار می‌گیرد، که می‌توان به آزمون‌های بعد همبستگی^۱، بعد فراکتال^۲، بعد اطلاعات^۳، بعد لیاپانوف^۴ اشاره داشت.
- از ویژگی حساسیت بالا سیستم نسبت به شرایط اولیه استفاده می‌شود.
- از ویژگی کنترل‌پذیری سری‌های زمانی استفاده می‌شود.

در زیر به معرفی یکی از این معیارها می‌پردازیم.

۱-۳-۲ حساسیت زیاد به شرایط اولیه

همانگونه که قبلاً بحث شد حساسیت زیاد به شرایط اولیه از ویژگی‌های بارز سیستم‌های آشوبی

^۱ Correlation Dimention

^۲ Fractal Dimention

^۳ Information Dimention

^۴ The Lyapunov Dimention

است. در واقع این ویژگی، تفاوت اصلی سیستم‌های دینامیکی آشوبناک با سیستم‌های دینامیکی غیر آشوبناک است. در سیستم‌های دینامیکی غیر آشوبناک، اختلاف کوچک اولیه در دو مسیر به عنوان خطای اندازه‌گیری بوده و به طور خطی با زمان افزایش پیدا می‌کند در حالی که در سیستم‌های دینامیکی آشوبناک، اختلاف بین دو مسیر مشابه اما با شرایط اولیه نزدیک به هم به طور نمایی افزایش می‌یابد.

۲-۳-۱-۱ نمای لیاپانوف

نمای لیاپانوف ابزاری است که از آن به عنوان معیار عددی از میزان آشوب‌گونه بودن رفتار سیستم استفاده می‌شود. از ویژگی‌های سیستم‌های آشوبناک داشتن نمای لیاپانوف مثبت می‌باشد. در جاذب‌های عجیب مسیرهای نزدیک به هم با گذشت زمان از هم دور می‌شوند به طوری که فاصله فوق به طور نمایی افزایش می‌یابد. اگر اختلاف اولیه در نقطه شروع دو مسیر نزدیک به هم روی جاذب را ε_0 در نظر بگیریم، فاصله بین دو مسیر را که بعد از گذشت زمان t از یکدیگر دارند ε_t در نظر بگیریم خواهیم داشت:

$$\varepsilon_t = \varepsilon_0 e^{\lambda t} \quad (1-2)$$

و یا داریم:

$$\lambda = \frac{1}{t} \ln\left(\frac{\varepsilon_t}{\varepsilon_0}\right) \quad (2-2)$$

که در آن λ بیان‌کننده آهنگ میانگین واگرایی دو مسیر است. به این صورت که:

۱. به ازای $\lambda < 0$ مسیرها به هم نزدیک می‌شوند. در واقع در این حالت سیستم به حالت

پایدار می‌رسد.

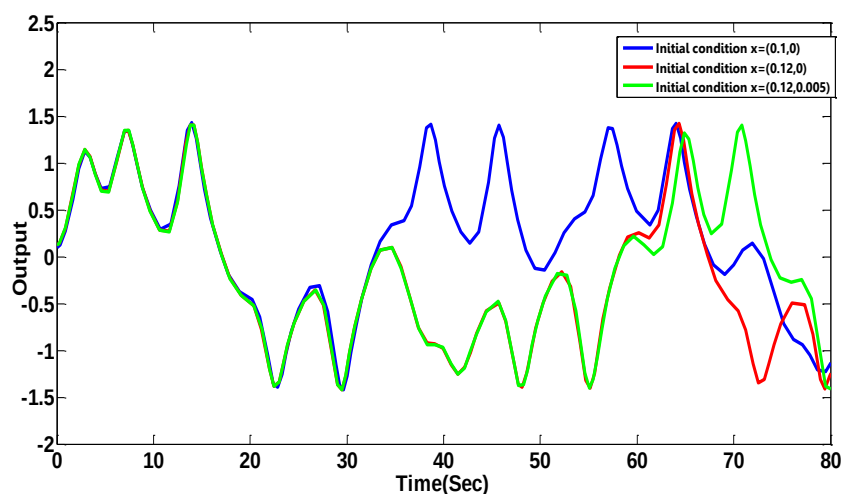
۲. به ازای $\lambda > 0$ مسیرها از هم دور می‌شوند. یعنی سیستم به سمت آشوبناک میل می‌کند.

۳. به ازای $\lambda = 0$ حالت مرزی را داریم.

جهت نشان دادن خاصیت فوق، خروجی سیستم نوسانگر دافینگ را در حالت آشوبی که در بخش‌های بعدی بیان خواهد شد، به ازای شرایط اولیه $x = (0.1, 0)$ ، و با تغییر جزئی در آن $x = (0.12, 0)$ و $x = (0.12, 0.005)$ در شکل (۲-۲) نشان داده شده است، در نظر گرفته‌ایم. همانگونه که دیده می‌شود رفتار دینامیکی سیستم در لحظات آغازین برای سه حالت تقریباً یکسان است اما با گذشت زمان خروجی سیستم از هم واگرا می‌شود.

۲-۴ کنترل آشوب

هدف اول از کنترل آشوب، خارج کردن سیستم آشوبناک از حالت آشوبی و همگرا ساختن این سیستم به سمت نقطه تعادل یا یک مدار پایدار متناوب (سیکل حدی) می‌باشد و هدف دوم، آشوبی‌سازی سیستم آشوبناک و طراحی کنترل‌کننده به گونه‌ای است که سیستم وارد ناحیه آشوبی



شکل ۲-۲: واگرا شدن خروجی در اثر اختلاف جزئی در شرایط اولیه

خود شده و در این حالت باقی بماند. به عنوان هدف سوم می‌توان سنکرون کردن دو سیستم آشوبناک را مد نظر قرار داد. در گذشته به دلیل نبود اطلاعات کافی در مورد آشوب، این پدیده به عنوان نویز در نظر گرفته می‌شد که به صورت رفتاری غیر قابل پیش بینی و مخرب تعریف می‌گشت که اغلب به تاثیرات تصادفی محیط نسبت داده می‌شد اما مطالعات بیشتر نشان داد که پدیده‌های آشوبی کاملاً معین^۱ هستند. در دهه اخیر، با پیشرفت علم غیر خطی و کاربردهای عملی آشوب توجه دانشمندان به این شاخه از علم معطوف گشت که منجر به کشف روش‌های مختلفی برای کنترل آشوب و استفاده مناسب از این پدیده شده است. در مقابل فرایندهای تصادفی، سیستم‌های آشوبناک به دلیل ساختار مشخص و غیرخطی خود قابلیت کنترل شدن را دارند. فن‌آوری جدید کنترل آشوب تاثیر عمده‌ای در کاربردهای مهندسی جدید، نظیر ارتباطات از راه دور، سیستم‌های قدرت، رفتار فضایی تیرها در مهندسی عمران، در اکثر فرایندهای شیمیایی مانند مخلوط کردن مایعات، فن‌آوری اینترنت، دستگاه‌ها و مدارهای با عملکرد بالا، در علم آماری، مدلسازی سیستم‌های بیولوژیکی مانند مغز و قلب ایجاد کرده است [۲۳].

بطور کلی روش‌های کنترل آشوب را می‌توان به دو دسته طبقه‌بندی نمود: دسته اول روش‌هایی که در آنها از ویژگی‌های ذاتی سیستم آشوبناک استفاده می‌شود، و دسته دوم روش‌هایی که در آن از روش‌های کلاسیک نظریه کنترل استفاده می‌شود. روشی که ما در این پایان نامه از آن استفاده کردیم ترکیب هر دو روش بوده است.

در دسته اول، از ویژگی خود آشوب استفاده می‌شود. از جمله این روش‌ها می‌توان به روش‌های با استفاده از تاخیر زمانی (یا فیدبک تاخیردار) و روشی که اوت گربوگی و یورک^۲ پیشنهاد داده‌اند اشاره کرد که به الگوریتم اوت-گربوگی -یورک (OGY) معروف است. اساس کار روش OGY مبتنی بر

^۱ Deterministic

^۲ E. Ott, C. Grebogi and J. A. Yorke

خطی‌سازی حول نگاشت پوانکاره است [۲۴]. روش پیشنهادی پیراکس^۱ مبتنی بر ایجاد شکل خاصی از یک اختلال زمانی پیوسته است [۲۵].

از آنجایی که آشوب بسیار حساس به تغییرات کوچک است می‌توانیم با تغییر کوچک در ورودی، درواقع با انتخاب مناسب آن، تغییرات قابل توجهی در رفتار سیستم ایجاد کنیم.

اگر هدف پایدارسازی نقطه تعادل دینامیک آشوبی باشد با شرط آنکه آن نقطه در محدوده‌ی جاذب شگفت باشد و با استفاده از این خاصیت که دینامیک آشوبی به همهی نقاط جاذب قوی خود سر می‌زند، می‌توانیم کنترل‌کننده را به گونه‌ای طراحی کنیم که فقط در نزدیکی هدف مورد نظر عمل کند و در بقیه نقاط روی دینامیک سیستم بی‌تاثیر باشد. در این صورت هدف تضمین می‌گردد.

در دسته دوم، جهت کنترل آشوب از روش‌های رایج کنترل غیرخطی استفاده می‌شود که در آن با سیستم آشوبی به مانند یک سیستم غیرخطی رفتار می‌شود بدون اینکه ویژگی آشوبی بودن آن در نظر گرفته شود.

۲-۵ روش‌های همزمان‌سازی^۲ آشوب

برای اولین بار در سال ۱۹۹۲ بحث همزمان‌سازی سیستم‌های آشوبناک مطرح شد. در صورتیکه نیاز داشته باشیم دو یا چند سیستم آشوبناک رفتار مشابهی از خود ارائه دهند از همزمان‌سازی استفاده می‌کنیم. همزمان‌سازی در زمینه‌های مختلف از جمله مبحث رمزنگاری و برقراری ارتباط ایمن کاربرد دارد [۲۴]. درگیری با انواع گوناگون نامعینی، مانند اغتشاش پارامتری و نویز خارجی از مشکلات همیشه پابرجا در مباحث کنترلی است.

^۱ Pyragas

^۲ Synchronization

در سال ۱۹۹۰، پکورا^۱ و کارول^۲ نشان دادند که در شرایطی با ایجاد سیگنال خطا و اعمال آن به سیستم، می‌توان همزمان‌سازی بین دو سیستم آشوبی را ایجاد کرد. از دیگر روش‌های همزمان‌سازی می‌توان روش کنترل پیوسته آشوب، همزمانی با روش‌های مبتنی بر غیرفعال بودن، استراتژی‌های همزمانی مبتنی بر همزمانی محرک و پاسخ ده و همزمانی متقابل را نام برد [۲۶].

۲-۶ سیستم نوسانگر دافینگ^۳

نوسانگر دافینگ یک سیستم دینامیکی پیوسته در زمان است که تحت شرایط خاص می‌تواند رفتار آشوب گونه از خود نشان دهد. سیستم مکانیکی نوسانگر دافینگ در واقع شامل یک میله فلزی انعطاف‌پذیر و دو آهنربا می‌باشد که همگی در یک قاب پایدار قرار دارند (شکل ۲-۳). میله به اندازه کافی نازک و آهنربا به اندازه کافی قوی می‌باشد به طوری که اگر هیچ نیروی فعالی به سیستم اعمال نشود میله به سمت یکی از آهنربا خم شده و در آن حالت بماند. با این حال، نیروی پریودیکی به قالب اعمال می‌شود تا مانع ماندن میله در هر یک از موقعیت‌هایش شود. اعمال نیروی بزرگ به قالب سبب می‌شود نوسانگر بین دو آهنربا قرار گیرد و اگر نیروی اعمالی کم باشد میله به سمت یکی از آهنرباها متمایل می‌گردد. نوسانگر دافینگ را می‌توان به صورت رابطه (۲-۳) مدلسازی کرد:

$$\ddot{x} + \delta \dot{x} - \beta x + \alpha x^3 = F \cos \omega t \quad (2-3)$$

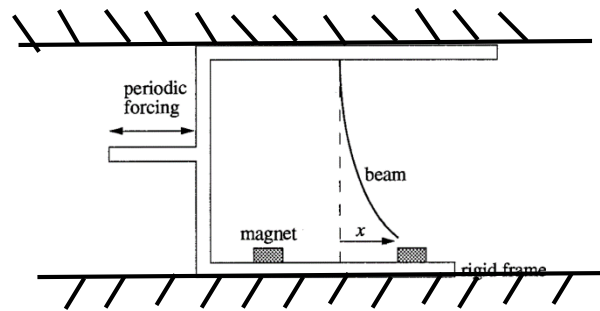
که در آن، δ نشان‌دهنده ضریب میرایی سیستم، F بیان‌کننده اندازه نیروی تناوبی اعمال شده به سیستم است، ω فرکانس نیرو و x موقعیت نهایی میله را بیان می‌کند.

نیروی بازگرداندن سیستم توسط $r = -\beta x + \alpha x^3$ بیان می‌شود. این نیرو زمانیکه سیستم در

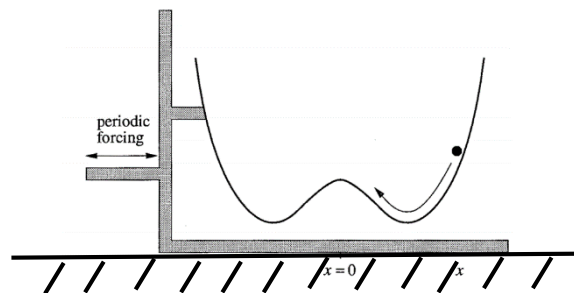
^۱ Pecora

^۲ Carroll

^۳ Duffing Forced Oscillation System



شکل ۳-۲: سیستم مکانیکی نوسانگر دافینگ



شکل ۴-۲: موقعیت میله و چاه دوگانه

حال حرکت نیست، برعکس نیروی تناوبی به منظور نگه داشتن سیستم در حالت تعادل عمل می‌کند.

توجه داریم ضریب میرایی همیشه مثبت است یعنی $\delta \geq 0$.

معادله دافینگ یک معادله غیر خطی است و شامل ترم میرایی متناسب با سرعت میله است. برای معادله دافینگ، پتانسیل خارجی را به صورت رابطه (۴-۲) داریم.

$$V(x) = \left(\frac{\alpha}{4}\right)x^4 - \left(\frac{\beta}{2}\right)x^2 \quad (4-2)$$

شکل (۴-۲) موقعیت گوی را نشان می‌دهد که بر روی چاه دوگانه سقوط می‌کند. با اعمال نیروی تناوبی ($F \neq 0$) سیستم آشوبی خواهیم داشت. زمانی که $F = 0$ یک سیستم نوسان ساز غیرخطی میرا را خواهیم داشت. رابطه (۵-۲) سیستم نوسان ساز دافینگ میرا را بیان می‌کند.

$$\ddot{x} + \delta\dot{x} - \beta x + \alpha x^3 = 0 \quad (5-2)$$

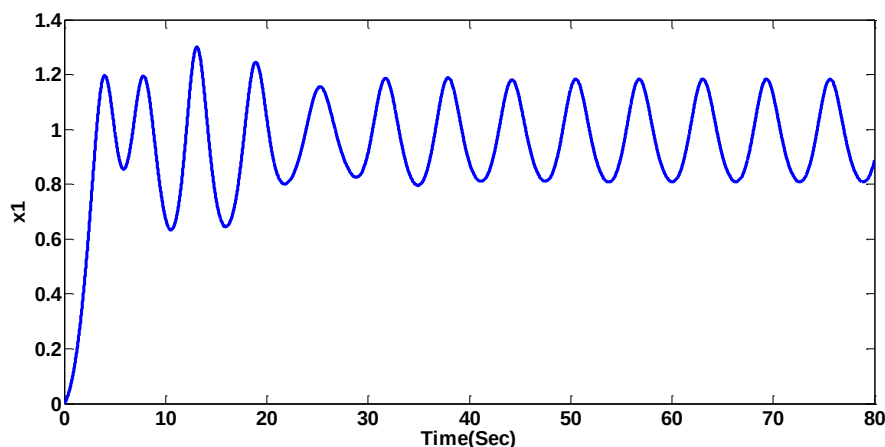
به ازای $\beta > 0$ ، نقاط تعادل سیستم $(0,0)$ و $(\pm\sqrt{\frac{\beta}{\alpha}}, 0)$ بدست می‌آیند.

۱-۶-۲ نوسانساز دافینگ با تحریک خارجی

به منظور ساده سازی در معادله (۳-۲) مقادیر $\alpha=1$ و $\beta=1$ را در نظر می‌گیریم و طبق رابطه (۶-۲) تحلیل‌ها را به ازای تغییرات δ و F انجام می‌دهیم.

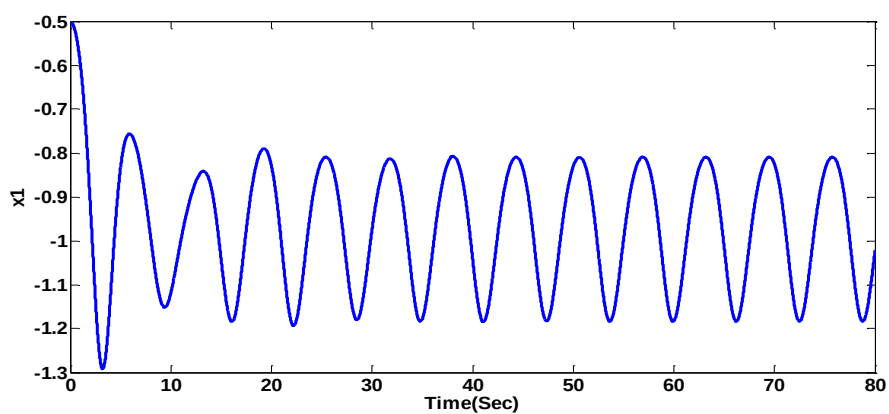
$$\ddot{x} + \delta\dot{x} - x + x^3 = F \cos \omega t \quad (۶-۲)$$

به منظور درک بهتر چگونگی تغییر موقعیت $x(t)$ برای نوسانساز دافینگ، نمودار سری‌های زمانی را ترسیم می‌کنیم. شبیه سازی‌ها تحت شرایط الگوریتم رانگ کوتا^۱ مرتبه چهارم با گام زمانی ۰,۰۰۱ اجرا شده است. سری‌های زمانی را با مقادیر $\omega=1, \delta=0.25$ و $F=0.18$ و به ازای دو انرژی پتانسیل متفاوت و با شرایط اولیه $x=(0,0,5)$ در شکل (۵-۲) و با شرایط اولیه $x=(-0,5,0)$ در شکل (۶-۲) نشان داده شده است. صفحه فاز مربوط به شرایط اولیه $x=(0,0,5)$ در شکل (۷-۲) و صفحه فاز مربوط به شرایط اولیه $x=(-0,5,0)$ در شکل (۸-۲) رسم شده است.

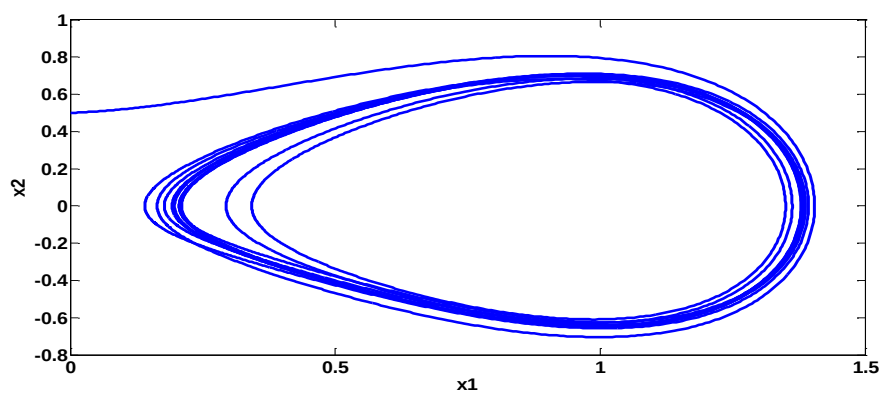


شکل ۵-۲: سری زمانی برای شرایط اولیه $x=(0,0,5)$

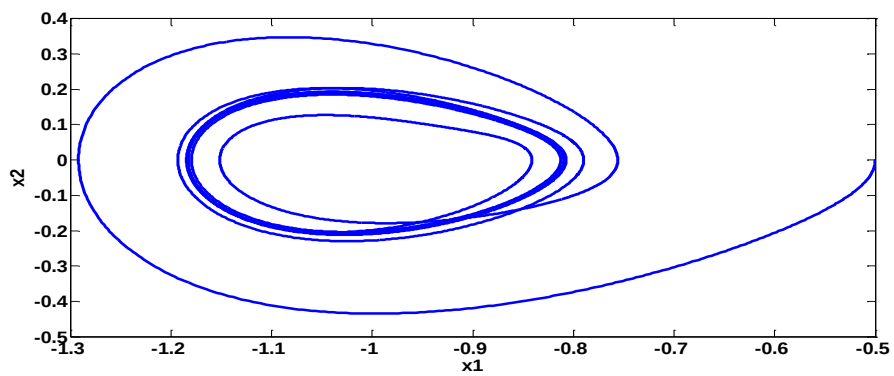
^۱ Runge-Kutta



شکل ۲-۶: سری زمانی برای شرایط اولیه $x = (-0.5, 0, 0)$

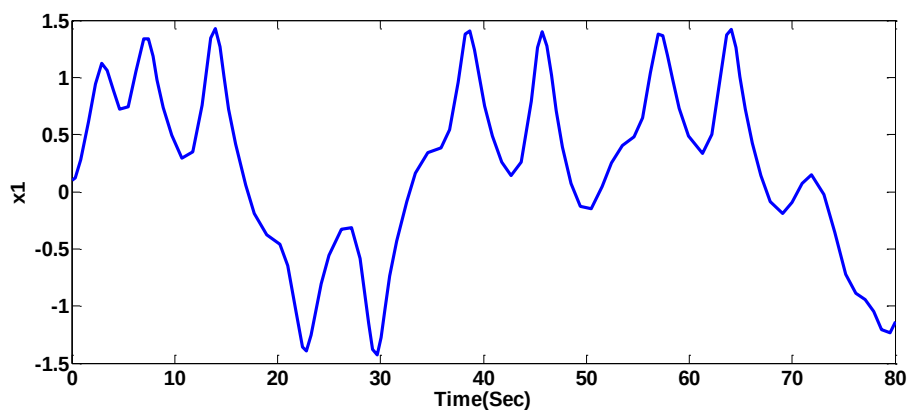


شکل ۲-۷: صفحه فاز برای شرایط اولیه $x = (0, 0, 5)$

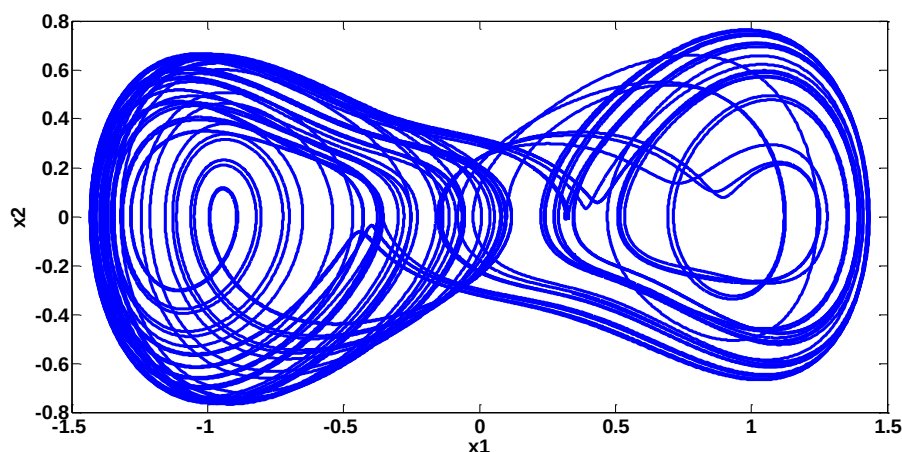


شکل ۲-۸: صفحه فاز برای شرایط اولیه $x = (-0.5, 0, 0)$

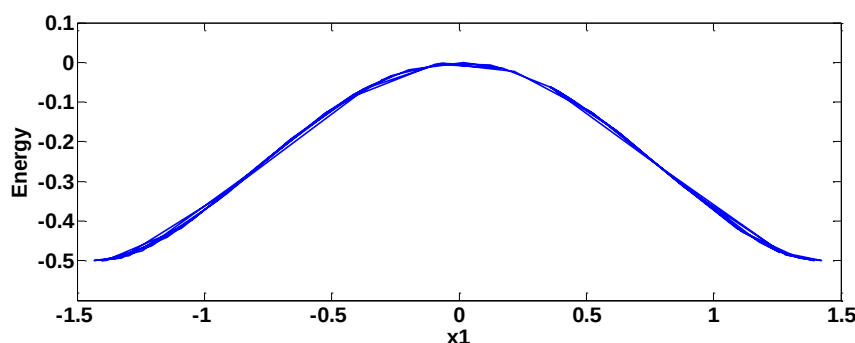
همانگونه که واضح است نمودارها چرخه حدی پایداری را نشان می‌دهند. اما هنگامی که نیرو افزایش می‌یابد احتمال رخ دادن رفتار آشوبی نیز افزایش می‌یابد. با ایجاد سری زمانی به ازای $\delta = 0.5$, $\omega = 1$ و $F = 0.4$ و با داشتن شرایط اولیه $x = (0.1, 0)$ رفتار آشوبی را خواهیم داشت. شکل (۹-۲) سری زمانی حالت آشوبی فوق را نمایش می‌دهد. حالت آشوبی در فضای فاز در شکل (۱۰-۲) نشان داده می‌شود و شکل (۱۱-۲) بیان کننده انرژی پتانسیل برای حالت اخیر می‌باشد.



شکل ۹-۲: سری زمانی یک سیستم آشوب



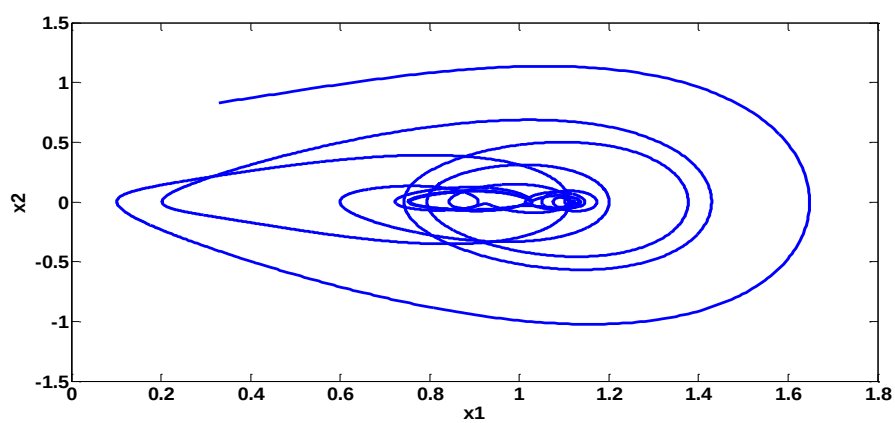
شکل ۱۰-۲: فضای فاز یک سیستم آشوبی



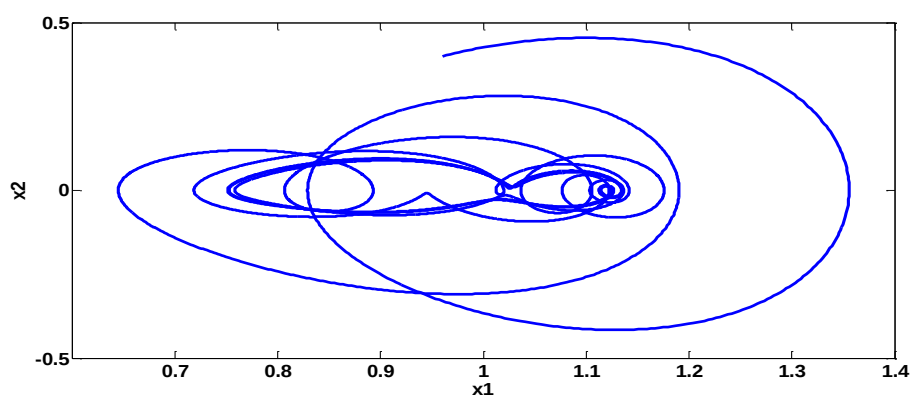
شکل ۱۱-۲: انرژی پتانسیل یک سیستم آشوبی

با پارامترهای $\omega = 0.30$ ، $\delta = 0.15$ ، $F = 0.30$ و شرایط اولیه $x = (0.33, 0.83)$ میله بین دو آهنربا نوسان می‌کند و به نظر نمی‌رسد که به سمت هیچ آهنربایی جذب شود. این موضوع بیان می‌کند که چرخه حدی پایداری (شکل ۱۲-۲) برای سیستم با شرایط اولیه فوق وجود دارد. اما با شرایط اولیه $x = (0.96, 0.4)$ و با گذشت زمان، میله تقریباً رفتار نامنظم و غیر قابل پیش‌بینی را نشان می‌دهد. گاهی اوقات در اطراف یک آهنربا شناور می‌ماند، کمی نوسان می‌کند و سپس به سمت آهنربای دیگر پرتاب می‌شود. شکل (۱۳-۲) نشان دهنده وجود جاذب شگفت می‌باشد. شکل (۱۴-۲) با در نظر گرفتن پارامترهای $\omega = 0.60$ ، $\delta = 0.20$ ، $F = 0.30$ و شرایط اولیه $x = (-0.02, 0.02)$ ترسیم شده است. با توجه به شکل مشخص است که میله بین دو آهنربا نوسان می‌کند. اما با تغییر δ به 0.15 که در شکل (۱۵-۲) ترسیم شده است، نشان دهنده این است که میله به سمت یک آهنربا متمایل می‌شود.

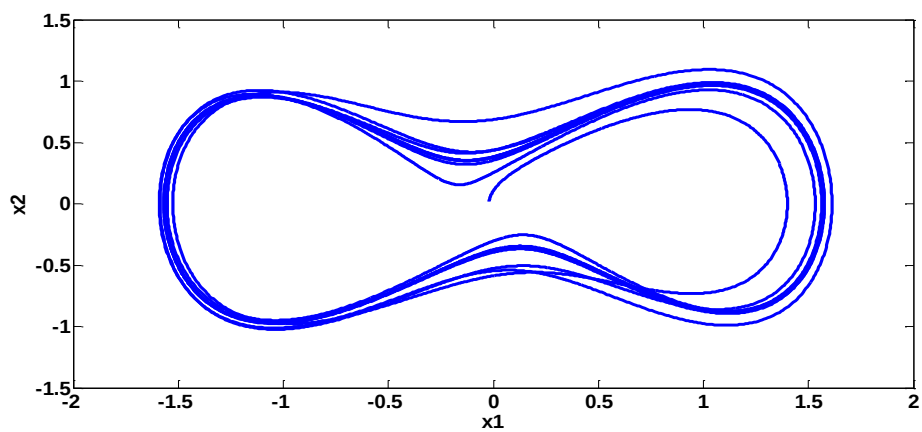
با توجه به شکل‌های (۱۴-۲) و (۱۵-۲) به این نتیجه می‌رسیم که با تعیین δ برای اسیلاتور دافینگ این احتمال را افزایش می‌دهد که میله بیشتر به طور تصادفی نوسان می‌کند تا زمانی که به اندازه کافی نزدیک یک آهنربایی باشد که فقط یک مدار اطراف آهنربا باشد.



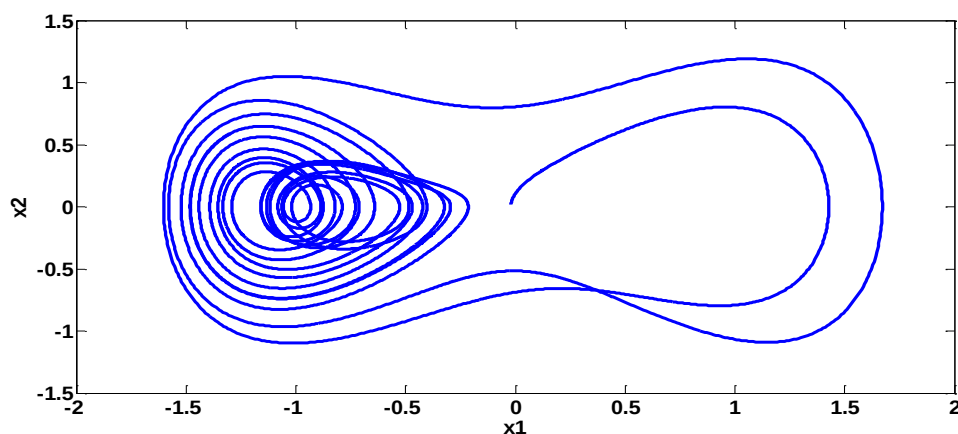
شکل ۲-۱۲: وجود چرخه حدی پایدار با شرایط $x=(0,33,0,83)$



شکل ۲-۱۳: وجود جاذب شگفت با شرایط اولیه $x=(0,96,0,4)$



شکل ۲-۱۴: صفحه فاز با شرایط اولیه $x=(-0,02,0,02)$, $\delta=0,2$



شکل ۲-۱۵: صفحه فاز با شرایط اولیه $\delta = 0.15$, $x = (-0.2, 0, 0.2)$

۷-۲ کاربرد دافینگ

روش شناسایی سیگنال ضعیف همواره کانون تحقیق و پژوهش برای دانشمندان بوده است که از آن به طور گسترده‌ای در ارتباطات و اندازه‌گیری ارتعاش و سیگنال پزشکی، تشخیص خطای سیستم‌های قدرت و غیره استفاده شده است [۲۵ و ۲۷]. سیستم نوسانگر دافینگ کوپل شده رزونانس تصادفی نوعی دارد و حتی می‌تواند به خروجی بهتری از رزونانس تصادفی نسبت به نوسانگر واحد برسد. بر اساس این پدیده، در مقاله [۲۷] روش جدیدی برای آشکار سازی سیگنال پریودیک ضعیف از طریق رزونانس تصادفی دافینگ کوپل شده پیشنهاد شده است.

۳ فصل سوم

کنترل تناسبی - انتگرالی - مشتقی

تطبیقی با عملکرد ردیابی H^∞

۳-۱ مقدمه

همانگونه که بیان شد، در چند دهه گذشته، توجه زیادی به مطالعه علوم غیر خطی، به خصوص آشوب شده است. از کنترل کننده PID و کنترل تطبیقی جهت کنترل سیستم‌های غیرخطی و آشوبی استفاده شده است. نکته طراحی کنترل کننده PID، چگونگی تعیین ضریب بهره کنترل کننده می‌باشد. برای تنظیم پارامترهای PID روش‌های مختلفی مانند زیگلر نیکولز^۱، کوهن کون^۲ و تکنیک‌های فیدبک بازگشتی وجود دارد. به هر حال این روش‌ها برای فرایندهای پایدار به کار می‌روند و بر اساس مدل‌های ریاضی سیستم‌های کنترل شده طراحی شده‌اند. در دو دهه گذشته روش کنترل PID با چند روش مختلف مانند کنترل فازی [۲۸]، کنترل تطبیقی [۲۹]، شبکه عصبی [۳۰] و الگوریتم ژنتیک [۳۱] برای تنظیم ضرایب بهره کنترل کننده ترکیب شده است. در [۲۸] قوانین فازی برای پارامترهای کنترل کننده PID طراحی شده‌اند. به هر حال برای رسیدن به عملکرد مطلوب، اساس قوانین فازی نیاز به برخی روش‌های تنظیم دارند. روش کنترل تطبیقی در [۲۹] با مفهوم تابع لیاپانوف برای تنظیم ضرایب کنترل کننده به کار گرفته شده است. با این حال نیاز به دانش سیستم داریم. رن^۳ و همکارانش در [۳۰] کنترل شبکه عصبی را پیشنهاد داده‌اند که در آن پارامترهای کنترل کننده به صورت ضرایب شبکه‌های عصبی عمل می‌کنند و ضرایب شبکه با استفاده از الگوریتم شبکه به صورت آنلاین تنظیم می‌شوند. اما تحلیل پایداری سیستم معین نشده است. جانگ^۴ و همکارانش در [۳۱] از الگوریتم ژنتیک برای تنظیم پارامترهای کنترل کننده PID استفاده کرده‌اند. نظریه کنترل H^∞ که در پایدار سازی مقاوم و حذف اغتشاش راه حل دقیقتری را ارائه می‌دهد، اخیراً به خوبی توسعه یافته است. به هر حال در کنترل بهینه H^∞ مدل بایستی از قبل شناخته شده باشد. در این فصل به بررسی روش کنترل PID تطبیقی با عملکرد ردیابی H^∞ می‌پردازیم و عملکرد کنترل کننده فوق را بر روی

^۱ Ziegler-Nichols (Z-N)

^۲ Cohen-Coon (C-C)

^۳ Ren

^۴ Jung

سیستم آشوبی دافینگ بررسی می‌کنیم. اثر اغتشاش و نامعینی با استفاده از تکنیک طراحی کنترل مقاوم کاهش یافته است.

۲-۳ طراحی کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی-مشتقی با

عملکرد مقاوم

در حالت کلی، سیستم غیرخطی را با فرض کنترل‌پذیر بودن و در حضور اغتشاش خارجی که به صورت یک معادله غیر خطی Π بعدی و به صورت رابطه (۱-۳) بیان شده است در نظر بگیرید.

$$\begin{aligned} \dot{x}^{(n)} &= f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}) + g(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})u + d \\ y &= x \end{aligned} \quad (1-3)$$

که در آن u به عنوان ورودی کنترل، y خروجی سیستم و $x = [x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}]^T = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in \mathbb{R}^n$ بردار حالت سیستم می‌باشد و فرض می‌شود که تمامی حالت‌های فوق قابل اندازه‌گیری بوده و سیستم کنترل‌پذیر است. d اغتشاش خارجی است و $f(x)$, $g(x)$ توابع غیرخطی و نامعین بوده که کراندار هستند.

اگر $y_r = [y_r, \dot{y}_r, \dots, y_r^{(n-1)}]^T \in \mathbb{R}^n$ سیگنال ردیابی مرجع باشد، با تعریف بردار خطا به صورت رابطه (۲-۳)،

$$\begin{aligned} e &= y - y_r \\ &= [e, \dot{e}, \dots, e^{(n-1)}]^T \in \mathbb{R}^n \end{aligned} \quad (2-3)$$

اگر d در نظر گرفته نشود، با فرض معلوم بودن $f(x)$ و $g(x)$ ، با تعریف قانون کنترل به صورت رابطه (۳-۳) و با در نظر گرفتن مناسب بردار $k = [k_n, \dots, k_1]^T$ (شرط هرویتز بودن: تمامی ریشه‌ها در سمت چپ محور موهومی قرار داشته باشند)، با انتخاب $u = u^*$ و با جایگذاری رابطه (۳-۳) در

رابطه (۱-۳) بدون اغتشاش، دینامیک خطای حلقه بسته سیستم بصورت $\dot{e} = Ae$ برقرار می‌گردد و در صورتی که ضرایب، یک چندجمله‌ای هورویتز باشند، خروجی به صورت مجانبی به ورودی مرجع همگرا خواهد شد و خواهیم داشت:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e = 0.$$

$$y_r^{(n)} - k^T e = f(x) + g(x)u^* \Rightarrow u^* = \frac{1}{g(x)}(-f(x) + y_r^{(n)} - k^T e) \quad (3-3)$$

۱-۲-۳ کنترل کننده PID تطبیقی با عملکرد ردیابی مقاوم^۱

همانگونه که بیان شد اگر مدل دقیق سیستم در دست باشد کنترل کننده ایده‌آلی جهت رسیدن به عملکرد کنترلی مطلوب با امکان حذف عدم قطعیت‌های سیستم وجود خواهد داشت [۳]. اما در واقعیت $f(x)$ و $g(x)$ نامعلوم می‌باشند. لذا به جهت مقابله با عدم قطعیت‌های پارامتری از ترکیب کنترل PID و جبران‌ساز H_∞ استفاده می‌کنیم. رابطه (۴-۳) را برای خروجی کنترلی PID داریم.

$$\begin{aligned} u_{PID} &= k_p e(t) + k_i \int e(t) dt + k_d \dot{e}(t) \\ &= u_{PID}(\zeta | \theta) \\ &= \theta^T \zeta(e) \end{aligned} \quad (4-3)$$

که در آن $\zeta(e) = (e(t) \quad \int e(t) \quad \dot{e}(t))^T$ و $\theta = (k_p \quad k_i \quad k_d)^T$ بهره تناسبی، k_p بهره انتگرالی و k_d بهره مشتقی، پارامترهای کنترلی هستند که در طی فرایند کنترلی به روش تطبیقی به روز رسانی خواهند شد. جبران‌ساز H_∞ و ورودی کنترل را به صورت رابطه (۵-۳) تعریف می‌کنیم.

^۱ Adaptive PID Control with H^∞ Tracking Performance

$$\begin{aligned}
 v &= -\frac{1}{\lambda} g^{-1}(x) B^T P e \\
 u &= u_{PID}(\zeta|\theta) + v \\
 &= \theta^T \zeta(e) - \frac{1}{\lambda} g^{-1}(x) B^T P e
 \end{aligned}
 \tag{۵-۳}$$

در رابطه (۵-۳) v جبرانساز H_∞ می باشد که به جهت مقابله با عدم قطعیت های پارامتری در طراحی اضافه شده است و در آن λ مقدار مثبتی است که تعیین کننده سرعت یادگیری است، P ماتریس مثبت معین می باشد که از حل معادله شبه ریکاتی زیر به دست می آید:

$$PA + A^T P + Q - PB\left(\frac{2}{\lambda} - \frac{1}{\rho^2}\right)B^T P = 0 \tag{۶-۳}$$

در رابطه (۶-۳) ρ مقدار مثبتی است که بیان کننده سطح میرایی می باشد، Q ماتریس مثبت متقارن است که به عنوان ماتریس وزنی تعریف می شود.

جهت به دست آوردن عملکرد ردیابی H_∞ نیاز به حل رابطه (۶-۳) با هدف به دست آوردن ماتریس P مناسب داریم. برای رسیدن به این منظور بایستی شرط زیر برقرار باشد [۳۲]:

$$\frac{2}{\lambda} - \frac{1}{\rho^2} \geq 0 \Rightarrow 2\rho^2 \geq \lambda \tag{۷-۳}$$

برای به دست آوردن قانون تطبیق و پایداری به ازای روابط موجود، رابطه دینامیک حلقه بسته خطا برابر است با:

$$\begin{aligned}
 e^{(n)} + k^T e &= g(x)[u_{PID}(\zeta|\theta) + v - u^*] + d \\
 \Rightarrow \dot{e} &= A e + B[g(x)(u_{PID}(\zeta|\theta) - u^* + v) + d]
 \end{aligned}
 \tag{۸-۳}$$

که در آن

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ -k_n & -k_{n-1} & -k_{n-2} & \dots & -k_1 \end{pmatrix}, \mathbf{B} = (0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 1)^T$$

با تعریف τ حداقل خطای تقریب به صورت

$$\tau = g(x)[u_{PID}(\zeta|\theta^*) - u^*] + d \quad (9-3)$$

در نتیجه

$$d = \tau - g(x)[u_{PID}(\zeta|\theta^*) - u^*] \quad (10-3)$$

که در آن θ^* بردار پارامترهای بهینه می‌باشد برای زمانی که u_{PID} قانون کنترل u^* را به صورت بهینه تقریب می‌زند.

$$\begin{aligned} \theta^* &= \arg \min_{\theta \in \alpha_\theta} (\sup_{x \in \beta_x} |u_{PID}(\zeta|\theta) - u^*|) \\ \alpha_\theta &= \{\theta \in R^n \mid \|\theta\| \leq \mu_\theta\} \\ \beta_x &= \{x \in R^n \mid \|x\| \leq \mu_x\} \end{aligned} \quad (11-3)$$

با جایگذاری رابطه (10-3) در (8-3) دینامیک خطای حلقه بسته به صورت زیر به دست می‌آید.

$$\begin{aligned} \dot{e} &= \mathbf{A}e + \mathbf{B}(g(x)u_{PID}(\zeta|\theta) + g(x)v - g(x)u^* + \tau - g(x)u_{PID}(\zeta|\theta^*) + g(x)u^*) \\ &= \mathbf{A}e + \mathbf{B}g(x)(u_{PID}(\zeta|\theta) - u_{PID}(\zeta|\theta^*) + v) + \mathbf{B}\tau \\ &= \mathbf{A}e + \mathbf{B}g(x)[\tilde{\theta}^T \zeta(e) + v] + \mathbf{B}\tau \end{aligned} \quad (12-3)$$

که در آن $\tilde{\theta} = \theta - \theta^*$.

براساس نظریه پایداری لیاپانوف، تابع لیاپانوف را به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم [32].

$$V = \frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \frac{1}{2\gamma} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \dot{\tilde{\boldsymbol{\theta}}} \quad (۱۳-۳)$$

که در آن $\mathbf{P}$ از رابطه (۶-۳) به دست می‌آید.

با مشتق گرفتن از V نسبت به زمان اثبات زیر را داریم.

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \dot{\mathbf{e}}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{P} \dot{\mathbf{e}} + \frac{1}{\gamma} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \dot{\tilde{\boldsymbol{\theta}}} \quad (۱۴-۳)$$

حال با جایگذاری $\dot{\mathbf{e}}$ از رابطه (۱۲-۳) در رابطه (۱۴-۳) و ساده سازی،

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \frac{1}{2} [(\mathbf{e}^T \mathbf{A}^T + \boldsymbol{\zeta}^T(e) \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T g(x) \mathbf{B}^T + \nu^T g(x) \mathbf{B}^T + \tau^T \mathbf{B}^T) \mathbf{P} \mathbf{e} \\ &\quad + \mathbf{e}^T \mathbf{P} (\mathbf{A} \mathbf{e} + \mathbf{B} g(x) \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \boldsymbol{\zeta}(e) + \mathbf{B} g(x) \nu + \mathbf{B} \tau)] + \frac{1}{\gamma} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \dot{\tilde{\boldsymbol{\theta}}} \\ &= \frac{1}{2} [\mathbf{e}^T (\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}) \mathbf{e} + \nu^T g(x) \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B} g(x) \nu \\ &\quad + \tau^T \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B} \tau] + \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B} g(x) \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \boldsymbol{\zeta}(e) + \frac{1}{\gamma} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \dot{\tilde{\boldsymbol{\theta}}} \\ &= \frac{1}{2} [\mathbf{e}^T \mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{A} \mathbf{e} + 2\mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B} g(x) \nu + \tau^T \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B} \tau] \\ &\quad + \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B} g(x) \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \boldsymbol{\zeta}(e) + \frac{1}{\gamma} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \dot{\tilde{\boldsymbol{\theta}}} \end{aligned} \quad (۱۵-۳)$$

در این مرحله با جایگذاری رابطه مربوط به ν از رابطه (۵-۳) در رابطه (۱۵-۳) و ساده سازی،

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \frac{1}{2} [\mathbf{e}^T \mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{A} \mathbf{e} - \frac{2\mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B} g(x) g^{-1}(x) \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{e}}{\lambda} + \tau^T \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B} \tau] \\ &\quad + \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B} g(x) \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \boldsymbol{\zeta}(e) + \frac{1}{\gamma} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \dot{\tilde{\boldsymbol{\theta}}} \\ &= \frac{1}{2} \mathbf{e}^T [\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} - \frac{2\mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{B}^T \mathbf{P}}{\lambda}] \mathbf{e} + \frac{1}{2} [\tau^T \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B} \tau] \\ &\quad + \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B} g(x) \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \boldsymbol{\zeta}(e) + \frac{1}{\gamma} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \dot{\tilde{\boldsymbol{\theta}}} \end{aligned} \quad (۱۶-۳)$$

با فرض برقراری رابطه (۶-۳) مشتق $\dot{V}$ به صورت زیر کراندار می‌شود.

$$\begin{aligned}\dot{V} &= -\frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{Q} \mathbf{e} - \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\rho} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{e} - \rho \tau \right)^T \left(\frac{1}{\rho} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{e} - \rho \tau \right) + \frac{1}{2} \rho^2 \tau^T \tau \\ &\leq -\frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{Q} \mathbf{e} + \frac{1}{2} \rho^2 \tau^T \tau\end{aligned}\quad (۱۷-۳)$$

$$V(T) - V(0) \leq -\frac{1}{2} \int_0^T \mathbf{e}^T \mathbf{Q} \mathbf{e} dt + \frac{1}{2} \rho^2 \int_0^T \tau^T \tau dt \quad (۱۸-۳)$$

با توجه به اینکه $V(T) \geq 0$ می‌باشد، با جایگذاری رابطه (۱۳-۳) در (۱۸-۳) عملکرد ردیابی H_∞ حاصل می‌شود.

$$\frac{1}{2} \int_0^T \mathbf{e}^T \mathbf{Q} \mathbf{e} dt \leq +\frac{1}{2} \rho^2 \int_0^T \tau^T \tau dt + \frac{1}{2} \mathbf{e}^T(0) \mathbf{P} \mathbf{e}(0) + \frac{1}{2\gamma} \tilde{\theta}^T(0) \tilde{\theta}(0) \quad (۱۹-۳)$$

در نتیجه با شرط $\dot{V} < 0$ و برقراری روابط (۱۷-۳) تا (۱۹-۳) قانون تطبیق از رابطه (۱۶-۳) و به صورت رابطه (۲۰-۳) بدست می‌آید.

$$\dot{\theta} = -\gamma \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B} g(x) \zeta(e) \quad (۲۰-۳)$$

۳-۳ شبیه سازی کنترل کننده بر روی سیستم آشوبی نوسانگر

دافینگ

قانون کنترل بر روی سیستم آشوبناک نوسانگر دافینگ پیاده سازی می‌شود. در شبیه‌سازی اغتشاش خارجی با سیگنال پالس مربعی با دامنه ± 0.5 و دوره تناوب 2π به سیستم کنترل وارد شده است. مقادیر اولیه برای پارامترها $[k_p, k_i, k_d] = [0.01; 10; 70]$ و مقادیر اولیه برای متغیرهای حالت $(x_1(0), x_2(0)) = (0.5, 0)$ در نظر گرفته شده است. برای $Q = \text{diag}[2, 2]$ در نظر گرفته

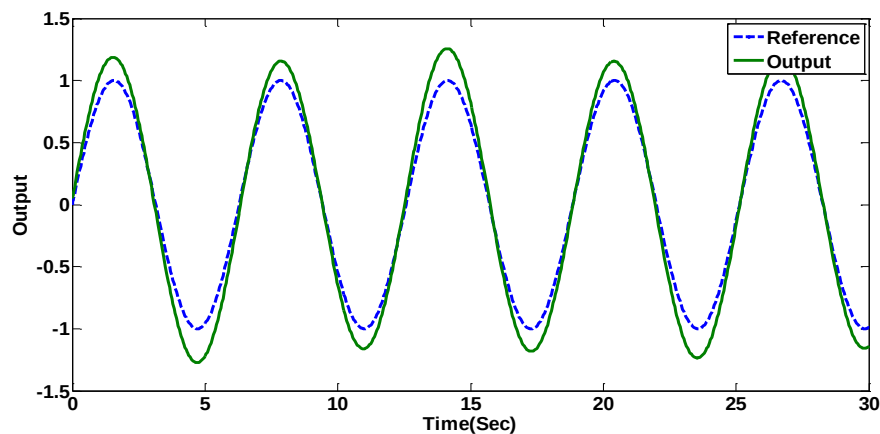
شده است. با انتخاب $k_1 = 4$ و $k_2 = 20$ برای ماتریس A خواهیم داشت: $A = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -4 & -20 \end{pmatrix}$ و در

نتیجه $P = \begin{pmatrix} 5.2500 & 0.2500 \\ 0.2500 & 0.0625 \end{pmatrix}$ بدست می‌آید. پارامترهای کنترل‌کننده فازی تطبیقی نیز بصورت

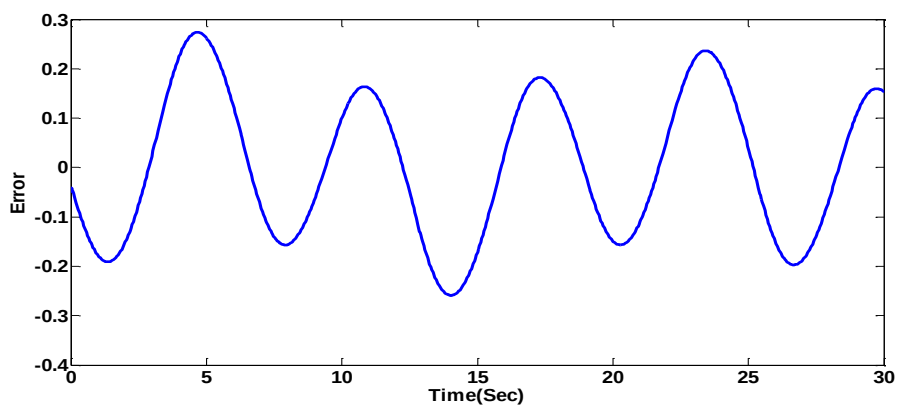
$\rho = 0.1$ برای سطح میرایی، $\lambda = 0.02$ و $\gamma = 20$ برای سرعت به روز رسانی انتخاب شده‌اند. نتایج با

اعمال کنترل‌کننده به سیستم در شکل‌های (۳-۱) تا (۳-۴) نمایش داده شده است. شکل (۳-۵)

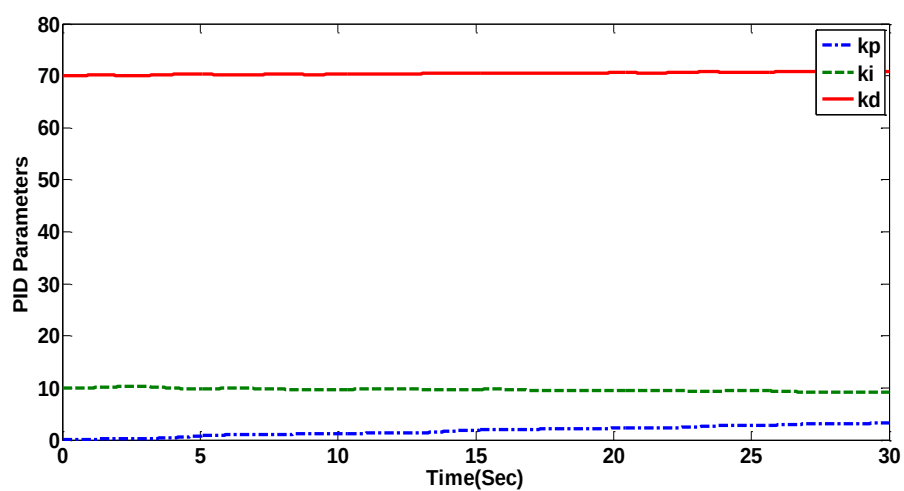
پایداری در صفحه فاز را نشان می‌دهد.



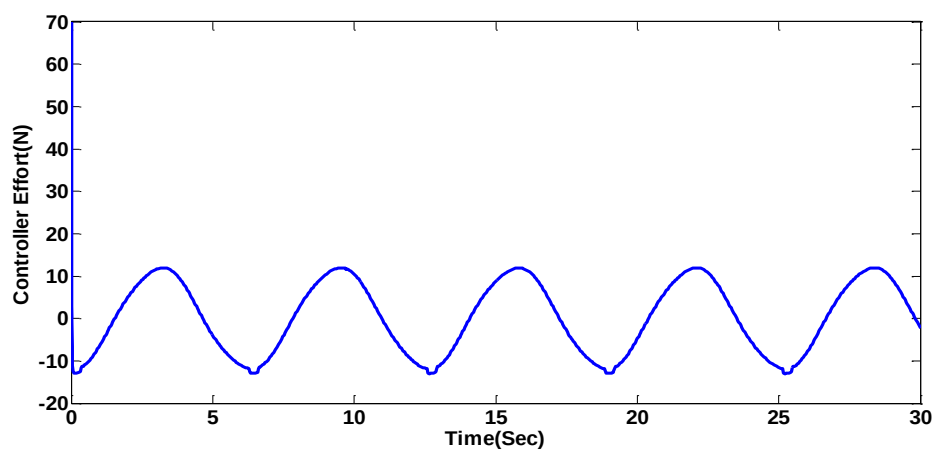
شکل ۳-۱: خروجی سیستم بعد از اعمال کنترل‌کننده HAPID



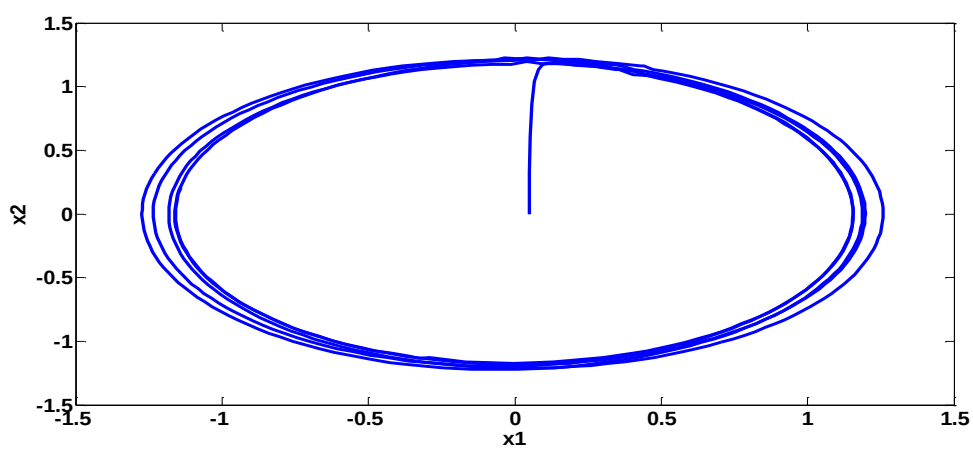
شکل ۳-۲: خطای ردیابی کنترل‌کننده HAPID



شکل ۳-۳: پارامترهای کنترل کننده HAPID



شکل ۳-۴: تلاش کنترلی کنترل کننده HAPID



شکل ۳-۵: صفحه فاز بعد از اعمال کنترل کننده HAPID

شکل (۱-۳) نشان می‌دهد که با وجود خطای زیاد کنترل کننده در ردیابی سیگنال ورودی سیستم آشوبی تا حدی موفق عمل کرده است. مقدار این خطا با توجه به شکل (۲-۳) بهتر مشاهده می‌شود. همچنین بیان می‌کند که با وجود همگرا شدن پارامترها کنترلی (شکل ۳-۳) بعد از حدوداً ۲۷ ثانیه، نمودار خطا دارای نوسانات می‌باشد. برای کاهش خطای ردیابی در فصل چهارم طرح کنترلی فوق را به روش فازی توسعه می‌دهیم. شکل (۵-۳) بیان می‌کند که سیستم وارد ناحیه پایدار شده و در آن حالت باقی مانده است.

۴ فصل چهارم

کنترل تناسبی - مشتقی - انتگرالی فازی

تطبیقی مستقیم با عملکرد ردیابی H^∞

۴-۱ مقدمه

از روش کنترل فازی می‌توان به عنوان یکی از روش‌های کنترلی مقاوم مستقل از مدل نام برد که دارای سادگی طراحی می‌باشد. برای طراحی کنترل کننده فازی نیازی به داشتن اطلاعات دقیق از مدل سیستم نیست [۳]. روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم مبتنی بر دانش کنترلی سیستم می‌باشد که در این فصل روش کنترل تناسبی- مشتقی- انتگرالی فازی تطبیقی مستقیم را با عملکرد مقاوم طراحی و تحلیل نموده و پایداری سیستم کنترلی ارائه می‌شود. مسئله کنترل شامل تعیین سیگنال کنترل $u(t)$ است به نحوی که بردار حالت سیستم آشوبناک مسیر مطلوب را ردیابی کند. در نهایت جهت بررسی کارایی کنترل کننده بر روی کنترل ردیابی سیستم‌های آشوبی، طرح کنترل پیشنهادی را بر روی سیستم آشوبی نوسانگر دافینگ شبیه‌سازی نموده و عملکرد آن را بررسی می‌کنیم.

۴-۲ طراحی کنترل کننده تناسبی- مشتقی- انتگرالی فازی

تطبیقی مستقیم با عملکرد مقاوم^۱

۴-۲-۱ تعریف مسئله

سیستم غیرخطی (۱-۳) را با همان مفروضات در نظر بگیرید. با تعریف بردار خطا به صورت رابطه (۲-۳) و با پیشنهاد قانون کنترل به صورت رابطه (۳-۳)، برای معادله خطا رابطه (۴-۱) را داریم.

$$\dot{e} = Ae + B(g(x)(u - u^*) + d) \quad (1-4)$$

^۱ Adaptive Fuzzy PID Control with H^∞ Tracking Performance

که در آن

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ -k_n & -k_{n-1} & -k_{n-2} & \dots & -k_1 \end{pmatrix} \quad (2-4)$$

$$B = (0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 1)^T$$

چنانچه مدل دقیق سیستم در رابطه (۳-۱) در اختیار باشد یعنی $f(x)$ و $g(x)$ معلوم باشند و d در نظر گرفته نشود، با در نظر گرفتن مناسب $k_1, k_2, \dots, k_n$ (شرط هرویتز بودن)، با انتخاب $u = u^*$ برای دینامیک خطای حلقه بسته سیستم رابطه $\dot{e} = Ae$ برقرار می گردد و در نتیجه خروجی به صورت مجانبی به ورودی مرجع همگرا خواهد شد و خواهیم داشت:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e = 0.$$

به طور کلی، مدل دقیق سیستم به دلیل عدم قطعیتها موجود نیست و از این رو در معادله سیستم $f(x)$ و $g(x)$ نامعلوم هستند در نتیجه u^* بایستی به روشی تقریب زده شود. قانون کنترلی که برای ورودی در نظر گرفته شده است به صورت رابطه (۴-۳) تعریف شده است.

$$u = u_{PID}(\zeta | \theta) + v$$

$$= k_p e(t) + k_I \int e(t) dt + k_D \dot{e}(t) - \frac{1}{\lambda} B^T P e g^{-1}(x) \quad (3-4)$$

$$= \theta^T \zeta(e) - \frac{1}{\lambda} B^T P e g^{-1}(x)$$

در رابطه (۴-۳) u_{PID} به عنوان تقریبی از u^* عمل می کند. k_p پارامتر مربوط به ترم تناسبی، k_I پارامتر مربوط به ترم انتگرالی و k_D پارامتر مربوط به ترم مشتق، پارامترهای کنترلی هستند که همه به روش فازی تطبیقی تقریب زده خواهند شد. v جبران ساز H_∞ می باشد که به جهت مقابله با عدم قطعیت های پارامتری در طراحی اضافه شده است و در آن λ مقدار مثبتی است که تعیین کننده

سرعت یادگیری است، P ماتریس مثبت معین می باشد که از حل معادله شبه ریکاتی رابطه (۳-۶) و با برقراری شرط رابطه (۳-۷) بدست می آید.

ε را به عنوان خطای تقریب u^* در نظر بگیریم که به صورت زیر تعریف می شود [۳۲].

$$u^* = u_{PID}(\zeta|\theta^*) + \varepsilon(e) \quad \forall t \rightarrow |\delta(\zeta)| \leq \delta \quad (4-5)$$

δ مقدار مثبتی است که به عنوان سطح تقریب پارامترهای بهینه θ^* بین u^* و u می باشد [۳۱]. همانند فصل سوم با تعریف τ حداقل خطای تقریب به صورت

$$\tau = g(x)[u_{PID}(\zeta|\theta^*) - u^*] + d \quad (4-6)$$

در نتیجه

$$d = \tau - g(x)[u_{PID}(\zeta|\theta^*) - u^*] \quad (4-7)$$

با جایگذاری رابطه (۴-۷) در معادله خطای حلقه بسته به رابطه (۳-۱۲) می رسیم.

۴-۲-۲ ساختار فازی

سیستم تحت کنترل را با رابطه (۳-۱) در نظر بگیرید. هدف طراحی یک کنترل کننده به صورت $u_{PID}(\zeta|\theta)$ مبتنی بر سیستم های فازی و بیان یک قانون تطبیق جهت به روز رسانی ضرایب کنترل کننده است به گونه ای که بعد از اعمال کنترل کننده به سیستم ردیابی مطلوب حاصل شود. برای این منظور از دانش کنترلی استفاده می شود. طبق تعریف یک سیستم فازی چندورودی-چندخروجی، یک نداشت از مجموعه های فازی ورودی به مجموعه های فازی خروجی بر مبنای قوانین اگر-آنگاه فازی به صورت زیر می باشد.

$$Rule^l: \text{If } x_1 \text{ is } A_1^l \text{ and } \dots \text{ and } x_n \text{ is } A_n^l, \text{ Then } u \text{ is } B^l$$

اگر برای هر متغیر ورودی $x_i (i = 1, 2, \dots, n)$ ، m_i مجموعه فازی $A_i^{l_i} (l_i = 1, 2, \dots, m_i)$ تعریف کنیم، خروجی یک سیستم فازی چندورودی-چندخروجی با فازی ساز منفرد، موتور استنتاج ضرب و غیرفازی ساز میانگین مراکز بصورت رابطه (۸-۴) به دست می‌آید [۳].

$$u_{PID}(\zeta|\theta) = \theta^T \zeta(e) = \frac{\sum_{l_1=1}^{m_1} \dots \sum_{l_n=1}^{m_n} \bar{y}_u^{l_1 \dots l_n} [\prod_{i=1}^n \mu_{A_i^{l_i}}(x_i)]}{\sum_{l_1=1}^{m_1} \dots \sum_{l_n=1}^{m_n} [\prod_{i=1}^n \mu_{A_i^{l_i}}(x_i)]} \quad (8-4)$$

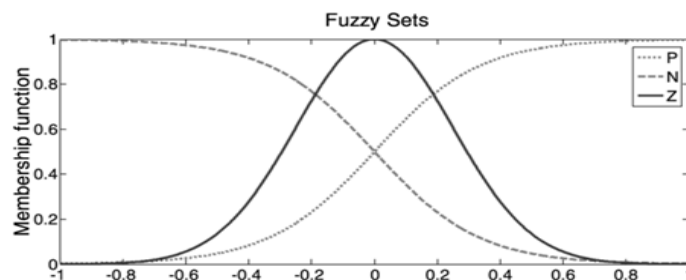
$\bar{y}_u^{l_1 \dots l_n}$ مراکز توابع تعلق خروجی می‌باشد که به عنوان پارامترهای قابل تنظیم انتخاب می‌شوند.

سه تابع عضویت گوسی $\mu_{A_i^{l_i}}(x_i)$ با متغیرهای زبانی مثبت (P)، صفر (Z) و منفی (N) معرفی شده‌اند در روابط (۹-۴) تا (۱۱-۴) تعریف می‌شوند. شکل (۱-۴) توابع عضویت را نشان می‌دهد.

$$\mu_n(e_k) = \begin{cases} 1 & \text{if } e_k \leq -1 \\ 1 - 2(e_k + 1)^2 & \text{if } -1 \leq e_k \leq -0.5 \\ 2e_k & \text{if } -0.5 \leq e_k \leq 0 \\ 0 & \text{if } e_k \geq 0 \end{cases} \quad (9-4)$$

$$\mu_z(e_k) = e^{(-e^2/(2\sigma)^2)}, \sigma = 0.3 \quad (10-4)$$

$$\mu_p(e_k) = \begin{cases} 0 & \text{if } e_k \leq 0 \\ 2e_k & \text{if } 0 \leq e_k \leq 0.5 \\ 1 - 2(e_k - 1)^2 & \text{if } 0.5 \leq e_k \leq 1 \\ 1 & \text{if } e_k \geq 1 \end{cases} \quad (11-4)$$



شکل ۱-۴ توابع تعلق برای هر سه گروه

با بازنویسی رابطه (۴-۸) به صورت

$$u_{PID}(\zeta|\theta) = \theta^T \zeta(e)$$

$$= \sum_{i_1=1}^{N_1} \sum_{i_2=1}^{N_2} \sum_{i_3=1}^{N_3} \frac{\prod_{k=1}^3 \mu_k(e_k)}{\sum_{i_1=1}^{N_1} \sum_{i_2=1}^{N_2} \sum_{i_3=1}^{N_3} \prod_{k=1}^3 \mu_k(e_k)} y_{i_1 i_2 i_3} \quad (۴-۱۲)$$

$$= \sum_{i_1=1}^{N_1} \sum_{i_2=1}^{N_2} \sum_{i_3=1}^{N_3} z_{i_1 i_2 i_3}(\zeta) y_{i_1 i_2 i_3}$$

$$z_{i_1 i_2 i_3}(\zeta) = \frac{\prod_{k=1}^3 \mu_k(e_k)}{\sum_{i_1=1}^{N_1} \sum_{i_2=1}^{N_2} \sum_{i_3=1}^{N_3} \prod_{k=1}^3 \mu_k(e_k)} \quad (۴-۱۳)$$

و با یکپارچه کردن هر سه پارامتر کنترل کننده در بردار θ ، داریم

$$\theta = \begin{pmatrix} k_p \\ k_i \\ k_d \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} z^T & 0 & 0 \\ 0 & z^T & 0 \\ 0 & 0 & z^T \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{pmatrix} \quad (۴-۱۴)$$

$$= \Xi y$$

با جایگذاری رابطه (۴-۱۴) در رابطه (۴-۱۲) داریم

$$u_{PID}(\zeta|\theta) = \zeta^T \Xi y = W y \quad (۴-۱۵)$$

که در آن

$$W = \zeta^T \Xi \quad (۴-۱۶)$$

در نتیجه رابطه خطای حلقه بسته برابر است با

$$\dot{e} = A e + B g(x)(W \tilde{y} + v) + B \tau \quad (۴-۱۷)$$

که در آن $\tilde{y} = y - y^*$.

۳-۲-۴ اثبات پایداری و قانون تطبیق

براساس نظریه پایداری لیاپانوف، تابع کاندید لیاپانوف را به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم.

$$V = \frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \frac{1}{2\gamma} \tilde{\mathbf{y}}^T \tilde{\mathbf{y}} \quad (۱۸-۴)$$

که در آن $\mathbf{P}$ از رابطه (۳-۶) به دست می‌آید.

با مشتق گرفتن از V نسبت به زمان و با جایگذاری روابط مربوط به $\dot{\mathbf{e}}$ و سپس ساده سازی در

هر مرحله اثبات زیر را داریم.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \frac{1}{2} \dot{\mathbf{e}}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{P} \dot{\mathbf{e}} + \frac{1}{\gamma} \tilde{\mathbf{y}}^T \dot{\tilde{\mathbf{y}}} \\ &= \frac{1}{2} (\mathbf{e}^T \mathbf{A}^T + \tilde{\mathbf{y}}^T \mathbf{W}^T g(\mathbf{x}) \mathbf{B}^T + \nu g(\mathbf{x}) \mathbf{B}^T + \tau^T \mathbf{B}^T) \mathbf{P} \mathbf{e} \\ &\quad + \frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{P} (\mathbf{A} \mathbf{e} + \mathbf{B} g(\mathbf{x}) \mathbf{W} \tilde{\mathbf{y}} + \mathbf{B} g(\mathbf{x}) \nu + \mathbf{B} \tau) + \frac{1}{\gamma} \tilde{\mathbf{y}}^T \dot{\tilde{\mathbf{y}}} \\ &= \frac{1}{2} (\mathbf{e}^T \mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \tilde{\mathbf{y}}^T \mathbf{W}^T g(\mathbf{x}) \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \nu g(\mathbf{x}) \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{e} \\ &\quad + \omega^T \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{A} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B} g(\mathbf{x}) \mathbf{W} \tilde{\mathbf{y}} \\ &\quad + \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B} g(\mathbf{x}) \nu + \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B} \tau + \frac{1}{\gamma} \tilde{\mathbf{y}}^T \dot{\tilde{\mathbf{y}}}) \\ &= \frac{1}{2} [\mathbf{e}^T \mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{A} \mathbf{e} + 2\mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B} g(\mathbf{x}) \nu + \tau^T \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{e} \\ &\quad + \frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B} \tau] + \tilde{\mathbf{y}}^T \mathbf{W}^T g(\mathbf{x}) \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \frac{1}{\gamma} \tilde{\mathbf{y}}^T \dot{\tilde{\mathbf{y}}} \end{aligned} \quad (۱۹-۴)$$

در نتیجه با شرط $\dot{V} < 0$ و به ازای برقراری فرضیات مربوط به روابط (۴-۲۱) تا (۴-۲۴) قانون تطبیق

به صورت رابطه (۴-۲۰) بدست می‌آید.

$$\dot{\tilde{\mathbf{y}}} = -\gamma \mathbf{W}^T g(\mathbf{x}) \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{e} \quad (۲۰-۴)$$

با جایگذاری روابط مربوطه اثبات زیر را داریم.

$$\begin{aligned}
 \dot{V} &= \frac{1}{2}[\mathbf{e}^T \mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{A} \mathbf{e} + 2\mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B} g(\mathbf{x}) (-\frac{1}{\lambda} g^{-1}(\mathbf{x}) \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{e}) \\
 &\quad + \omega^T \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B} \tau \\
 &= \frac{1}{2}[\mathbf{e}^T \mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{A} \mathbf{e} - \frac{2\mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{e}}{\lambda} \\
 &\quad + \tau^T \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B} \tau] \\
 &= \frac{1}{2} \mathbf{e}^T [\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} - \frac{2}{\lambda} \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{B}^T \mathbf{P}] \mathbf{e} \\
 &\quad + \frac{1}{2} [\tau^T \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B} \tau] \\
 &= \frac{1}{2} \mathbf{e}^T (-\mathbf{Q} - \frac{1}{\rho^2} \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{B}^T \mathbf{P}) \mathbf{e} + \frac{1}{2} (\tau^T \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B} \tau) \\
 &\quad - \frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{Q} \mathbf{e} - \frac{1}{2} (\frac{1}{\rho^2} \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{e} - \tau^T \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{e} - \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{B} \tau + \rho^2 \tau^T \tau) + \frac{1}{2} \rho^2 \tau^T \tau \\
 &= -\frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{Q} \mathbf{e} - \frac{1}{2} (\frac{1}{\rho} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{e} - \rho \tau)^T (\frac{1}{\rho} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{e} - \rho \tau) + \frac{1}{2} \rho^2 \tau^T \tau \\
 &\leq -\frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{Q} \mathbf{e} + \frac{1}{2} \rho^2 \tau^T \tau < 0
 \end{aligned} \tag{۲۱-۴}$$

با توجه به کراندار بودن $f(\mathbf{x})$ و $g(\mathbf{x})$ و حداقل خطا و به ازای مینیمم مقدار ویژه $\mathbf{Q}$ داریم،

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2} \lambda_{\min}(\mathbf{Q}) \|\mathbf{e}\|^2 + \frac{1}{2} \rho^2 \|\tau\|^2 \tag{۲۲-۴}$$

برای منفی بودن باید داشته باشیم،

$$\|\tilde{\mathbf{e}}\| \geq \frac{\rho \|\omega\|}{\sqrt{\lambda_{\min}(\mathbf{Q})}} \tag{۲۳-۴}$$

در نتیجه برای عملکرد ردیابی H_{∞} شرط زیر برقرار می‌باشد.

$$\frac{1}{2} \int_0^T \mathbf{e}^T \mathbf{Q} \mathbf{e} dt \leq V(0) + \frac{1}{2} \rho^2 \int_0^T \tau^T \tau dt \tag{۲۴-۴}$$

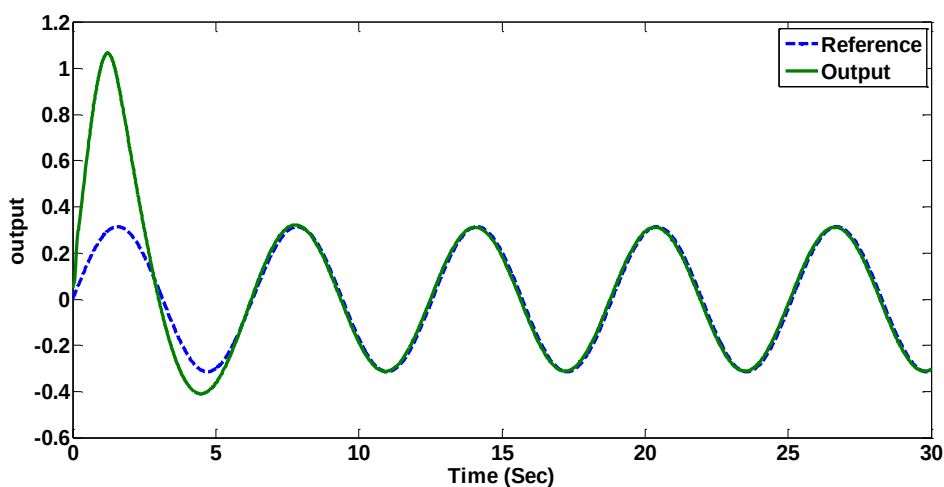
بنابراین با فرض طراحی یک سیستم فازی با خطای تقریب به اندازه کافی کوچک، برطبق نظریه

لیاپانوف سیستم پایدارلیاپانوفی می‌باشد. ردیابی مقاوم برآورده شده و خطا محدود می‌ماند.

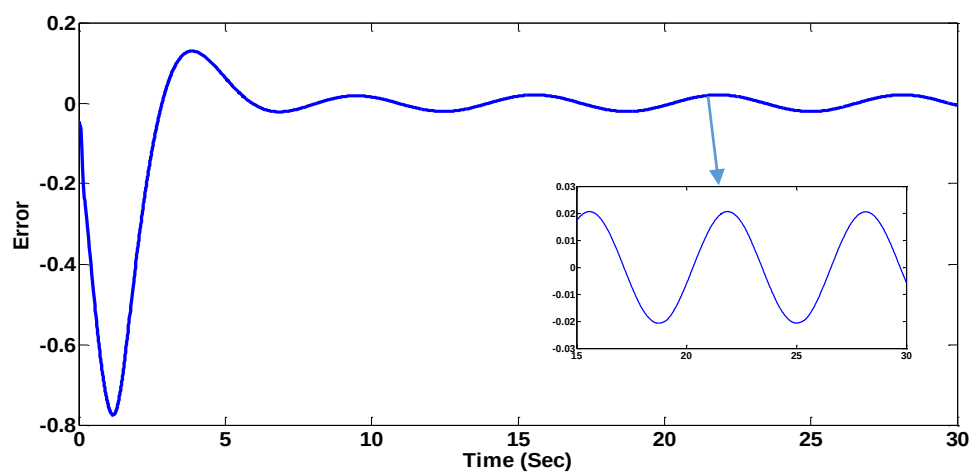
۳-۴ شبیه سازی کنترل کننده بر روی سیستم آشوبی نوسانگر

دافینگ

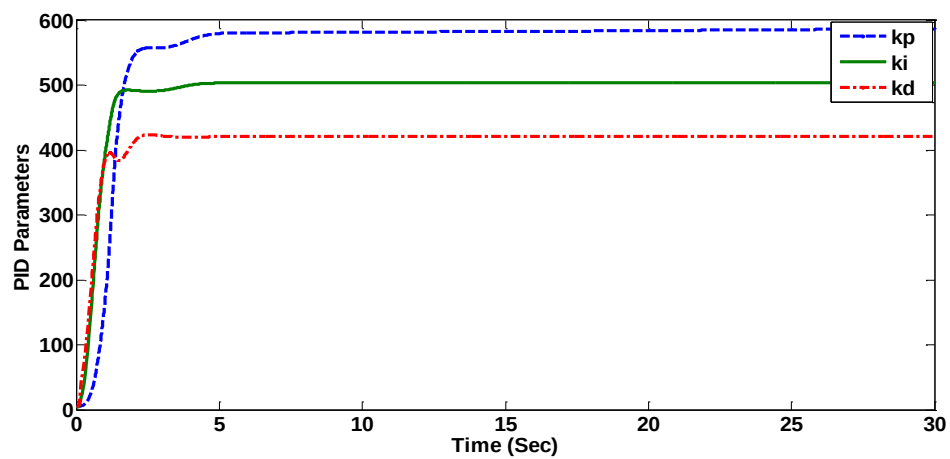
قانون کنترل بر روی سیستم آشوبناک نوسانگر دافینگ پیاده سازی می‌شود. در شبیه‌سازی اغتشاش خارجی با سیگنال پالس مربعی با دامنه ± 0.5 و دوره تناوب 2π به سیستم کنترل وارد شده است. مقادیر اولیه برای پارامترها $[k_p, k_i, k_d] = [5, 5, 5]$ و مقادیر اولیه برای متغیرهای حالت $(x_1(0), x_2(0)) = (0.05, 0)$ در نظر گرفته شده است. برای مقدار $Q = \text{diag}[2, 2]$ در نظر گرفته شده است. با انتخاب $k_1 = 4$ و $k_2 = 20$ برای ماتریس A خواهیم داشت: $A = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -4 & -20 \end{pmatrix}$ و در نتیجه $P = \begin{pmatrix} 5.2500 & 0.2500 \\ 0.2500 & 0.0625 \end{pmatrix}$ به دست می‌آید. پارامترهای کنترل کننده فازی تطبیقی نیز بصورت $\rho = 0.1$ برای سطح میرایی، $\lambda = 0.02$ و $\gamma = 160$ برای سرعت به روز رسانی انتخاب شده‌اند. نتایج با اعمال کنترل کننده به سیستم در شکل‌های (۲-۴) تا (۵-۴) نمایش داده شده است. شکل (۶-۴) پایداری در صفحه فاز را نشان می‌دهد.



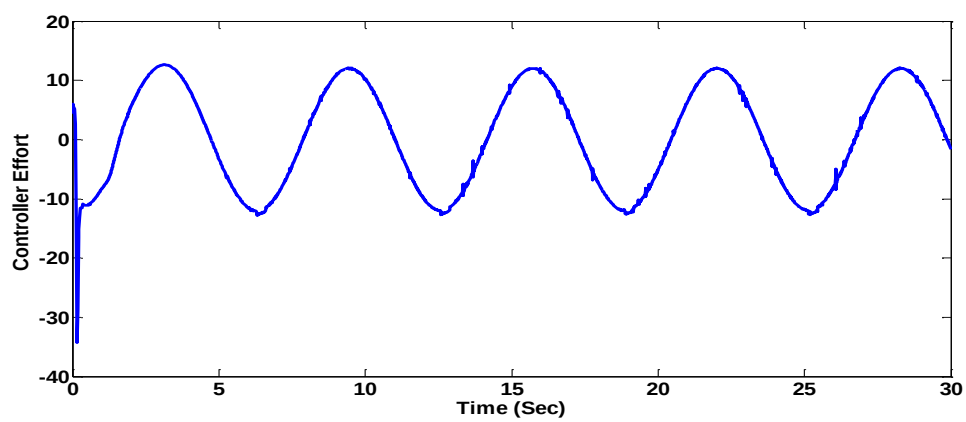
شکل ۲-۴: خروجی سیستم بعد از اعمال کنترل کننده HAFPID



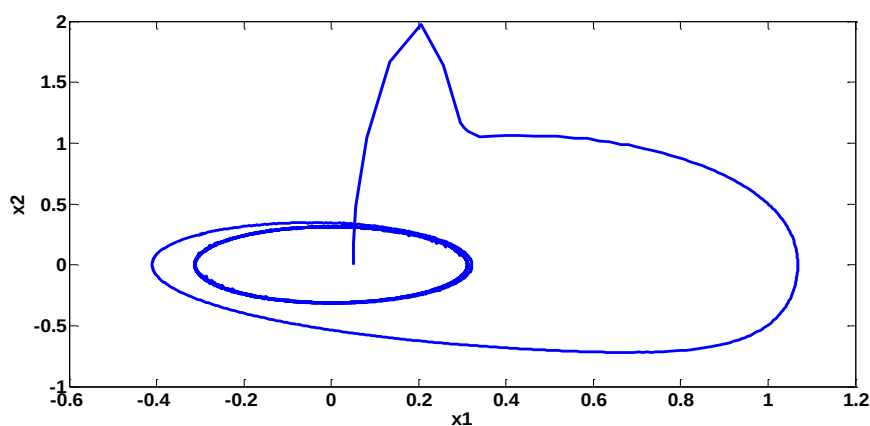
شکل ۴-۳: خطای ردیابی کنترل کننده HAFPID



شکل ۴-۴: پارامترهای کنترل کننده HAFPID



شکل ۴-۵: تلاش کنترلی کنترل کننده HAFPID



شکل ۴-۶: صفحه فاز بعد از اعمال کنترل کننده HAFPID

همانگونه که در شکل‌های (۲-۴) و (۳-۴) مشخص است به ازای اعمال کنترل کننده PID فازی تطبیقی مقاوم خطای ردیابی کاهش یافته و نوسانات کم شده است. در این حالت پارامترهای کنترلی همانگونه که در شکل (۴-۴) نمایش داده شده است بعد از مدت زمان ۵,۳ ثانیه یعنی سریعتر از کنترل کننده PID تطبیقی مقاوم به حالت مانا رسیده‌اند. با توجه به شکل مربوط به صفحه فاز (شکل ۴-۶) پایداری سیستم را نیز می‌توان نتیجه گرفت.

۵ فصل پنجم

کنترل بهینه تناسبی - مشتقی - انتگرالی

فازی تطبیقی مستقیم با عملکرد ردیابی H^∞

۵-۱ مقدمه

در طراحی کنترل‌کننده، هدف بدست آوردن بهترین طراحی در قالب معیارهای از قبل تعریف شده‌ای، از جمله محدودیت‌های موجود، توابع هزینه و علاوه بر آنها پایدار بودن سیستم می‌باشد. برای رسیدن به اهداف فوق موضوع بهینه‌گی کنترل مطرح می‌شود. استفاده از الگوریتم‌های بهینه سازی در بهینه کردن کنترل‌کننده‌ی طراحی شده می‌تواند بعنوان یکی از راهکارها برای کاهش مقدار خطای ردگیری مطرح باشد که در این فصل مورد بررسی قرار می‌گیرد. هدف از الگوریتم‌های بهینه سازی یافتن بهترین مقادیر برای پارامترهای کنترل‌کننده تحت شرایط مختلف است. الگوریتم‌های تکاملی^۱ جزء محبوبترین الگوریتم‌های جستجوی تصادفی هستند که به طور گسترده‌ای برای حل مسائل بهینه سازی عددی پیچیده و غیر خطی استفاده می‌شوند. در این فصل یک کنترل‌کننده بهینه تناسبی-انتگرالی- مشتقی فازی تطبیقی با عملکرد مقاوم ارائه می‌شود. در واقع عملکرد کنترل‌کننده فوق، از طریق بهینه شدن پارامترهای موثر آن با استفاده از الگوریتم‌های بهینه سازی انبوه ذرات^۲ (PSO)، الگوریتم ژنتیک^۳ (GA) و الگوریتم جدید بهینه سازی جستجوی ردیابی بازگشتی^۴ (BSA) بهبود می‌یابد، خطای تقریب فازی کاهش یافته و به تبع آن دستیابی به جبران بهتر عدم قطعیت‌ها حاصل می‌گردد. در خلال اجرای الگوریتم‌های بهینه سازی، پارامترهایی که مورد بهینه شدن قرار می‌گیرند، با شرایطی که در فصل‌های پیش برای پایداری الزامی در نظر گرفته شده است، مقید شده‌اند تا سیستم از محدوده پایداری خارج نگردد. در نهایت مقایسه‌ای بین هر سه الگوریتم صورت می‌گیرد. مزیت‌های الگوریتم جدید بهینه سازی جستجوی ردیابی بازگشتی نسبت به سایر الگوریتم‌های بهینه سازی بیان می‌شود.

^۱ Evolutionary Algorithm

^۲ Particle Swarm Optimization

^۳ Genetic Algorithm

^۴ Backtracking Search Optimization Algorithm

۵-۲ کنترل کننده بهینه تناسبی - مشتقی - انتگرالی فازی

تطبیقی مستقیم با عملکرد مقاوم^۱

قانون کنترل را بصورت رابطه (۳-۳)، ساختار سیستم فازی را به شکل رابطه (۴-۱۲) و قانون تطبیق را نیز بصورت رابطه (۴-۲۰) در نظر بگیرید. به هنگام اعمال کنترل کننده به سیستم، دینامیک خطای حلقه بسته ای بدست می آید که رفتار آن توسط بردار $k = [k_1, k_2, \dots, k_n]^T \in R^n$ در رابطه (۴-۲) تعیین می شود. به عبارتی موقعیت قطبهای دینامیک خطای سیستم حلقه بسته توسط بردار k تعیین می گردد. به منظور بهینگی دینامیک خطای سیستم حلقه بسته در این فصل از الگوریتم های بهینه سازی استفاده می شود به نحوی که کمترین خطای ردگیری ممکن حاصل شود. در نهایت مقایسه ای بین الگوریتم های بیان شده صورت می گیرد.

۵-۲-۱ الگوریتم بهینه سازی انبوه ذرات (PSO)

امروزه PSO به جهت دارا بودن مفهوم ساده، پیاده سازی آسان و همگرایی سریع توجه زیادی را در کاربردهای وسیعی در زمینه های مختلف به خود جلب کرده است [۳۲]. PSO الگوریتم بهینه سازی مبتنی بر جمعیت است که از پرواز گروهی پرندگان، شنای گروهی ماهی ها و زندگی اجتماعی آنها الهام گرفته شده است. به طور اجمالی روش کار الگوریتم به این صورت است که تعدادی از موجودات زنده که آنها را ذره می نامند در فضای جستجو قرار دارند. مشخصات هر ذره در گروه، براساس مجموعه ای از پارامترها تعیین می شود و دارای حافظه می باشند. هر ذره، مقدار تابع هدف، که ممکن است تابع هزینه یا خطا و یا تابع برازندگی یا سود باشد را در موقعیتی از فضا که در آن قرار گرفته است محاسبه می کند سپس با استفاده از ترکیب اطلاعات محل فعلی خود و بهترین محلی که تا آن لحظه در آن بوده است و همچنین اطلاعات یک یا چند ذره از بین ذرات موجود در جمع، جهتی

^۱ Optimal Adaptive Fuzzy PID Control with H^∞ Tracking Performance

را برای حرکت انتخاب می‌کند. پس از انجام حرکت جمعی، یک مرحله از الگوریتم به پایان می‌رسد. این مرحله چندین بار تکرار می‌شود تا آنکه جواب مورد نظر به دست آید [۳۳]. به طور خلاصه مراحل الگوریتم را به صورت زیر می‌توان بیان کرد [۳۴]:

(۱) ایجاد جمعیت اولیه و ارزیابی آن

(۲) تعیین بهترین خاطره برای هر ذره و بهترین خاطره جمعی

(۳) به روز رسانی سرعت و موقعیت و ارزیابی پاسخ‌های جدید

(۴) در صورت برآورده نشدن شرایط توقف به مرحله ۲ بروید.

(۵) پایان

معادلات توصیف کننده‌ی رفتار ذرات به صورت زیر می‌باشند.

$$\begin{aligned} v^i[t+1] = \omega v^i[t] \\ + c_1 r_1 (x^{i,best}[t] - x^i[t]) \\ + c_2 r_2 (x^{gbest}[t] - x^i[t]) \end{aligned} \quad (۱-۵)$$

$$x^i[t+1] = x^i[t] + v^i[t+1] \quad (۲-۵)$$

که در آن $x^i[t]$ موقعیت ذره i ام در تکرار t ، $x^{i,best}[t]$ بهترین موقعیت تجربه شده ذره فوق، $x^{gbest}[t]$ بهترین موقعیت قبلی از بین تمامی ذرات در تکرار t ، $v^i[t]$ سرعت ذره i ام در تکرار t ، ω ضریب اینرسی، c_1 ضریب یادگیری شخصی، c_2 ضریب یادگیری جمعی، r_1 و r_2 اعداد تصادفی با توزیع یکنواخت هستند یعنی $r_1, r_2 \sim U(0,1)$. به ازای ضریب اینرسی کمتر الگوریتم سریعتر همگرا می‌شود. ضریب اینرسی غالباً کمتر از ۱ انتخاب می‌شود. جهت ایجاد توانایی پاسخ‌های جدید و بهره‌برداری بهتر در الگوریتم بهینه سازی PSO بایستی ضرایب فوق درست تنظیم شوند. در شبیه سازی افرادی که حین اجرای الگوریتم از محدوده فضای جستجو خارج می‌شوند با استفاده از اثر آینه‌ای بازسازی شده‌اند.

۵-۲-۲ الگوریتم ژنتیک (GA)

الگوریتم ژنتیک یکی از انواع الگوریتم‌های تکاملی است که از تکامل طبیعی و نقش ژنتیک در طبیعت مانند علم وراثت و جهش و انتخاب ناگهانی و طبیعی الهام گرفته شده است. در سال ۱۹۷۰ جان هالند الگوریتم ژنتیک را به عنوان ابزار عمومی برای مسایل بهینه سازی معرفی کرد. الگوریتم ژنتیک با مجموعه‌ای از جوابها که جمعیت نامیده می‌شوند و از طریق کروموزوم بیان می‌شوند شروع می‌شود که در مراحل بعدی برای تولید جمعیت بهتر مورد استفاده قرار می‌گیرد. با انتخاب والدین و ایجاد فرزندان با عملگرهای تقاطع^۱ و جهش^۲ بهترین جمعیت از لحاظ تابع هدف^۳ انتخاب می‌شود. این فرایند تا برقراری شرط توقف و رسیدن به بهترین جواب ادامه می‌یابد. برای عمل ترکیب والدین جهت ایجاد فرزندان جدید که در مراحل بعدی به عنوان والد محسوب می‌شوند روش‌های مختلفی وجود دارد. اما در همه آنها بهترین والد از لحاظ تابع هدف انتخاب می‌شوند [۳۵]. به طور خلاصه مراحل الگوریتم را به صورت زیر می‌توان بیان کرد:

۱. ایجاد جمعیت تصادفی شامل n کروموزوم و ارزیابی آن با استفاده از تابع هدف
۲. انتخاب تصادفی والدین و ترکیب آنها برای ایجاد نسل جدید که فرزندان می‌باشند.
۳. انتخاب اعضای جمعیت جهت اعمال جهش و در نتیجه آن تولید جمعیت جهش یافتگان
۴. ادغام هر سه جمعیت ایجاد شده (والدین، فرزندان و جهش یافتگان) و ارزیابی آنها و در نتیجه جمعیت جدید
۵. در صورت تحقق نیافتن شرایط توقف به مرحله ۲ بروید.
۶. پایان الگوریتم

^۱ Crossover

^۲ Mutation

^۳ Objective Function

۵-۲-۱ ایجاد جمعیت اولیه

در ابتدای الگوریتم جمعیت اولیه با ویژگی‌های کروموزومی خود که در هر مرحله متفاوت است تشکیل می‌شود. هر فرد دارای دو ویژگی است:

- موقعیت در فضای جستجو
- مقدار تابع هدف به ازای آن موقعیت

موقعیت در فضای جستجو به این معنا است که هر فردی از جمعیت بسته به مقداری که در فضای جستجو به خود می‌گیرد چه جوابی را به عنوان مقدار متغیر تصمیم‌گیری پیشنهاد می‌دهد.

۵-۲-۲ عملگر ترکیب

با استفاده از این عملگر برخی از ویژگی‌های والدین در تولید نسل جدیدی با کروموزوم‌های بهتر با هم ترکیب می‌شوند. وظیفه اصلی این عملگر بهبود تابع هدف می‌باشد، به همین دلیل بعد از ایجاد جمعیت فرزندان ارزیابی بر روی جمعیت صورت می‌گیرد تا بهترین و مناسب‌ترین انتخاب شوند. بر حسب اینکه چگونه ویژگی‌های والدین با هم ترکیب شوند انواع مختلفی از عملگرهای ترکیب مانند: ترکیب تک نقطه‌ای^۱، ترکیب دو نقطه‌ای^۲، ترکیب یکنواخت^۳، ترکیب نگاشت جزئی^۴، ترکیب مرتب شده^۵، ترکیب چرخشی^۶، ترکیب مورب^۷ معرفی شده‌اند [۳۶]. در زیر به چند مورد از آنها اشاره می‌کنیم:

^۱ Single-Point Crossover

^۲ Double-Point Crossover

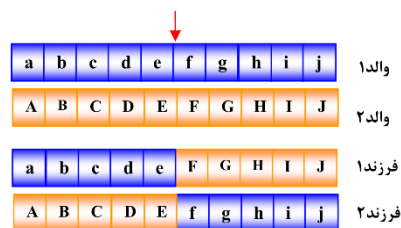
^۳ Uniform Crossover

^۴ Partially Mapped Crossover

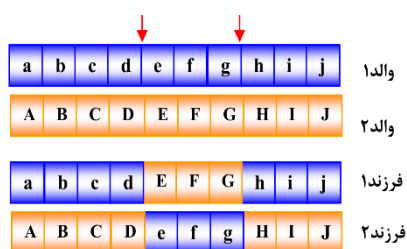
^۵ Ordered Crossover

^۶ Cycle Crossover

^۷ Diagonal Crossover



شکل ۵-۱: ترکیب تک نقطه‌ای



شکل ۵-۲: ترکیب دو نقطه‌ای

۵-۲-۲-۲-۱ ترکیب تک نقطه‌ای

در این روش به صورت تصادفی یک نقطه بین کروموزوم‌های والدین انتخاب شده و با هم جهت ایجاد فرزندان جدید ترکیب می‌شوند. شکل (۵-۱) ترکیب تک نقطه‌ای را نمایش می‌دهد [۳۶].

۵-۲-۲-۲-۲ ترکیب چند نقطه‌ای

در این روش به صورت تصادفی دو یا چند نقطه بین کروموزوم‌های والدین انتخاب شده و با هم جهت ایجاد فرزندان جدید ترکیب می‌شوند. فاصله نقاط قطع نباید با هم برابر باشند. هر چقدر تعداد نقاط بیشتر باشد کارایی نیز متناسب با آن افزایش می‌یابد. شکل (۵-۲) ترکیب چند نقطه‌ای را نمایش می‌دهد [۳۶].

۵-۲-۲-۲-۳ ترکیب یکنواخت

در واقع ترکیب تک نقطه‌ای و چند نقطه‌ای حالت خاصی از ترکیب یکنواخت محسوب می‌شوند.

اگر والدین را به صورت زیر تعریف شوند

$$\begin{aligned} P_1 &= (x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1n}) \text{ for first parent} \\ P_2 &= (x_{21}, x_{22}, \dots, x_{2n}) \text{ for second parent} \end{aligned} \quad (3-5)$$

یعنی اگر به ازای هر والد n تا متغیر داشته باشیم. برای حل مسایل گسسته به ازای تعریف ضریب β به صورت

$$\beta = (\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_n) \text{ and } \beta_i \in \{0, 1\} \quad (4-5)$$

برای جمعیت فرزندان خواهیم داشت

$$\begin{aligned} y_1 &= (y_{11}, y_{12}, \dots, y_{1n}) \\ y_2 &= (y_{21}, y_{22}, \dots, y_{2n}) \end{aligned} \quad (5-5)$$

که در آن رابطه زیر برقرار است.

$$\begin{aligned} y_{1i} &= \beta_i x_{1i} + (1 - \beta_i) x_{2i} \\ y_{2i} &= \beta_i x_{2i} + (1 - \beta_i) x_{1i} \end{aligned} \quad (6-5)$$

و برای حل مسایل پیوسته به ازای تعریف $-\mu \leq \beta \leq 1 + \mu$ برای جمعیت فرزندان خواهیم داشت

$$\begin{aligned} y_1 &= \beta P_1 + (1 - \beta) P_2 \\ y_2 &= \beta P_2 + (1 - \beta) P_1 \end{aligned} \quad (7-5)$$

به این ترتیب فرزندان از قید و بند والدین خارج می‌شوند.

۳-۲-۲-۵ عملگر جهش

جهت ایجاد تنوع در جمعیت و جهت جلوگیری از افتادن در بهینه محلی از عملگر جهش

استفاده می‌شود. از روش‌های اعمال جهش می‌توان به روش تعویض^۱، روش وارون سازی^۲، روش ژن جزئی^۳، روش درجی^۴ و روش درهم آمیخته^۵ اشاره کرد [۳۶].

با انتخاب مولفه λ ام از جمعیت به صورت زیر، داریم

$$\begin{aligned} x_i^{new} &\sim N(x_i^{old}, \sigma^2) \\ &\sim x_i^{old} + N(0,1) \end{aligned} \quad (۸-۵)$$

σ باید به گونه‌ای طراحی شود که متناسب با عرض فضای جستجو باشد یعنی به صورت

$$\sigma = \alpha(x_{\max} - x_{\min}) \quad (۹-۵)$$

میزان کارایی الگوریتم به انتخاب درست پارامترها وابسته است.

۴-۲-۲-۵ فرایند انتخاب

برای انتخاب والدین از بین اعضای جمعیت روش‌های مختلفی وجود دارد که در زیر به برخی از آنها اشاره می‌شود.

۱-۴-۲-۲-۵ انتخاب تصادفی

در این روش عضوهایی از جمعیت که در مرحله بعد به عنوان والد جهت ایجاد جمعیت فرزندان انتخاب می‌شوند به صورت تصادفی انتخاب می‌شوند.

۲-۴-۲-۲-۵ انتخاب بر اساس شایستگی یا رتبه

در این روش با فرض n_{pop} تعداد جمعیت، I به عنوان شماره والد انتخاب شده و P_r احتمال

^۱ Order-Based (swap) Mutation

^۲ Sub list-Based (inversion) Mutation

^۳ Partial-Gene Mutation

^۴ Insertion Mutation

^۵ Scramble Mutation

انتخاب باشد، به ازای روابط زیر

$$P_i = P_r \{I = i\} \quad I \in \{1, 2, \dots, n_{pop}\} \quad (۱۰-۵)$$

و با برقراری شرایط احتمال به صورت

$$\sum_{i=1}^{n_{pop}} P_i = 1, \quad 0 \leq P_i \leq 1 \quad (۱۱-۵)$$

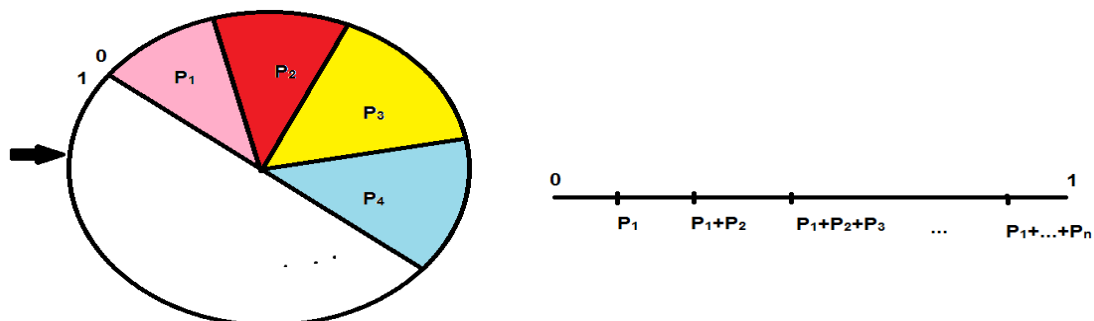
با در نظر گرفتن C_i به عنوان تابع هزینه نمونه i ام، قاعده شایسته سالاری را به صورت زیر خواهیم داشت

$$C_i \leq C_j \Leftrightarrow P_i \geq P_j \quad (۱۲-۵)$$

یعنی جمعیتی که از لحاظ تابع هدف بهترین است دارای شانس انتخاب بیشتری است.

۵-۲-۲-۴-۳ چرخ رولت^۱

افراد سطحی از چرخ رولت را به ازای تابع هدف خود اشغال می کنند. محیط دایره از صفر شروع و به یک ختم می شود. با چرخش چرخ رولت و با قرار گرفتن در مقابل پیکان فرد انتخاب می شود. در شکل (۳-۵) مثالی از چرخ نشان داده شده است



شکل ۳-۵: چرخ رولت

^۱ Roulette Wheel Selection (RWS)

شرایط احتمال رابطه (۵-۱۱) در این حالت نیز برقرار می‌باشد.

۵-۲-۴-۴ انتخاب رقابتی^۱

در ابتدا m عضو از بین اعضای جمعیت به تصادف و با احتمال یکسان انتخاب می‌شوند سپس بهترین عضو از میان m عضو از لحاظ تابع هدف به عنوان نتیجه رقابت بین اعضا و به عنوان والد انتخاب می‌شوند.

۵-۲-۳ الگوریتم بهینه سازی جستجوی ردیابی بازگشتی^۲ (BSA)

الگوریتم بهینه سازی جستجوی ردیابی بازگشتی یک الگوریتم جدید جستجوی کلی مبتنی بر مقایسه تکاملی می‌باشد که از بازگشت اجتماعی موجودات در فواصل زمانی تصادفی به مناطق شکار که قبلاً موفقیت آمیز در یافتن غذا بوده است، الهام گرفته شده است. الگوریتم‌های تکاملی به طور مکرر با معایبی مانند حساسیت بیش از حد به پارامترهای کنترل و همگرایی نابهنگام^۳ و کندی محاسبات مواجه می‌شوند. برخلاف بسیاری از الگوریتم‌های دیگر، BSA یک پارامتر کنترلی دارد. علاوه بر این، عملکرد BSA زیاد به مقدار اولیه‌ی این پارامتر حساس نیست. BSA ساختار ساده‌ای دارد به طوری که کارا و سریع می‌باشد و توانایی حل مسائل چندگانه را نیز دارد به گونه‌ای که با مسائل بهینه سازی مختلف به آسانی می‌تواند وفق یابد [۳۹]. BSA به دلیل داشتن استراتژی خاص خود در ایجاد یک جمعیت آزمایشی به کمک پارامترهای جدید تقاطع^۴ و جهش^۵ و همچنین با کنترل دامنهی ماتریس جستجو^۶ و مرز فضای جستجو، از لحاظ قابلیت‌های اکتشاف^۷ (شناسایی) و استخراج^۸

^۱ Tournament Selection

^۲ Backtracking Search Optimization Algorithm

^۳ Premature Convergence

^۴ Crossover

^۵ Mutation

^۶ Search-Direction Matrix

^۷ Exploration

^۸ Exploitation

(بهره برداری) بسیار قدرتمندتر از الگوریتم‌های متناظر می‌باشد [۳۷]. اکتشاف به معنای توانایی تولید پاسخ‌های جدید و بهره برداری به معنای پروراندن پاسخ‌های فعلی است. موفقیت الگوریتم‌های بهینه سازی به طور قابل توجهی به قابلیت شناسایی و بهره برداری آن و تعادل طبیعی بین آنها بستگی دارد. BSA جهت ایجاد جمعیت جدید از سه اصل عمگر ژنتیک، انتخاب، جهش و تقاطع استفاده می‌کند. به این صورت که به طور تصادفی یک جهت انفرادی از افرادی که به طور تصادفی از تولیدات قبلی انتخاب شده‌اند را برمی‌گزیند. BSA از استراتژی غیر یکنواخت تقاطع که متفاوت از استراتژی‌های تقاطع استفاده شده در الگوریتم‌های ژنتیک دیگر است استفاده می‌کند. ساختار کلی BSA به صورت زیر است:

مرحله ۱: مقداردهی اولیه

ابتدا جمعیت اولیه با رابطه زیر مقداردهی می‌شود.

$$P_{i,j} \sim U(low_j, up_j) \quad : i = 1, 2, 3, \dots, N \text{ and } j = 1, 2, 3, \dots, D \quad (۵-۱۳)$$

در رابطه فوق، i اندیس مربوط به جمعیت با تعداد N ، j بعد مساله و برابر با D که در مساله ما برابر با ۲ می‌باشد. U توزیع یکنواختی بین حد پایین و حد بالای متغیرها می‌باشد.

مرحله ۲: انتخاب I

با استفاده از رابطه زیر جمعیت اولیه قدیمی به منظور استفاده برای محاسبه جهت جستجو تعیین می‌شود.

$$oldP_{i,j} \sim U(low_j, up_j) \quad (۵-۱۴)$$

در این مرحله BSA در شروع هر تکرار آزادی عمل در تعریف دوباره $oldP$ به واسطه قانون اگر، آنگاه

زیر دارد.

$$\text{if } a < b \text{ then } oldP := P|_{a,b} \sim U(0,1) \quad (15-5)$$

رابطه فوق تضمینی برای حافظه دار بودن BSA است، به این صورت که یک جمعیت را به طور تصادفی از بین جمعیت قبلی و به عنوان جمعیت قدیمی انتخاب می کند و تا زمانی که تغییر نکرده آن را در خاطره حفظ می کند، سپس به منظور تغییر تصادفی در مرتبه ی افراد جمعیت، رابطه زیر اعمال می شود.

$$oldP := \text{permuting}(oldP) \quad (16-5)$$

مرحله ۳: اعمال جهش

با استفاده از رابطه زیر جمعیت جهش یافتگان تولید می شوند.

$$\text{Mutant} = P + F.(oldP - P) \quad (17-5)$$

که در آن F دامنه ماتریس جهت جستجو یعنی $oldP - P$ را کنترل می کند. در نتیجه همانگونه که واضح است جمعیت قدیمی در محاسبه ماتریس جهت جستجو به منظور ایجاد جمعیت جهش یافته استفاده می شود.

مرحله ۴: تقاطع

در این مرحله جمعیت آزمایشی نهایی تولید می شوند مقدار اولیه این جمعیت در پروسه جهش تنظیم شده اند. افراد جمعیت با مقادیر ارزشی بهتر برای مساله بهینه سازی به منظور رسیدن به هدف بهتر مورد استفاده قرار می گیرند. اگر جمعیت تولید شده در این مرحله را T بنامیم خواهیم داشت

$$\text{If } map_{m,n} = 1, \text{ where } n \in \{1, 2, 3, \dots, N\} \text{ and } m \in \{1, 2, 3, \dots, D\} \text{ Then } T_{n,m} := P_{n,m} \quad (18-5)$$

با این عمل جمعیت T با استفاده از وابستگی به جمعیت P دستکاری می‌شود. دو استراتژی برای تعریف نگاشت BSA مورد استفاده قرار می‌گیرند، اولین استراتژی از نرخ ترکیبی^۱ استفاده می‌کند و دومین استراتژی اجازه می‌دهد که برای جهش در هر تکرار به طور تصادفی تنها یک فرد انتخاب شود. پارامتر نرخ ترکیبی در پروسه تقاطع تعداد عضوهایی از جمعیت را که با استفاده از آن جهش خواهند یافت را کنترل می‌کند.

در این مرحله نیز همانند PSO افرادی که حین فرایند تقاطع از محدوده فضای جستجو خارج می‌شوند با الگوریتم کنترل کرانه‌ای و به صورت زیر بازسازی می‌شوند.

$$\begin{aligned} \text{If } (T_{i,j} < low_j) \text{ or } (T_{i,j} > up_j) \text{ where } i \in \{1, 2, 3, \dots, N\} \text{ and } j \in \{1, 2, 3, \dots, D\} \\ \text{Then } T_{i,j} = rnd.(up_j - low_j) + low_j \end{aligned} \quad (19-5)$$

مرحله ۵: انتخاب II

در این مرحله فرد با ارزش بهتر نسبت به بقیه افراد جامعه از لحاظ تابع هزینه که قبلاً تعریف شده است، به عنوان بهترین فرد کل جمع انتخاب شده و در هر تکرار به روز رسانی می‌شود [۳۷].

همانگونه که بیان شد، ساختار BSA به گونه‌ای است که به ازای مساله داده شده، از پاسخ‌های به دست آمده در مراحل قبل، برای جستجوی پاسخ‌هایی با مقادیر ارزشی بهتر استفاده می‌کند. در حالی که الگوریتم بهینه سازی PSO هیچ تمایلی به استفاده از جمعیت قبلی با مقادیر ارزش بهتر تکراری ندارد. الگوریتم PSO نیز مانند دیگر الگوریتم‌های تکاملی دیگر وابسته به تعداد زیاد پارامتر اولیه خود است در حالیکه الگوریتم بهینه سازی BSA فقط یک پارامتر کنترلی دارد که به مقادیر اولیه آن نیز حساس نمی‌باشد.

^۱ Mixrate

۴-۲-۵ تعیین موقعیت بهینه قطب‌ها

حال با توجه به این که در طراحی کنترل‌کننده با مجموعه‌ای از دینامیک‌های مربوط به خطا برای سیستم حلقه بسته (رابطه (۳-۱۲)) مواجه‌ایم، این مساله مطرح می‌شود که چگونه می‌توان بهترین دینامیک را برای سیستم حلقه بسته که وابسته به بردار دلخواه k می‌باشند انتخاب کرد. بدین منظور مساله عملکرد بهینه را می‌توان به عنوان یک مساله بهینه سازی تلقی کرد. در ابتدا بایستی تابع هدف مناسب تعریف گردد. در فرمول‌دهی مساله‌ی مکان بهینه قطب برای دینامیک خطای بدست آمده در رابطه (۳-۱۲) تابع هدف سازگار با مکان قطب‌ها به صورت مجموع مربع خطاها و به صورت زیر تعریف می‌شود.

$$SSE = \sum_{k=1}^N [y(k) - y_d(k)]^2 = \sum_{k=1}^N e^2(k) \quad (۵-۲۰)$$

که در آن e خطای ردیابی، N تعداد مراحل نمونه برداری، $y(k)$ و $y_d(k)$ بترتیب سیگنال خروجی سیستم و ورودی مرجع هستند.

در الگوریتم PSO مکان قطب‌ها به صورت موقعیت ذرات بیان می‌شود. موقعیت هر ذره به صورت یک بردار n بعدی در نظر گرفته شده است که برای مجموعه‌ای از همه قطب‌های حلقه بسته دینامیک خطا یعنی تمام عضوهای بردار $k = [k_1, k_2, \dots, k_n]^T \in R^n$ کدگذاری شده است. این فرایند در الگوریتم بهینه سازی جستجوی ردیابی بازگشتی و الگوریتم ژنتیک نیز عیناً تکرار می‌شود. لازم به ذکر است که قطب‌های دینامیک خطا به طور مستقیم وابسته به بردار k هستند.

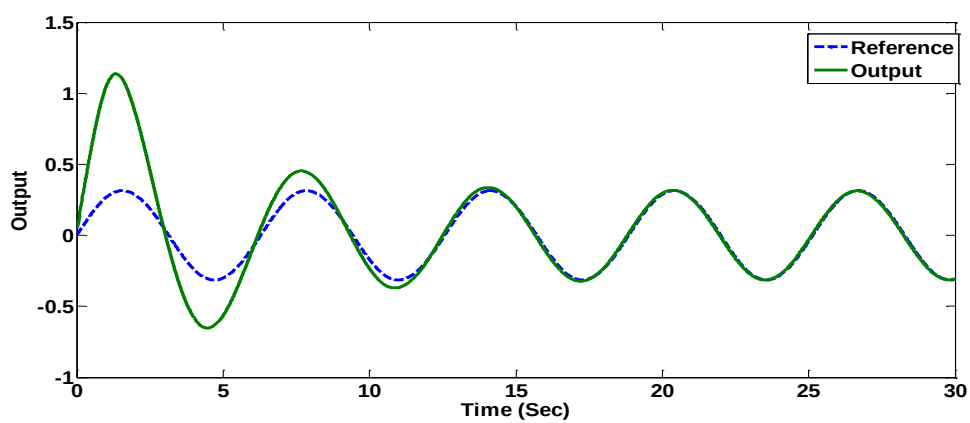
۳-۵ شبیه سازی

در شبیه‌سازی‌ها اغتشاش خارجی با سیگنال پالس مربعی با دامنه ± 0.5 و دوره تناوب 2π به

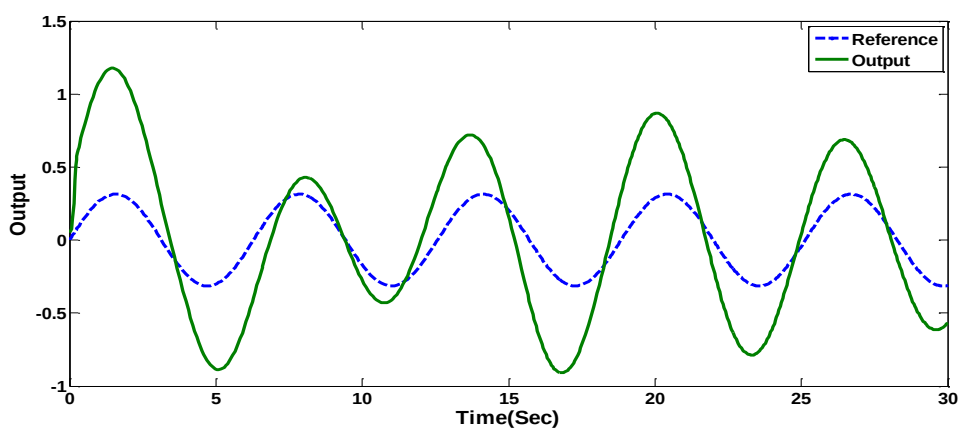
سیستم کنترل در نظر گرفته می‌شود. سیگنال مرجع $y_d(t) = \frac{\pi}{10} \sin(t)$ و سایر مقادیر به صورت زیر انتخاب می‌شوند:

مقادیر اولیه برای پارامترها $[k_p, k_i, k_d] = [5, 5, 5]$ و مقادیر اولیه برای متغیرهای حالت $(x_1(0), x_2(0)) = (0.05, 0)$ در نظر گرفته شده است. $Q = \text{diag}[2, 2]$ در نظر گرفته شده است. پارامترهای کنترل کننده فازی تطبیقی نیز بصورت $\rho = 0.1$ برای سطح میرایی، $\lambda = 0.02$ و $\gamma = 160$ برای سرعت به روز رسانی انتخاب شده‌اند.

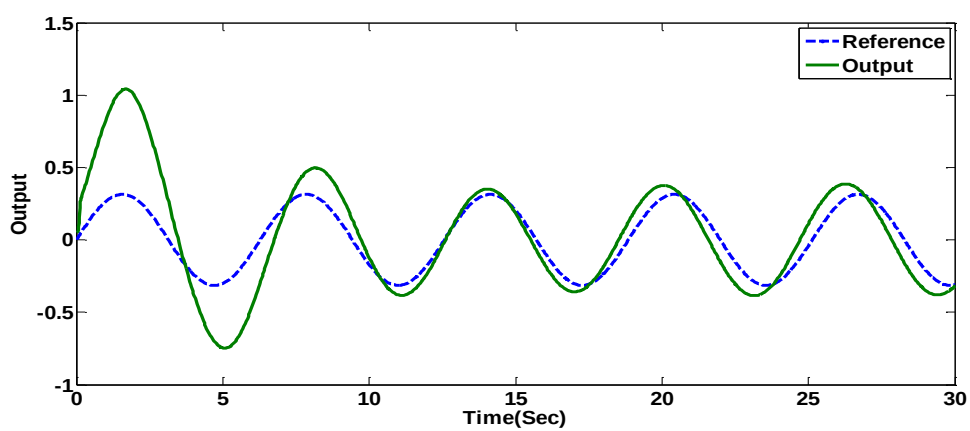
در ابتدا به منظور نشان دادن تاثیر محل قطب‌ها در عملکرد کنترل کننده HAFPID، سه طرح کنترلی در نظر گرفته شده است. در هر طرح یک مجموعه دلخواهی از قطب‌ها در سمت چپ محور مختلط واقع شده‌اند، در این راستا $k_1 = (-5 \ -5)^T$ ، $k_2 = (-10 \ -5)^T$ و $k_3 = (-2 \ -2)^T$ به ترتیب برای طرح‌های ۱، ۲ و ۳ انتخاب شده‌اند. به تبع آن $A_1 = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -5 & -5 \end{pmatrix}$ ، $A_2 = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -10 & -5 \end{pmatrix}$ و $A_3 = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -2 & -2 \end{pmatrix}$ به ترتیب برای طرح‌های ۱، ۲ و ۳ بدست می‌آیند. از اینرو از رابطه مربوط به شبه ریگاتی ماتریس‌های مثبت معادل با هر طرح به ترتیب $P_1 = \begin{pmatrix} 2.2 & 0.2 \\ 0.2 & 0.24 \end{pmatrix}$ ، $P_2 = \begin{pmatrix} 2.7 & 0.1 \\ 0.1 & 0.22 \end{pmatrix}$ و $P_3 = \begin{pmatrix} 2.5 & 0.5 \\ 0.5 & 0.75 \end{pmatrix}$ به دست می‌آیند. لازم به ذکر است که برای تضمین قابلیت حل پذیری عملکرد ردیابی H_∞ ، وزن دهی λ رابطه (۷-۳) را برآورده می‌کند. در شکل‌های (۴-۵) تا (۶-۵) خروجی متناظر با هر سه طرح همراه با سیگنال مرجع نمایش داده شده‌اند. در شکل (۷-۵) نیز خطای متناظر با هر سه طرح با یکدیگر مقایسه شده‌اند.



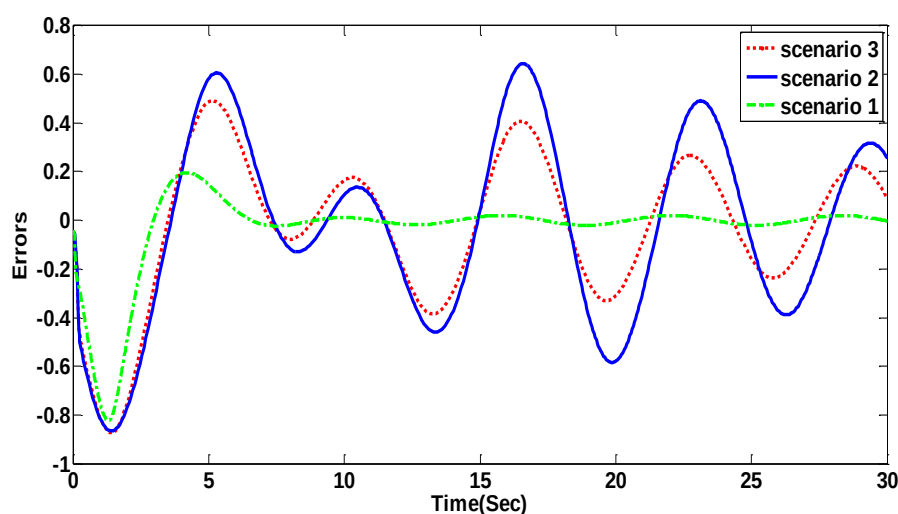
شکل ۵-۴: خروجی کنترل کننده HAFPID متناظر با طرح ۱



شکل ۵-۵: خروجی کنترل کننده HAFPID متناظر با طرح ۲



شکل ۵-۶: خروجی کنترل کننده HAFPID متناظر با طرح ۳



شکل ۷-۵: خطای متناظر با هر سه طرح

همانگونه که از شکل (۷-۵) مشخص است نتیجه خروجی کاملاً به انتخاب درست موقعیت قطب‌ها وابسته است.

حال به منظور یافتن بهترین دینامیک خطا از الگوریتم‌های بهینه‌سازی PSO، GA و BSA استفاده می‌کنیم. در تمامی شبیه‌سازی تعداد جمعیت برابر با ۲۰ است و شرط توقف رسیدن به تکرار ۴۰ می‌باشد و هر الگوریتم ۱۵ بار اجرا می‌شود.

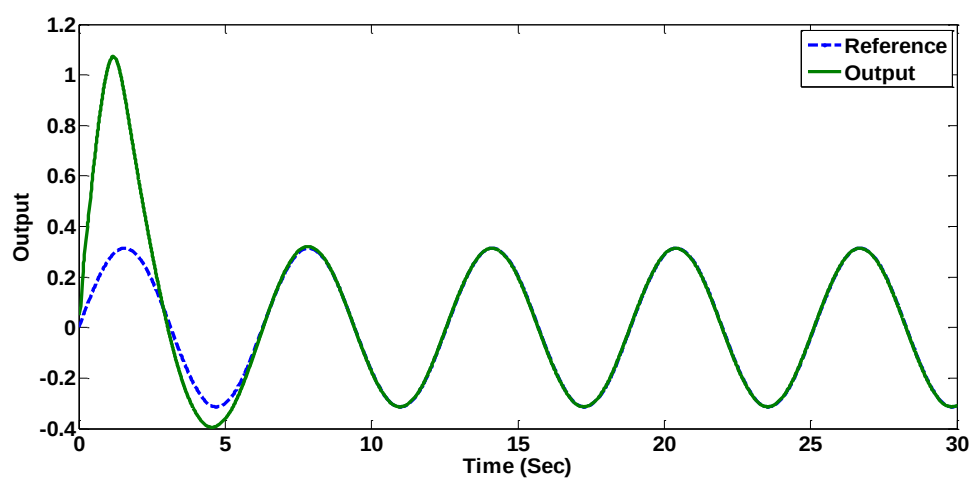
پارامترهایی که در الگوریتم بهینه‌سازی PSO استفاده شده‌اند عبارتند از:

برای هر ذره ۵ خاصیت در نظر گرفته شده است: موقعیت، سرعت، تابع هدف متناظر با آن موقعیت، بهترین موقعیت تجربه شده شخصی و مقدار تابع هدف متناظر با آن. تعداد جمعیت برابر با ۲۰ انتخاب شده است. ضریب یادگیری شخصی $c_1 = 2$ و ضریب یادگیری جمعی $c_2 = 2$ ، حد بالا و پایین سرعت هر ذره متناسب با عرض فضای جستجو در نظر گرفته شده‌اند. از اثر آینه‌ای جهت اصلاح موقعیت ذره‌های خارج شده از فضای جستجو استفاده شده است. با اعمال الگوریتم بهینه‌سازی انبوه

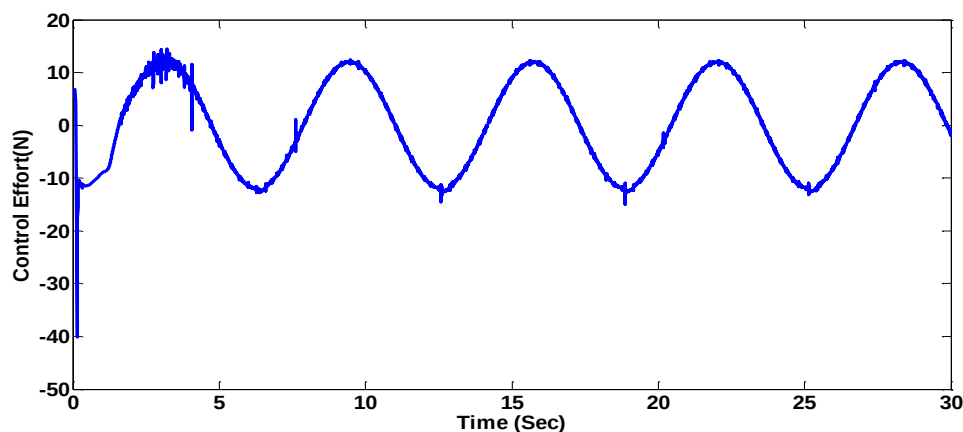
از دحام ذرات $k = (-1.7245 \quad -20.0031)^T$ و $A = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1.7245 & -20.0031 \end{pmatrix}$ و

$P_{PSO} = \begin{pmatrix} 11.7355 & 0.5799 \\ 0.5799 & 0.0790 \end{pmatrix}$ به دست می‌آید. نتایج شبیه سازی در شکل‌های (۵-۸) تا (۵-۱۰)

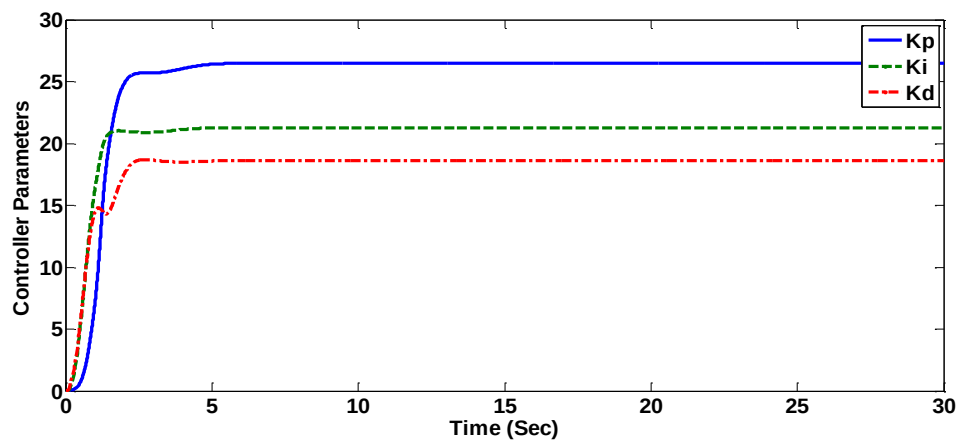
نشان داده شده است. در شکل (۵-۱۱) روند تغییرات تابع هزینه در طول اجرای الگوریتم PSO نشان داده شده است.



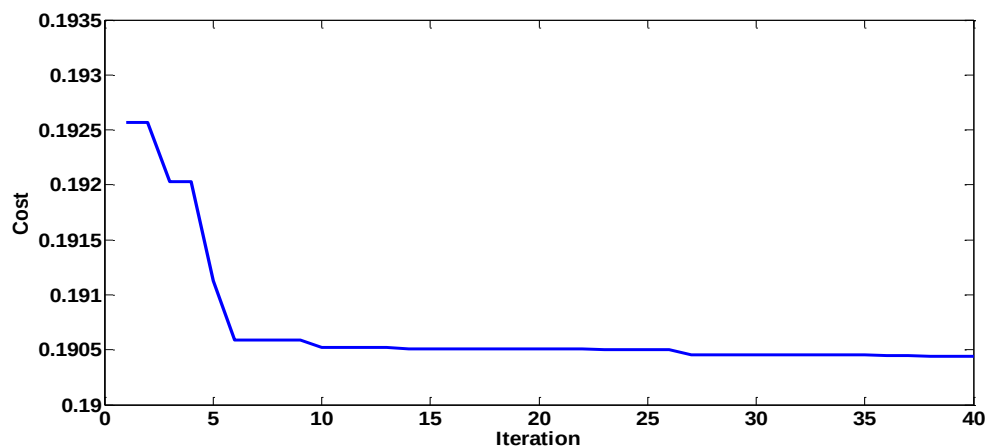
شکل ۵-۸: خروجی کنترل کننده OHAFPID با استفاده از الگوریتم PSO



شکل ۵-۹: تلاش کنترلی برای کنترل کننده OHAFPID با استفاده از الگوریتم PSO



شکل ۵-۱۰: پارامترهای کنترلی برای کنترل کننده *OHAFPID* با استفاده از الگوریتم *PSO*



شکل ۵-۱۱: روند تغییرات تابع هزینه با الگوریتم *PSO*

از شکل (۵-۱۰) مشاهده می‌شود که پارامترهای کنترل کننده پس از ۵ ثانیه به حالت مانا می‌رسند.

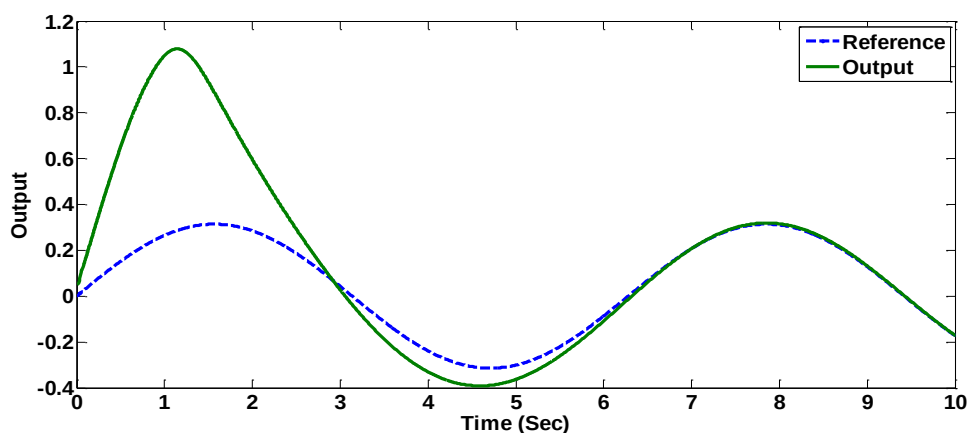
مقادیر نامی این پارامترها عبارتند از

$$k_p = 26.44, k_i = 21.22 \text{ و } k_d = 18.6.$$

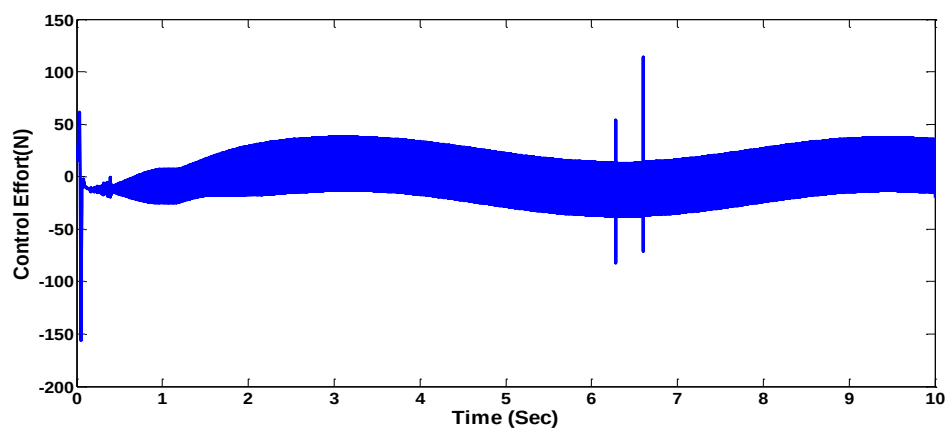
واضح است که کنترل کننده OHAFPID پیشنهادی قابلیت ردیابی بهینه را دارد و همچنین در برابر عدم قطعیت‌های سیستم و اغتشاش خارجی نیز مقاوم است.

پارامترهایی که در الگوریتم GA استفاده شده‌اند عبارتند از:

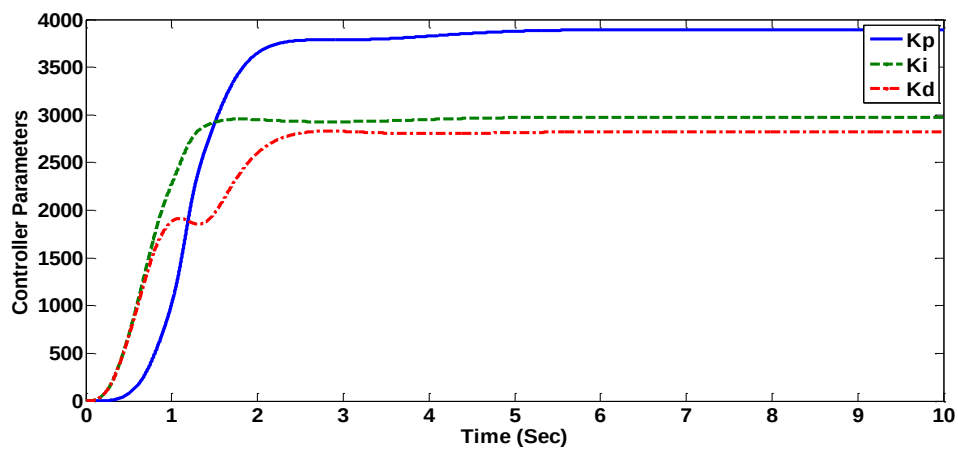
درصد جمعیت تقاطع برابر ۰,۸، درصد جمعیت جهش برابر ۰,۲، $\mu = 0.05$ و نرخ جهش برابر ۰,۰۳، تنظیم شده‌اند. برای تقاطع روش چرخ رولت انتخاب شده است. با اعمال الگوریتم ژنتیک بر روی سیستم نوسانگر دافینگ در حالت آشوبی $k = (-0.1378 \quad -15.3412)^T$ و $P_{GA} = \begin{pmatrix} 111.4170 & 7.2577 \\ 7.2577 & 0.5383 \end{pmatrix}$ به دست می‌آید. در این مورد نیز نتایج شبیه سازی در شکل‌های (۵-۱۲) تا (۵-۱۴) نشان داده شده است. در شکل (۵-۱۵) روند تغییرات تابع هزینه در طول اجرای الگوریتم GA نشان داده شده است.



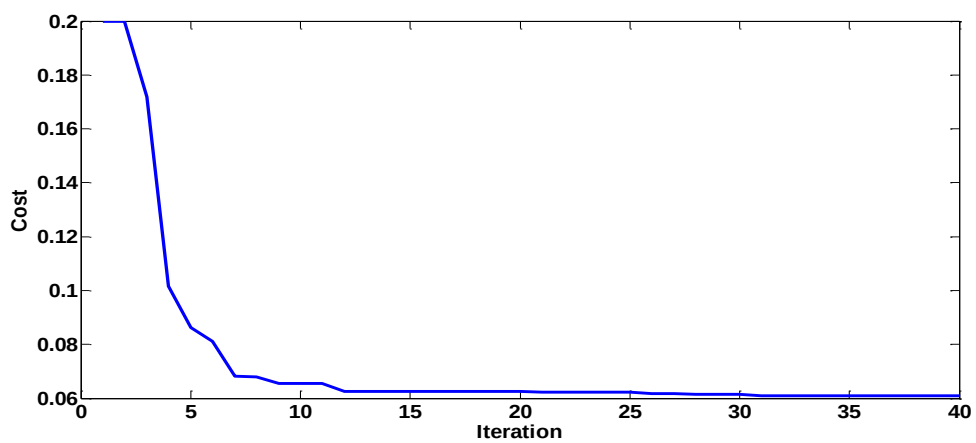
شکل ۵-۱۲: خروجی کنترل کننده OHAFPID با استفاده از الگوریتم GA



شکل ۵-۱۳: تلاش کنترلی *OHAFPID* با استفاده از الگوریتم *GA*



شکل ۵-۱۴: پارامترهای کنترلی *OHAFPID* با استفاده از الگوریتم *GA*



شکل ۵-۱۵: روند تغییرات تابع هزینه با استفاده از الگوریتم *GA*

از شکل (۵-۱۴) مشاهده می‌شود که پارامترهای کنترل‌کننده پس از ۵,۳ ثانیه به حالت مانا می‌رسند.

مقادیر نامی این پارامترها عبارتند از

$$k_p = 3889, k_i = 2964 \text{ و } k_d = 2819.$$

پارامترهایی که در الگوریتم بهینه سازی BSA استفاده شده‌اند عبارتند از:

در رابطه (۴-۷) $F = 3.mdn$ استفاده می‌شود که در آن $mdn \sim N(0,1)$ توزیع نرمال

می‌باشد). پارامتر نرخ ترکیبی که در رابطه (۵-۸) برای ایجاد نگاشت در فرایند تقاطع به کار گرفته

شده است برابر با ۰,۰۳ انتخاب شده است. حد بالا و پایین سرعت هر ذره متناسب با عرض فضای

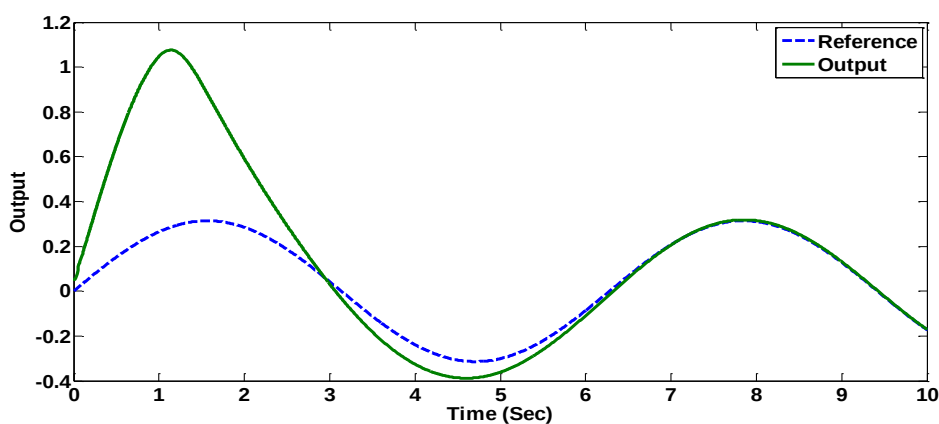
جستجو در نظر گرفته شده‌اند. با اعمال الگوریتم بهینه سازی جستجوی ردیابی بازگشتی

$$P_{BSA} = \begin{pmatrix} 121.6628 & 6.0802 \\ 6.0802 & 0.3540 \end{pmatrix} \text{ و } A = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -0.1645 & -20 \end{pmatrix} \text{ و } k = (-0.1645 \quad -20)^T$$

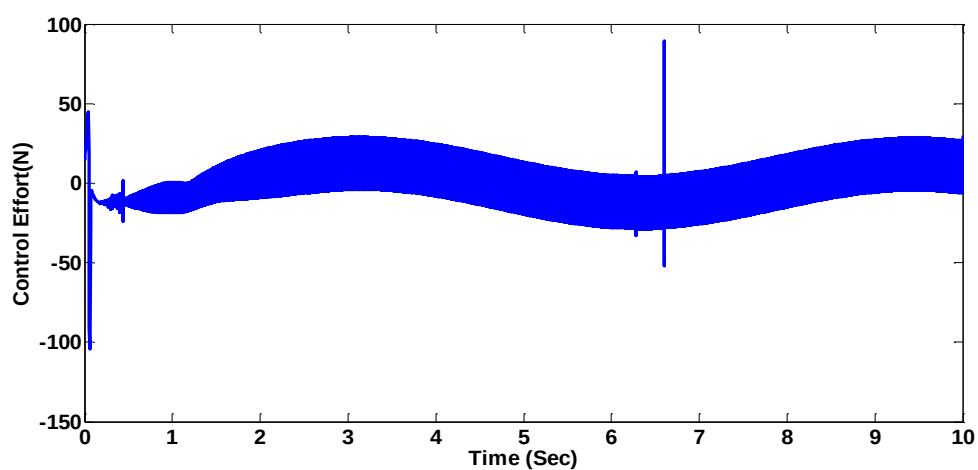
می‌آید.

در این مورد نیز نتایج شبیه سازی در شکل‌های (۵-۱۶) تا (۵-۱۸) نشان داده شده است. در شکل

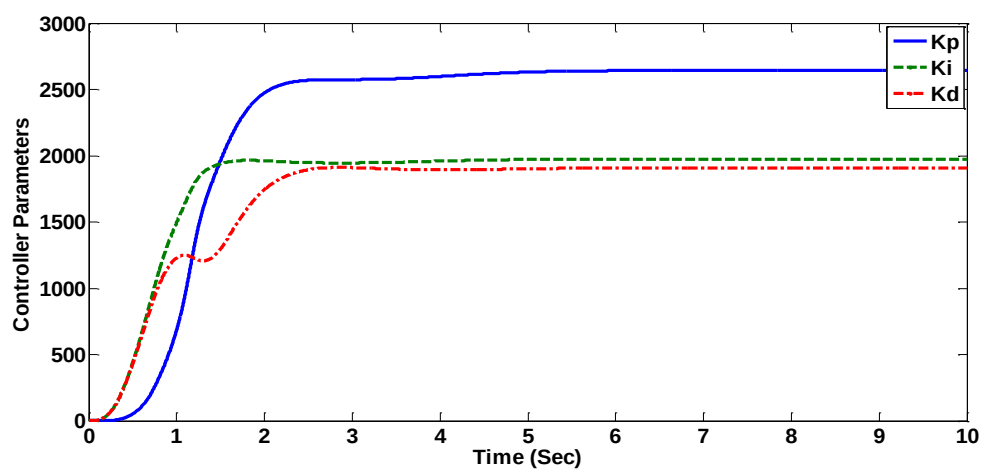
(۵-۱۹) روند تغییرات تابع هزینه در طول اجرای الگوریتم BSA نشان داده شده است.



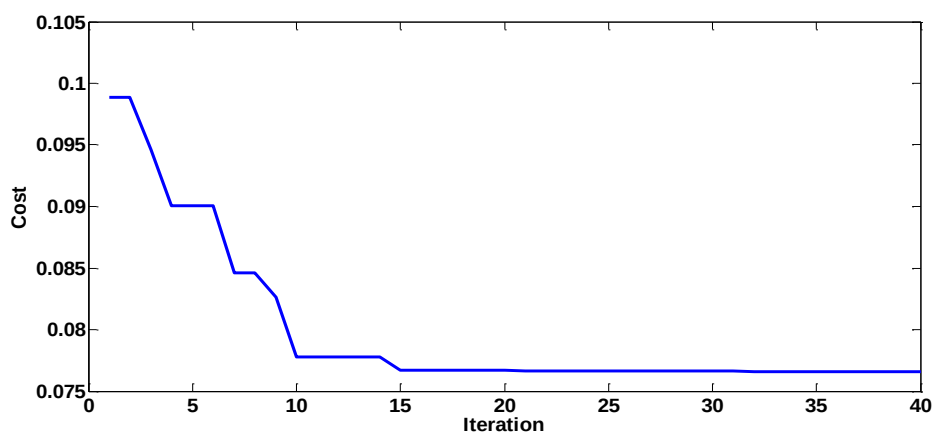
شکل ۵-۱۶: خروجی کنترل‌کننده OHAFPID با استفاده از الگوریتم BSA



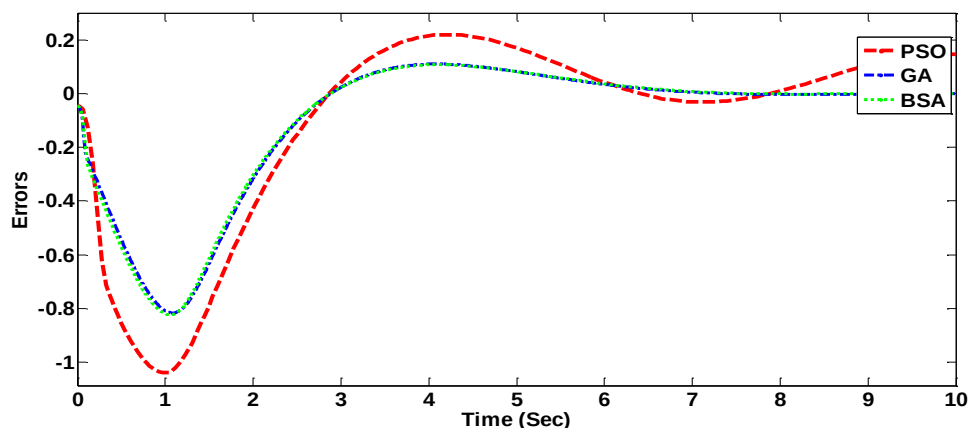
شکل ۵-۱۷: تلاش کنترلی *OHAFPID* با استفاده از الگوریتم *BSA*



شکل ۵-۱۸: پارامترهای کنترلی *OHAFPID* با استفاده از الگوریتم *BSA*



شکل ۵-۱۹: روند تغییرات تابع هزینه با استفاده از الگوریتم *BSA*



شکل ۵-۲۰: خطاهای خروجی حاصل از اعمال هر سه الگوریتم

از شکل (۵-۱۸) مشاهده می‌شود که پارامترهای کنترل‌کننده پس از ۵,۸ ثانیه به حالت مانا می‌رسند. مقادیر نامی این پارامترها عبارتند از

$$k_p = 2641, k_i = 1972 \text{ و } k_d = 1905.$$

در شکل (۵-۲۰) مقایسه‌ای بین خطاهای خروجی حاصل از اعمال هر سه الگوریتم صورت گرفته است. همانگونه که در شکل (۵-۲۰) قابل مشاهده است مقدار خطای ردگیری با استفاده از ضرایب بهینه شده در کنترل‌کننده، در مقایسه با حالت سعی و خطا بطور چشمگیری کاهش داشته است. هرچند خروجی حاصل از الگوریتم‌های GA و BSA مشابه هم است اما تعداد پارامترهای مورد نیاز برای تنظیم الگوریتم GA بیشتر از پارامترهای مورد نیاز برای تنظیم الگوریتم BSA می‌باشد.

در جدول (۵-۱) نتایج استاتیکی شامل مقادیر میانگین، بهترین و بدترین تابع هدف به همراه انحراف معیار (Std) به ازای ۱۵ بار پیاده سازی الگوریتم‌ها آورده شده است:

جدول ۱-۵: نتایج استاتیکی تابع هدف حاصل از اعمال هر سه الگوریتم

Criterion	Worst	Mean	Best	Std.
PSO	۰,۱۵۹۹۲	۰,۱۰۲۵۵۱۹۱۶	۰,۰۷۶۴۲۶	۰,۰۶۰۶۵۳۸۲
GA	۰,۰۹۷۴۳۸	۰,۰۶۴۲۶۰۹۱۶	۰,۰۶۲۰۲	۰,۰۵۶۲۶۴۵۶۹
BSA	۰,۰۷۶۸۷۳۱	۰,۰۷۶۵۱۷۴۸۴	۰,۰۷۶۲۲۶۴	۰,۰۳۹۴۵۴۱۷۳

با توجه به داده‌های بدست آمده در جدول (۱-۵) کمترین مقدار برای تابع هدف متعلق به الگوریتم GA و بیشترین مقدار تابع هدف برای الگوریتم PSO به دست آمده است. و بهترین انحراف معیار متعلق به الگوریتم BSA می‌باشد.

با توجه به نتایج بدست آمده، BSA به خروجی بهتری نسبت به PSO می‌رسد. نتایج شبیه سازی کارایی مطلوب این کنترل کننده بهینه شده را مورد تأیید قرار می‌دهند. با توجه به نتایج حاصل شده از GA و PSO به این نتیجه می‌رسیم که در این مورد نیز GA موفقتر از PSO عمل کرده است. در [۳۶] نیز به ازای حل مساله مطرح شده در آن موفقیت GA نسبت به PSO نشان داده شده است.

۶ فصل ششم

نتیجه‌گیری و پیشنهادات

۶-۱ نتیجه‌گیری

در این پایان نامه در مورد ویژگی‌های سیستم‌های آشوبی و روش‌های کنترل آشوب به طور مختصر بحث شد. سپس سیستم نوسانگر دافینگ به عنوان یک سیستم آشوبی معرفی گردید. در این پایان نامه از روش کنترل تناسبی- مشتقی- انتگرالی به دلیل کاربرد گسترده در صنعت، پیاده سازی آسان، ساختار ساده و نیز قابلیت اطمینان بالا استفاده گردید. جهت بالا بردن عملکرد کنترل کننده با تنظیم دقیق پارامترهای کنترلی، روش فازی تطبیقی با عملکرد ردیابی مقاوم پیشنهاد و مورد بررسی قرار گرفت. نتایج به دست آمده از شبیه سازی عملکرد مناسب کنترل کننده را بیان می‌کند. بر اساس نظریه پایداری لیاپانوف نشان داده شد که طرح کنترل پیشنهادی پایداری مقاوم سیستم حلقه بسته را با عملکرد ردیابی H_{∞} تضمین می‌کند. در ادامه عیب کنترل کننده پیشنهادی با تحت تاثیر قرار گرفتن عملکرد آن نسبت به انتخاب درست مکان قطبهای دینامیک خطای حلقه بسته بیان شد. برای غلبه بر این عیب و رسیدن به عملکرد بهینه از الگوریتم‌های بهینه سازی هوشمند مانند الگوریتم BSA استفاده شد و نتایج حاصل از اعمال الگوریتم جدید با نتایج حاصل از اعمال الگوریتم بهینه سازی PSO و GA بر روی سیستم آشوبی نوسانگر دافینگ مقایسه گردید. نتایج به دست آمده بیان کننده این مطلب است که کنترل کننده تناسبی- مشتقی- انتگرالی فازی تطبیقی با عملکرد ردیابی مقاوم و بهینه شده با استفاده از الگوریتم‌های بهینه سازی در کنترل سیستم آشوبی در حضور اغتشاش و عدم قطعیت‌ها موفق‌تر عمل می‌کند، در عین حال پایداری سیستم نیز تضمین شده و خطای خروجی به میزان قابل ملاحظه‌ای کاهش می‌یابد.

۲-۶ پیشنهادات

پیشنهادات زیر جهت ادامه تحقیقات ارائه می گردد:

- در این پایان نامه از الگوریتم‌های بهینه سازی از GA ، PSO و BSA استفاده شده و عملکرد آنها مورد بررسی و مقایسه قرار گرفته‌اند. استفاده و بررسی از الگوریتم‌های دیگر و یا حتی ترکیب الگوریتم‌ها با هم ممکن است نتایج بهتری نسبت به اعمال آنها به صورت جداگانه داشته باشد.
- در مسایل بهینه سازی انتخاب تابع هدف مناسب که سازگار با مساله مورد نظر باشد جهت ارزیابی خروجی بسیار مهم است. میزان این سازگاری توسط کاربر تعریف می‌شود. توابع هدف رابطه بین پارامترهای سیستم و قیود سیستم را توضیح می‌دهند. جهت کاهش مقدار خطا استفاده از توابع دیگر نیز پیشنهاد می‌شود.

[١] T. Tanaka and M. Sugeno, "Stability analysis and design of fuzzy control systems," Fuzzy Sets Syst, (١٩٩٣) ٥٧, ٢.

[٢] J. Carvajal, G. Chen, H. Ogmen, "Fuzzy PID controller: Design, performance evaluation, and stability analysis," Information Sciences, (٢٠٠٠) ١٢٣, pp. ٢٤٩-٢٧٠.

[٣] L. X. Wang, "A course in fuzzy system and control", Prentice Hall, Englewood Cliffs. (١٩٩٧).

[٤] L. X. Wang and J. M. Mendel, "Fuzzy basic function universal approximation. And orthogonal least squares learning," IEEE Trans. Neural Networks, (١٩٩٢) ٣, pp. ٨٠٧-٨١٤.

[٥] J. -J. E. Slotin, Li W, "Applied nonlinear control," Prentice Hall (١٩٩١).

[٦] L.X. Wang, "Adaptive fuzzy system and control: Design and Stability Analysis," Englewood. Cliffs, NJ: Prentice Hall, (١٩٩٤).

[٧] L.X. Wang, "Stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems," in Decision and Control, Proceedings of the ٣١st IEEE Conference, (١٩٩٢) ٣, pp. ٢٥١١-٢٥١٦.

[٨] K. Wang, T. Y. X. Sun and T. Weng, "A simple way of distinguishing chaotic characteristics in ECG signals," ٣rd Int Conf. on Biomedical Engineering and Informatics BMEI. (٢٠١٠) ١٠, pp. ٧١٣-٧١٧.

[٩] I. M. Carrion, E. A. Antunez, M. M. A. Castillo and J. J. M. Canals, "A prediction method for nonlinear time series analysis by combining the false nearest neighbors and subspace identification method," Int. J. of App, Mathematics and informatics, (٢٠١١) ٥, ٣, pp. ٢٥٨-٢٦٥.

- [10] F. Mitschke, M. Moller and W. Lange, "Measuring filtered chaotic signals," J. Physical Review, (1998) 11, pp. 4518-4521.
- [11] J. Li and X. Nig, "Classification of physiologic and synthetic heart rate variability series using base- entropy," J. Physica A, (2007) 38, pp. 423-428
- [12] G.L. Baker and J.P. Gollub, "Chaotic Dynamics, an Introduction Second Edition," Cambridge University Press, (1998).
- [13] T. B. T. Nguyen, T. L. Liao, and J. J. Yan "Adaptive sliding mode control of chaos in permanent magnet synchronous motor via fuzzy neural networks," Hindawi Publishing Corporation Mathematical Problems in Engineering (2014) 1, pp. 868415-868426.
- [14] F.Q. Dou, J. A. Sun, W. S. Duan, and K. P. Lu, "Controlling hyperchaos in the new hyperchaotic system," Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation, (2009) 14, 2, pp. 552-559.
- [15] J. A. Laoye, U. E. Vincent, and S. O. Kareem, "Chaos control of 4D chaotic systems using recursive backstepping nonlinear controller," Chaos, Solitons, and Fractals, (2009) 39, 1, pp. 356-362.
- [16] W. Jiang, G. G. Qiao, and D. bin, " H_{∞} variable universe adaptive fuzzy control for chaotic system," Chaos, Solitons, and Fractals, (2005) 24, 4, pp. 1075-1086.
- [17] Y. Y. Hou, T. L. Liao, and J. J. Yan, " H_{∞} synchronization of chaotic systems using output feedback control design," Physica A: Statistical Mechanics and its Application, (2007) 379, 1, pp. 81-89.
- [18] H. Guo, S. Liu, "A radial basis function sliding mode controller for chaotic Lorenz system," Physics Letters A, (2006) 351, 4, pp. 257-261.

- [۱۹] F. Piltan, A. Nabaee, M. Ebrahimi, M. Bazregar “Design robust fuzzy sliding mode control technique for robot manipulator systems with modeling uncertainties,” I.J. Information Technology and Computer Science, (۲۰۱۳) ۰۸, pp. ۱۲۳-۱۳۵.
- [۲۰] S. Dadras, H. Momeni “Adaptive sliding mode control of chaotic dynamical systems with application to synchronization,” Mathematics and Computers in Simulation, (۲۰۱۰) ۸۰, pp. ۲۲۴۵-۲۲۵۷.
- [۲۱] M. Pourmahmood, S. Khanmohammadi, G. Alizadeh, “Synchronization of two different uncertain chaotic systems with unknown parameters using a robust adaptive sliding mode controller,” Commun Nonlinear Sci Numer Simulat, (۲۰۱۱) ۱۶, pp. ۲۸۵۳-۲۸۶۸.
- [۲۲] H. Liu, D. Huang and Y. Wang, “Chaotic dynamics analysis and forecast of stock time series,” Int. Symposium on Computer Science and Society, (۲۰۱۱) ۴, pp. ۷۵-۷۸.
- [۲۳] Chen, G.; Yu, X. (Eds.) “Chaos control theory and applications,” Velag Berlin Heidelberg New York (۲۰۰۳).
- [۲۴] E. B. Megam Ngouonkadi, H. B. Fotsin and P. Louodop Fotso “Implementing a memristive Van der Pol oscillator coupled to a linear oscillator: synchronization and application to secure communication,” Phys. Scr. ۸۹, (۲۰۱۴) ۳, pp. ۵۲۰۱-۵۲۱۵.
- [۲۵] Yongfeng Wu, Shaoping Huang, Weicai Xie, “Stochastic resonance phenomenon of two-coupled Duffing Oscillator and its application on weak signal detection,” Sensors & Transducers, (۲۰۱۴) ۱۶۹, ۴, pp. ۲۵۷-۲۶۴.
- [۲۶] L. M. Pecora, T. L. Carroll “synchronization in chaotic systems”, (۱۹۹۰) ۶۴, pp. ۸۲۱-۸۲۴.
- [۲۷] W. Yongfeng, H. Shaoping, X. Weicai “QPSK Carrier signal detection based on

double Duffing Oscillators,” Sensors & Transducers, February (۲۰۱۴) ۱۶۵, ۲, pp. ۱۹۵-۲۰۲.

[۲۸] K.K. Ahn, D.Q. Truong, “Online tuning fuzzy PID controller using robust extended Kalman filter,” J. Process Contr., (۲۰۰۹) ۱۹, ۶, pp. ۱۰۱۱-۱۰۲۳.

[۲۹] Y. Kansha, L. Jia, M.S. Chiu, “Self-tuning PID controllers based on the Lyapunov approach,” Chem. Eng. Sci. (۲۰۰۸) ۶۳, ۱۰, pp. ۲۷۳۲-۲۷۴۰.

[۳۰] T.J. Ren, T.C. Chen, C.J. Chen, “Motion control for a two-wheeled vehicle using a self-tuning PID controller,” Contr. Eng. Practice, (۲۰۰۸) ۱۶, ۳, pp. ۳۶۵-۳۷۵.

[۳۱] J.G. Juang, M.T. Huang, W.K. Liu, “PID control using presearched genetic algorithms for a MIMO system,” IEEE Trans. Syst. Man Cybern. Pt C. (۲۰۰۸) ۳۸, ۵, pp. ۷۱۶-۷۲۷.

[۳۲] A. Alfi, “chaos suppression on a class of uncertain nonlinear chaotic systems using an optimal H_{∞} adaptive PID controller,” Chaos, Solitons & Fractals, (۲۰۱۲) ۴۵, pp. ۳۵۱-۳۵.

[۳۳] F. Farivar, M. Nekoui, M. Aliyari Shoorehdeli, M. Teshnehlab “Evolutionary algorithms to compute the optimal parameters of gaussian radial basis adaptive backstepping control for chaotic systems,” Universal Journal of Control and Automation, (۲۰۱۴) ۲, ۱, pp. ۲۵-۳۱.

[۳۴] J. B. Park, Y. W. Jeong, J. R. Shin, Senior and Kwang Y. Lee, “An Improved Particle Swarm Optimization for nonconvex economic dispatch problems,” IEEE Transactions on Power Systems, (۲۰۱۰) ۲۵, ۱.

[۳۵] V. Roberge, M. Tarbouchi, and G. Labonté “Comparison of parallel genetic algorithm and particle swarm optimization for real-Time UAV path planning,” IEEE Transactions on Industrial Informatics, (۲۰۱۳) ۹, ۱.

[۳۶] مطیع قادر ح، لطفی ش، سید اسفهلان م، "مروری بر برخی از روشهای بهینه سازی هوشمند." (۱۳۶۲)، چاپ

اول، انتشارات دانشگاه آزاد اسلامی، ص ۱۳.

[۳۷] P. Civicioglu “Backtracking Search Optimization Algorithm for numerical optimization problems,” Applied Mathematics and Computation, (۲۰۱۳) ۲۱۹, pp. ۸۱۲۱-۸۱۴۴.

Abstract:

In this thesis, the benefits of the adaptive fuzzy and PID control with H_∞ performance are used to chaos control. To this end, an adaptive fuzzy PID with H_∞ tracking performance is studied. To compensate the uncertainties, we used the comprehensive approximation capability of fuzzy and H_∞ tracking performance for reduce approximation error. Stability and robustness of the proposed control scheme are proved based on Lyapunov approach and modified Riccati-like equation. The results show the superiority of the proposed control method in chaos control of duffing oscillator. Moreover, in order to achieve optimal performance of the proposed controller, its parameters are obtained using optimization algorithms such as Particle Swarm Optimal, Genetic Algorithm and a new algorithm namely Backtracking Search optimization. The results are compared together. Simulation results demonstrate the capability of the proposed controller in robusttracking performance.

Keywords: Adaptive-Fuzzy Control, PID Control, Evolutionary Algorithms.



Shahrood University

Faculty of Electrical & Robotic Engineering

**Adaptive fuzzy PID control of nonlinear chaotic systems with H^∞
tracking performance**

Eng. Maryam Khodabandeh

Supervisors:

Dr. Alireza Alfi

۲۰۱۴ September