





دانشکده برق و رباتیک

گروه کنترل

کاهش لرزش در کنترل حالت لغزشی با روش های فازی تطبیقی

میرسجاد موسوی

استاد راهنما :

دکتر حسین قلی زاده نرم

استاد مشاور:

دکتر علی گرمی ملایی

پایان نامه ارشد جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد

شهریور ۹۲



مدیریت تحصیلات تکمیلی  
فرم شماره (۶)

شماره : ۱۰۸۶/آ.ت.ب  
تاریخ : ۹۲/۰۶/۲۵  
ویرایش : ———

### بسمه تعالی

#### فرم صورتجلسه دفاع پایان نامه تحصیلی دوره کارشناسی ارشد

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

میرسجاد موسوی رشته : برق گرایش : کنترل

تحت عنوان : کاهش لرزش در کنترل حالت لغزشی با روشهای فازی تطبیقی

که در تاریخ ۹۲/۰۶/۲۵ با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید به شرح زیر است :

قبول (با درجه : عالی) - امتیاز (۱۹،۱۸)  دفاع مجدد  مردود

۱- عالی (۲۰ - ۱۹)

۲- بسیار خوب (۱۸/۹۹ - ۱۸)

۳- خوب (۱۷/۹۹ - ۱۶)

۴- قابل قبول (۱۵/۹۹ - ۱۴)

۵- نمره کمتر از ۱۴ غیر قابل قبول

امضاء	مرتبه علمی	نام و نام خانوادگی	عضو هیأت داوران
	استادیار	همین دین زارنما	۱- استاد راهنما
	استادیار	علی کریمی ولای	۲- استاد مشاور
	استادیار	حسین حسینی	۳- نماینده شورای تحصیلات تکمیلی
	استادیار	امیرحسین ناینی	۴- استاد ممتحن
	استادیار	سعید اکبرزاده	۵- استاد ممتحن

رئیس دانشکده :

# باید بخواهیم تا بتوانیم

«رنه دکارت»

تقدیم به

پدرم به استواری کوه و مادرم به زلالی چشمه

آنان که در لحظه لحظه های زندگی مرا یارگیر و رهگشا هستند.

و

تقدیم به همه دانش پژوهان ایران زمین

# تعهد نامه

اینجانب میرسجاد موسوی چوبه دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته مهندسی برق (کنترل) دانشکده مهندسی برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه با عنوان:

## « کاهش لرزش در کنترل حالت لغزشی با روش های فازی تطبیقی »

تحت راهنمایی آقای دکتر حسین قلی زاده نرم متعهد می شوم .

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

### تاریخ:

### امضای دانشجو

### مالکیت نتایج و حق نشر

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

## چکیده:

در این پایان نامه از کنترل حالت لغزشی بر مبنای یک رویکرد توسعه یافته (ESO) با رهیافت فازی تطبیقی جهت کاهش لرزش استفاده می‌کنیم. استفاده از کنترل تناسبی انتگرالی تطبیقی در نواحی نزدیک به سطح لغزش جهت حذف لرزش ورودی، بهره فازی انتگرالی بعنوان جایگزین بهره سوئیچینگ و ترکیب حالت لغزشی بر مبنای کنترل پسگام با بهره فازی از جمله کارهای دیگری است که جهت کاهش لرزش انجام می‌دهیم. برای همه روش‌های مذکور پایداری را به کمک قضیه لیاپانوف اثبات می‌کنیم و کلیه روش‌ها را بر روی سیستم غیر خطی آشوبی دافینگ-هوامز اعمال کرده و شبیه سازی می‌کنیم. نتایج، علاوه بر نیل به هدف اصلی که کاهش لرزش می‌باشد، دقت و عملکرد خوب سیستم را نیز نشان می‌دهد. در نهایت چند روش پیشنهادی از جهت تلاش کنترلی و دقت عملکرد با هم مقایسه و تاثیر نوین اندازه گیری نیز بررسی می‌شود.

کلمات کلیدی: کنترل حالت لغزشی، کنترل فازی تطبیقی، رویکرد توسعه یافته (ESO)،

سیستم‌های غیر خطی، کاهش لرزش

## لیست مقالات مستخرج از پایان نامه

[۱] میرسجاد موسوی، حسین قلی زاده، علی کرمی، "طراحی کنترل کننده حالت

لغزشی با بهره فازی بر اساس رویکرد توسعه یافته"، ارائه شده در سیزدهمین کنفرانس انجمن فازی

ایران، دانشگاه آزاد قزوین، شهریور ۱۳۹۲

۱.....	فصل اول: مقدمه	۱
۲.....	۱-۱ پیشگفتار	۲
۳.....	۲-۱ ساختار پایان نامه	۳
۵.....	فصل دوم: کنترل حالت لغزشی	۵
۶.....	۲-۱ مقدمه	۶
۶.....	۲-۲ کنترل ساختار متغیر	۶
۸.....	۳-۲ کنترل حالت لغزشی	۸
۸.....	۴-۲ صورت مسئله کنترل در حالت لغزشی	۸
۱۰.....	۱-۴-۲ تغییرناپذیری	۱۰
۱۱.....	۲-۴-۲ قانون رسیدن کلاسیک	۱۱
۱۳.....	۵-۲ طراحی کنترل کننده	۱۳
۱۵.....	۶-۲ مسئله لرزش	۱۵
۱۹.....	۷-۲ روش های حذف لرزش	۱۹
۱۹.....	۱-۷-۲ روش های پیوسته	۱۹
۲۲.....	۲-۷-۲ روش مبتنی بر رویکرد	۲۲
۲۳.....	۳-۷-۲ روش های مرتبه بالا	۲۳
۲۴.....	۴-۷-۲ روش های هوشمند	۲۴
۲۴.....	۸-۲ کنترل حالت لغزشی بر مبنای کنترل معادل	۲۴
۲۵.....	۱-۸-۲ طراحی کنترل کننده بر مبنای کنترل معادل	۲۵
۲۸.....	۹-۲ کنترل حالت لغزشی بر مبنای فیلتر پایین گذر	۲۸
۳۱.....	۱۰-۲ کنترل حالت لغزشی دینامیک	۳۱
۳۶.....	فصل سوم: کنترل فازی تطبیقی و حالت لغزشی	۳۶
۳۷.....	۳-۱ مقدمه	۳۷
۳۷.....	۲-۳ ساختار سیستم های فازی	۳۷
۳۹.....	۳-۳ کنترل فازی در ترکیب با لغزشی	۳۹
۴۰.....	۱-۳-۳ سیستم های فازی بعنوان تقریب گرهای عمومی	۴۰
۴۱.....	۴-۳ منطق فازی و کاهش لرزش	۴۱
۴۱.....	۱-۴-۳ رویکرد غیرمستقیم	۴۱
۴۲.....	۲-۴-۳ رویکرد مستقیم	۴۲
۴۲.....	۵-۳ رهیافت فازی تطبیقی	۴۲



۴۶	۱-۵-۳ طراحی کنترل حالت لغزشی با رویکرد فازی تطبیقی
۵۰	۶-۳ تحلیل همگرایی
۵۰	۱-۶-۳ محدودیت حالت به وسیله کنترل نظارتی
۵۱	۲-۶-۳ محدودیت پارامتر بوسیله تصویر سازی
۵۳	۷-۳ شبیه سازی
<b>۵۸</b>	<b>فصل چهارم: رویتگر های حالت</b>
۵۹	۱-۴ مقدمه
۵۹	۲-۴ رویتگر با بهره بالا
۶۰	۱-۲-۴ آنالیز پایداری
۶۲	۲-۲-۴ مثال شبیه سازی
۶۳	۳-۴ رویتگر حالت توسعه یافته
۶۶	۱-۳-۴ مثال شبیه سازی
۶۷	۴-۴ تخمینگر یونیورسال مشتق-انتگرالی
۶۹	۱-۴-۴ مثال شبیه سازی
۷۲	۵-۴ رویتگر اغتشاش متغیر با زمان
۷۳	۱-۵-۴ مثال شبیه سازی
<b>۷۵</b>	<b>فصل پنجم: روش های پیشنهادی</b>
۷۶	۱-۵ مقدمه
۷۶	۲-۵ روش اول: کنترل حالت لغزشی بر مبنای <i>ESO</i> و بهره فازی تطبیقی
۷۶	۱-۲-۵ توصیف مسئله
۷۷	۲-۲-۵ رویتگر <i>ESO</i> در ترکیب با حالت لغزشی
۷۹	۳-۲-۵ طراحی بهره سوئیچینگ فازی برای <i>ESO</i>
۸۰	۴-۲-۵ طراحی ضریب بهره تطبیقی
۸۱	۵-۲-۵ شبیه سازی سیستم کنترل
۸۷	۳-۵ روش دوم: کنترل حالت لغزشی بر مبنای <i>ESO</i> و کنترل <i>PI</i> تطبیقی
۸۷	۱-۳-۵ طراحی کنترل کننده <i>PI</i> تطبیقی
۹۰	۲-۳-۵ شبیه سازی سیستم کنترل
۹۳	۴-۵ روش سوم: کنترل حالت لغزشی بر مبنای <i>ESO</i> و سوئیچینگ فازی
۹۵	۱-۴-۵ شبیه سازی کنترل <i>ESO</i> با سوئیچینگ فازی
۹۸	۵-۵ روش چهارم: کنترل حالت لغزشی بر مبنای <i>ESO</i> و بهره فازی انتگرالی
۹۹	۱-۵-۵ حالت لغزشی با <i>ESO</i> و بهره فازی انتگرالی
۱۰۰	۲-۵-۵ مثال شبیه سازی
۱۰۳	۶-۵ روش پنجم: کنترل حالت لغزشی <i>ESO</i> به روش گام به عقب و بهره فازی

۱۰۵	قانون کنترل حالت لغزشی و گام به عقب
۱۰۶	ترکیب لغزشی <i>ESO</i> فازی با گام به عقب
۱۰۸	شبیه سازی سیستم کنترلی
۱۱۱	مقایسه نتایج
۱۱۴	مقایسه در حالت نویز اندازه گیری
۱۱۶	سیستم آشوبی جنسیو و لورنز
۱۲۳	<b>فصل ششم: نتیجه گیری و پیشنهادات</b>
۱۲۴	۱-۶ نتیجه گیری
۱۲۴	۲-۶ پیشنهادات
۱۲۶	منابع و مراجع

## فهرست شکل ها

- شکل ۱-۲: نمایش کنترل  $VSS$  ..... ۷
- شکل ۲-۲: نمونه پیکره فاز تحت کنترل حالت لغزشی ..... ۱۰
- شکل ۳-۲: طرح کنترلی سیستم کنترل حلقه بسته در محیط متلب ..... ۱۴
- شکل ۴-۲: ردیابی سیگنال مطلوب ..... ۱۴
- شکل ۵-۲: سیگنال کنترل ورودی ..... ۱۴
- شکل ۶-۲: مسیر صفحه فاز ..... ۱۵
- شکل ۷-۲: لرزش ناشی از تاخیر در سوئیچینگ کنترل ..... ۱۶
- شکل ۸-۲: سیستم کنترل مثال یک بدون دینامیک مدل نشده ..... ۱۷
- شکل ۹-۲: ردیابی در حالت لغزشی ایده آل بدون دینامیک مدل نشده ..... ۱۷
- شکل ۱۰-۲: کنترل سوئیچینگ در فرکانس بالا ( ناحیه آبی) و کنترل معادل (خط سفید) ..... ۱۸
- شکل ۱۱-۲: طرح کنترلی سیستم به همراه دینامیک مدل نشده ..... ۱۸
- شکل ۱۲-۲: ردگیری سیگنال مطلوب با وجود دینامیک مدل نشده ..... ۱۸
- شکل ۱۳-۲: خروجی کارانداز و سیگنال کنترل در مثال دو ..... ۱۹
- شکل ۱۴-۲: غیرخطی گری علامت و تقریب تابع اشباع آن ..... ۲۰
- شکل ۱۵-۲: نمایش هیستریزیس و هیستریزیس اشباع ..... ۲۱
- شکل ۱۶-۲: نمایش مسیرهای حالت در صفحه فاز برای هریک از چهار حالت فوق ..... ۲۲
- شکل ۱۷-۲: پیاده سازی کنترل حالت لغزشی بر اساس رویکرد ..... ۲۳
- شکل ۱۸-۲: بلوک دیاگرام سیستم کنترل در متلب ..... ۲۶
- شکل ۱۹-۲: ردیابی سیگنال مطلوب  $x_d$  ..... ۲۷
- شکل ۲۰-۲: سیگنال کنترل وردی ..... ۲۷
- شکل ۲۱-۲: سیگنال کنترل و استفاده از تابع  $sat$  به جای  $sgn$  ..... ۲۸
- شکل ۲۲-۲: نمایش کنترل حالت لغزشی با فیلتر پایین گذر ..... ۲۸
- شکل ۲۳-۲: طرح کنترلی سیستم به همراه کنترل کننده و فیلتر پایین گذر ..... ۳۰
- شکل ۲۴-۲: ردیابی سیگنال مطلوب ..... ۳۰
- شکل ۲۵-۲: سیگنال کنترل مجازی  $u$  ..... ۳۱
- شکل ۲۶-۲: سیگنال کنترل واقعی  $\tau$  ..... ۳۱
- شکل ۲۷-۲: بلوک دیاگرام سیستم کنترل حالت لغزشی دینامیک ..... ۳۲

- شکل ۲-۲۸: پیاده سازی سیستم و کنترل کننده در محیط شبیه سازی ..... ۳۳
- شکل ۲-۲۹: ردیابی سیگنال مطلوب ..... ۳۴
- شکل ۲-۳۰: سیگنال مشتق کنترل  $\dot{u}$  ..... ۳۴
- شکل ۲-۳۱: سیگنال کنترل  $u$  ..... ۳۴
- شکل ۳-۱: ساختار اصلی سیستم های فازی خالص ..... ۳۸
- شکل ۳-۲: سیستم فازی با فازی ساز و غیرفازی ساز ..... ۳۸
- شکل ۳-۳: مقایسه بین سه شیوه تنظیم پارامترهای کنترل کننده [۴۷] ..... ۴۴
- شکل ۳-۴: ساختار اصلی سیستم های کنترل فازی تطبیقی ..... ۴۵
- شکل ۳-۵: نمای کلی سیستم کنترل حالت لغزشی فازی تطبیقی ..... ۴۹
- شکل ۳-۶: نمای کلی کنترل حالت لغزشی فازی تطبیقی به همراه کنترل نظارتی ..... ۵۱
- شکل ۳-۷: نمایش الگوریتم تصویرسازی ..... ۵۲
- شکل ۳-۸: نمودار صفحه فاز سیستم آشوبی دافینگ-هولمز با  $u(t)=0$  ..... ۵۴
- شکل ۳-۹: نمودار زمانی متغیرهای حالت سیستم آشوبی ..... ۵۴
- شکل ۳-۱۰: نمایش گروه های فازی برای ورودی فازی  $e, \dot{e}$  ..... ۵۵
- شکل ۳-۱۱: بلوک دیاگرام سیستم کنترل در محیط شبیه سازی متلب ..... ۵۶
- شکل ۳-۱۲: ردگیری مسیر مطلوب ..... ۵۶
- شکل ۳-۱۳: سیگنال کنترل  $u$  ..... ۵۶
- شکل ۳-۱۴: سیگنال خطای ردیابی و سطح لغزش  $s$  ..... ۵۷
- شکل ۳-۱۵: نمایش سیگنال  $f(\cdot)$  و تخمین فازی تطبیقی آن ..... ۵۷
- شکل ۴-۱: بلوک دیاگرام سیستم رویتگر در محیط شبیه سازی متلب ..... ۶۲
- شکل ۴-۲: نمایش متغیرهای حالت و تخمین آنها ..... ۶۲
- شکل ۴-۳: طرح کنترلی سیستم در محیط شبیه سازی متلب ..... ۶۶
- شکل ۴-۴: سیگنال حالت  $x_1$  و تخمین آن ..... ۶۶
- شکل ۴-۵: سیگنال حالت  $x_2$  و تخمین آن ..... ۶۷
- شکل ۴-۶: تابع نامعلوم  $f(\cdot)$  و تخمین آن با رویتگر ..... ۶۷
- شکل ۴-۷: سیستم پاندول معکوس ..... ۷۰
- شکل ۴-۸: بلوک دیاگرام سیستم در محیط متلب ..... ۷۰
- شکل ۴-۹: نمایش متغیر حالت  $x_1$  و تخمین آنها ..... ۷۱
- شکل ۴-۱۰: نمایش متغیر حالت  $x_2$  و تخمین آنها ..... ۷۱

- شکل ۴-۱۱: نمایش تابع نامعلوم و تخمین آن ..... ۷۱
- شکل ۴-۱۲: طرح کنترلی سیستم در محیط متلب ..... ۷۳
- شکل ۴-۱۳: اغتشاش  $d$  و تخمین آن ..... ۷۳
- شکل ۴-۱۴: سیگنال متغیر حالت  $x_2$  و تخمین آن ..... ۷۴
- شکل ۵-۱: توابع تعلق ورودی  $s$  و خروجی  $\eta$  ..... ۷۹
- شکل ۵-۲: سیستم کنترل حلقه بسته با بهره فازی ..... ۸۰
- شکل ۵-۳: دیاگرام سیستم کنترل لغزشی با  $ESO$  به همراه بهره فازی تطبیقی ..... ۸۱
- شکل ۵-۴: طرح کنترلی سیستم کنترل حلقه بسته با بهره فازی در محیط متلب ..... ۸۲
- شکل ۵-۵: نمایش ردیابی سیگنال مطلوب  $x_d$  ..... ۸۲
- شکل ۵-۶: نمایش سیگنال بدون لرزش ورودی کنترل ..... ۸۳
- شکل ۵-۷: دقت تخمین تابع نامعلوم سیستم ..... ۸۳
- شکل ۵-۸: تخمین متغیر لغزش  $s$  ..... ۸۳
- شکل ۵-۹: نمایش دقت ردیابی (سیگنال خطای سیستم) ..... ۸۴
- شکل ۵-۱۰: نمایش سیگنال کنترل بدون بهره فازی ..... ۸۴
- شکل ۵-۱۱: طرح کنترلی سیستم کنترل حلقه بسته با بهره فازی تطبیقی در محیط متلب ..... ۸۵
- شکل ۵-۱۲: نمایش ردیابی سیگنال مطلوب ..... ۸۵
- شکل ۵-۱۳: نمایش سیگنال کنترل با بهره فازی تطبیقی ..... ۸۵
- شکل ۵-۱۴: نمایش بهره تطبیقی  $\hat{\eta}$  کنترل کننده ..... ۸۶
- شکل ۵-۱۵: نمایش بهره فازی کنترل کننده ..... ۸۶
- شکل ۵-۱۶: نمایش سیگنال خطا ..... ۸۶
- شکل ۵-۱۷: دیاگرام سیستم کنترل لغزشی  $ESO$  با  $PI$  تطبیقی ..... ۸۸
- شکل ۵-۱۸: طرح کنترلی سیستم به همراه کنترل کننده در محیط شبیه سازی ..... ۹۱
- شکل ۵-۱۹: ردیابی سیگنال مطلوب ..... ۹۱
- شکل ۵-۲۰: سیگنال کنترل ..... ۹۱
- شکل ۵-۲۱: نمایش بهره تطبیقی کنترل کننده  $PI$  ..... ۹۲
- شکل ۵-۲۲: دقت ردیابی سیگنال مطلوب ..... ۹۲
- شکل ۵-۲۳: سیگنال کنترل  $u_p$  (کنترل کننده  $PI$ ) ..... ۹۲
- شکل ۵-۲۴: نمایش سطح لغزش  $\hat{s}$  ..... ۹۳
- شکل ۵-۲۵: دقت تخمین تابع ناشناخته سیستم ..... ۹۳

- شکل ۲۶-۵: دیاگرام سیستم کنترل لغزشی  $ESO$  به همراه سوئیچینگ فاز ۹۵.....
- شکل ۲۷-۵: گروه های فاز برای ورودی فاز  $\hat{s}$  ۹۵.....
- شکل ۲۸-۵: طرح کنترلی سیستم لغزشی  $ESO$  با سوئیچینگ فاز در متلب ۹۶.....
- شکل ۲۹-۵: نمایش ردیابی سیگنال مطلوب ۹۶.....
- شکل ۳۰-۵: سیگنال کنترل ورودی ۹۶.....
- شکل ۳۱-۵: نمایش سطح لغزش  $\hat{s}$  ۹۷.....
- شکل ۳۲-۵: تخمین فاز  $\hat{h}$  در مقایسه با  $\eta \operatorname{sgn}(\hat{s})$  ۹۷.....
- شکل ۳۳-۵: دقت تخمین تابع ناشناخته سیستم با رویکرد  $ESO$  ۹۷.....
- شکل ۳۴-۵: سیگنال خطای ردیابی ۹۸.....
- شکل ۳۵-۵: نمای کلی سیستم کنترل لغزشی  $ESO$  با بهره فاز انتگرالی ۱۰۰.....
- شکل ۳۶-۵: طرح کنترلی سیستم با بهره فاز انتگرالی در محیط متلب ۱۰۰.....
- شکل ۳۷-۵: گروه های فاز برای ورودی و خروجی (چپ و راست) ۱۰۱.....
- شکل ۳۸-۵: اغتشاش گوسین و پالسی ۱۰۱.....
- شکل ۳۹-۵: ردیابی سیگنال مطلوب ۱۰۲.....
- شکل ۴۰-۵: سیگنال کنترل ورودی با لرزش خیلی کم ۱۰۲.....
- شکل ۴۱-۵: دقت تخمین تابع نامعلوم سیستم با رویکرد ۱۰۲.....
- شکل ۴۲-۵: خطای ردیابی سیستم ۱۰۳.....
- شکل ۴۳-۵: (الف) نمودار بلوکی سیستم، (ب) معرفی  $\varphi$ ، (ج) پسگرد از میان انتگرال گیر ۱۰۵.....
- شکل ۴۴-۵: طرح کنترلی سیستم در محیط شبیه سازی متلب ۱۰۸.....
- شکل ۴۵-۵: اغتشاش گوسی با دامنه ۲۰ ۱۰۹.....
- شکل ۴۶-۵: ردیابی سیگنال مطلوب ۱۰۹.....
- شکل ۴۷-۵: سیگنال کنترل بدون لرزش ورودی ۱۰۹.....
- شکل ۴۸-۵: نمایش خطای ردیابی سیگنال مطلوب ۱۱۰.....
- شکل ۴۹-۵: دقت تخمین تابع ناشناخته سیستم ۱۱۰.....
- شکل ۵۰-۵: سیگنال کنترل بدون بهره فاز با  $\eta = 0.1$  ۱۱۰.....
- شکل ۵۱-۵: مقایسه دقت ردیابی در حالت بهره فاز و غیر فاز ۱۱۱.....
- شکل ۵۲-۵: مقایسه ردیابی سیگنال مطلوب در سه کنترل کننده ۱۱۲.....
- شکل ۵۳-۵: مقایسه سیگنال کنترل در سه حالت ۱۱۲.....
- شکل ۵۴-۵: مقایسه سیگنال کنترل با دقت بیشتر در سه حالت ۱۱۳.....

- شکل ۵-۵۵: مقایسه خطای ردیابی در سه حالت ..... ۱۱۳
- شکل ۵-۵۶: دقت تخمین تابع نامعلوم سیستم و اغتشاش ..... ۱۱۳
- شکل ۵-۵۷: نمایش نویز اندازه گیری *URN* ..... ۱۱۴
- شکل ۵-۵۸: مقایسه ردیابی سیگنال مطلوب با نویز اندازه گیری ..... ۱۱۴
- شکل ۵-۵۹: مقایسه سیگنال کنترل با نویز اندازه گیری ..... ۱۱۵
- شکل ۵-۶۰: مقایسه خطای ردیابی با نویز اندازه گیری ..... ۱۱۵
- شکل ۵-۶۱: مسیر فاز برای سیستم آشوبی جنسیو ..... ۱۱۷
- شکل ۵-۶۲: ردیابی سیگنال مطلوب ..... ۱۱۷
- شکل ۵-۶۳: سیگنال کنترل بدون لرزش سیستم ..... ۱۱۸
- شکل ۵-۶۴: سیگنال خطای ردیابی ..... ۱۱۸
- شکل ۵-۶۵: نمایش ردیابی سیگنال مطلوب ..... ۱۱۹
- شکل ۵-۶۶: سیگنال کنترل بدون لرزش ورودی ..... ۱۱۹
- شکل ۵-۶۷: سیگنال خطای ردیابی ..... ۱۱۹
- شکل ۵-۶۸: نمودار فاز سیستم آشوبی لورنز در غیاب کنترل ورودی *u* ..... ۱۲۰
- شکل ۵-۶۹: توابع تعلق گروه های فازی ورودی و خروجی ..... ۱۲۱
- شکل ۵-۷۰: نمایش متغیر های حالت سیستم لورنز ..... ۱۲۱
- شکل ۵-۷۱: سیگنال کنترل بدون لرزش ورودی ..... ۱۲۲
- شکل ۵-۷۲: نمایش سطح لغزش *s* ..... ۱۲۲

**فصل اول**

**مقدمه**



## ۱-۱ پیشگفتار

مشکلات زیادی در پیاده سازی کنترل کننده های طراحی شده بر روی سیستمهای حقیقی وجود دارد. در فرموله کردن هر مسئله کنترلی، اختلافات خاصی بین پلانت<sup>۱</sup> واقعی و مدل ریاضی توسعه یافته جهت طراحی کنترل کننده وجود دارد [۱، ۲]. این عدم تطابق می تواند در نتیجه دینامیک های مدل نشده<sup>۲</sup> [۲] و عدم قطعیت در پارامترهای مدل<sup>۳</sup> ناشی گردد. به علاوه وجود نویز نیز از مسایلی است که می تواند به همراه دو عامل ذکر شده، پیاده سازی کنترل کننده های طراحی شده بر روی سیستمهای واقعی را با چالش روبرو سازد. مهندسان باید مطمئن شوند که طراحی کنترل کننده با وجود شرایط بالا نتیجه و عملکرد مناسب را به همراه خواهد داشت، لذا کنترل مقاوم به عنوان راهکاری مناسب جهت حل مشکل استفاده می شود. در ساختار یک کنترل کننده مقاوم دو مقوله مشاهده می شود: در یکی از آنها هدف کنترل سیستم است (مشابه خطی سازی پسخوری یا قانون کنترل معکوس) و در دیگری مقابله با عدم دقت در مدل دنبال می شود [۲]. یک رهیافت عملی و ساده جهت طراحی کنترل مقاوم روش کنترل حالت لغزشی<sup>۴</sup> می باشد.

به طور شهودی، این روش مبتنی است بر این نکته که بسیار آسانتر است که سیستم های مرتبه اول را کنترل کنیم ( یعنی سیستم هایی که با معادلات دیفرانسیل مرتبه اول توصیف شده اند) چه غیر خطی باشند چه نامعین، تا اینکه سیستم های عمومی تر مرتبه  $n$ -ام را کنترل کنیم [۲]. در کنترل حالت لغزشی از این خصوصیت استفاده می شود و به کمک یک تبدیل (سطح لغزشی) نشان داده می شود که می توان به یک کنترل مقاوم دست یافت. حالت لغزشی یکی از جنبه های کنترل ساختار متغیر<sup>۵</sup> است که سیستم کنترل طوری طراحی می گردد تا متغیرهای حالت را محدود کرده و

<sup>1</sup> Plant

<sup>2</sup> Unstructured uncertainties or unmodeled dynamics

<sup>3</sup> Structured or parametric uncertainties

<sup>4</sup> Sliding Mode Control (SMC)

<sup>5</sup> Variable Structure Control (VSC)

آنها را به سمت خط که در مجاورت تابع سوئیچینگ است سوق دهد. دو مزیت عمده در این روش وجود دارد: اول آنکه رفتار دینامیکی سیستم با انتخاب مناسب تابع سوئیچینگ مناسب می‌گردد و دوم اینکه پاسخ سیستم حلقه بسته نسبت به کلاس خاصی از نامعینی‌ها غیر حساس می‌گردد که دومی همان خاصیت تغییرناپذیری<sup>۱</sup> است که به عنوان یک معیار بالاتر از مقاوم بودن<sup>۲</sup> می‌باشد [۳-۵].

یکی از مهمترین معایب این روش استفاده از کنترل کننده ای با ساختار متغیّر است که به کمک سوئیچینگ فرکانس بالای سیگنال ورودی کنترل محقق می‌شود [۶]، که این پدیده همان لرزش<sup>۳</sup> است، که نوعی ناپایداری داخلی است و می‌تواند باعث تلفات حرارتی و از بین رفتن قطعات مکانیکی شود [۷]. لرزش در عمل مطلوب نیست زیرا باعث فعالیت کنترل زیاد می‌شود و نیز ممکن است دینامیک های فرکانس بالایی (مانند حالت های ساختاری مدل نشده، تاخیرهای صرف نظر شده، و غیره) را که هنگام مدل سازی صرف نظر شده اند تحریک نماید. در این پایان نامه ابتدا مروری بر کنترل حالت لغزشی و روش های کاهش و حذف لرزش خواهیم داشت، سپس روش های پیشنهادی خود را جهت حذف لرزش بکار خواهیم برد.

## ۲-۱ ساختار پایان نامه

این پایان نامه مشتمل بر شش فصل می‌باشد. در فصل دوم مروری بر کنترل ساختار متغیّر و کنترل حالت لغزشی خواهیم داشت و مسئله لرزش را تحلیل خواهیم نمود. در فصل سوم کنترل حالت لغزشی با رویکرد فازی تطبیقی را دنبال خواهیم نمود. با توجه به اینکه یک قسمت از روش های پیشنهادی ما در خصوص استفاده از رویتگرها می‌باشد لذا در فصل چهارم در خصوص رویتگرهای حالت بحث می‌کنیم. در فصل پنجم با توجه به پیش زمینه هایی که از فصول قبل بدست آمده روش های پیشنهادی را ارائه خواهیم نمود و شبیه سازی های مربوطه نیز در همین فصل به

<sup>1</sup> *Invariance*

<sup>2</sup> *Robustness*

<sup>3</sup> *Chattering*

همراه مباحث آمده است. در نهایت، فصل ششم به نتیجه گیری و پیشنهادات اختصاص خواهد داشت. در برخی فصول به جهت درک بهتر موضوع علاوه بر توضیحات تئوریک، سعی شده از شبیه سازی هایی نیز استفاده شود تا خواننده نیز بر موضوع وارد گردد، علاوه بر این پایان نامه می تواند بعنوان مرجعی مختصر در خصوص کنترل حالت لغزشی و شبیه سازی های غیرخطی نیز تلقی گردد.

## فصل دوم

# کنترل حالت لغزشی

## ۱-۲ مقدمه

در این فصل مروری مختصر بر کنترل ساختار متغیر و سپس حالت لغزشی خواهیم داشت. مسئله لرزش را در کنترل حالت لغزشی بررسی می‌کنیم و نگاهی به روش‌های متداول کاهش لرزش خواهیم داشت.

## ۲-۲ کنترل ساختار متغیر

کنترل ساختار متغیر یا به اختصار *VSC* به همراه مد لغزشی در اوایل ۱۹۵۰ پیشنهاد شد و بوسیله امیلیانوف<sup>۱</sup> و چند تن از محققان نظیر تاران<sup>۲</sup>، آتکین<sup>۳</sup> و ایتکیز<sup>۴</sup> در اتحادیه سوویت<sup>۵</sup> تشکیل گردید [۸-۱۰]. در ابتدا *VSC* بر روی یک پلانت خطی مرتبه دوم اجرا شد و سپس با پیشرفت و توسعه روش‌ها، سیستم‌های غیرخطی، چند ورودی-چند خروجی، سیستم‌های گسسته در زمان و سیستم‌های تصادفی را نیز شامل گشت. یکی از خواص مهم *VSC* خاصیت مقاوم بودن و تغییرناپذیری<sup>۶</sup> است و به سیستمی اطلاق می‌گردد که نسبت به تغییرات پارامترها و اغتشاشات خارجی غیر حساس است [۱۱]. در قاعده *VSS* را می‌توان با یک ارتباط موازی از چند زیر سیستم مختلف پیوسته که هر یک ساختار<sup>۷</sup> نامیده می‌شود، نمایش داد که در هر زمان یکی از آنها در مسیر ورودی-خروجی قرار می‌گیرد. شکل ۱-۲ را ببینید [۱۲].

---

<sup>1</sup> Emelyanov

<sup>2</sup> Taran

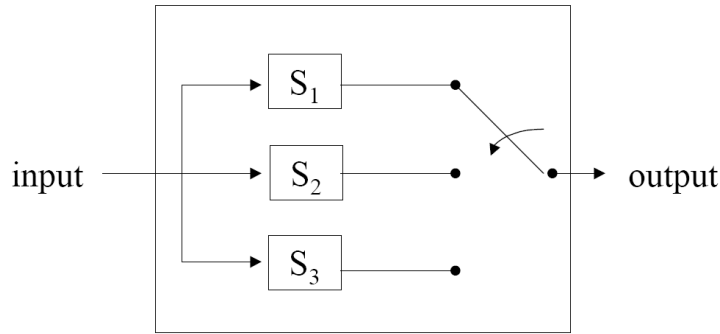
<sup>3</sup> Utkins

<sup>4</sup> Ytkis

<sup>5</sup> Soviet

<sup>6</sup> Invariance

<sup>7</sup> Structures



شکل ۱-۲: نمایش کنترل VSS

جهت روشن تر شدن بحث مثال ساده ای می‌زنیم. فرض سیستمی به شکل زیر داریم:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = u \end{cases} \quad (۱-۲)$$

تابع لیانوف را به صورت زیر در نظر می‌گیریم:

$$V(x) = \frac{1}{2}x_1^2 + \frac{1}{2}x_2^2 \rightarrow V(0) = 0, \quad V(x) > 0 \text{ if } x \neq 0 \quad (۲-۲)$$

سپس با مشتق گیری خواهیم داشت:

$$\dot{V}(x) = x_1\dot{x}_1 + x_2\dot{x}_2 = x_1x_2 + x_2u \quad (۳-۲)$$

ما می‌خواهیم  $\dot{V} < 0$  باشد لذا قرار می‌دهیم  $u = -\alpha x_1$  و با جاگذاری در بالا داریم:

$$\dot{V}(x) = x_1x_2 - \alpha x_1x_2 = x_1x_2(1 - \alpha) \quad (۴-۲)$$

برای اینکه  $\dot{V} < 0$  شود به این نکته توجه می‌کنیم که :

$$\begin{aligned} \text{if } x_1x_2 > 0 &\Rightarrow 1 - \alpha < 0 \Rightarrow \alpha > 1, \text{ for example : } \alpha = 2 \\ \text{if } x_1x_2 < 0 &\Rightarrow 1 - \alpha > 0 \Rightarrow \alpha < 1, \text{ for example : } \alpha = 0.5 \end{aligned} \quad (۵-۲)$$

اکنون قانون کنترل ما با مقادیر بالا بصورت زیر بدست می‌آید.

$$u = \begin{cases} -2x_1 & \text{if } x_1x_2 > 0 \\ -0.5x_1 & \text{if } x_1x_2 < 0 \end{cases} \quad (۶-۲)$$

این تغییر سیگنال ورودی سیستم، همان کنترل ساختار متغیر است.

## ۳-۲ کنترل حالت لغزشی

رهیافت کنترل حالت لغزشی به عنوان یک ابزار موثر کنترل مقاوم برای سیستم های غیرخطی مرتبه بالا پیچیده با وجود عدم قطعیت های مختلف شناخته می گردد. عمل کنترلی یک تابع ناپیوسته است که با استفاده از مبدل های قدرت روش و خاموش<sup>۱</sup> به سادگی قابل پیاده سازی است. پرفسور آتکین<sup>۲</sup> یکی از ابداع کنندگان کنترل ساختار متغیر و مد لغزشی می باشد [۱۳]. از ۱۹۷۵ تا ۱۹۷۸ برای پروژه مشترکی بین موسسه خویش و اینرگوینگ وست<sup>۳</sup> در خصوص کنترل حالت لغزشی موتورهای القایی فعالیت داشته است [۱۴].

## ۴-۲ صورت مساله کنترل در حالت لغزشی

سیستم دینامیکی غیرخطی تک ورودی-تک خروجی<sup>۴</sup> زیر را در نظر بگیرید [۱۵]:

$$\dot{x}^{(n)} = f(x, t) + bu(t) + d(t) \quad (۷-۲)$$

که در آن اسکالر  $x$  خروجی مورد نظر (مثلاً، وضعیت یک سیستم مکانیکی)،  $b > 0$ ، اسکالر  $u \in \mathbf{R}$  ورودی کنترل (مثلاً، یک گشتاور موتور)، و  $\mathbf{x} = [x \ \dot{x} \ \dots \ x^{(n-1)}]^T \in \mathbf{R}^n$  بردار حالت هستند.  $d(t)$  نشاندهنده عدم قطعیت و اغتشاش خارجی است و همواره فرض می گردد  $|d(t)| < D$ . مسئله کنترل این است که حالت  $\mathbf{x}$  را چنان بیابیم که حالت مطلوب  $\mathbf{x}_d = [x_d \ \dot{x}_d \ \dots \ x_d^{(n-1)}]^T$  را با وجود خطا در  $f(x, t)$  و  $b$  تعقیب نماید. با فرض تعریف خطای ردیابی بصورت:

$$\mathbf{e} = \mathbf{x}_d - \mathbf{x} = [e \ \dot{e} \ \ddot{e} \ \dots \ e^{(n-1)}]^T \quad (۸-۲)$$

سطح لغزشی متغیر با زمان به صورت زیر تعریف می شود [۱۶]:

<sup>1</sup> On & Off

<sup>2</sup> Utkins

<sup>3</sup> Enterging Vest

<sup>4</sup> SISO

$$s(x, t) = \mathbf{C}e = c_1 e + c_2 \dot{e} + \dots + e^{(n-1)} \quad (9-2)$$

که  $\mathbf{C} = [c_1 \ c_2 \ \dots \ c_{(n-1)} \ 1]$  یک بردار  $n \times 1$  است. لذا مسئله ردیابی  $x \equiv x_d$  معادل باقی ماندن بر روی سطح  $s(t)$ ، در تمامی  $t > 0$  است. به طور دقیق تر، مسئله ردیابی بردار  $n$ -بعدی  $x_d$  را می توان در عمل مسئله پایدارسازی مرتبه اول در  $s$  جایگزین کرد. علاوه بر این محدودیت های  $s$  را می توان مستقیماً به محدودیت های بردار خطای ردیابی  $e$  منتقل کرد و لذا اسکالر  $s$  معیار واقعی از عملکرد ردیابی است [۲]. در این صورت  $e$  به صورت مجانبی به سمت صفر میل خواهد نمود. به عبارت دیگر در کنترل حالت لغزشی پایداری سیستم از نوع مجانبی است [۱۶]. واضح است که عمده تلاش کنترلی<sup>۱</sup> برای بردن حالت های خطا به سمت سطح و محدود کردن دینامیک خطا روی سطح می باشد. چون دینامیک خطا روی سطح پایدار است، بنابراین روی سطح لغزیده و به صورت مجانبی به سمت مبدأ حرکت خواهد کرد. بنابراین کنترل حالت لغزشی از دو مرحله تشکیل شده است:

۱. فاز رسیدن<sup>۲</sup>: که معمولاً حالت غیر لغزشی نامیده می شود که مسیر حالت از هر جای صفحه فاز حرکت کرده و در زمان محدود به خط می رسد. از معایب عمده این مرحله این است که سیستم نسبت به نویز و اغتشاش، تغییر ناپذیر<sup>۳</sup> نمی باشد [۱۷]. به عبارت دیگر سیستم تحت تأثیر اغتشاش، نویز و ... قرار می گیرد و به همین دلیل دینامیکهای سیستم در این مرحله نامشخص و کنترل ناپذیرند.
۲. فاز لغزش<sup>۴</sup>: در این مرحله که حالت لغزشی نامیده می شود مسیر به صورت مجانبی به سمت نقطه تعادل حرکت می کند ( $s=0$ ). این مرحله سیستم نسبت به اغتشاش سازگار<sup>۵</sup> تغییر ناپذیر است [۱۷]. نمودار این نوع حرکت در شکل ۲-۲ دیده می شود [۱۸].

---

<sup>1</sup> Control effort

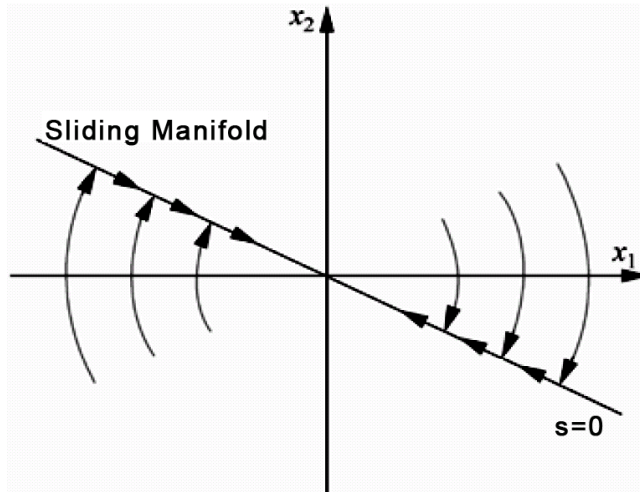
<sup>2</sup> Reaching mode

<sup>3</sup> Invariant

<sup>4</sup> Sliding mode

<sup>5</sup> Matched disturbance





شکل ۲-۲: نمونه پیکره فاز تحت کنترل حالت لغزشی

ذکر این نکته ضروری به نظر می رسد که چنانچه زمان فاز رسیدن محدود نباشد به عبارت دیگر چنانچه همگرایی به سمت سطح، مجانبی باشد، چون مسیر حالت خطا هیچگاه به سطح نمی رسد، لغزشی روی سطح اتفاق نخواهد افتاد و فاز لغزش به کلی از بین می رود و مسیر حالت خطا همواره در فاز رسیدن خواهد بود و چون این فاز مهمترین خصوصیت کنترل حالت لغزشی، یعنی خاصیت تغییر ناپذیری را ندارد، ایده  $SMC$  از بین خواهد رفت.

## ۲-۴-۱ تغییر ناپذیری

همانطور که قبلاً بیان شد تغییر ناپذیری خاصیتی همپای مقاوم بودن و حتی بهتر از آن است، می توان گفت که تغییر ناپذیری معادل است با مقاوم بودن به همراه عملکرد<sup>۱</sup> مناسب. این خاصیت نیازمند برخی شرایط همتا<sup>۲</sup> می باشد. سیستم خطی به صورت کلی زیر را در نظر می گیریم:

$$\dot{x} = (A + \Delta A)x + Bu + d(t) \quad (۱۰-۲)$$

که در آن  $\Delta A$  و  $d(t)$  به ترتیب نشان دهنده خطای مدل و اغتشاش خارجی هستند. اگر  $\tilde{A}$  و  $\tilde{d}(t)$  وجود داشته باشند بطوریکه شرایط همتای زیر را ارضاء نماید، آنگاه حالت لغزشی تغییر ناپذیر

<sup>۱</sup>Performance

<sup>۲</sup>Matching conditions

است [۵-۳].

$$\Delta A = B \Delta \tilde{A} \quad \& \quad d(t) = B \Delta \tilde{d}(t) \quad (11-2)$$

معنای فیزیکی رابطه بالا این است که کل عدم قطعیت مدل و اغتشاش خارجی از طریق کانال کنترل به سیستم اعمال می‌گردد. رابطه مشابه آن را، برای سیستم‌های غیرخطی به صورت زیر می‌توان گسترش داد [۱۸]:

$$\dot{x} = A(x) + \Delta A(x) + B(x)u + d(x, t) \quad (12-2)$$

در حالت کلی تر با وجود نامعینی در  $B$ ، رابطه بالا می‌تواند به صورت زیر باشد:

$$\dot{x} = A(x, t) + \Delta A(x, p, t) + B(x)u + \Delta B(x, p, t)u + d(x, p, t) \quad (13-2)$$

که در آن  $p$  بردار پارامترهای عدم قطعیت است و در [۱۷] نشان داده شده است که تغییرناپذیری با وجود شرایط همتای زیر برای مقادیر معین  $\Delta \tilde{A}$ ،  $\Delta \tilde{B}$  و  $\tilde{d}(t)$  بدست می‌آید.

$$\begin{aligned} \Delta A(x, p, t) &= B(x, t) \Delta \tilde{A}(x, p, t) \\ \Delta B(x, p, t) &= B(x, t) \Delta \tilde{B}(x, p, t) \\ d(x, p, t) &= B(x, t) \Delta \tilde{d}(x, p, t) \end{aligned} \quad (14-2)$$

## ۲-۴-۲ قانون رسیدن کلاسیک

برای اینکه رسیدن به سطح در زمان محدود تضمین شود از قانون رسیدن [۱۷] استفاده می‌شود. بر این مبنا، سیگنال ورودی کنترل از معادله ای به دست می‌آید که رسیدن به سطح در زمان محدود تضمین شود. این معادله شامل حالت‌های زیر است [۱۷، ۱۹-۲۱]:

۱. قانون رسیدن با نرخ ثابت<sup>۱</sup>

$$\dot{s} = -\eta \operatorname{sgn}(s), \quad \eta > 0 \quad (15-2)$$

<sup>۱</sup> Constant rate

که  $\eta$  یک مقدار ثابت مثبت می باشد، این قانون، متغیر سوئیچینگ را محدود می کند تا به سطح  $s$  با نرخ ثابت  $\eta$  برسد. مزیت این قانون رسیدن، سادگی آن است، اما همانطور که بعداً نشان داده خواهد شد، اگر  $\eta$  خیلی کوچک انتخاب شود زمان رسیدن خیلی طولانی خواهد بود، از طرفی اگر  $\eta$  خیلی بزرگ باشد، باعث ایجاد لرزش شدید می شود.

## ۲. قانون رسیدن نمایی<sup>۱</sup>

$$\dot{s} = -\eta \operatorname{sgn}(s) - ks \quad , \quad \eta > 0, k > 0 \quad (۱۶-۲)$$

که  $\dot{s} = -ks$  جمله نمایی است و پاسخ آن بصورت  $s = s(0)e^{-ks}$  است. روشن است که با افزودن نرخ تناسبی  $-ks$  حالت ها مجبور می شوند سریعتر به سمت سطح سوئیچینگ، زمانی که  $s$  بزرگ است نزدیک شوند.

## ۳. قانون رسیدن با نرخ بالا<sup>۲</sup>

$$\dot{s} = -k |s|^\alpha \operatorname{sgn}(s) \quad , \quad k > 0 \quad , \quad 0 < \alpha < 1 \quad (۱۷-۲)$$

این قانون سرعت رسیدن را، زمانی که حالت از سطح لغزش دور است افزایش می دهد، اگرچه این معادله، زمانی که حالت نزدیک سطح است کاهش می یابد، که نتیجه اش سرعت و کاهش لرزش در فاز رسیدن است.

## ۴. قانون رسیدن کلی<sup>۳</sup>

$$\dot{s} = -\eta \operatorname{sgn}(s) - f(s) \quad , \quad \eta > 0 \quad (۱۸-۲)$$

که در آن  $f(0)=0$ ،  $sf(s)>0$  زمانی که  $s \neq 0$ . روشن است که هر چهار رابطه بالا شرط رسیدن حالت لغزشی را که به صورت  $s\dot{s} < 0$  است ارضاء می کنند.

<sup>۱</sup> Exponential

<sup>۲</sup> Power rate

<sup>۳</sup> General

## ۵-۲ طراحی کنترل کننده

سیستم زیر را در نظر بگیرید:

$$\dot{x} = f(x, t) + bu(t) \quad (19-2)$$

که  $f$  و  $b$  معلوم و  $b > 0$  است، آنگاه تابع لغزش بصورت زیر تعریف می‌گردد:

$$s(t) = ce(t) + \dot{e}(t) \quad (20-2)$$

که در آن ضریب ثابت  $c > 0$  است و خطا و مشتق آن بصورت زیر تعریف می‌شوند.

$$\begin{aligned} e(t) &= r - x \\ \dot{e}(t) &= \dot{r} - \dot{x} \end{aligned} \quad (21-2)$$

که  $r$  سیگنال ردیابی مطلوب است، آنگاه خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \dot{s}(t) &= c\dot{e}(t) + \ddot{e}(t) = c(\dot{r} - \dot{x}) + (\ddot{r} - \ddot{x}) \\ &= c(\dot{r} - \dot{x}) + (\ddot{r} - f - bu(t)) \end{aligned} \quad (22-2)$$

طبق قانون رسیدن نمایی (۱۶-۲) و از رابطه (۲۲-۲) خواهیم داشت:

$$c(\dot{r} - \dot{x}) + (\ddot{r} - f - bu(t)) = -\eta \operatorname{sgn}(s) - ks \quad (23-2)$$

و در نهایت قانون کنترل بصورت زیر بدست می‌آید.

$$u(t) = \frac{1}{b}(\ddot{r} - f + c(\dot{r} - \dot{x}) + \eta \operatorname{sgn}(s) + ks) \quad (24-2)$$

در ادامه با شبیه سازی یک مثال، مساله را دنبال می‌کنیم. فرض کنید سیستمی بصورت زیر

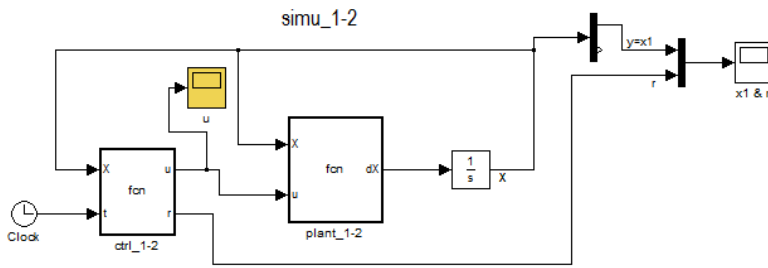
داریم و می‌خواهیم برای آن کنترل کننده ای طراحی کنیم که مسیر مطلوب  $r = \sin(t)$  را ردیابی کند.

$$\dot{x} = -25\dot{x} + 133u \quad (25-2)$$

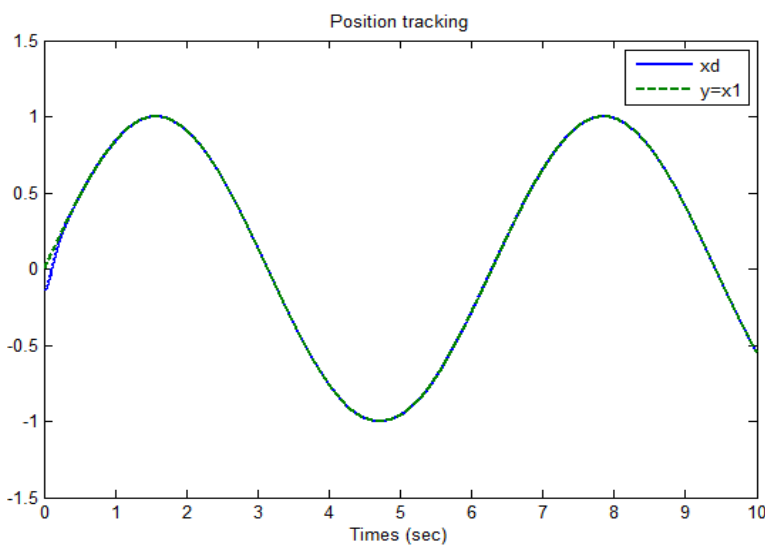
با استفاده از (۲۴-۲) و با مقادیر  $\eta = 5, k = 10, c = 15$  برای کنترل کننده خواهیم داشت:

$$u = \frac{1}{133}(\ddot{r} + 25\dot{x} + 15(\dot{r} - \dot{x}) + 5\operatorname{sgn}(s) + 10s) \quad (26-2)$$

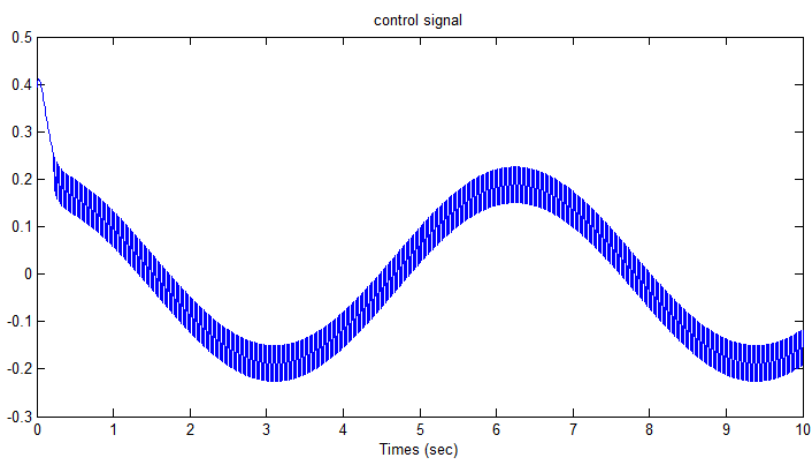
طرح کنترلی سیستم در شکل ۳-۲ و نتایج در شکل های بعدی به شرح زیر است.



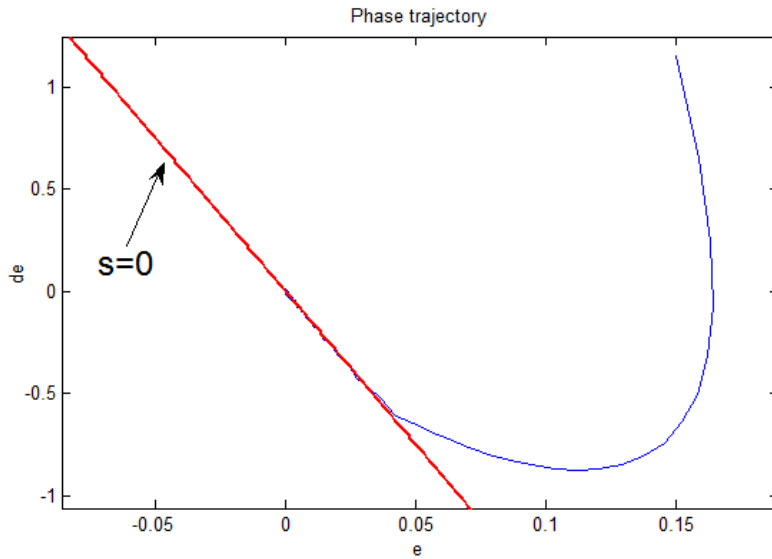
شکل ۳-۲: طرح کنترلی سیستم کنترل حلقه بسته در محیط متلب



شکل ۴-۲: ردیابی سیگنال مطلوب



شکل ۵-۲: سیگنال کنترل ورودی

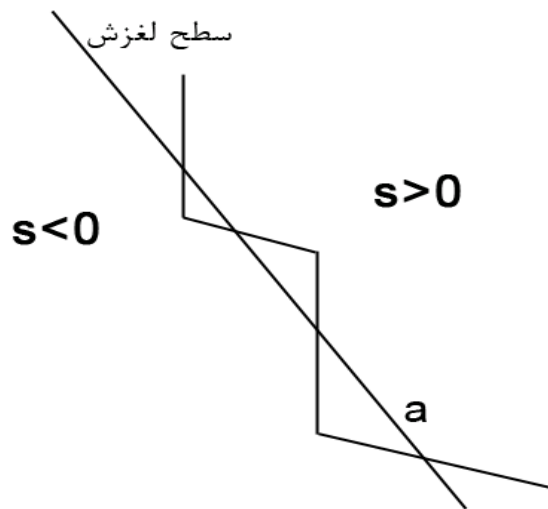


شکل ۲-۶: مسیر صفحه فاز

## ۶-۲ مسئله لرزش

نوسانات فرکانس بالا اما محدود با دامنه کوچک را که موجب کاهش دقت، تلفات گرمایی فراوان در مدارهای الکتریکی و یا فرسودگی اجزای متحرک مکانیکی می شود لرزش نامیده می شود [۷, ۲۲]. علاوه بر این ممکن است دینامیک مدل نشده با فرکانس بالا را تحریک نماید، عملکرد سیستم را تخریب کند و یا حتی سبب ناپایداری شود [۷]. کنترل کننده حالت لغزشی شامل غیرخطی گری ناپیوسته  $sgn(s)$  است، که مسائل نظری و عملی مختلفی را در پی دارد. یکی از مشکلات عملی موضوع، پدیده لرزش است که شکل ۲-۷ نشان می دهد که تاخیر چطور موجب بروز لرزش می گردد. در این شکل حرکت یکی از مسیرهای حالت واقع در ناحیه  $s > 0$  به سمت سطح لغزش  $s=0$  نمایش داده شده است. این مسیر نخست در نقطه  $a$  با سطح برخورد می کند، در حالت ایده آل، باید مسیر حالت از همین نقطه، لغزش روی سطح را آغاز کند اما در واقعیت تاخیری میان زمان تغییر علامت  $s$  و زمان سوئیچینگ کنترل وجود دارد. به هنگام این تاخیر، مسیر حالت از سطح گذشته و وارد ناحیه  $s < 0$  می شود. زمانی که کنترل سوئیچ می کند، مسیر حالت جهت خود را به سمت سطح تغییر می دهد و دیگر بار آن را قطع می کند. تکرار این فرایند سبب ایجاد حرکت

"زیگ زاگ"<sup>۱</sup> (نوسانی) مطابق شکل ۷-۲ می‌گردد [۱۹].



شکل ۷-۲: لرزش ناشی از تاخیر در سوئیچینگ کنترل

یکی از فرضیات در طراحی و آنالیز کنترل حالت لغزشی این است که کنترل می‌تواند بین دومقدار با سرعت بسیار بالا سوئیچ کند که در عمل دستیابی به این کنترل سوئیچینگ بالا غیر ممکن است. محدودیت کاراندازهای<sup>۲</sup> فیزیکی نیز می‌تواند یکی از عوامل باشد، برای مثال در طراحی کنترل سروو موتور *DC* معمولاً فرض می‌گردد ورودی پلانت جریان است و به جهت خاصیت القایی سیم پیچ، آن غیر ممکن است که جریان در یک نرخ بسیار بالا سوئیچ کند، لذا لرزش همیشه در سطوح لغزش و حالت مانا اتفاق می‌افتد [۱۴].

پیاده سازی کنترل حالت لغزشی در حوزه زمان گسسته<sup>۳</sup> نیز می‌تواند باعث پدیده لرزش شود [۲۳]. با توجه به اینکه فرکانس سوئیچینگ بوسیله نرخ نمونه برداری<sup>۴</sup> محدود می‌گردد که این به نوبه خود باعث لرزش می‌گردد، چون در حالت ایده آل همانطور که قبلاً بیان شد، حالت لغزشی به فرکانس سوئیچینگ بی نهایت نیاز دارد. از دلایل دیگر می‌توان به نادیده گرفتن دینامیک های سریع

<sup>1</sup> Zig-Zag

<sup>2</sup> Actuators

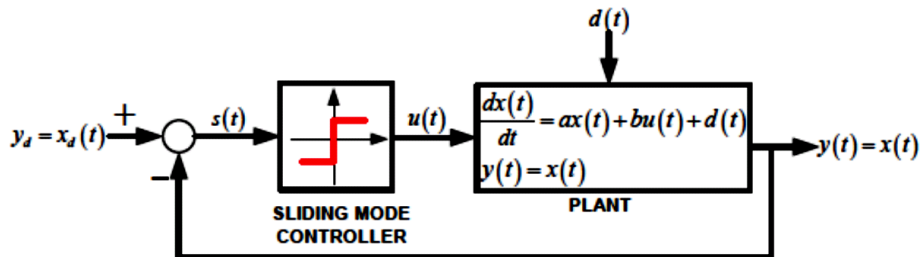
<sup>3</sup> Discrete time

<sup>4</sup> Sampling rate

در مدل کردن سیستم نام برد. دینامیک مدل نشده در واقع دینامیک سنسورها و کاراندازها هستند. خیلی از مواقع مهندسان کنترل فرض می کنند که دینامیک سنسورها و کاراندازها خیلی سریعتر از دینامیک سیستم اصلی است. با توجه به کنترل حالت لغزشی ایده آل در فرکانس بی نهایت، به این معنی است که همه دینامیک های سیستم باید در فرآیند طراحی لحاظ شود. جهت بررسی تاثیر دینامیک های مدل نشده به دو مثال شبیه سازی زیر توجه کنید [۲۴].

مثال ۱: ابتدا سیستمی را بدون دینامیک مدل نشده با وجود اغتشاش خارجی بوسیله کنترل

حالت لغزشی شبیه سازی می کنیم. طرح کنترلی سیستم به صورت شکل ۸-۲ است.



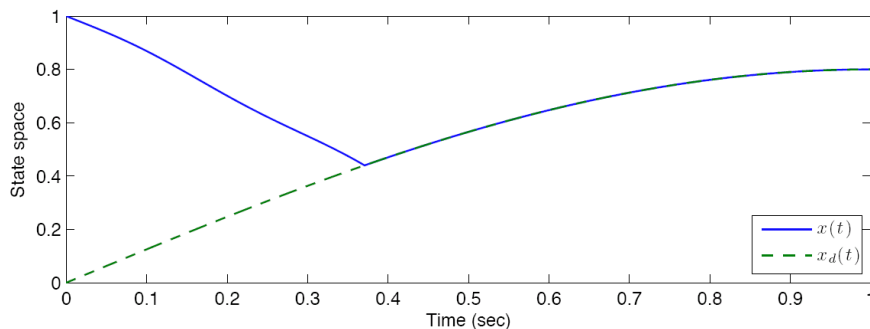
شکل ۸-۲: سیستم کنترل مثال ۱ بدون دینامیک مدل نشده

پارامترها بصورت  $a = .5, b = 1, x(0) = 1, x_d = .8 \sin\left(\frac{\pi t}{2}\right)$  و اغتشاش را بصورت

$d = .2 \sin(10t) + .3 \cos(20t)$  در نظر می گیریم. همانطور که در شکل ۹-۲ نشان داده شده است

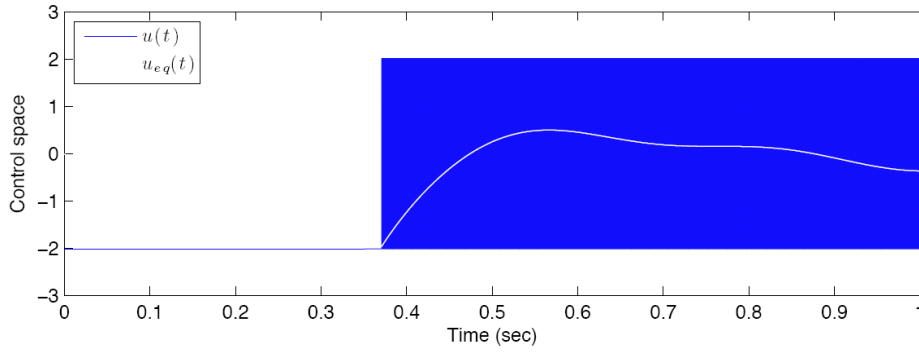
رسیده به خط  $s=0$  در زمان محدود ( کمتر از ۰.۵ ثانیه ) رخ می دهد و سیستم را وادار به ردیابی

مسیر مطلوب می کند و در خرجی سیستم هیچ لرزشی مشاهده نمی شود.



شکل ۹-۲: ردیابی در حالت لغزشی ایده آل بدون دینامیک مدل نشده

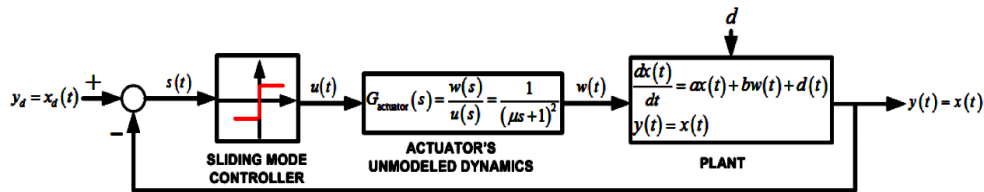




شکل ۱۰-۲: کنترل سوئیچینگ در فرکانس بالا ( ناحیه آبی) و کنترل معادل (خط سفید)

مثال ۲: مثال بالا را با در نظر گرفتن دینامیک مدل نشده شبیه سازی می کنیم. طرح کنترلی

سیستم بصورت شکل ۱۱-۲ است.

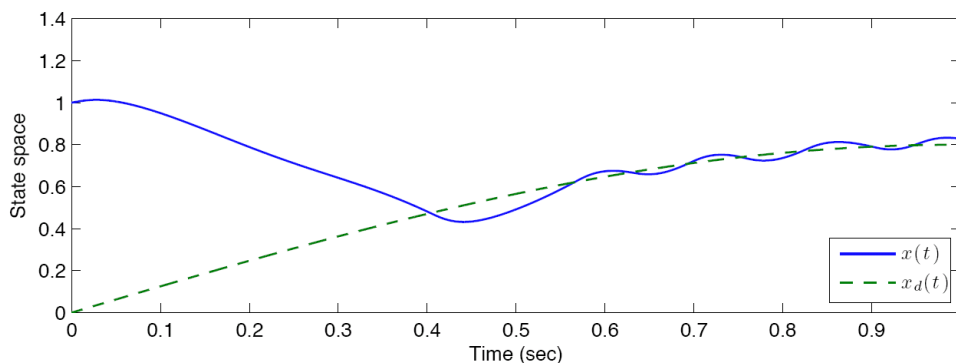


شکل ۱۱-۲: طرح کنترلی سیستم به همراه دینامیک مدل نشده

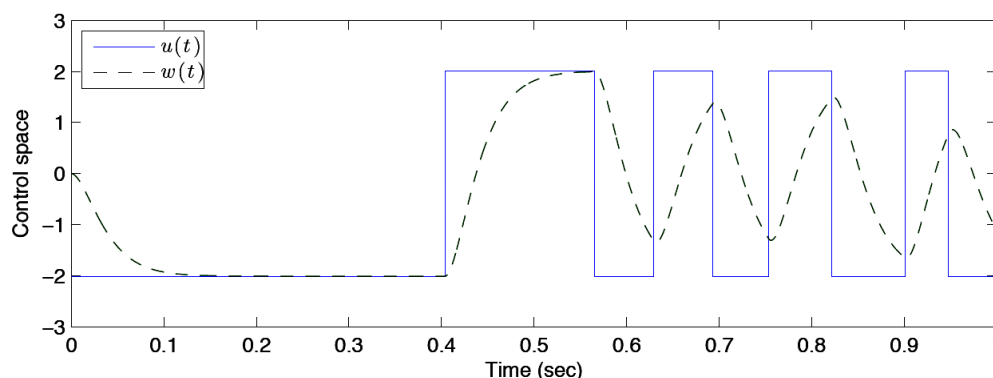
پارامتر  $\square = \frac{1}{50}$  و بقیه مثل مثال قبل است. همانطور که در شکل ۱۲-۲ دیده می شود رسیدن

به سطح در زمان مطلوب و ردیابی بدرستی انجام نمی شود و همچنین خروجی کارانداز قادر به دنبال

روی از سیگنال کنترل نمی باشد.



شکل ۱۲-۲: ردگیری سیگنال مطلوب با وجود دینامیک مدل نشده



شکل ۲-۱۳: خروجی کارانداز و سیگنال کنترل در مثال دو

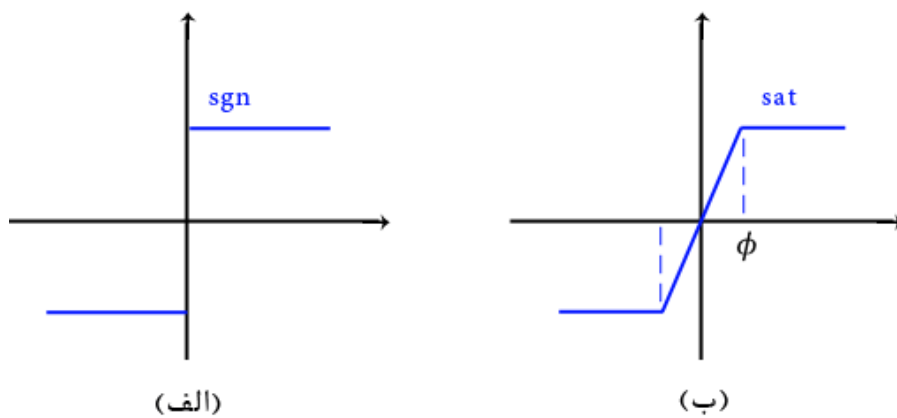
## ۲-۷ روش های حذف لرزش

برای حذف و یا کاهش لرزش ابتدا باید منشأ شغافی برای آن ارایه شود. اگر هر نوع نوسان در دینامیک های سیستم لرزش شناخته شود، حذف آن بسیار مشکل و حتی غیر ممکن است. امروزه در اکثر روش های ارایه شده حذف لرزش را معادل با حذف سویچینگ سیگنال ورودی کنترل می دانند، حتی با وجود صاف بودن سیگنال ورودی کنترل، در صورت استفاده از بهره بزرگ در سیستم حلقه بسته امکان بروز لرزش وجود دارد [۲۲]. چندین روش عمده جهت حذف لرزش وجود دارد که در ادامه به صورت مختصر آنها را بررسی خواهیم نمود.

### ۲-۷-۱ روش های پیوسته

در این روش ها معمولاً، قانون کنترل ناپیوسته  $u$  به طور مناسبی هموار شده تا یک تعادل بهینه ای بین پهنای باند و کنترل و دقت ردیابی بدست آید یعنی استفاده از تقریبی پیوسته برای کنترل کننده ناپیوسته حالت لغزشی می باشد. با استفاده از این تقریب همچنین می توان از مشکلات نظری ناشی از کنترل کننده های ناپیوسته احتراز نمود. البته باید اشاره کرد که نمی توان از روش تقریب پیوسته در حالت هایی استفاده کرد که در آن محرک ها باید در مد عملیاتی روشن-خاموش (برای مثال ترانزیستورها) عمل کنند [۱۹].

۱. روش لایه مرزی<sup>۱</sup>: در این روش در اطراف سطح سویچینگ یک لایه تعریف کرده و سیگنال ورودی کنترل را چنان تعریف می کنیم که همواره حالت‌های خارج این لایه را به درون این لایه سوق دهد و همواره باید بین خطای تعقیب و لرزش مصالحه مناسبی برقرار شود [۱، ۲]. در عمل کنترل سوئیچینگ را با کنترل اشباع پیوسته تقریب می‌زنند. شکل ۱۴-۲ این قضیه را نشان می‌دهد [۲۵، ۲۶]. نتیجه استفاده از این روش آن است که تغییرناپذیری از دست می‌رود [۲۲].



شکل ۱۴-۲: غیرخطی گری علامت و تقریب تابع اشباع آن

معادله شکل ۱۴-۲ (ب) بصورت زیر است:

$$\text{sat}\left(\frac{s}{\phi}\right) = \begin{cases} \frac{s}{\phi} & : |s| < \phi \\ \text{sgn}(s) & : |s| > \phi \end{cases} \quad (27-2)$$

که در آن  $\phi$  ضخامت لایه مرزی است. واضح است که چنانچه  $\phi$  مقدار کوچکی باشد بهره موجود در داخل لایه مرزی بزرگ خواهد بود که می تواند باعث ناپایداری در داخل این لایه شود. از طرفی  $\phi$  خیلی کوچک ممکن است پسخور با بهره زیاد در بخش خطی تابع اشباع، دینامیک مدل نشده فرکانس بالا را تحریک می کند. بنابراین انتخاب  $\phi$  مصالحه ای بین دقت از یک سو و قوام نسبت به دینامیک مدل نشده فرکانس بالا، از سوی دیگر است [۱۹].

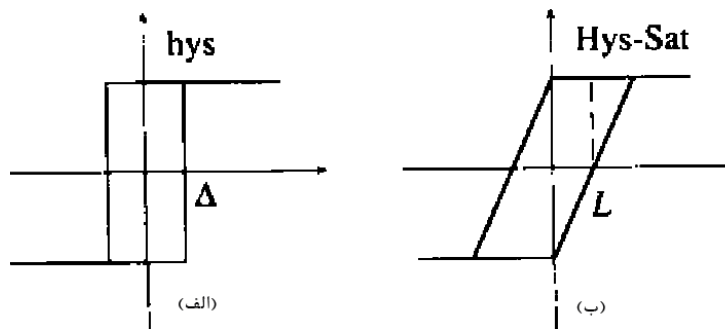
<sup>1</sup> Boundary Layer Method (BLM)

۲. روش لایه مرزی تطبیقی<sup>۱</sup>: روش دیگر لایه مرزی که در [۲, ۲۵] پیشنهاد شده، لایه مرزی تطبیقی است، که ضخامت لایه مرزی با توجه به میزان عدم قطعیت، تطبیق می‌شود. در [۲۷] روشی پیشنهاد شده است که ضخامت لایه را بر مبنای حالت های سیستم تغییر می‌دهد. هرگاه حالت‌های سیستم از سطح دور شوند ضخامت این لایه بزرگ می‌شود و چنانچه حالت‌های سیستم به سطح نزدیک شوند ضخامت این لایه کاهش می‌یابد.

۳. روش لایه مرزی هیستریزس<sup>۲</sup>: معمولاً کنترل اشباع، در عمل همیشه با هیستریزس نشان داده می‌شود، که در شکل ۲-۱۵ نشان داده شده است که با رابطه زیر مدل می‌شود.

$$u(s) = hys(s) = \begin{cases} 1 & s > \Delta \text{ or } \dot{s} < 0 \text{ and } |s| < \Delta \\ -1 & s < -\Delta \text{ or } \dot{s} > 0 \text{ and } |s| < \Delta \end{cases} \quad (2-28)$$

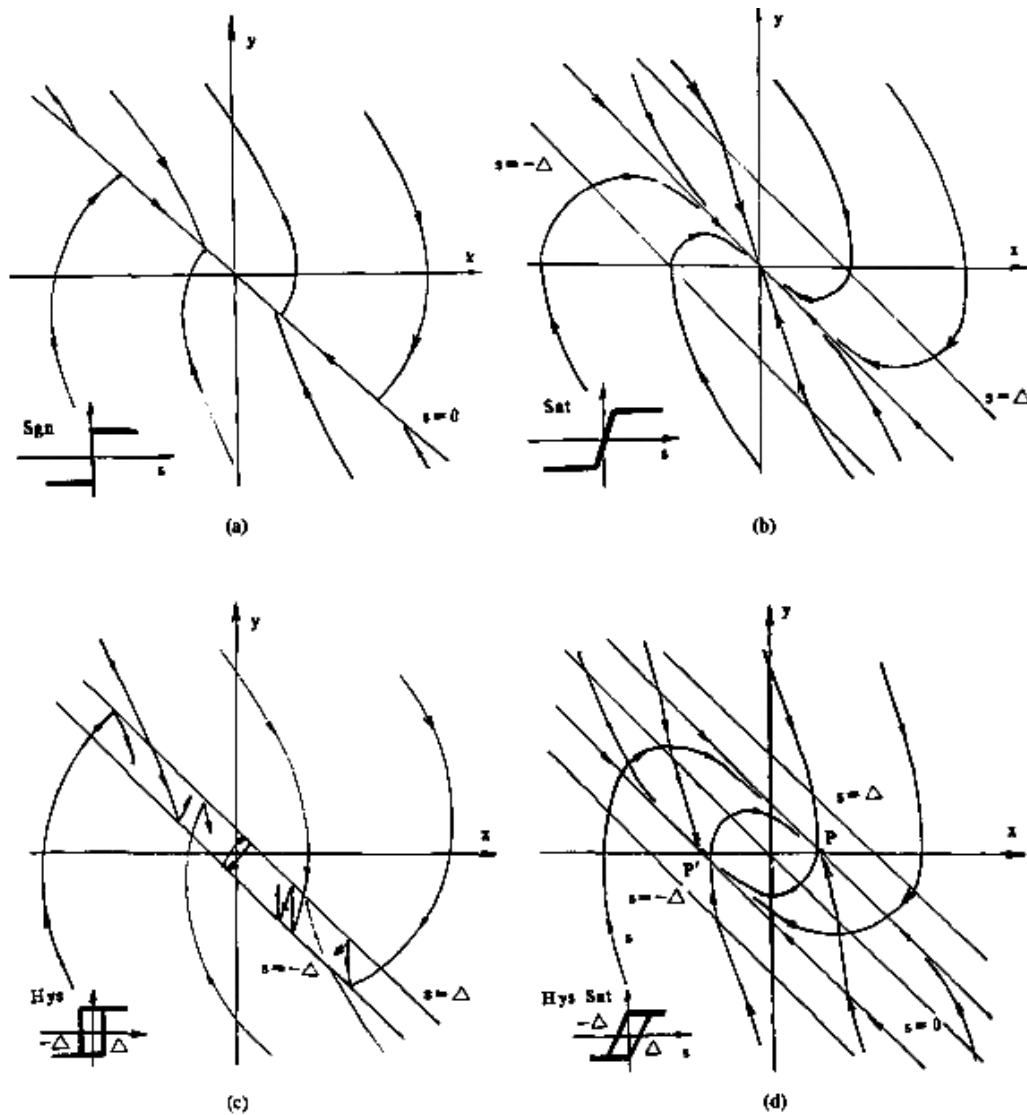
که در آن مقدار هیستریزس در  $s$  است. خاصیت سوئیچینگ باعث می‌شود سوئیچینگ به جای سطح  $s=0$  روی خط  $s = \pm\Delta$  رخ دهد. در حالت هیستریزس اشباع (شکل ۲-۱۵ ب) نیز سیستم دارای دو نقطه تعادل است که نشان از خطای حالت ماندگار است. شکل ۲-۱۶ مسیرهای حالت را در صفحه فاز برای هر یک از چهار حالت فوق نشان می‌دهد [۱۱].



شکل ۲-۱۵: نمایش هیستریزس و هیستریزس اشباع

<sup>1</sup> Adaptive Boundary Layer Method (ABLM)

<sup>2</sup> Hysteresis



شکل ۲-۱۶: نمایش مسیرهای حالت در صفحه فاز برای هر یک از چهار حالت فوق

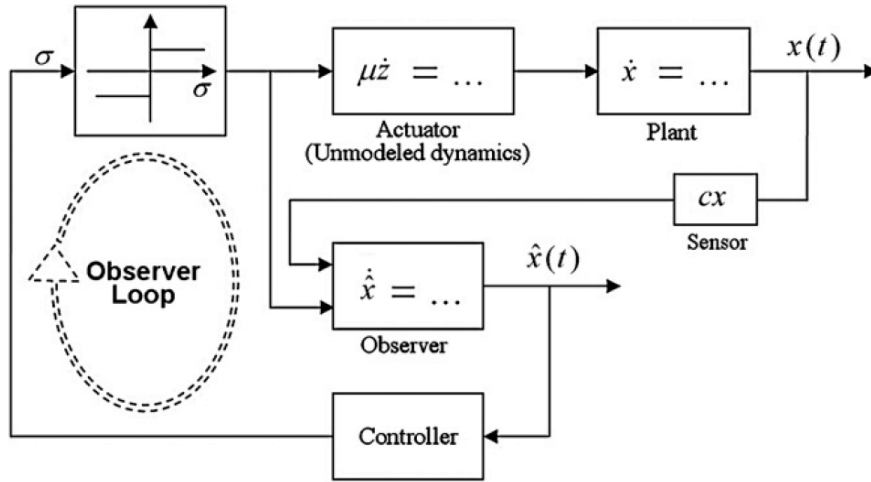
### ۲-۷-۲ روش مبتنی بر رویتگر<sup>۱</sup>

ابتدا بوسیله بانداریو<sup>۲</sup>، کاستیلیوا<sup>۳</sup> و آتکین پیشنهاد شد [۲۸]. ایده اصلی استفاده از رویتگر جهت کاهش لرزش این موضوع است که حالت لغزشی ایده آل در حلقه کمکی که شامل رویتگر است ایجاد می‌گردد. حلقه رویتگر دینامیک مدل نشده را که باعث لرزش می‌شود، شامل نمی‌گردد. در شکل ۲-۱۷ این موضوع نشان داده شده است [۲۹].

<sup>1</sup> Observer

<sup>2</sup> Bondarev

<sup>3</sup> Kostyleva



شکل ۲-۱۷: پیاده سازی کنترل حالت لغزشی بر اساس رویکرد

کنترل کننده از حالت های تخمین زده شده به جای استفاده مستقیم حالت های اندازه گیری شده پلانت استفاده می کند. لذا رویکرد شامل دینامیک کاراندازها و سنسورها نمی شود. دلایلی که به عنوان عوامل حذف لرزش بیان می شوند عبارتند از [۲۲]:

- در رویکرد عدم قطعیتی وجود ندارد و در عین حال دینامیک های مدل نشده ای که در حلقه اصلی وجود دارند (سنسورها و محرک ها) در حلقه محلی فرکانس بالای ایجاد شده دیده نمی شوند.
- ناپیوستگی موجود در سیگنال ورودی کنترل، مربوط به حالت های تخمین زده شده می باشد نه حالت های سیستم اصلی (زیرا کنترل کننده از حالت های تخمین زده شده توسط رویکرد استفاده می کند).

این دو دلیل سبب بی تأثیر شدن یکی از عوامل ایجاد کننده لرزش (یعنی ناپیوستگی موجود در سیگنال ورودی کنترل) می شوند. بحث بیشتر در خصوص رویکردها در فصل ۴ بیان می شود.

## ۲-۷-۳ روش های مرتبه بالا<sup>۱</sup>

در کنترل حالت لغزشی مرتبه بالا این سویچینگ به مشتقات بالاتر سطح منتقل می شود

<sup>۱</sup> Higher order

بنابراین خود سطح صاف و هموار بوده و سوئیچینگ در آن مشاهده نمی شود [۳۰, ۳۱]. یکی از مهمترین مشکلات این روش این است که به علت استفاده از مشتق، به دانش و اطلاعات زیادی از سیستم نیاز است.

## ۲-۷-۴ روش های هوشمند<sup>۱</sup>

روش های هوشمند به عنوان راهکاری جهت حذف لرزش بکار می روند. منطق فازی و شبکه عصبی از جمله روش های هوشمند هستند و الگوریتم ژنتیک را نیز می توان جهت بهینه سازی پارامترها در این دو روش بکار رود. در خیلی از موارد از منطق فازی به جهت قدرت تخمین زندهای آن، برای تخمین تابع ناشناخته سیستم استفاده می گردد و سپس ترکیب آن با روش های کلاسیک نظیر کنترل تناسبی-انتگرالی و یا تطبیقی جهت طراحی کنترل کننده و حذف لرزش سیگنال ورودی اعمال می گردد [۳۲, ۳۳]. یا می توان تابع اشباع را که به صورت مستقیم در کنترل لایه مرزی استفاده می شود تقریب زده و همزمان پارامترهای آن را طوری تنظیم کرد که لرزش نیز کاهش یافته و یا حذف شود [۳۴]. در نهایت می توان با توجه به انعطاف بالای الگوریتم های هوشمند و روش های ذکر شده در بالا به راهکار مناسبی جهت کاهش و حذف لرزش دست یافت. در فصل ۳ در خصوص روش های هوشمند به خصوص فازی بیشتر بحث خواهیم کرد.

## ۲-۸ کنترل حالت لغزشی بر مبنای کنترل معادل

همانطور که بیان شد قانون کنترل حالت لغزشی از دو بخش تشکیل شده است. کنترل معادل  $u_{eq}$  که حالت های سیستم را بر روی سطح لغزش نگه می دارد و کنترل سوئیچینگ  $u_{sw}$  که کمک می کند لغزش بر روی سطح انجام گیرد.

<sup>1</sup> *Intelligent methods*

## ۲-۸-۱ طراحی کنترل کننده بر مبنای کنترل معادل

سیستم تک ورودی - تک خروجی غیر خطی زیر را در نظر بگیرید:

$$x^{(n)} = f(x, t) + bu(t) + d(t) \quad (29-2)$$

که در آن  $x = [x \dot{x} \dots x^{(n-1)}]^T \in \mathbf{R}^n$  بردار حالت هستند،  $b > 0$ ، اسکالر  $u \in \mathbf{R}$  ورودی

کنترل،  $d(t)$  نشاندهنده عدم قطعیت و اغتشاش خارجی است و  $|d(t)| \leq D$ .

با فرض اینکه سیستم (۲۹-۲) را بدون عدم قطعیت در نظر بگیریم، خواهیم داشت:

$$x^{(n)} = f(x, t) + bu(t) \quad (30-2)$$

با تعریف خطا بصورت  $e = x_d - x = [e \dot{e} \dots e^{(n-1)}]^T$ ، سطح لغزش را بصورت زیر تعریف

می‌کنیم:

$$s(x, t) = c_1 e + c_2 \dot{e} + \dots + e^{(n-1)} \quad (31-2)$$

از تساوی  $\dot{s} = 0$  قانون کنترل معادل بصورت زیر بدست می‌آید.

$$u_{eq} = \frac{1}{b} \left( \sum_{i=1}^{n-1} c_i e^{(i)} + x_d^{(n)} - f(x, t) \right) \quad (32-2)$$

حال جهت ارضاء شرط رسیدن یعنی  $s \cdot \dot{s} \leq -\eta |s|$  که  $\eta > 0$  قانون کنترل سوئیچینگ

بصورت زیر تعریف می‌شود.

$$u_{sw} = \frac{1}{b} K \operatorname{sgn}(s) \quad (33-2)$$

که آن  $K > \eta + D$ ، در نهایت کنترل حالت لغزشی از مجموع دو جمله تشکیل شده و بصورت

زیر است:

$$u(t) = u_{eq} + u_{sw} \quad (34-2)$$

جهت اثبات پایداری، تابع لیاپانوف را بصورت زیر در نظر می‌گیریم:



$$V = \frac{1}{2} s^2 \quad (۳۵-۲)$$

با مشتق گیری و جاگذاری  $\dot{s}$  و  $u$  در آن خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s \cdot \left( \sum_{i=1}^{n-1} c_i e^{(i)} + x_d^{(n)} - f(x, t) - bu(t) - d(t) \right) = \\ &= s \cdot \left( \sum_{i=1}^{n-1} c_i e^{(i)} + x_d^{(n)} - f(x, t) - b \left( \frac{1}{b} \left( \sum_{i=1}^{n-1} c_i e^{(i)} + x_d^{(n)} - \right. \right. \right. \\ &\left. \left. \left. f(x, t) + K \operatorname{sgn}(s) \right) \right) - d(t) \right) \end{aligned} \quad (۳۶-۲)$$

در نهایت با ساده سازی به رابطه زیر می‌رسیم.

$$\dot{V} = s(-K \operatorname{sgn}(s)) - sd(t) = -(K|s| - sd(t)) = -\eta|s| \leq 0 \quad (۳۷-۲)$$

جهت روشن تر شدن بحث به مثال شبیه سازی زیر دقت کنید. هدف طراحی کنترل حالت

لغزشی طبق بالا برای پلانت زیر می‌باشد بطوری که سیگنال  $x_d = \sin(t)$  را ردیابی نماید.

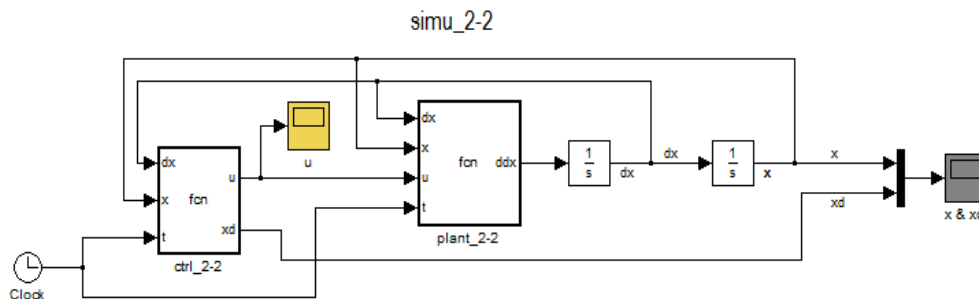
$$\ddot{x} = -25\dot{x} + 2u + d(t) \quad (۳۸-۲)$$

اغتشاش  $d(t) = 5\cos(t)$  فرض می‌شود. با انتخاب  $K = 1$ ,  $c = 25$ ,  $D = 5$ , قانون کنترل

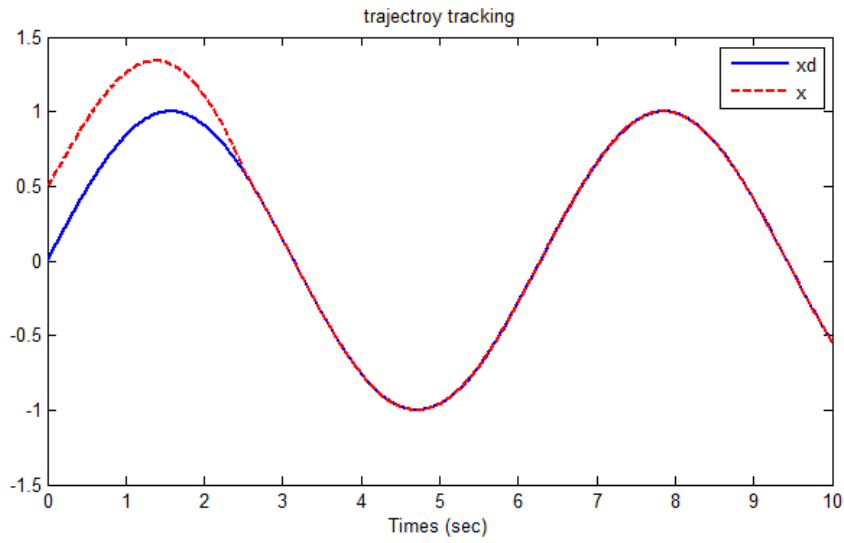
طبق (۳۴-۲) بصورت زیر بدست می‌آید.

$$u = 25\dot{e} + \ddot{x}_d + 25\dot{x} + 6 \operatorname{sgn}(s) \quad (۳۹-۲)$$

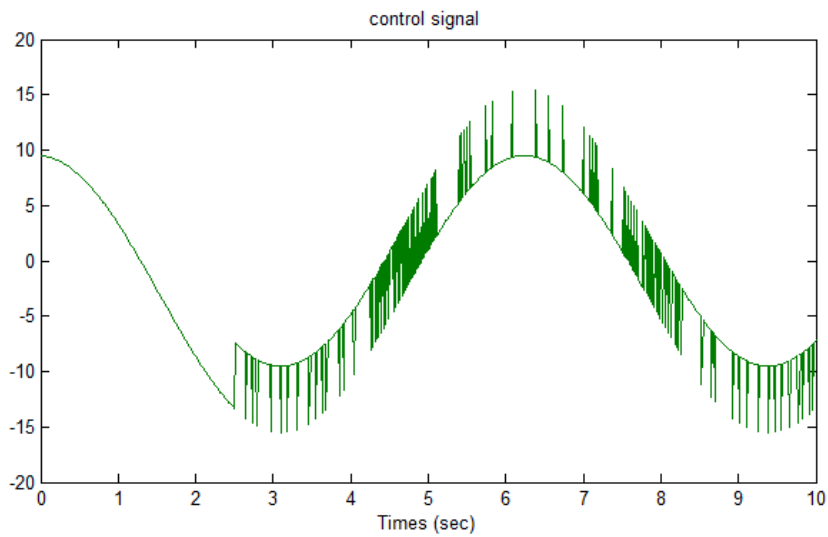
بلوک دیاگرام کنترل در شکل ۱۸-۲ و نتایج در شکل ۱۹-۲ تا شکل ۲۱-۲ به شرح زیر است:



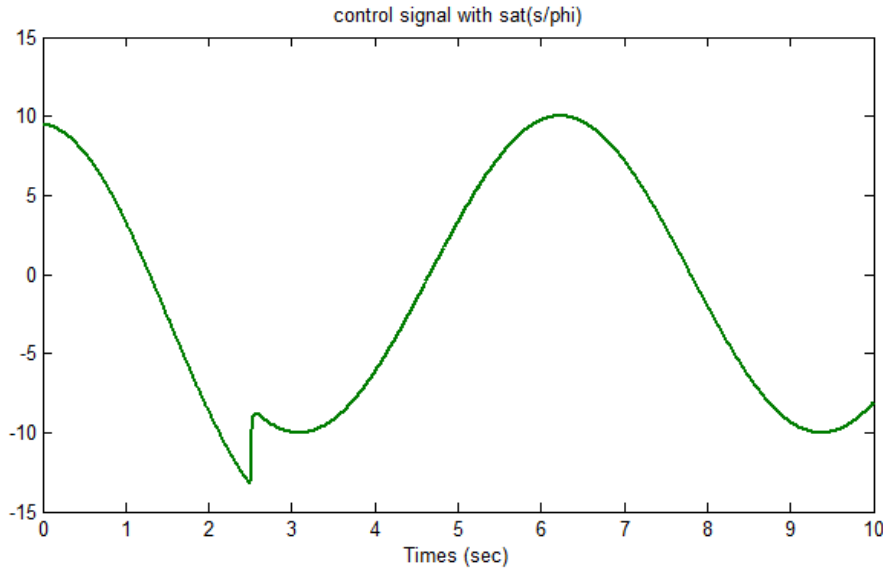
شکل ۱۸-۲: بلوک دیاگرام سیستم کنترل در متلب



شکل ۲-۱۹: ردیابی سیگنال مطلوب  $x_d$



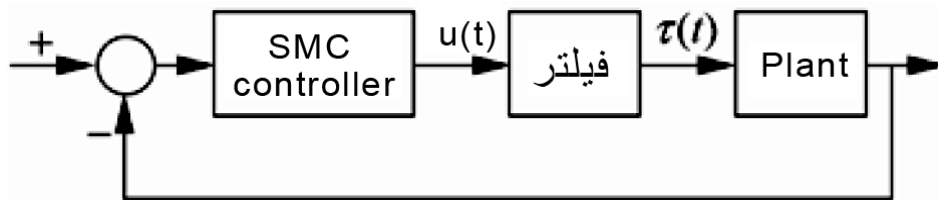
شکل ۲-۲۰: سیگنال کنترل وردی



شکل ۲-۲۱: سیگنال کنترل و استفاده از تابع  $sat$  به جای  $sgn$

## ۹-۲ کنترل حالت لغزشی بر مبنای فیلتر پایین گذر<sup>۱</sup>

در این روش از یک فیلتر پایین گذر در جلوی ورودی کنترل استفاده می‌شود و این به نوبه خود سیگنال‌های فرکانس بالای ورودی را فیلتر کرده و کمک به کاهش لرزش می‌کند. نمای کلی سیستم با فیلتر پایین گذر به صورت شکل زیر است.



شکل ۲-۲۲: نمایش کنترل حالت لغزشی با فیلتر پایین گذر

که در آن  $u(t)$  ورودی کنترل مجازی و  $\tau(t)$  ورودی کنترل عملی می‌باشد. طراحی فیلتر پایین گذر به صورت زیر می‌باشد.

$$Q(s) = \frac{\lambda}{s + \lambda}, \quad \lambda > 0 \quad (۴۰-۲)$$

آنگاه با توجه به شکل ۲-۲۲ خواهیم داشت:

<sup>۱</sup> Low pass filter

$$\dot{t} + \lambda\tau = \lambda u \quad (۴۱-۲)$$

با فرض  $\tau = J\ddot{x} + d(t)$  که در آن  $x$  متغیر حالت،  $J$  شتاب اولیه و  $\tau$  ورودی کنترل است

خواهیم داشت:

$$\dot{t} + \lambda\tau = \lambda u \Rightarrow J\ddot{x} + \dot{d}(t) + \lambda(J\ddot{x} + d(t)) = \lambda u \quad (۴۲-۲)$$

جهت ردیابی سیگنال مطلوب  $x_d$  خطا را بصورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$e = x - x_d \quad (۴۳-۲)$$

و تابع لغزش را نیز بصورت زیر در نظر می‌گیریم:

$$s(t) = \ddot{e} + \lambda_1\dot{e} + \lambda_2e \quad , \quad \lambda_1 > 0, \lambda_2 > 0 \quad (۴۴-۲)$$

تابع لیاپانوف زیر را در نظر می‌گیریم:

$$V(x) = \frac{1}{2}Js^2 \quad (۴۵-۲)$$

با مشتق گیری و جاگذاری  $\dot{s}$  و  $u$  در آن بدست می‌آید :

$$\dot{V} = Js\dot{s} = s(\lambda u - \dot{d} - \lambda d - \lambda J\ddot{x} + J(-\ddot{x}_d + \lambda_1\dot{e} + \lambda_2\dot{e})) \quad (۴۶-۲)$$

در نهایت کنترل کننده حالت لغزشی بر مبنای فیلتر پایین گذر بصورت زیر بدست می‌آید.

$$u = -\frac{1}{\lambda}(-\lambda J\ddot{x} + J(-\ddot{x}_d + \lambda_1\dot{e} + \lambda_2\dot{e}) + \eta \operatorname{sgn}(s)) \quad (۴۷-۲)$$

بطوریکه  $\eta > |\dot{d} + \lambda d|$  و خواهیم داشت:

$$\dot{V} = s(-\eta \operatorname{sgn}(s) - \dot{d} - \lambda d) = -s(\dot{d} + \lambda d) - \eta|s| < 0 \quad (۴۸-۲)$$

جهت روشن تر شدن بحث به مثال شبیه سازی زیر توجه بفرمایید.

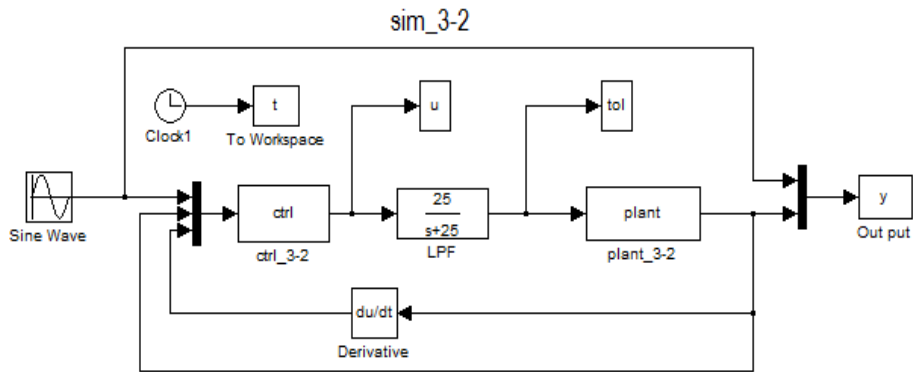
می‌خواهیم برای پلانت زیر با استفاده از روش بالا کنترل کننده ای طراحی کنیم تا مسیر

مطلوب  $x_d = \sin(t)$  را با حالت اولیه  $x_0 = [0.5 \ 0]$  ردیابی کند.

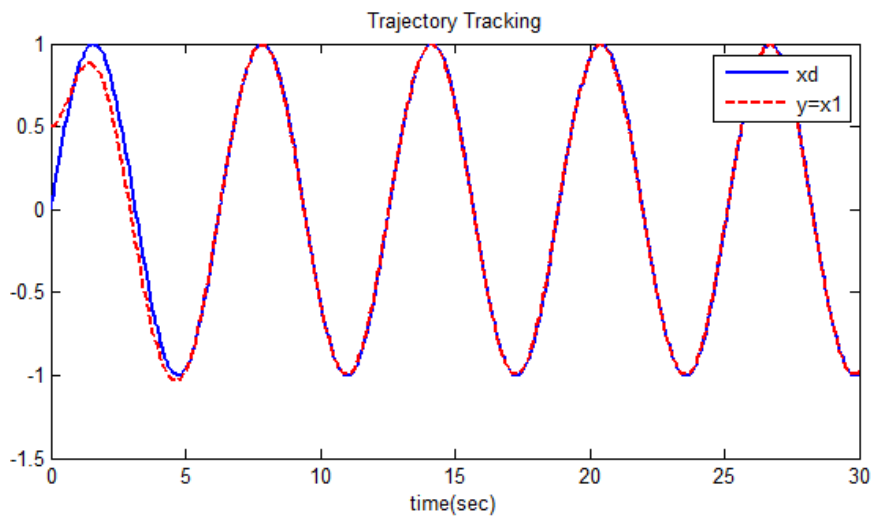
$$J\ddot{x} = \tau - d(t) \quad , \quad J = 10 \quad (۴۹-۲)$$

که در آن  $d(t)=3\sin(t)$  است و مقادیر کنترل کننده بصورت،  $\lambda = 25$ ،  $\lambda_1 = 30$ ،  $\lambda_2 = 40$

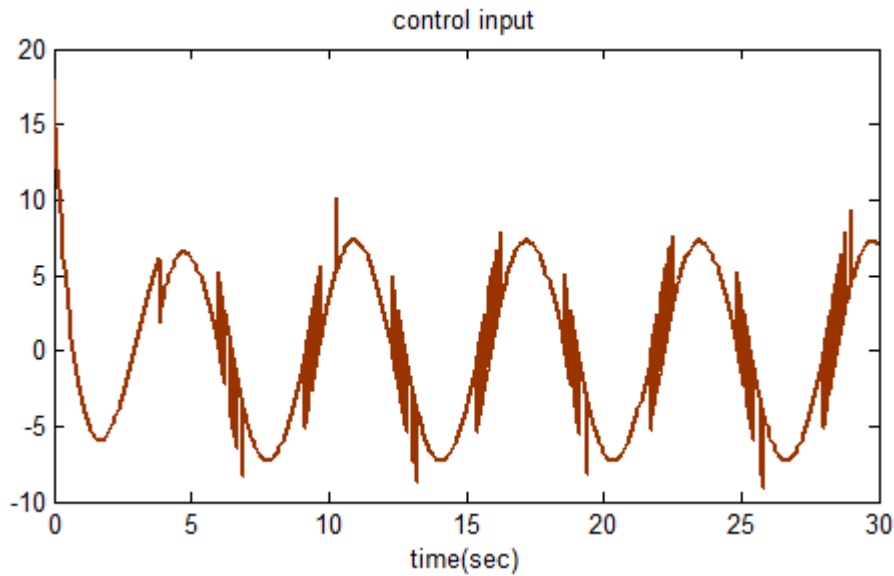
است.  $\eta = 60$  است. طرح کنترلی سیستم به همراه کنترل کننده در شکل ۲۳-۲ نشان داده شده است.



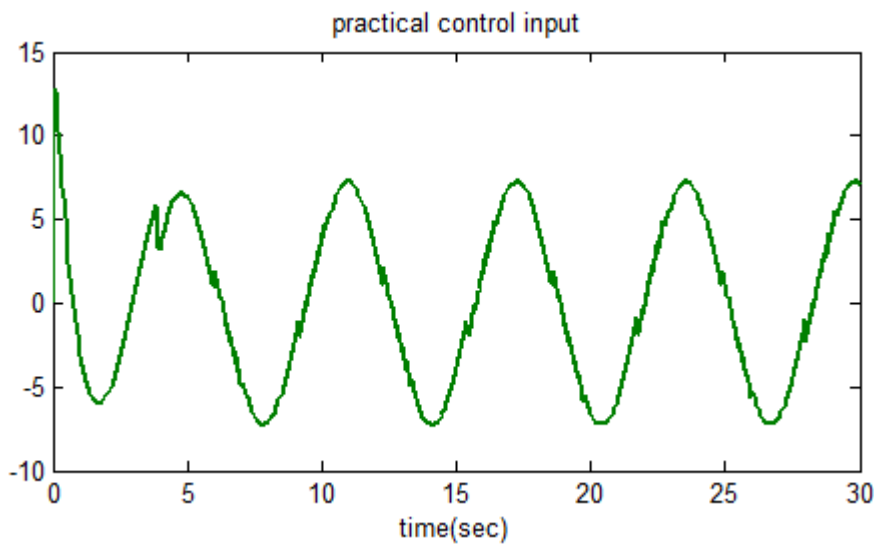
شکل ۲۳-۲: طرح کنترلی سیستم به همراه کنترل کننده و فیلتر پایین گذر



شکل ۲۴-۲: ردیابی سیگنال مطلوب



شکل ۲-۲۵: سیگنال کنترل مجازی "

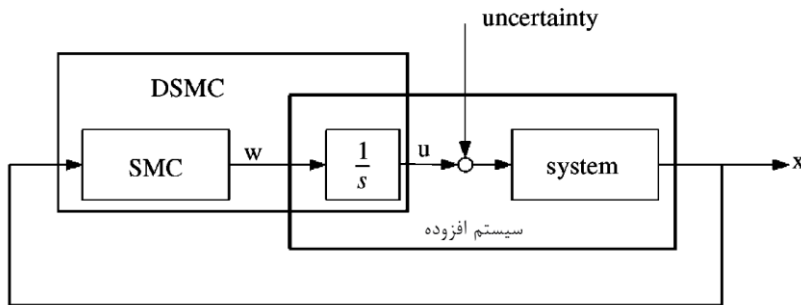
شکل ۲-۲۶: سیگنال کنترل واقعی  $\tau$ 

## ۱۰-۲ کنترل حالت لغزشی دینامیک<sup>۱</sup>

در این روش یک سطح لغزش جدید تعریف می‌شود. تابع سوئیچینگ نسبت ورودی کنترل از درجه نسبی مشتق یک یا بالاتر می‌باشد که می‌تواند ناپیوستگی را به مشتق مرتبه یک یا بالاتر سیگنال ورودی منتقل کند و به نوبه خود باعث کاهش لرزش شود [۳۵]. بلوک دیاگرام سیستم

<sup>۱</sup> Dynamic Sliding Mode Control (DSMC)

کنترل بصورت شکل ۲-۲۷ است [۳۶]. طراحی قانون کنترل در ادامه بررسی می‌شود.



شکل ۲-۲۷: بلوک دیاگرام سیستم کنترل حالت لغزشی دینامیک

سیستم غیر خطی زیر را در نظر بگیرید:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x) + b(x)u + d \\ y = x_1 \end{cases} \quad (50-2)$$

که  $x = [x_1 \ x_2]^T$  متغیرهای حالت سیستم،  $f$  و  $g$  توابع معلوم هموار،  $y$  خروجی سیستم و  $d$

عدم قطعیت می‌باشد که  $|d| \leq D_0, |\dot{d}| \leq D$  است. جهت طراحی کنترل کننده، خطا و سطح لغزش

را بصورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$\begin{aligned} e &= y - y_d \\ s &= \dot{e} + ce \\ \dot{s} &= \dot{f} + gu + d - \ddot{y}_d + c\dot{e} \end{aligned} \quad (51-2)$$

با تعریف سطح لغزش جدید بصورت زیر

$$\mu = \dot{s} + \lambda s, \quad \lambda > 0 \quad (52-2)$$

زمانی که  $\mu = 0$  است  $\dot{s} + \lambda s = 0$  بصورت مجانبی پایدار است، لذا  $e \rightarrow 0, \dot{e} \rightarrow 0$ . اثبات

پایداری آن به شرح زیر است.

$$\begin{aligned} \mu &= \dot{s} + \lambda s = \dot{f} + gu + d - \ddot{y}_d + c\dot{e} + \lambda s \\ \dot{\mu} &= \dot{f} + g\dot{u} + g\ddot{u} + \dot{d} - \ddot{y}_d + c\ddot{e} + \lambda \dot{s} \\ &= \dot{f} + g\dot{u} + g\ddot{u} + \dot{d} - \ddot{y}_d + c(\dot{f} + gu + d - \ddot{y}_d) \\ &\quad + \lambda(\dot{f} + gu + d - \ddot{y}_d + c\dot{e}) \end{aligned} \quad (53-2)$$

در نهایت با ساده سازی برای کنترل کننده دینامیک بدست می آوریم:

$$\dot{u} = \frac{1}{g} (-\dot{f} + (c + \lambda)\ddot{y}_d + \ddot{y}_d - (\dot{g} + cg + \lambda g)u - (c + \lambda)f - \lambda c\dot{e} - \eta \operatorname{sgn}(\mu)) \quad (54-2)$$

در نهایت با جاگذاری (54-2) در (53-2) بدست می آوریم:

$$\dot{\mu} = \dot{d} + (c + \lambda)d - \eta \operatorname{sgn}(\mu) \quad (55-2)$$

با انتخاب  $\eta > D + (c + \lambda)D_0$  برای شرط لغزش بدست می آید:

$$\mu\dot{\mu} = \mu(\dot{d} + (c + \lambda)d) - \eta|s| \leq (D + (c + \lambda)D_0)\mu - \eta|s| < 0 \quad (56-2)$$

جهت روشن تر شدن بحث به مثال زیر توجه نمایید. هدف طراحی کنترل کننده به روش بالا

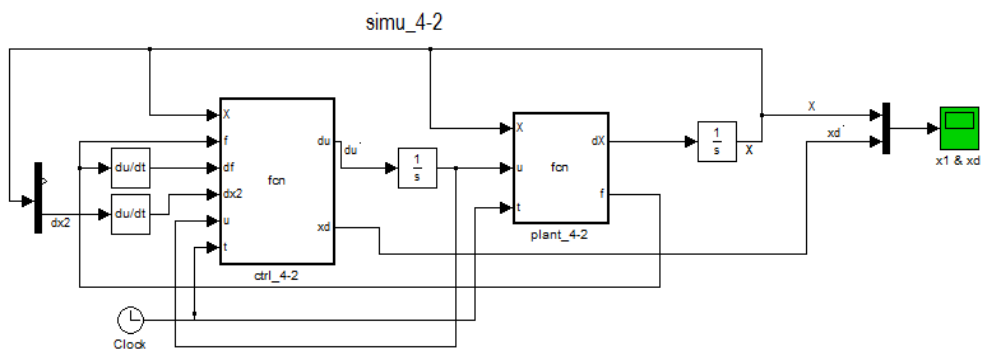
برای ردگیری سیگنال مطلوب  $x_d = \sin(t)$  می باشد. سیستم بصورت زیر است:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = 2x_1 - 25x_2 + 50u + 5\sin(t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (57-2)$$

که در آن  $f(x) = 2x_1 - 25x_2$ ,  $g(x) = 50$ ,  $d = 5\sin(t)$ ,  $D = 5$ ,  $D_0 = 5$ ,  $y$  خروجی

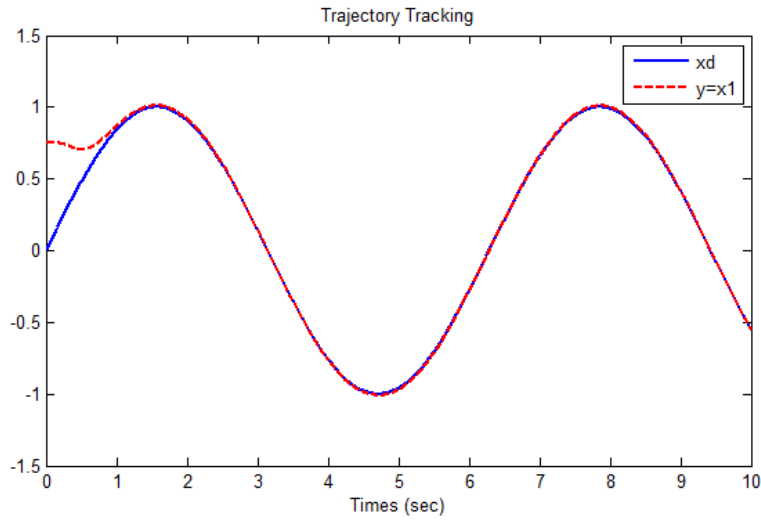
سیستم است و  $\eta = D + (c + \lambda)D_0 = 80$ . کنترل کننده طبق رابطه (54-2) بدست می آید و برای

ثابت ها داریم:  $c = 5, \lambda = 10$ ,  $x_0 = [0.75 \ 0]$ . نتایج به شرح زیر است.

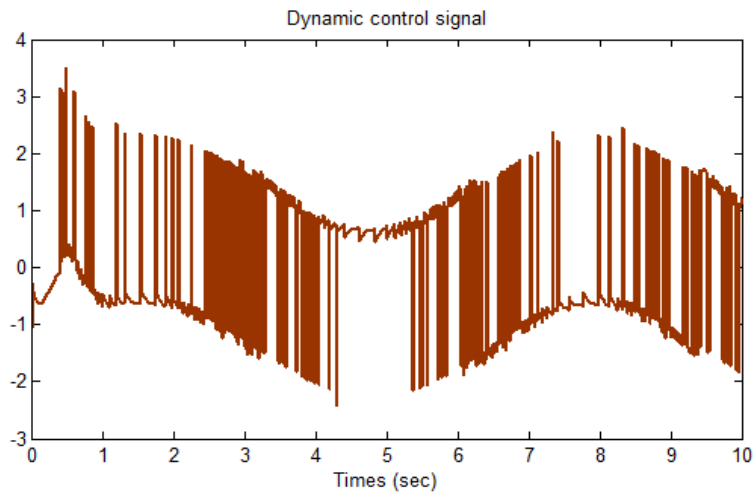
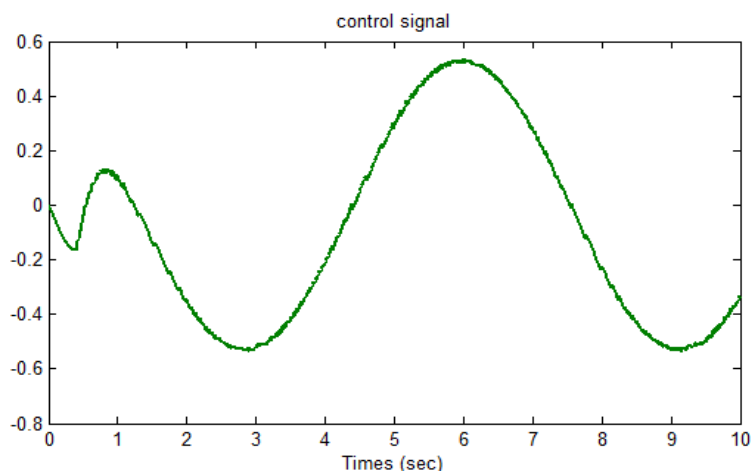


شکل ۲-۲۸: پیاده سازی سیستم و کنترل کننده در محیط شبیه سازی





شکل ۲-۲۹: ردیابی سیگنال مطلوب

شکل ۲-۳۰: سیگنال مشتق کنترل  $\dot{u}$ شکل ۲-۳۱: سیگنال کنترل  $u$

همانطور که ملاحظه شد در این روش کنترلی علاوه بر تابع  $f$  به مشتق آن نیز نیاز داریم و حتی حد اغتشاش و مشتقش نیز باید معلوم باشد، بنابراین در مواقعی که سیستم نامعلوم است استفاده از کنترل حالت لغزشی دینامیک به سادگی میسر نمی‌باشد.

## فصل سوم

# کنترل فازی تطبیقی

## ۳-۱ مقدمه

در این فصل به بررسی مختصر سیستم های فازی<sup>۱</sup> و ترکیب آن با کنترل حالت لغزشی می پردازیم. منطق فازی<sup>۲</sup> برای اولین بار در سال ۱۹۶۰ توسط دکتر لطفی زاده، استاد علوم کامپیوتری دانشگاه برکلی کالیفرنیا، ابداع شد. مقاله کلاسیک پرفسور لطفی زاده درباره مجموعه فازی که در سال ۱۹۶۵ به چاپ رسید، سرآغاز جهتی نوین در علوم، مهندسی سیستم و کامپیوتر بود. در فضایی که دانشمندان علوم مهندسی به دنبال روش های ریاضی برای شکست دادن مسایل دشوارتر بودند، نظریه فازی به گونه ای دیگر از مدل سازی، اقدام کرد [۱۵].

دنیای واقعی ما بسیار پیچیده تر از آن است که بتوان یک توصیف و تعریف دقیق برای آن بدست آورد، بنابراین ما به فرضیه ای نیاز داریم که بتواند دانش بشری را به شکلی سیستماتیک فرموله کرده و آن را به همراه سایر مدل های ریاضی در سیستم های مهندسی قرار دهد لذا یک توصیف تقریبی یا همان فازی برای یک مدل معرفی می شود.

## ۳-۲ ساختار سیستم های فازی

سیستم های فازی، سیستم های مبتنی بر دانش یا قواعد<sup>۳</sup> می باشند. قلب یک سیستم فازی یک پایگاه دانش بوده که از قواعد اگر-آنگاه فازی تشکیل شده است. یک قاعده اگر-آنگاه فازی یک عبارت اگر-آنگاه بوده که بعضی کلمات آن بوسیله توابع تعلق پیوسته مشخص شده اند [۳۷]. ساختار اصلی یک سیستم فازی خالص در شکل ۳-۱ نشان داده شده است. در این شکل موتور استنتاج فازی<sup>۴</sup> مجموعه قواعد اگر-آنگاه را به یک نگاشت از مجموعه های فازی در فضای ورودی به مجموعه های فازی در فضای خروجی بر اساس اصول منطق فازی ترکیب می کند.

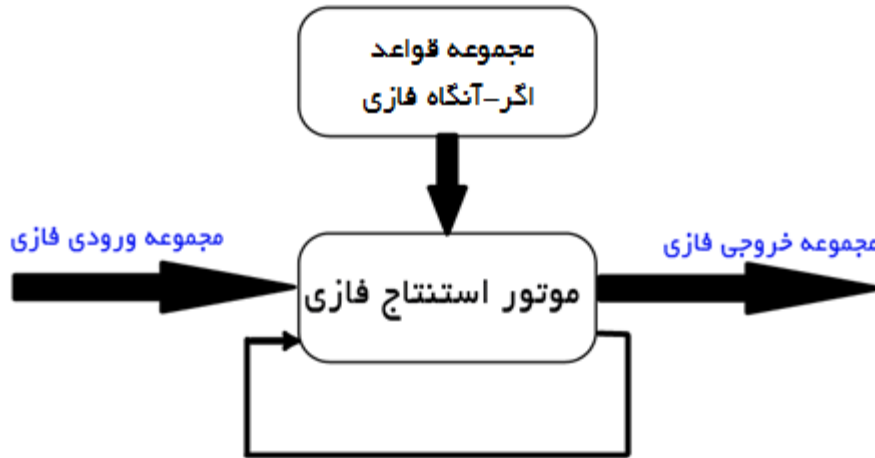
---

<sup>1</sup> Fuzzy

<sup>2</sup> Fuzzy logic

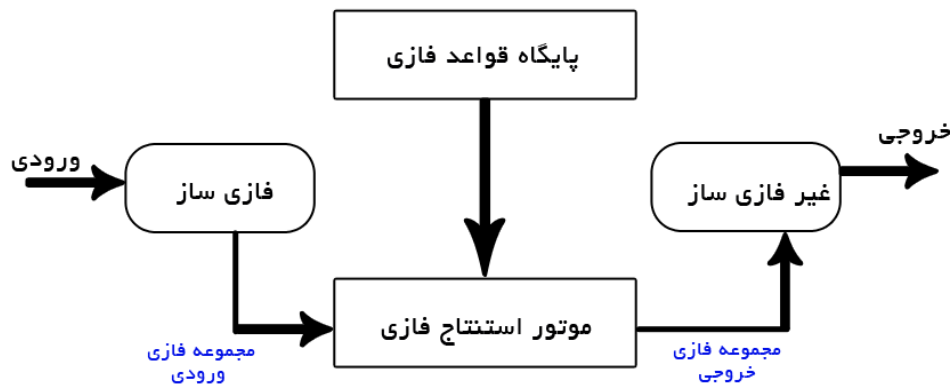
<sup>3</sup> Knowledge – base or rule – base system

<sup>4</sup> Fuzzy inference engine



شکل ۳-۱: ساختار اصلی سیستم های فازی خالص

مشکل اصلی در رابطه با سیستم های فازی خالص این است که ورودی ها و خروجی های آن مجموعه های فازی هستند (واژه هایی در زمان طبیعی). در حالی که در سیستم های مهندسی، ورودی ها و خروجی ها متغیرهایی با مقادیر حقیقی می باشند. لذا در سیستم های مهندسی، یک روش ساده اضافه کردن یک فازی ساز در ورودی که متغیرهای با مقادیر حقیقی را به یک مجموعه فازی تبدیل کرده و یک غیرفازی ساز که یک مجموعه فازی را به یک متغیر با مقدار حقیقی در خروجی تبدیل می کند، می باشد. نتیجه یک سیستم فازی با فازی ساز و غیرفازی ساز بوده که در شکل ۳-۲ نشان داده شده است.



شکل ۳-۲: سیستم فازی با فازی ساز و غیرفازی ساز

## ۳-۳ کنترل فازی در ترکیب با لغزشی

در بخش ۲-۸ در رابطه (۲-۳۴) قانون کنترل با این فرض بدست آمد که مدل سیستم (تابع  $f$  و  $g$ ) شناخته شده هستند، در حالی که در اکثر مواقع ما مدل قطعی از سیستم نداریم، لذا می توان از یک سیستم فازی جهت تخمین مدل استفاده نمود. یک مقایسه دقیق بین کنترل فازی و کنترل لغزشی نشان می دهد که عملکرد این دو روش در بسیاری از حالت ها مشابه هم هستند [۳۷]. سیستم غیر خطی تک ورودی- خروجی زیر را در نظر بگیرید:

$$x^{(n)} = f(x) + u \quad (۱-۳)$$

که در آن  $u \in R$  ورودی کنترل،  $x \in R$  خروجی و  $x = [x \ \dot{x} \ \dots \ x^{(n-1)}]^T$  بردار حالت

می باشد. تابع  $f$  دقیقاً معلوم نیست و داری عدم قطعیت به صورت زیر است:

$$\begin{aligned} f(x) &= \hat{f}(x) + \Delta f(x) \\ |\Delta f(x)| &\leq F(x) \end{aligned} \quad (۲-۳)$$

بطوریکه  $\Delta f(x)$  نامعلوم بوده ولی  $\hat{f}(x)$  و  $F(x)$  معلوم می باشند. هدف کنترل عبارت است از

تعیین یک کنترل فیدبک  $u=u(x)$  به نحوی حالت  $x$  در سیستم حلقه بسته قادر به ردگیری حالت مطلوب  $x_d$  باشد یعنی خطای ردگیری  $e=x-x_d$  به سمت صفر همگرا گردد. با فرض (۱-۳) از مرتبه دو و استفاده از رابطه (۲-۳۴) در بخش کنترل معادل، کنترل کننده لغزشی بصورت زیر خواهد بود:

$$u = -\hat{f}(x) + \ddot{x}_d - c\dot{e} - K \operatorname{sgn}(s) \quad (۳-۳)$$

با انتخاب  $K = \eta + F(x)$  شرط لغزش  $s\dot{s} \leq -\eta$  برآورده می شود. حال فرض کنید که کنترل

$u$  یک کنترل کننده فازی  $u_{fuzz}(x)$  باشد، در این صورت اگر شرایط زیر را برآورده سازد:

$$\begin{aligned} \operatorname{sgn}(s) > 0 : u_{fuzz}(x) &\leq -\eta - (f(x) + c\dot{e} - \ddot{x}_d) \\ \operatorname{sgn}(s) < 0 : u_{fuzz}(x) &\geq \eta - (f(x) + c\dot{e} - \ddot{x}_d) \end{aligned} \quad (۴-۳)$$

که در آن  $\eta, c$  ثابت های مثبت و  $s = \dot{e} + ce$  می باشد، آنگاه این شرایط تضمین خواهد کرد،

خطای ردیابی به سمت صفر همگرا خواهد شد که در [۳۷] اثبات قضیه موجود است. اکنون با انتخاب

یک کنترل کننده فازی قانون کنترل بصورت زیر نوشته می شود.

$$u_{fuzz}(x) = -\hat{f}(x) + \ddot{x}_d - c\dot{e} - K \operatorname{sgn}(s) \quad (5-3)$$

اکنون یکی از روش ها، طراحی یک کنترل کننده فازی می باشد که سمت راست رابطه (5-3) را تخمین بزند.

### ۱-۳-۳ سیستم های فازی بعنوان تقریب گرهای عمومی

سیستم های فازی نوع خاصی از توابع غیرخطی هستند، بنابراین اهمیتی ندارد که بعنوان کنترل کننده استفاده می شوند یا تصمیم گیرنده یا هر نوع سیستم دیگر، موضوع جالب قابلیت سیستم های فازی از نقطه نظر یک تابع تقریب می باشد. اگر سیستم های فازی بتوانند هر تابع غیرخطی مثل بالا را با هر دقت دلخواهی تقریب بزنند آنگاه در طیف گسترده ای از کاربردهای مختلف، بسیار مفید خواهند بود.

**قضیه تقریب عمومی:** فرض کنید که ورودی، مجموعه مرجع  $U$  یک مجموعه بسته در  $R^n$

باشد، آنگاه برای هر تابع حقیقی داده شده  $g(x)$  در  $U$  و  $\varepsilon > 0$  دلخواه، یک سیستم فازی  $f(x)$  به شکل زیر وجود دارد،

$$f(x) = \frac{\sum_{l=1}^M \bar{y}^l \prod_{i=1}^n a_i^l \exp\left(-\left(\frac{x_i - \bar{x}_i^l}{\sigma_i^l}\right)^2\right)}{\sum_{l=1}^M \prod_{i=1}^n a_i^l \exp\left(-\left(\frac{x_i - \bar{x}_i^l}{\sigma_i^l}\right)^2\right)} \quad (6-3)$$

که در آن  $\bar{x}_i^l$ ،  $\sigma_i^l$  و  $\bar{y}^l$  پارامترهای توابع عضویت ورودی و خروجی هستند و داریم:

$$\sup_{x \in U} |f(x) - g(x)| < \varepsilon \quad (7-3)$$

این بدان معناست که سیستم های فازی با موتور استنتاج ضرب، فازی ساز منفرد، غیرفازی ساز

میانگین مراکز و توابع تعلق گوسین تقریب زننده های عمومی هستند. اثبات این قضیه خود بر اساس

قضیه استون-ویراشتراس، که یک قضیه معروف در تجزیه تحلیل است استوار می‌باشد [۳۷].

### ۳-۴ منطق فازی و کاهش لرزش

کنترل فازی معمولاً به دو صورت در حالت لغزشی استفاده می‌شود.

۱. رویکرد غیر مستقیم

۲. رویکرد مستقیم

#### ۳-۴-۱ رویکرد غیر مستقیم

در این رویکردها از سیستم فازی به عنوان یک روش هوشمند برای تحقق یکی از اهداف مورد نیاز استفاده می‌شود. به عبارت دیگر سیستم فازی نقش کنترلی بر عهده نداشته و به طور مستقیم در حلقه کنترل وارد نمی‌شود. این اهداف ثانویه می‌توانند هر معیاری را شامل شوند مانند:

- استفاده از فازی جهت کاهش لرزش

در این روش‌ها از یک فیلتر پایین‌گذر به منظور حذف نوسانات فرکانس بالای سیگنال ورودی کنترل استفاده می‌شود. در این حالت وظیفه سیستم فازی تنظیم پارامترهای این فیلتر می‌باشد به نحوی که لرزش به طور کامل حذف شود [۳۸].

- استفاده از فازی جهت تعیین پارامترهای کنترل حالت لغزشی

در این حالت وظیفه سیستم فازی آموزش مستقیم یکی از پارامترهای کنترل کننده می‌باشد. به عنوان مثال در [۳۹] شیب سطح لغزشی به کمک یک سیستم فازی طوری تعیین می‌شود که فاز رسیدن حداقل شود. در [۴۰] وظیفه سیستم فازی تعیین ضخامت لایه مرزی است به گونه‌ای که لرزش حذف شود. در [۳۴، ۴۱] جهت کاهش لرزش، بهره تابع سوئیچینگ به صورت فازی تعیین می‌گردد.



• استفاده از فازی جهت مدل سازی عدم قطعیت ها

در بسیاری از مواقع یکی از مهمترین مشکلات طراحی کنترل کننده، کمبود دانش کافی از سیستم تحت کنترل است. حتی گاهی از کران های عدم قطعیت های موجود در سیستم نیز اطلاعاتی در اختیار نداریم و به ناچار برای جبران این کمبود اطلاعات، باید از بهره بزرگی در طراحی استفاده کنیم. در این مواقع بهترین روش این است که از یک سیستم فازی برای مدل سازی سیستم و عدم قطعیت های موجود در آن استفاده کنیم. به عنوان مثال در [۴۲] این روش طوری استفاده شده است که سیستم فازی به صورت تطبیقی آموزش داده می شود.

### ۳-۴-۲ رویکرد مستقیم

در این روش ها از سیستم فازی در نقش یک کنترل کننده فازی به منظور پیاده سازی ایده کنترل حالت لغزشی استفاده می شود؛ به همین دلیل از این روش ها با عنوان رویکردهای مستقیم یاد می شود [۴۳]. به عنوان مثال می توان تابع اشباع را که به صورت مستقیم در کنترل لایه مرزی استفاده می شود تقریب زده و همزمان پارامترهای آن را طوری تنظیم کرد که لرزش نیز کاهش یافته و یا حذف شود یا در [۳۲، ۳۳، ۴۴] از یک سیستم فازی با رویکرد تطبیقی جهت تخمین قسمت ناشناخته تابع سیستم و یا تخمین تابع سوئیچینگ استفاده می شود.

### ۳-۵ رهیافت فازی تطبیقی<sup>۱</sup>

زمانی که یک کنترل کننده متعارف<sup>۲</sup> طراحی می کنیم معمولاً آن را تنظیم نمی کنیم، ما یک مدل ریاضی از کنترل نتیجه می گیریم و سپس آن را پیاده سازی می کنیم. در این موارد معمولاً مدل دقیق پلانت و اجزای کنترل را می دانیم و بر پایه آن قادر هستیم یک مدل ریاضی برای کنترل کننده پیشنهاد دهیم. اما زمانی که یک کنترل کننده در شرایط عدم قطعیت عمل می کند یا دانش

<sup>۱</sup> Adaptive Fuzzy (AF)

<sup>۲</sup> Conventional

سیستمی بسیار محدود است، طراحی یک کنترل پیشرفته که پارامترهای آن ثابت باشد و عملکرد خوبی داشته باشد غیر ممکن و غیر عملی است [۴۵].

اگر پیچیدگی و عدم قطعیت مدل به قدری باشد که امکان طراحی یک کنترل کننده ثابت وجود نداشته باشد جهت عملکرد خوب سیستم حلقه بسته یکی از این سه روش زیر استفاده می شود [۴۶]:

✓ بهبود مدل سازی جهت کاهش عدم قطعیت

✓ تنظیم خودکار برخط<sup>۱</sup> پارامترها

✓ تنظیم دستی طراحی قانون کنترل نامی<sup>۲</sup>

معمولاً تنظیم کنترل کننده های فازی به سه روش انجام می گیرد:

✓ کنترل کننده های خود تنظیم<sup>۳</sup>

✓ کنترل کننده های تطبیقی<sup>۴</sup>

✓ کنترل کننده یادگیری<sup>۵</sup>

پارامترهای کنترل خود تنظیم بدون تغییر در مدل پلانت و استفاده از مدل های دیگر تغییر می کند. در کنترل کننده تطبیقی فرض می گردد تغییرات در پلانت وجود دارد و در کنترل یادگیری تغییرات کنترل بر پایه تجربیات گذشته است [۴۷]. شکل ۳-۳ مقایسه ای بین این سه شیوه انجام داده است.

<sup>1</sup> *On-line*

<sup>2</sup> *Nominal*

<sup>3</sup> *Self-organising*

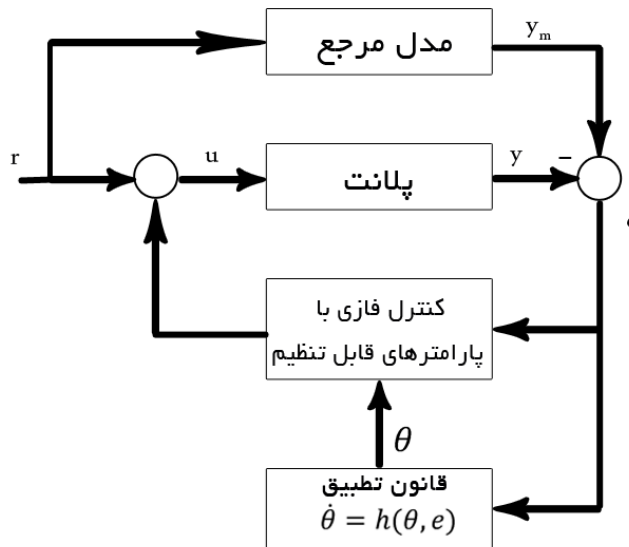
<sup>4</sup> *Adaptive*

<sup>5</sup> *Learning*

	Self-organising	Adaptive	Learning
Modification of the controller parameters	Yes	Yes	Yes
Controller redesign	No	Yes	Maybe
Limitations in redesign and updating	Very strong	Strong	No
Identification and modification of the plant model	No	Yes	Maybe
Ability to accommodate novel operating environment	Poor	Good	Poor
Time for adaptation	Medium	Long	Short
Ability to control slowly changing with time processes	Poor	Good	Poor
Ability to control the processes and objects with unknown models	Very good	Poor	Good
Memory requirement for implementation	No	No	Large
Accuracy of the control law derived	Poor	Good	Poor
Ability to preserve high performance during functioning	Poor	Medium	Good

شکل ۳-۳: مقایسه بین سه شیوه تنظیم پارامترهای کنترل کننده [۴۷]

عموماً، هدف اصلی کنترل تطبیقی عبارت از ثابت نگه داشتن کارایی یک سیستم در حضور این عدم قطعیت ها می باشد. بنابراین کنترل فازی پیشرفته باید تطبیقی باشد. ساختار اصلی یک سیستم کنترل فازی تطبیقی در شکل ۳-۴ نشان داده شده است.



شکل ۳-۴: ساختار اصلی سیستم های کنترل فازی تطبیقی

مدل مرجع<sup>۱</sup> به منظور مشخص نمودن پاسخ ایده آل که سیستم کنترل فازی بایستی پیروی نماید، استفاده می گردد. قاعده تطبیق<sup>۲</sup> پارامترهای  $\theta$  را به صورت برخط چنان تنظیم می کند که خروجی سیستم یعنی  $y$ ، خروجی مدل مرجع یعنی  $y_m$  را دنبال نماید.

مزیت اصلی کنترل کننده های فازی تطبیقی نسبت به فازی عبارتند از:

✓ عملکرد و کارایی بهتر معمولاً قابل دستیابی می باشد، چرا که می توانند خود را با توجه به تغییرات محیطی تنظیم نمایند.

✓ دانش کمتری از سیستم تحت کنترل نیاز می باشد، چرا که قاعده تعدیل می تواند در جهت یادگیری دینامیک سیستم در طی عملیات زمان حقیقی کمک نماید.

و اما از معایب آن، اینکه تحلیل و نتایج سیستم کنترل مشکل است زیرا که سیستم کنترل هم

غیرخطی و هم متغیر با زمان نیز می باشد و از طرفی پیاده سازی آن گران و پرخرج می باشد.

<sup>1</sup> Reference model

<sup>2</sup> Adaptive law

## ۳-۵-۱ طراحی کنترل حالت لغزشی با رویکرد فازی تطبیقی

سیستم تک ورودی-خروجی متغیر با زمان زیر را در نظر بگیرید [۲]:

$$\begin{cases} \dot{x}^{(n)} = f(\underline{x}, t) + u + d(t) \\ y = x \end{cases} \quad (۸-۳)$$

که در آن  $f(\cdot)$  یک تابع نامعلوم، غیرخطی ولی محدود می‌باشد.  $\underline{x} = [x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}]^T$  که در آن  $[x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in R^n$  متغیرهای حالت سیستم که فرض می‌گردد جهت اندازه‌گیری در دسترس هستند،  $u \in R$  و  $y \in R$  به ترتیب ورودی و خروجی سیستم هستند و  $d(t)$  یک اغتشاش نامعلوم است و فرض می‌گردد کران بالای آن  $D$  باشد بطوریکه  $|d(t)| \leq D$ . هدف طراحی کنترل کننده ای است که حالت  $\underline{x}$ ، حالت مطلوب  $\underline{x}_d$  را با وجود اغتشاش و نامعینی بخوبی دنبال نماید. خطای ردیابی به صورت زیر تعریف می‌گردد:

$$\underline{e} = \underline{x} - \underline{x}_d = [e, \dot{e}, \dots, e^{(n-1)}]^T \in R^n \quad (۹-۳)$$

سطح لغزش را به صورت زیر در نظر بگیرید:

$$s(e) = c_1 e + c_2 \dot{e} + \dots + c_{n-1} e^{(n-2)} + e^{(n-1)} = \underline{c}^T \underline{e} \quad (۱۰-۳)$$

که  $c = [c_1, c_2, \dots, c_{n-1}, 1]^T$  ضرایب یک چند جمله ای پایدار هورویتز می‌باشد. در این

صورت قانون کنترل حالت لغزشی در حالت کلی بصورت زیر بدست می‌آید:

$$u = - \sum_{i=1}^{n-1} c_i e^{(i)} - f(\underline{x}, t) + \dot{x}_d^{(n)} - \eta \operatorname{sgn}(s) \quad (۱۱-۳)$$

که در آن تابع  $\operatorname{sgn}(s)$  بصورت زیر است و فرض می‌شود  $f$  معلوم است و  $\eta > 0$ .

$$\operatorname{sgn}(s) = \begin{cases} 1 & s > 0 \\ 0 & s = 0 \\ -1 & s < 0 \end{cases} \quad (۱۲-۳)$$

اکنون فرض کنید رابطه (۸-۳) از مرتبه دو باشد و همچنین  $f(\cdot)$  نامعلوم است، در این صورت

قانون کنترل (۱۱-۳) بصورت زیر خواهد بود [۴۸].

$$u = -\hat{f}(\cdot) + \ddot{x}_d - c\dot{e} - \eta \operatorname{sgn}(s) \quad (13-3)$$

که در آن  $\hat{f}$  تخمین  $f$  است که از یک سیستم فازی تطبیقی جهت تخمین آن استفاده شده است که با توجه به بخش ۳-۳-۱ به صورت زیر بدست می‌آید.

$$\hat{f}(x|\theta_f) = \frac{\sum_{l_1=1}^{p_1} \cdots \sum_{l_n=1}^{p_n} \bar{y}_f^{l_1, \dots, l_n} \left( \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^{l_i}}(x_i) \right)}{\sum_{l_1=1}^{p_1} \cdots \sum_{l_n=1}^{p_n} \left( \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^{l_i}}(x_i) \right)} \quad (14-3)$$

که در آن  $\bar{y}_f^{l_1, l_2, \dots, l_n}$  پارامترهای آزاد می‌باشد که در  $\theta_f \in R^{\prod_{i=1}^n p_i}$  جمع آوری شده باشند. رابطه (۱۴-۳) را به صورت برداری می‌نویسیم.

$$\hat{f}(x|\theta_f) = \hat{\theta}_f^T \xi(x) \quad (15-3)$$

که در آن  $\hat{\theta}_f$  و  $\xi(x)$  بصورت زیر هستند.

$$\xi_{l_1, \dots, l_n}(x) = \frac{\prod_{i=1}^n \mu_{A_i^{l_i}}(x_i)}{\sum_{l_1=1}^{p_1} \cdots \sum_{l_n=1}^{p_n} \left( \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^{l_i}}(x_i) \right)} \quad (16-3)$$

$$\hat{\theta}_f^T = [\bar{y}_f^{l_1}, \bar{y}_f^{l_2}, \dots, \bar{y}_f^{l_n}]$$

حال باید یک قاعده تعدیل برای  $\hat{\theta}_f$  طراحی کرد تا خطای ردیابی حداقل شود. فرض

پارامترهای بهینه به صورت زیر باشند:

$$\theta_f^* = \arg \min_{\theta_f \in \Omega_f} \left( \sup_{x \in R^n} |\hat{f}(x|\theta_f) - f(x)| \right) \quad (17-3)$$

که در آن  $\Omega_f$  مجموعه  $\theta_f$  ها است، لذا می‌توان  $f$  را به صورت زیر نشان داد:

$$f = \theta_f^{*T} \xi(x) + \varepsilon \quad (18-3)$$

که در آن  $x$  ورودی سیستم فازی است که بصورت  $x = [x - x_d, \dot{x} - \dot{x}_d]$  یعنی همان  $e$  و  $\dot{e}$

است و  $\varepsilon$  خطای تخمین است که  $\varepsilon_N < \varepsilon$  آنگاه خروجی سیستم فازی به صورت زیر است.

$$\hat{f}(x | \theta_f) = \hat{\theta}_f^T \xi(x) \quad (19-3)$$

جهت ارزیابی پایداری و یافتن قانون تطبیق تابع لیاپانوف زیر را در نظر بگیرید.

$$V = \frac{1}{2} s^2 + \frac{1}{2} \gamma \tilde{\theta}_f^T \tilde{\theta}_f \quad (20-3)$$

که در آن  $\tilde{f} = f - \hat{f}$  و استفاده از رابطه (18-3) و (19-3) در نهایت داریم:

$$\tilde{f} = \tilde{\theta}_f^T \xi(x) + \varepsilon \quad (21-3)$$

که در آن  $\tilde{\theta}_f = \theta_f^* - \hat{\theta}_f$  و سپس  $\dot{s}$  را بدست آورده و در (20-3) جایگذاری می‌کنیم. داریم:

$$\begin{aligned} \dot{s} = \dot{e} + c\dot{e} = f + u + d(t) - \ddot{x}_d + c\dot{e} &= f - \hat{f} + d(t) - \eta \operatorname{sgn}(s) \\ &= \tilde{f} + d(t) - \eta \operatorname{sgn}(s) \end{aligned} \quad (22-3)$$

اکنون با مشتق‌گیری از رابطه (20-3) و جاگذاری  $\dot{s}$  بدست می‌آید:

$$\dot{V} = s\dot{s} + \gamma \tilde{\theta}_f^T \dot{\tilde{\theta}}_f = \tilde{\theta}_f^T (s\xi(x) - \gamma \dot{\tilde{\theta}}_f) + s(\varepsilon + d(t) - \eta \operatorname{sgn}(s)) \quad (23-3)$$

و از بالا قاعده تعدیل به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\dot{\tilde{\theta}}_f = \frac{1}{\gamma} s \xi(x) \quad (24-3)$$

$$\dot{V} = s(\varepsilon + d(t)) - \eta |s| \leq 0 \quad (25-3)$$

با انتخاب  $\eta > \varepsilon_N + D$ ، با توجه به کوچک بودن خطای  $\varepsilon$ ، (25-3) همواره کوچکتر از صفر

خواهد بود [48]. از رابطه (25-3) می‌دانیم که  $s$  و  $\theta_f$  محدود هستند، از آنجایی که  $\dot{s} = \dot{e} + c\dot{e}$

پس  $e(t)$  هم محدود خواهد بود اگر  $e(0)$  محدود باشد. همچنین اگر سیگنال مطلوب  $x_d$  محدود باشد،

متغیرهای سیستم نیز محدود خواهد بود، به عبارت دیگر برای اینکه نشان دهیم  $\lim_{t \rightarrow \infty} |e(t)| = 0$

فقط باید اثبات نماییم  $\lim_{t \rightarrow \infty} |s(t)| = 0$

با فرض  $|s| < \eta_s$  آنگاه (25-3) می‌تواند بصورت زیر ساده شود،

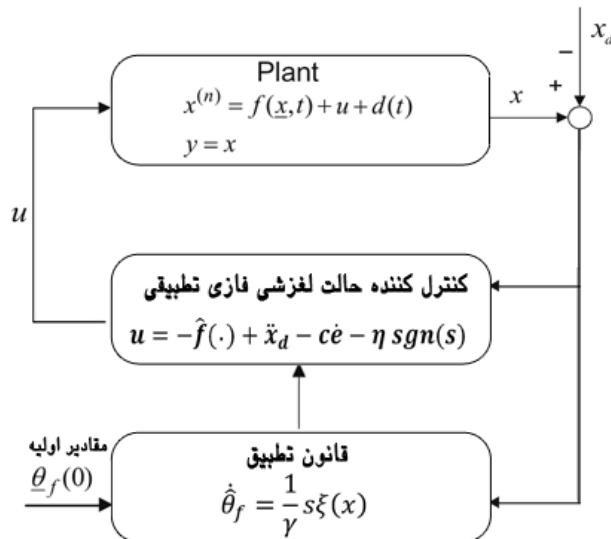
$$\dot{V} \leq -|s|\eta + |s|(\varepsilon + d) \leq -|s|\eta + \eta_s |\varepsilon + d| \quad (26-3)$$

با انتگرال‌گیری از طرفین خواهیم داشت:

$$\int_0^t |s(\tau)| d\tau \leq \frac{1}{\eta} (|V(0)| + |V(t)|) + \frac{\eta_s}{\eta} \int_0^t |\varepsilon + d| d\tau \quad (27-3)$$

اگر  $(\varepsilon + d) \in L_1$  آنگاه  $s \in L_1$ . از (25-3) می‌دانیم  $s$  محدود است بنابراین  $s \in L_\infty$ ، چونکه ثابت کردیم همه متغیرها در سمت راست (22-3) محدود هستند، پس  $\dot{s} \in L_\infty$ . با استفاده از لم باربارات<sup>1</sup> در [49]، اگر  $s, \dot{s} \in L_\infty$  و  $\dot{s} \in L_p$  برای  $p \in [1, \infty)$  آنگاه  $\lim_{t \rightarrow \infty} |s(t)| = 0$ ، بنابراین  $\lim_{t \rightarrow \infty} |e(t)| = 0$  [50]. می‌توانیم اثبات کنیم که اگر همه متغیرهای موجود در سیستم کنترل لغزشی فازی تطبیقی کران دار باشند و خطای تقریب حدافل، مربع انتگرال پذیر باشد، آنگاه خطای ردیابی به سمت صفر همگرا خواهد شد.

جهت پیاده سازی، ابتدا از (3-16)،  $\xi(x)$  را محاسبه و سپس با توجه به (3-24) پارامترهای  $\theta_f$  را بدست می‌آید و در نهایت از (3-19)،  $\hat{f}$  را بدست می‌آوریم. شکل 3-5 نمای کلی سیستم با کنترل کننده را نشان می‌دهد.



شکل 3-5: نمای کلی سیستم کنترل حالت لغزشی فازی تطبیقی

<sup>1</sup> Barbalat's lemma



## ۶-۳ تحلیل همگرایی

در بخش قبل اثبات کردیم که اگر همه متغیرهای درگیر محدود باشند و خطای تقریبی حداقل به صورت مربع انتگرال پذیر باشد، آنگاه خطای ردیابی به صفر همگرا خواهد شد. بنابراین مسائل کلیدی عبارتند از الف) چگونگی تضمین محدودیت همه متغیرها، ب) چگونگی ایجاد حداقل خطای تقریب بصورت مربع انتگرال پذیر

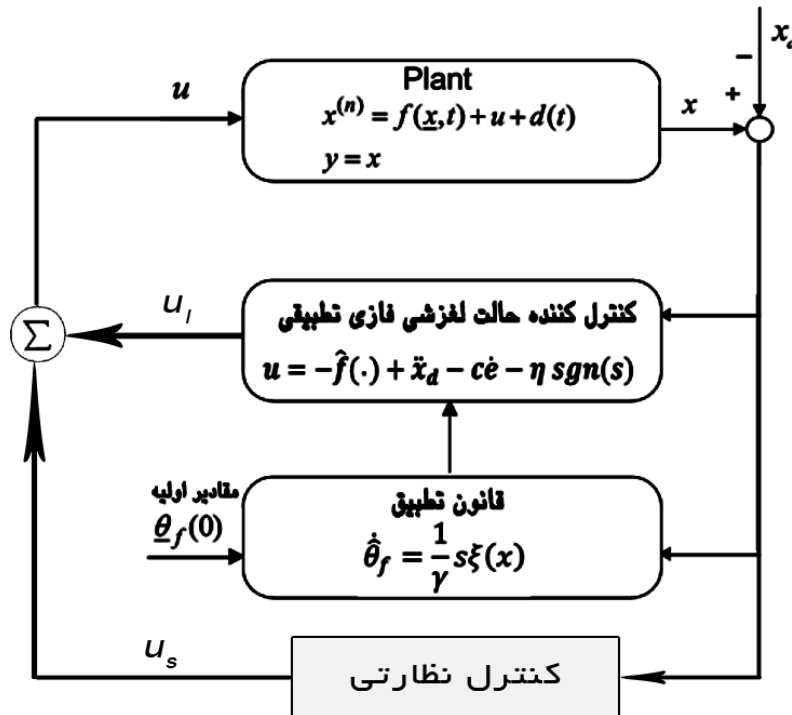
۱-۶-۳ محدودیت حالت به وسیله کنترل نظارتی<sup>۱</sup>

با استفاده از ایده کنترل نظارتی می توان محدودیت حالت  $x$  را ایجاد کرد. از این رو، می توان یک کنترل کننده نظارتی  $u_s$  را بالای کنترل اصلی  $u_l$  اضافه نمود بطوری که در این حالت کنترل کننده نهایی بصورت زیر است.

$$u = u_l + u_s \quad (۲۸-۳)$$

کنترل کننده  $u_s$  باید به نحوی طراحی شود که: الف) محدودیت  $x$  تضمین گردد و ب) به طریقه یک ناظر عمل نماید، یعنی  $u_s$  وقتی حالت  $x$  کاملاً در محدوده پایدار قرار می گیرد، برابر با صفر شود و تنها زمانی که  $x$  ناحیه پایداری را ترک نماید غیر صفر گردد [۳۷، ۵۱]. نمای کلی سیستم کنترل به همراه کنترل نظارتی در شکل ۶-۳ نشان داده شده است.

<sup>۱</sup> Supervisory controller



شکل ۳-۶: نمای کلی کنترل حالت لغزشی فازی تطبیقی به همراه کنترل نظارتی

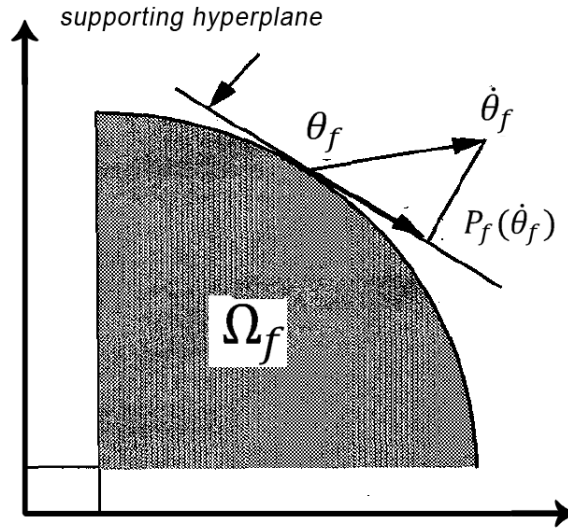
### ۳-۶-۲ محدودیت پارامتر بوسیله تصویر سازی

با استفاده از قاعده تطبیق (۳-۲۴) نمی‌توانیم محدود بودن پارامتر  $\theta_f$  را تضمین نماییم. اگر  $\theta_f$  به سوی بی نهایت واگرا شود، آنگاه سیستم فازی  $\hat{f}(x|\theta_f)$  بصورت یکنواخت افزایش پیدا خواهد کرد و به یک کنترل نامحدود منتج خواهد شد. بنابراین، به منظور ایجاد یک سیستم پایدار (در وضعیتی که همه متغیرها محدود هستند)، باید تطبیق را طوری اصلاح کنیم که پارامترها محدود باشند. بدین منظور یکسری مجموعه محدودیت مثل  $\Omega_f$  وجود دارند بطوریکه:

$$\Omega_f = \{ \theta_f \in R^{\prod_{i=1}^n p_i} \mid |\theta_f| \leq M_f \} \quad (۳-۲۹)$$

که در آن  $M_f$  ثابت می‌باشد. ایده اصلی بدین صورت است که اگر بردار پارامتر در داخل مجموعه محدودیت یا بر روی مرز آن قرار دارد، اما به سوی داخل مجموعه محدودیت حرکت می‌کند، آنگاه از قاعده تطبیق اصلی (مثلاً رابطه (۳-۲۴)) استفاده می‌شود، اگر بردار پارامتر بر روی مرز مجموعه محدودیت واقع است، اما به سوی خارج از مجموعه محدودیت حرکت می‌کند، آنگاه گرادیان

بردار پارامتر را بر روی فوق صفحه پشتیبان آن تصویر می‌کنیم [۳۷]. شکل ۳-۷ این موضوع را نشان می‌دهد.



شکل ۳-۷: نمایش الگوریتم تصویرسازی

در حالت خاص، قاعده تطبیق اصلاح شده برای سیستم فازی تطبیقی غیرمستقیم (۳-۲۴) بصورت زیر می‌باشد.

برای  $\theta_f$  داریم:

$$\hat{\theta}_f = \begin{cases} \frac{1}{\gamma} s\xi(x) & \text{if } |\theta_f| < M_f \\ \text{or } |\theta_f| = M_f \text{ and } s\theta_f^T \xi(x) \leq 0 \\ P_f\left(\frac{1}{\gamma} s\xi(x)\right) & \text{if } |\theta_f| = M_f \\ \text{and } s\theta_f^T \xi(x) > 0 \end{cases} \quad (3-30)$$

که عملگر تصویرسازی  $P_f(\cdot)$  بصورت زیر تعریف می‌شود.

$$P_f\left(\frac{1}{\gamma} s\xi(x)\right) = \frac{1}{\gamma} s\xi(x) - \frac{1}{\gamma} s \frac{\theta_f \theta_f^T \xi(x)}{|\theta_f|^2} \quad (3-31)$$

با استفاده از الگوریتم تصویرسازی<sup>۱</sup> در قاعده تطبیق می‌توان تضمین کرد که مقادیر پارامترها

<sup>۱</sup> Projection algorithm

و اگر نخواهد شد، اگرچه هیچ تضمینی نیست که پارامترها به مقادیر واقعی خودشان همگرا شوند. اطلاعات بیشتر در این خصوص در منبع [۵۱، ۳۷] بیابید.

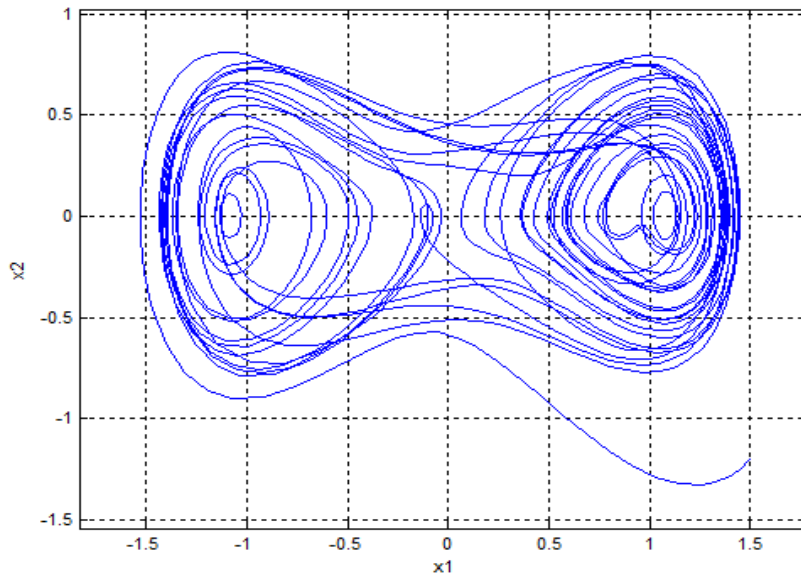
### ۳-۷ شبیه سازی

در این بخش جهت روشن تر شدن بحث یک مثال شبیه سازی را انجام می دهیم. پلانت غیرخطی آشوبی زیر را که معادله دافینگ- هولمز<sup>۱</sup> نام دارد در نظر بگیرید.

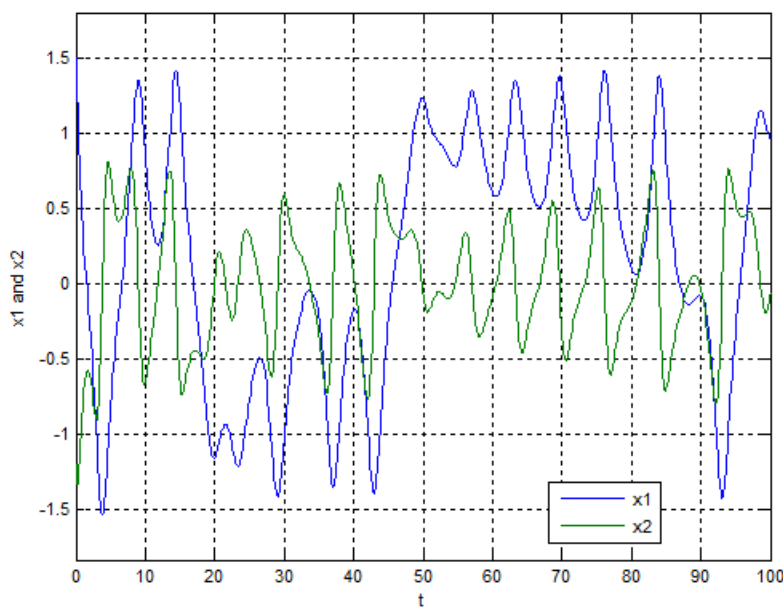
$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_1 - 2.5x_2 - x_1^3 + 0.27 \cos(t) + d(t) + u \end{cases} \quad (۳-۳۲)$$

آشوب غالباً در سیستم های به شدت غیر خطی به وقوع می پیوندد. این بدان مفهوم است که در یک سیستم مفروض چنانچه شرط اولیه و یا ورودی خارجی موجب شود که سیستم در ناحیه به شدت غیر خطی عمل کند، احتمال تولید آشوب بالا می رود. معادله دافینگ- هولمز بعنوان مثالی از رفتار آشوبناک که ممکن است معرف یک ساختار مکانیکی با میرایی ضعیف و ورودی سینوسی باشد که تحت اثر انکسار الاستیکی بزرگ است [۵۲]. شکل ۳-۸ نمودار صفحه فاز سیستم آشوبی بالا و شکل ۳-۹ نمودار زمانی متغیرهای حالت با شرایط اولیه  $x_0 = [1.5 - 1.2]$  را نشان می دهد.

<sup>1</sup> *Duffing holms*



شکل ۳-۸: نمودار صفحه فاز سیستم آشوبی دافینگ-هولمز با  $u(t)=0$



شکل ۳-۹: نمودار زمانی متغیرهای حالت سیستم آشوبی

هدف طراحی کنترل کننده حالت لغزشی با رویکرد فازی تطبیقی جهت ردیابی مسیر مطلوب

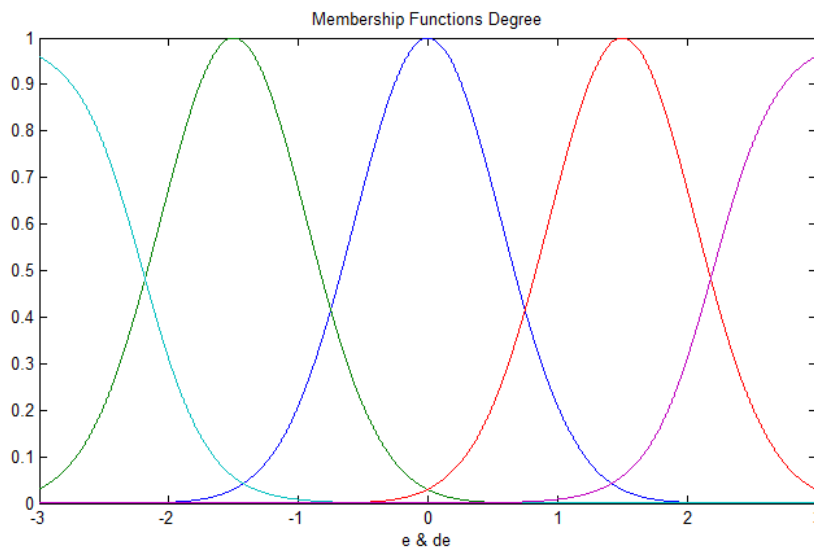
$x_d = \sin(t)$  می باشد. قانون کنترل از (۳-۱۳) بصورت زیر است.

$$u = -\hat{f}(\cdot) + \ddot{x}_d - c\dot{e} - \eta \operatorname{sgn}(s) \quad (۳-۳۳)$$

در گام اول با استفاده از سیستم فازی  $\hat{f}(\cdot)$  را تخمین می زنیم. جهت این کار پنج گروه فازی

برای ورودی های سیستم فازی که شامل خطا و مشتق خطا یعنی  $x = [x - x_d, \dot{x} - \dot{x}_d]$  است در نظر می گیریم. گروه های فازی شامل توابع تعلق گوسین به صورت زیر است که در شکل ۱۰-۳ نشان داده شده است.

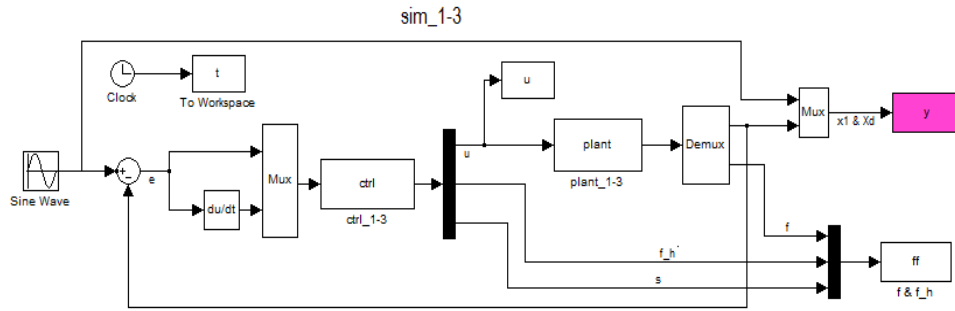
$$\begin{aligned}\mu_{NM} &= 1/1 + \exp(4(x + 2)) \\ \mu_{NS} &= \exp(-(x + 1.5/.8)^2) \\ \mu_{ZO} &= \exp(-(x/.8)^2) \\ \mu_{PS} &= \exp(-(x - 1.5/.8)^2) \\ \mu_{PM} &= 1/1 + \exp(4(-x + 2))\end{aligned}\quad (۳-۳۴)$$



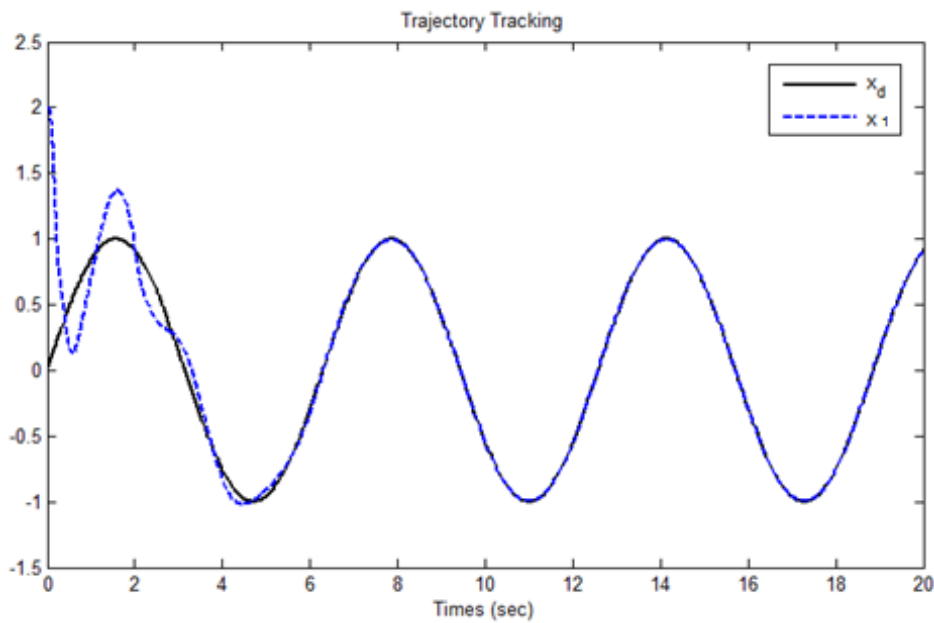
شکل ۱۰-۳: نمایش گروه های فازی برای ورودی فازی  $e, \dot{e}$

اغتشاش را بصورت  $d(t) = \sin(2t)$  در نظر می گیریم. مقادیر ثابت ها به صورت  $\eta = 0.6$ ،  $\gamma = 0.01$  و سطح لغزش  $s = \dot{e} + ce$  و  $c=25$  است. بلوک دیاگرام سیستم با کنترل کننده در محیط شبیه سازی متلب<sup>۱</sup> در شکل ۱۱-۳ نشان داده شده است. نتایج به شرح زیر است.

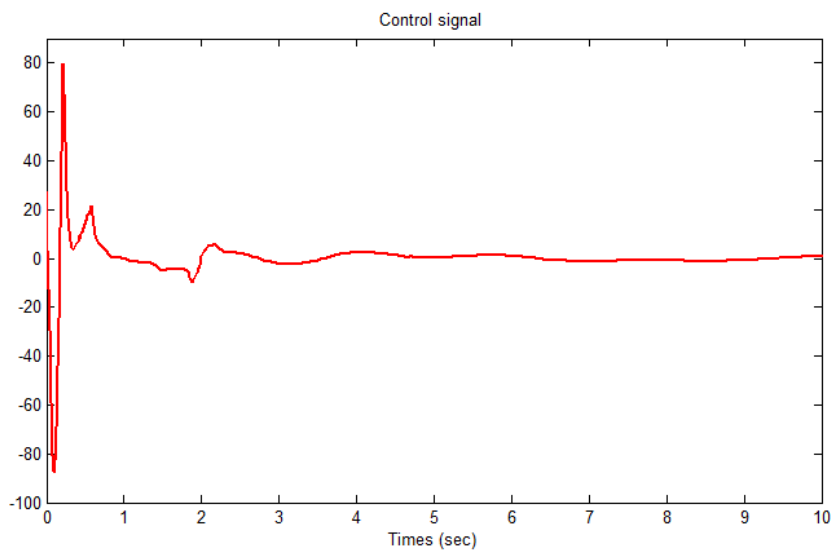
<sup>۱</sup> Matlab simulink



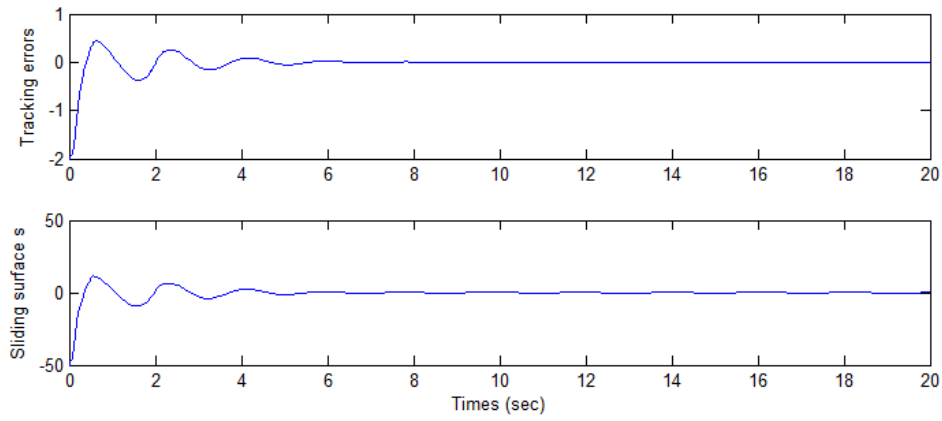
شکل ۱۱-۳: بلوک دیاگرام سیستم کنترل در محیط شبیه سازی متلب



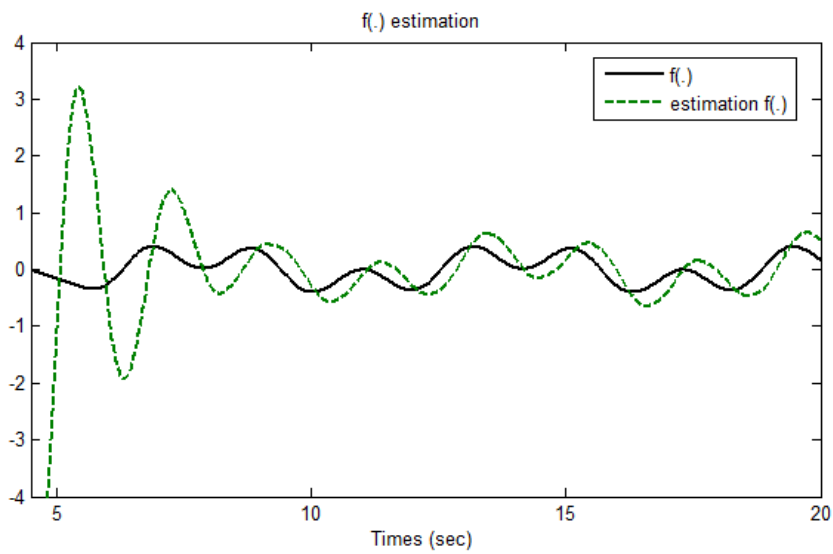
شکل ۱۲-۳: ردگیری مسیر مطلوب



شکل ۱۳-۳: سیگنال کنترل  $u$



شکل ۳-۱۴: سیگنال خطای ردیابی و سطح لغزش  $s$



شکل ۳-۱۵: نمایش سیگنال  $f(.)$  و تخمین فازی تطبیقی آن



## فصل چهارم

# رویتگرهای حالت

## ۱-۴ مقدمه

این فصل در خصوص معرفی رویتگرهای حالت است. با توجه به اینکه قسمتی از روش های پیشنهادی در ارتباط با رویتگر می باشد، لذا در این فصل معرفی مختصری از آنها در ترکیب با حالت لغزشی خواهیم داشت. در هر مورد سعی می کنیم پس از معرفی با یک مثال شبیه سازی آن را پیاده سازی نماییم.

## ۲-۴ رویتگر با بهره بالا

تئوری رویتگر [۵۳] مصالحه ای بین سرعت بازسازی حالت ها و تضعیف نویز اندازه گیری می باشد. رویتگر بهره بالا با توانایی بازسازی سریع حالت های سیستم و حذف اغتشاش مدل، شناخته می شود [۵۴]. معادلات رویتگر با بهره بالا<sup>۱</sup> به صورت زیر است:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}_1 &= \hat{x}_2 - \frac{a_n}{\varepsilon}(\hat{x}_1 - v(t)) \\ \dot{\hat{x}}_2 &= \hat{x}_3 - \frac{a_{n-1}}{\varepsilon^2}(\hat{x}_1 - v(t)) \\ &\vdots \\ \dot{\hat{x}}_{n-1} &= \hat{x}_n - \frac{a_2}{\varepsilon^{n-1}}(\hat{x}_1 - v(t)) \\ \dot{\hat{x}}_n &= -\frac{a_1}{\varepsilon^n}(\hat{x}_1 - v(t))\end{aligned}\tag{۱-۴}$$

که در آن  $x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$  متغیرهای حالت سیستم،  $\hat{x} = [\hat{x}_1 \ \hat{x}_2 \ \dots \ \hat{x}_n]^T$  متغیرهای تخمین زده شده سیستم،  $\varepsilon$  یک ثابت با مقدار کم جهت تسریع سرعت همگرایی،  $v(t)$  سیگنال اندازه گیری شده و ضرایب  $(i = 1, 2, \dots, n)$   $a_i$  طوری انتخاب می شوند که چند جمله ای  $s^n + a_n s^{n-1} + \dots + a_1 = 0$  پایدار هورویتز<sup>۲</sup> باشد. بوسیله رویتگر بالا متغیرهای سیستم می توانند رویت شوند [۱۹، ۵۵] و داریم:

<sup>۱</sup> High-gain observer<sup>۲</sup> Hurwitz

$$\lim_{\varepsilon \rightarrow 0} x_i = v^{(i-1)}(t) \quad , \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (2-4)$$

## ۱-۲-۴ آنالیز پایداری

با فرض اینکه (۱-۴) از مرتبه دو باشد و  $x_1$  سیگنال اندازه گیری شده باشد خواهیم داشت:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 - \frac{a_2}{\varepsilon}(\hat{x}_1 - x_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 = -\frac{a_1}{\varepsilon^2}(\hat{x}_1 - x_1) \end{cases} \quad (3-4)$$

که در آن  $a_1$  و  $a_2$  مقادیر ویژه حقیقی منفی چند جمله ای زیر است.

$$s^2 + a_1 s + a_2 = 0 \quad (4-4)$$

خطای رویتگر  $\eta = [\eta_1 \ \eta_2]^T$  بصورت زیر تعریف می گردد:

$$\begin{aligned} \eta_1 &= \frac{x_1 - \hat{x}_1}{\varepsilon^2} \\ \eta_2 &= \frac{x_2 - \hat{x}_2}{\varepsilon} \end{aligned} \quad (5-4)$$

با توجه به اینکه

$$\begin{aligned} \varepsilon \dot{\eta}_1 &= \frac{\dot{x}_1 - \dot{\hat{x}}_1}{\varepsilon} = \frac{1}{\varepsilon} \left( x_2 - \left( \hat{x}_2 - \frac{a_2}{\varepsilon}(\hat{x}_1 - x_1) \right) \right) \\ &= -\frac{a_2}{\varepsilon^2}(x_1 - \hat{x}_1) + \frac{1}{\varepsilon}(x_2 - \hat{x}_2) = -a_2 \eta_1 + \eta_2 \end{aligned} \quad (6-4)$$

$$\begin{aligned} \varepsilon \dot{\eta}_2 &= \varepsilon \frac{\dot{x}_2 - \dot{\hat{x}}_2}{\varepsilon} = \left( bu - \left( bu + \frac{a_2}{\varepsilon^2}(x_1 - \hat{x}_1) \right) \right) = -\frac{a_2}{\varepsilon^2}(x_1 - \hat{x}_1) \\ &= -a_2 \eta_1 \end{aligned} \quad (7-4)$$

اکنون معادله خطای رویتگر را بصورت زیر بدست می آوریم:

$$\varepsilon \dot{\eta} = \bar{A} \eta \quad (8-4)$$

که در آن  $\bar{A}$  بصورت زیر است:

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} -\alpha_1 & 1 \\ -\alpha_2 & 0 \end{bmatrix} , \quad \bar{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (9-4)$$

مقادیر ویژه ماتریس  $\bar{A}$  بصورت :

$$|\lambda I - \bar{A}| = \begin{vmatrix} \lambda + \alpha_1 & -1 \\ \alpha_2 & \lambda \end{vmatrix} = \lambda^2 + \alpha_1 \lambda + \alpha_2 = 0 \quad (10-4)$$

با توجه به اینکه مقادیر ویژه باید منفی باشد  $\alpha_i (i = 1, 2)$  ها تعیین می شوند مثلاً با مقادیر ویژه  $\lambda_2 = -2, \lambda_1 = -1$  چند جمله ای بصورت  $(\lambda + 1)(\lambda + 2) = \lambda^2 + 3\lambda + 2$  بدست می آید و از آنجا  $\alpha_2 = 2, \alpha_1 = 3$  . با توجه به اینکه قسمت منفی ریشه های معادله در طراحی رویتگر مورد نیاز است لذا ماتریس  $\bar{A}$  یک ماتریس هورویتز پایدار است.

با توجه به قضیه پایداری ماتریس مثبت معین  $Q \in R^3$  وجود دارد که در رابطه لیاپانوف زیر صدق می کند که  $P$  جواب مثبت معین<sup>1</sup> متقارن برای آن است.

$$\bar{A}^T P + P \bar{A} + Q = 0 \quad (11-4)$$

با توجه به رابطه خطای رویتگر (۸-۴) تابع لیاپانوف را بصورت زیر در نظر می گیریم:

$$V = \varepsilon \eta^T P \eta \quad (12-4)$$

آنگاه با مشتق گیری بدست می آوریم:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \varepsilon \dot{\eta}^T P \eta + \varepsilon \eta^T P \dot{\eta} = (\bar{A}\eta)^T P \eta + \eta^T P (\bar{A}\eta) \\ &= \eta^T \bar{A}^T P \eta + \eta^T P \bar{A} \eta = \eta^T (\bar{A}^T P + P \bar{A}) \eta \leq -\eta^T Q \eta \end{aligned} \quad (13-4)$$

و سپس خواهیم داشت:

$$\dot{V} \leq -\lambda_{\min}(Q) \|\eta\|^2 \quad (14-4)$$

که  $\lambda_{\min}(Q)$  کمترین مقدار ویژه ماتریس  $Q$  است، بنابراین شرایط همگرایی  $V \leq 0$  بصورت:

$$\|\eta\| \leq \frac{2\varepsilon L \|P \bar{B}\|}{\lambda_{\min}(Q)} \quad (15-4)$$

بدست می آید. از موارد بالا می توان دریافت که سرعت همگرایی خطای  $\eta$  با پارامتر  $\varepsilon$  در ارتباط

است. در حقیقت زمانی که  $\varepsilon$  خیلی کوچک است معادله خطای (۸-۴) به سرعت به صفر همگرا

<sup>1</sup> Positive definite

می شود.

### ۴-۲-۲ مثال شبیه سازی

در این قسمت جهت بررسی عملکرد رویتگر آن را در محیط شبیه سازی متلب پیاده سازی

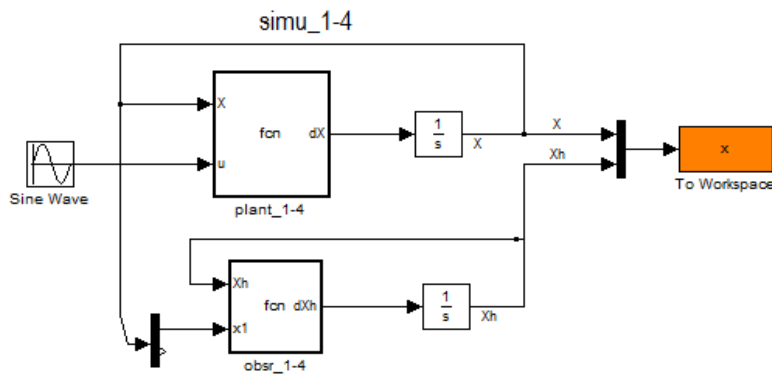
می کنیم. سیستم زیر را در نظر بگیرید:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -20x_2 + 100u - d(t) \end{cases} \quad (۴-۱۶)$$

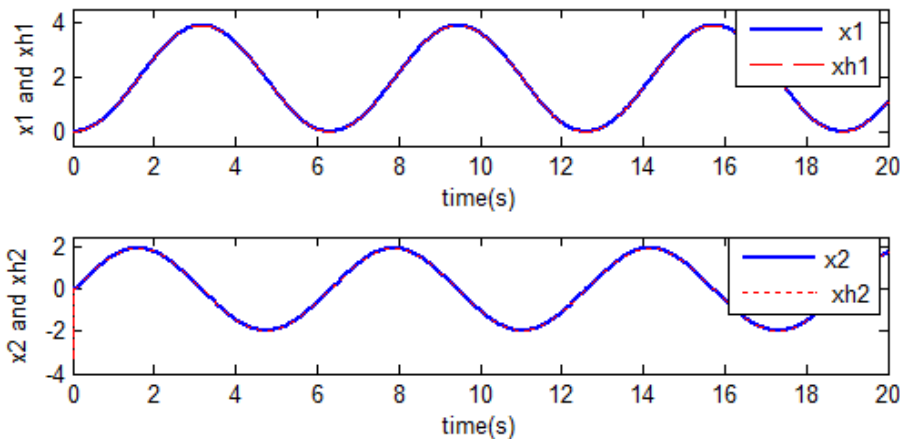
هدف طراحی رویتگر بهره بالا بخش قبل جهت تخمین متغیرهای حالت می باشد. با فرض

$d(t) = \text{sgn}(x_2)$  باشد. با استفاده از معادله (۴-۳) مقادیر ثابت بصورت  $\alpha_1 = 6, \alpha_2 = 9$  و

$\varepsilon = 0.01$  می باشد. شکل ۴-۲ متغیرهای حالت اصلی و تخمین زده شده را نشان می دهد.



شکل ۴-۱: بلوک دیاگرام سیستم رویتگر در محیط شبیه سازی متلب



شکل ۴-۲: نمایش متغیرهای حالت و تخمین آنها

۳-۴ رویتگر حالت توسعه یافته<sup>۱</sup>

دینامیک این رویتگر معمولاً یک مرتبه بیشتر از مرتبه سیستم اصلی (رویت شده) می باشد لذا به رویتگر توسعه یافته مشهور است. ابتدا سیستم زیر را در نظر بگیرید:

$$\dot{x} = f(t) + bu \quad (۱۷-۴)$$

می توان آن را بصورت زیر نشان داد:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + B(bu + f(t)) \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (۱۸-۴)$$

که در آن  $x = [x_1 \ x_2]^T$ ,  $A = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ ,  $B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$ ,  $C = [1 \ 0]$  و  $|f(\cdot)| \leq L$  در این صورت با فرض اینکه  $x_1$  قابل اندازه گیری باشد، دینامیک رویتگر  $ESO$  بصورت زیر است [۵۶]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 + \frac{\alpha_1}{\varepsilon} (y - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 = \hat{\sigma}_3 + \frac{\alpha_2}{\varepsilon^2} (y - \hat{x}_1) + u \\ \dot{\hat{\sigma}}_3 = \frac{\alpha_3}{\varepsilon^3} (y - \hat{x}_1) \end{cases} \quad (۱۹-۴)$$

بطوریکه اگر  $t \rightarrow \infty$  و  $\varepsilon \rightarrow 0$  آنگاه  $\hat{x}_1 \rightarrow x_1$ ,  $\hat{x}_2 \rightarrow x_2$  و  $\hat{\sigma}_3 \rightarrow f(\cdot)$  همگرا خواهد شد.  $\hat{x}_1$

،  $\hat{x}_2$  و  $\hat{\sigma}_3$  متغیرهای حالت رویتگر،  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  ضرایب چند جمله ای هورویتز و  $\varepsilon > 0$  است.

طبق [۵۴] خطای رویتگر را بصورت زیر تعریف می کنیم.

$$\begin{aligned} \eta &= [\eta_1 \ \eta_2 \ \eta_3]^T \\ \eta_1 &= \frac{x_1 - \hat{x}_1}{\varepsilon^2}, \quad \eta_2 = \frac{x_2 - \hat{x}_2}{\varepsilon}, \quad \eta_3 = f - \hat{\sigma}_3 \end{aligned} \quad (۲۰-۴)$$

و داریم:

<sup>۱</sup> Extended State Observer (ESO)

$$\begin{aligned}\varepsilon \dot{\eta}_1 &= \frac{\dot{x}_1 - \hat{x}_1}{\varepsilon} = \frac{1}{\varepsilon} \left( x_2 - \left( \hat{x}_2 + \frac{\alpha_1}{\varepsilon} (y - \hat{x}_1) \right) \right) \\ &= \frac{1}{\varepsilon} \left( x_2 - \hat{x}_2 - \frac{\alpha_1}{\varepsilon} (y - \hat{x}_1) \right) = -\frac{\alpha_1}{\varepsilon^2} (x_1 - \hat{x}_1) + \frac{1}{\varepsilon} (x_2 - \hat{x}_2) = -\alpha_1 \eta_1 + \eta_2 \\ \varepsilon \dot{\eta}_2 &= \varepsilon \frac{\dot{x}_2 - \hat{x}_2}{\varepsilon} = \left( bu + f(\cdot) - \left( bu + \hat{\sigma} + \frac{\alpha_2}{\varepsilon^2} (y - \hat{x}_1) \right) \right) \\ &= \left( f(\cdot) - \hat{\sigma} - \frac{\alpha_2}{\varepsilon^2} (y - \hat{x}_1) \right) = -\frac{\alpha_2}{\varepsilon^2} (x_1 - \hat{x}_1) + (f - \hat{\sigma}) = -\alpha_2 \eta_1 + \eta_3\end{aligned}\quad (21-4)$$

$$\varepsilon \dot{\eta}_3 = \varepsilon (f - \hat{\sigma}) = \varepsilon \left( f - \frac{\alpha_3}{\varepsilon^3} (y - \hat{x}_1) \right) = \varepsilon f - \frac{\alpha_3}{\varepsilon^2} (y - \hat{x}_1) = -\alpha_3 \eta_1 + \varepsilon f$$

از بالا رابطه دینامیک خطای رویتگر را به صورت زیر بازنویسی می کنیم.

$$\varepsilon \dot{\eta} = \bar{A} \eta + \varepsilon \bar{B} f \quad (22-4)$$

که در آن  $\bar{A} = \begin{bmatrix} -\alpha_1 & 1 & 0 \\ -\alpha_2 & 0 & 1 \\ -\alpha_3 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ ،  $\bar{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$  و مقادیر ویژه ماتریس  $\bar{A}$  بصورت زیر بدست می آید

$$|\lambda I - \bar{A}| = \begin{vmatrix} \lambda + \alpha_1 & -1 & 0 \\ \alpha_2 & \lambda & -1 \\ \alpha_3 & 0 & \lambda \end{vmatrix} = \lambda^3 + \alpha_1 \lambda^2 + \alpha_2 \lambda + \alpha_3 = 0 \quad (23-4)$$

که در آن مقادیر  $\alpha_i$  طبق رابطه (۱۰-۴) بدست می آید. در این صورت برای هر ماتریس مثبت

معین  $Q$  ماتریس مثبت معین متقارن  $P$  وجود دارد که رابطه زیر صدق می کند.

$$\bar{A}^T P + P \bar{A} + Q = 0 \quad (24-4)$$

با تعریف تابع لیاپانوف بصورت زیر:

$$V = \varepsilon \eta^T P \eta \quad (25-4)$$

و با مشتق گیری از آن بدست می آید:

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= \varepsilon \dot{\eta}^T P \eta + \varepsilon \eta^T P \dot{\eta} \\
&= (\bar{A} \eta + \varepsilon \bar{B} \dot{f})^T P \eta + \eta^T P (\bar{A} \eta + \varepsilon \bar{B} \dot{f}) \\
&= \eta^T \bar{A}^T P \eta + \varepsilon (\bar{B} \dot{f})^T P \eta + \eta^T P \bar{A} \eta + \varepsilon \eta^T P \bar{B} \dot{f} \\
&= \eta^T (\bar{A}^T P + P \bar{A}) \eta + 2 \varepsilon \eta^T P \bar{B} \dot{f} \\
&\leq -\eta^T Q \eta + 2 \varepsilon \|P \bar{B}\| \cdot \|\eta\| \cdot |\dot{f}|
\end{aligned} \tag{۲۶-۴}$$

و در نهایت خواهیم داشت:

$$\dot{V} \leq -\lambda_{\min}(Q) \|\eta\|^2 + 2 \varepsilon L \|P \bar{B}\| \|\eta\| \tag{۲۷-۴}$$

که  $\lambda_{\min}(Q)$  کمترین مقدار ویژه ماتریس  $Q$  است. از  $\dot{V} \leq 0$  نتیجه می‌شود:

$$\|\eta\| \leq \frac{2 \varepsilon L \|P \bar{B}\|}{\lambda_{\min}(Q)} \tag{۲۸-۴}$$

از رابطه بالا به وضوح مشخص است که  $\eta$  با  $\varepsilon$  مرتبط می‌باشد.

تذکر: در صورتی که مقادیر اولیه رویتگر  $ESO$  و پلانت غیرخطی متفاوت باشد، برای مقادیر

خیلی کوچک  $\varepsilon$ ، ممکن است پدیده پیک<sup>۱</sup> رخ دهد که بر همگرایی رویتگر تاثیر گذار می‌باشد. لذا

جهت کم کردن اثر آن می‌توان  $\varepsilon$  را بصورت زیر طراحی کرد [۵۷]:

$$\frac{1}{\varepsilon} = \begin{cases} 100 t^3 & 0 \leq t \leq 1 \\ 100 & t > 1 \end{cases} \tag{۲۹-۴}$$

همچنین می‌توان از رابطه زیر استفاده کرد.

$$\frac{1}{\varepsilon} = \begin{cases} \mu \frac{1 - \exp(-\lambda_1 t)}{1 + \exp(-\lambda_2 t)} & 0 \leq t \leq t_{\max} \\ \mu & t > t_{\max} \end{cases} \tag{۳۰-۴}$$

که در آن  $\lambda_1, \lambda_2$  و  $\mu$  مقادیر مثبت هستند. برای مثال می‌توان  $\lambda_1 = \lambda_2 = 50$  و  $\mu = 100$

در نظر گرفت. جهت بررسی رویتگر  $ESO$  با یک مثال شبیه سازی آن را در محیط متلب پیاده سازی

می‌کنیم.

<sup>۱</sup> Peaking phenomenon



## ۴-۳-۱ مثال شبیه سازی

سیستم غیرخطی زیر را در نظر بگیرید:

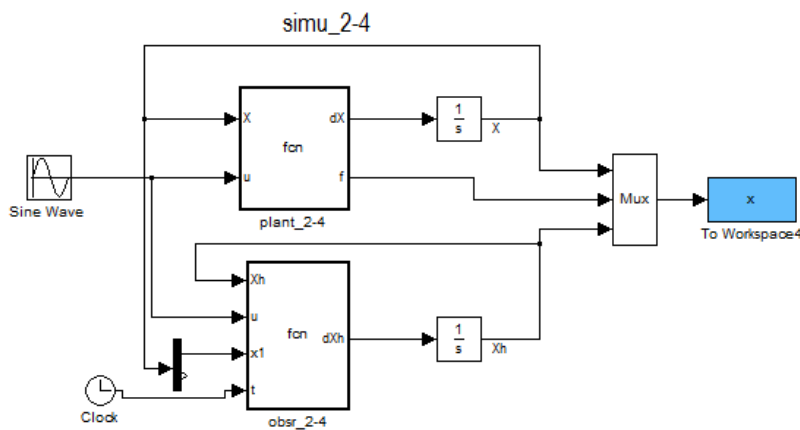
$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_1 - 3x_2 - x_1^3 + u \end{cases} \quad (4-31)$$

هدف طراحی رویتگر  $ESO$  برای آن طبق بالاست. در این صورت تابع ناشناخته سیستم شامل

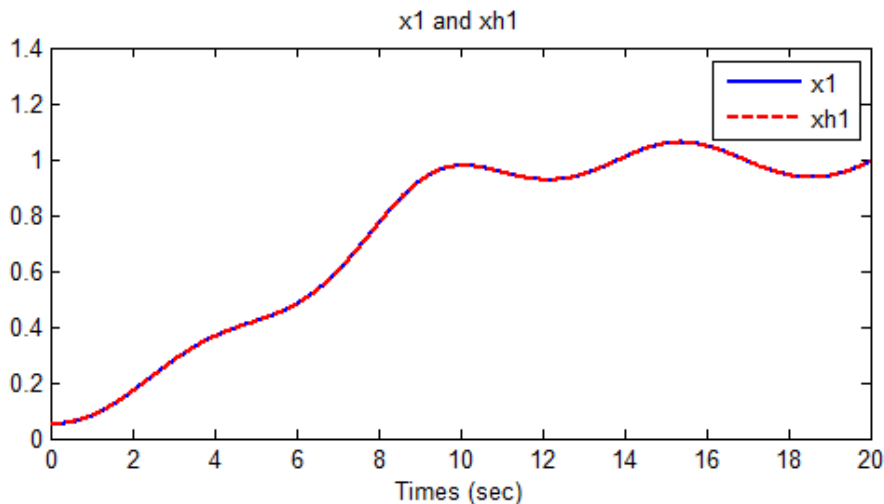
عبارت  $f(.) = x_1 - 3x_2 - x_1^3$  و متغیرهای حالت سیستم می‌باشد. سیگنال  $u = 0.5\sin(t)$  و

پارامترهای رویتگر را بصورت  $\alpha_1 = 6, \alpha_2 = 11, \alpha_3 = 6$  و  $\varepsilon = 0.01$  یا طبق رابطه (4-29) یا

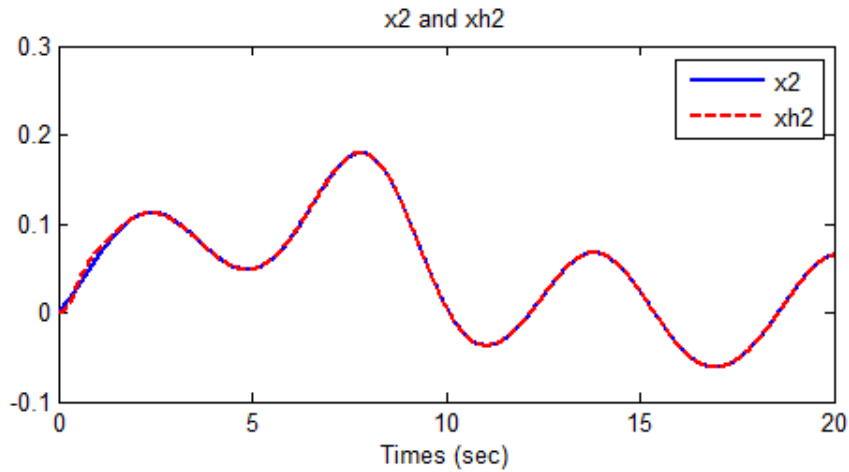
(4-30) انتخاب می‌کنیم. نتایج شبیه سازی در شکل 4-4 و شکل 4-6 نشان داده شده است.



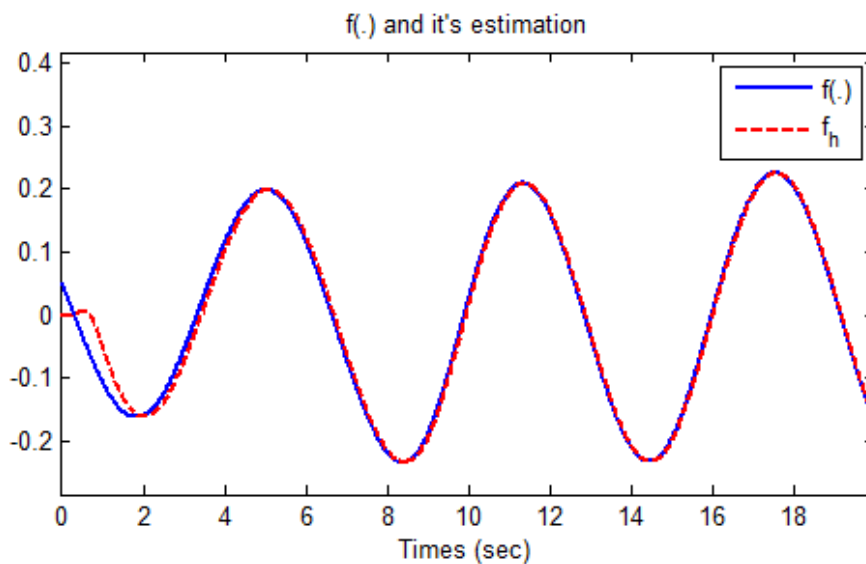
شکل 4-3: طرح کنترلی سیستم در محیط شبیه سازی متلب



شکل 4-4: سیگنال حالت  $x_1$  و تخمین آن



شکل ۴-۵: سیگنال حالت  $x_2$  و تخمین آن



شکل ۴-۶: تابع نامعلوم  $f(.)$  و تخمین آن با رویتگر

ما از این رویتگر در فصل بعد استفاده کرده و با ترکیب آن با کنترل حالت لغزشی فازی به نتایج خوبی دست خواهیم یافت.

#### ۴-۴ تخمینگر یونیورسال مشتق-انتگرالی<sup>۱</sup>

سیستم غیر خطی مرتبه  $n$  زیر را در نظر بگیرید:

<sup>1</sup> Universal approximation integral-chain differentiator

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} = x_n \\ \dot{x}_n = f + gu \\ y = x_1 \end{cases} \quad (۳۲-۴)$$

که در آن  $x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$  بردار حالت سیستم،  $f$  و  $g$  توابع غیرخطی و  $y, u \in R$  به ترتیب ورودی خروجی سیستم هستند.  $g(x)$  یک تابع کراندار است.

برای چنین سیستمی با فرض  $f(x)$  و متغیرهای حالت  $[x_2 \ \dots \ x_n]^T$  نامعلوم باشد، دینامیک رویتگر یونیورسال بصورت زیر است [۵۷]، که جهت تقریب  $f(x)$  و متغیرهای حالت از روی سیگنال اندازه گیری شده خروجی  $y=x_1$  بدست می‌آید.

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 \\ \dot{\hat{x}}_2 = \hat{x}_3 \\ \vdots \\ \dot{\hat{x}}_{n-1} = \hat{x}_n \\ \dot{\hat{x}}_n = \hat{x}_{n+1} \\ \dot{\hat{x}}_{n+1} = -\frac{a_1}{\varepsilon^{n+1}}(\hat{x}_1 - x_1) - \frac{a_2}{\varepsilon^n} \hat{x}_2 - \dots - \frac{a_n}{\varepsilon^2} \hat{x}_n - \frac{a_{n+1}}{\varepsilon} \hat{x}_{n+1} \end{cases} \quad (۳۳-۴)$$

ضرایب  $a_i$  ( $i = 1, 2, \dots, n+1$ )، ضرایب چند جمله ای هورویتز می‌باشند و در آن

$$\hat{x} = [\hat{x}_1 \ \hat{x}_2 \ \dots \ \hat{x}_n]^T \text{ حالت تخمین زده شده است و داریم:}$$

$$\begin{aligned} \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \hat{x}_i &= x_i, \quad i = 1, 2, 3, \dots, n \\ \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \hat{x}_{n+1} &= f(x) + g(x)u \quad \text{or} \quad f(t) = \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} (\hat{x}_{n+1} - g(\hat{x})u) \end{aligned} \quad (۳۴-۴)$$

اثبات پایداری: با تبدیل لاپلاس از رابطه (۳۳-۴) خواهیم داشت.

$$\hat{X}_{i-k}(s) = \frac{\hat{X}_i(s)}{s^k}, \quad k = 0, 1, \dots, i-1; i = 1, 2, \dots, n+1$$

$$s\hat{X}_{n+1}(s) + \frac{a_{n+1}}{\varepsilon}\hat{X}_{n+1}(s) + \frac{a_n}{\varepsilon^2}\hat{X}_n(s) + \dots + \frac{a_1}{\varepsilon^{n+1}}\hat{X}_1(s) \quad (35-4)$$

$$= \frac{a_1}{\varepsilon^{n+1}}X_1(s)$$

که  $\hat{X}_i(s)$  تبدیل لاپلاس  $\hat{x}_i(t), i = 1, 2, \dots, n+1$  است، با جاگذاری (34-4) در بالا در

نهایت بدست می آید:

$$\lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \frac{\hat{X}_i(s)}{X_1(s)} = s^{i-1}, \quad i = 1, 2, 3, \dots, n+1 \quad (36-4)$$

دیدیم که از رابطه (33-4) نیز به (34-4) رسیدیم و با توجه به اینکه  $\dot{x}_n = f + gu$  از آنجا به

رابطه (34-4) می رسیم و اثبات تکمیل است.

#### ۴-۱-۴ مثال شبیه سازی

جهت روشن تر شدن بحث تخمینگر بالا را بر روی پلانت پاندول معکوس در محیط شبیه

سازی متلب اجرا می کنیم. مدل سیستم از [37] به صورت زیر است:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{g \sin x_1 - m l x_2^2 \cos x_1 \sin x_1 / (m_c + m)}{l(4/3 - m \cos^2 x_1 / (m_c + m))} + \frac{\cos x_1 / (m_c + m)}{l(4/3 - m \cos^2 x_1 / (m_c + m))} u \end{cases} \quad (37-4)$$

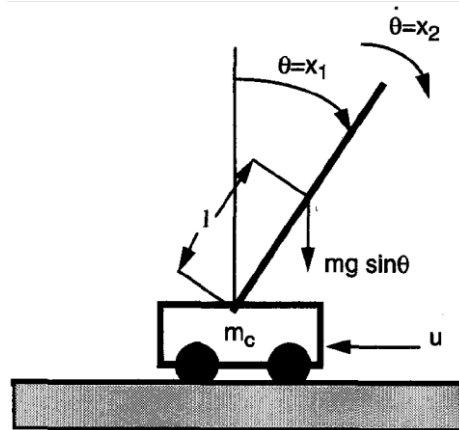
که در آن  $x_1, x_2$  به ترتیب زاویه پاندول<sup>۱</sup> نسبت به افق و سرعت تغییر زاویه<sup>۲</sup>،  $g = 9.8 \text{ m/s}^2$

شتاب جاذبه،  $m_c = 1 \text{ Kg}$  جرم ارايه،  $m = 0.1 \text{ Kg}$  جرم پاندول،  $l = 1 \text{ m}$  نصف طول میله و  $u$

سیگنال ورودی سیستم است. شکل 4-7 سیستم پاندول معکوس را نشان می دهد.

<sup>1</sup> Rolling angle

<sup>2</sup> Rolling rate



شکل ۴-۷: سیستم پاندول معکوس

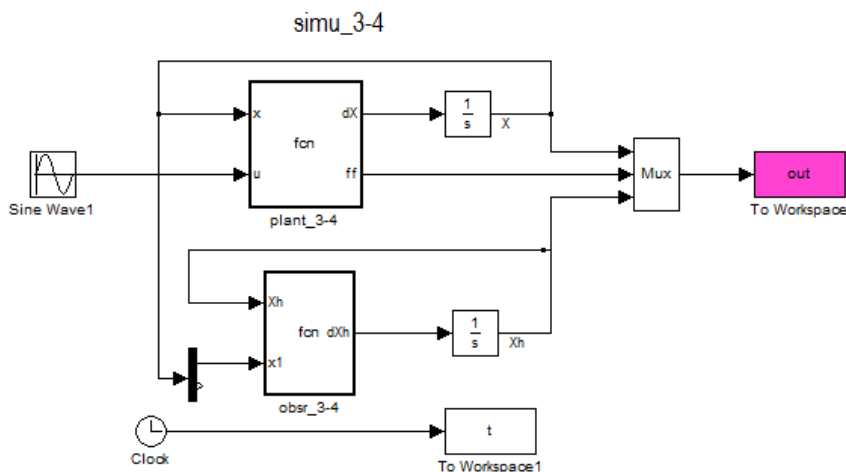
از روی رابطه (۴-۳۳) دینامیک رویتگر یونیورسال بصورت زیر است.

$$\begin{cases} \hat{x}_1 = \hat{x}_2 \\ \hat{x}_2 = \hat{x}_3 \\ \hat{x}_3 = -\frac{a_1}{\varepsilon^3}(\hat{x}_1 - x_1) - \frac{a_2}{\varepsilon^2}\hat{x}_2 - \frac{a_3}{\varepsilon}\hat{x}_3 \end{cases} \quad (4-38)$$

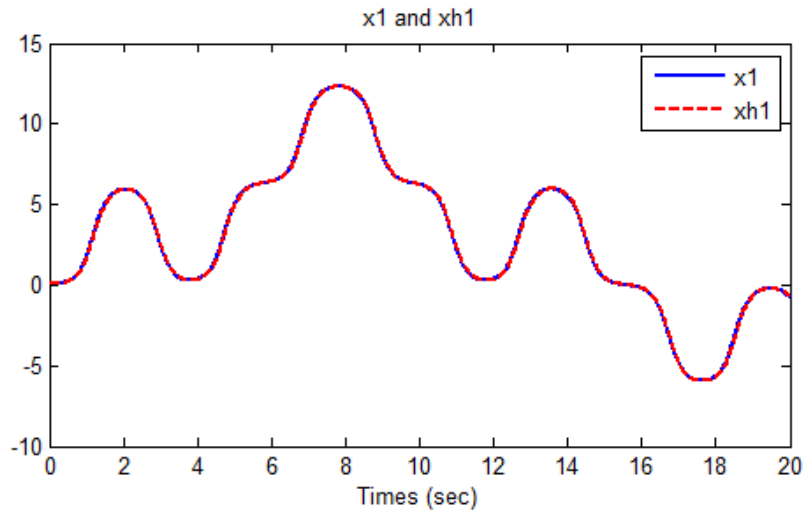
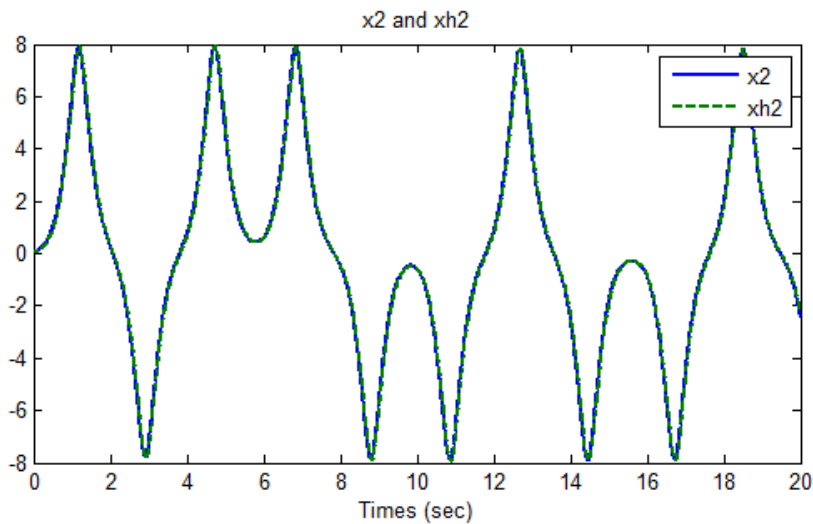
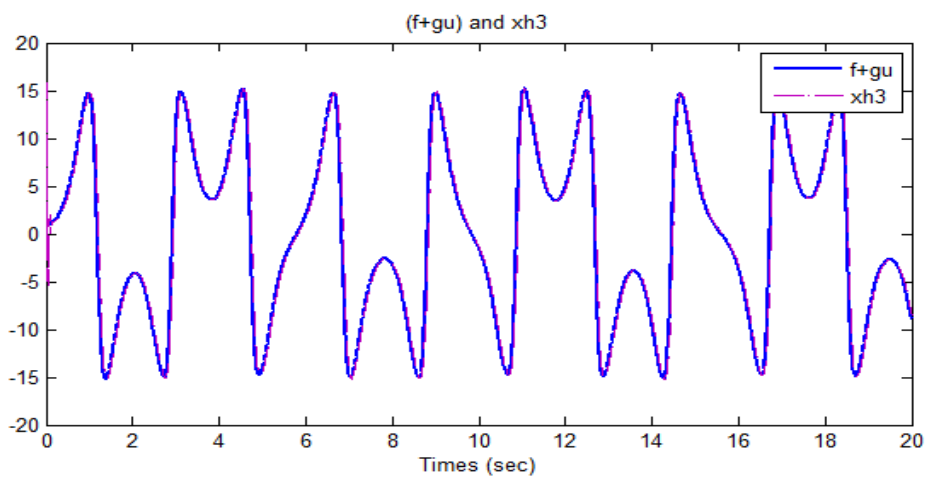
که در آن  $\varepsilon = 0.01$ ،  $a_1 = 1$ ،  $a_2 = 2$ ،  $a_3 = 3$ ، سیگنال ورودی  $u(t) = \sin(t)$  و شرایط

اولیه  $[\pi/60 \ 0]$  است. شکل ۴-۸ طرح کنترلی سیستم در محیط متلب را نشان می دهد و نتایج در

شکل های بعد نشان داده شده است.



شکل ۴-۸: بلوک دیاگرام سیستم در محیط متلب

شکل ۴-۹: نمایش متغیر حالت  $x_1$  و تخمین آنهاشکل ۴-۱۰: نمایش متغیر حالت  $x_2$  و تخمین آنها

شکل ۴-۱۱: نمایش تابع نامعلوم و تخمین آن

۵-۴ رویتگر اغتشاش متغیر با زمان<sup>۱</sup>

سیستم مرتبه دو زیر را با اغتشاش متغیر با زمان در نظر بگیرید:

$$\ddot{x} = -f(x, \dot{x}) + bu - d \quad (۳۹-۴)$$

دینامیک رویتگر اغتشاش بصورت زیر است [۵۸]:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{d}} &= k_1(\hat{w} - \dot{x}) \\ \hat{w} &= -\hat{d} + bu - k_2(\hat{w} - \dot{x}) - f \end{aligned} \quad (۴۰-۴)$$

که  $\hat{d}$  تخمین  $d$ ،  $\hat{w}$  تخمین  $\dot{x}$  و  $k_2 > 0, k_1 > 0$  است. جهت پایداری تابع لیاپانوف زیر را در

نظر بگیرید:

$$V = \frac{1}{2k_1} \tilde{d}^2 + \frac{1}{2k_2} \tilde{w}^2 \quad (۴۱-۴)$$

که در آن  $\tilde{d} = d - \hat{d}$  و  $\tilde{w} = \dot{x} - \hat{w}$ ، سپس با مشتق گیری خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \frac{1}{k_1} \tilde{d} \dot{\tilde{d}} + \tilde{w} \dot{\tilde{w}} \\ &= \frac{1}{k_1} \tilde{d} \dot{\tilde{d}} - \frac{1}{k_1} \tilde{d} \dot{\hat{d}} \\ &\quad + \tilde{w} (\dot{x} - (-\hat{d} + bu - k_2(\hat{w} - \dot{x}) - f)) \\ &= \frac{1}{k_1} \tilde{d} \dot{\tilde{d}} - \tilde{d}(\hat{w} - \dot{x}) + \tilde{w}(-d + \hat{d} + k_2(\hat{w} - \dot{x})) \\ &= \frac{1}{k_1} \tilde{d} \dot{\tilde{d}} - k_2 \tilde{w}^2 \leq 0 \end{aligned} \quad (۴۲-۴)$$

در ساده سازی رابطه بالا دقت می کنیم که با فرض  $\dot{d}$  محدود باشد و با انتخاب  $k_1$  بزرگ :

$$\frac{1}{k_1} \dot{\tilde{d}} \approx 0 \quad (۴۳-۴)$$

در نتیجه اغتشاش  $d$  توسط رویتگر تخمین زده می شود. با یک مثال شبیه سازی عملکرد

رویتگر را بررسی می کنیم.

<sup>۱</sup> Time-varying disturbance observer

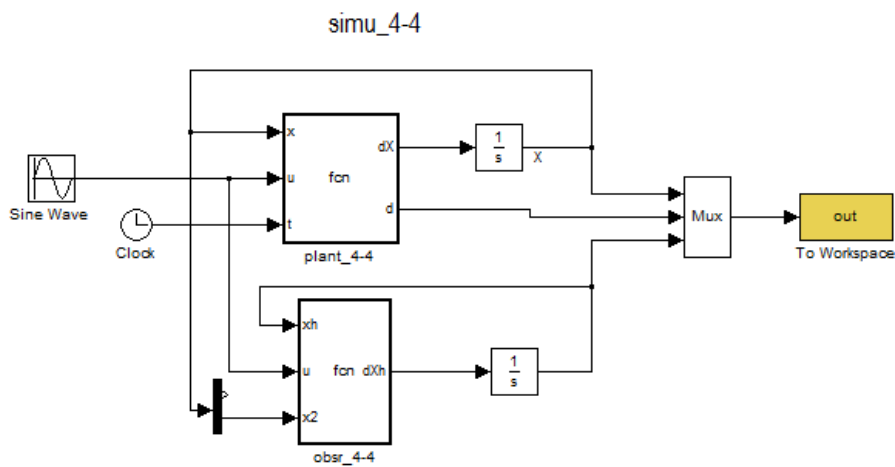
## ۴-۵-۱ مثال شبیه سازی

سیستم زیر را در نظر بگیرید:

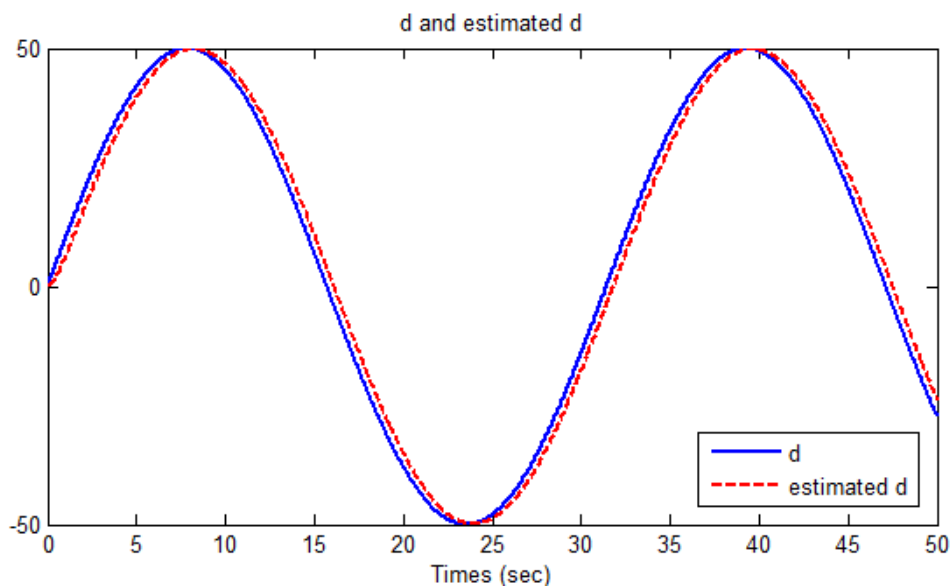
$$\dot{x} = -x + 2u - d \quad (4-44)$$

که  $d = 50 \sin(0.2t)$  و  $k_1 = 500$  و  $k_2 = 200$ . نتایج شبیه سازی در شکل ۴-۱۳ و شکل

۴-۱۴ نشان داده شده است.

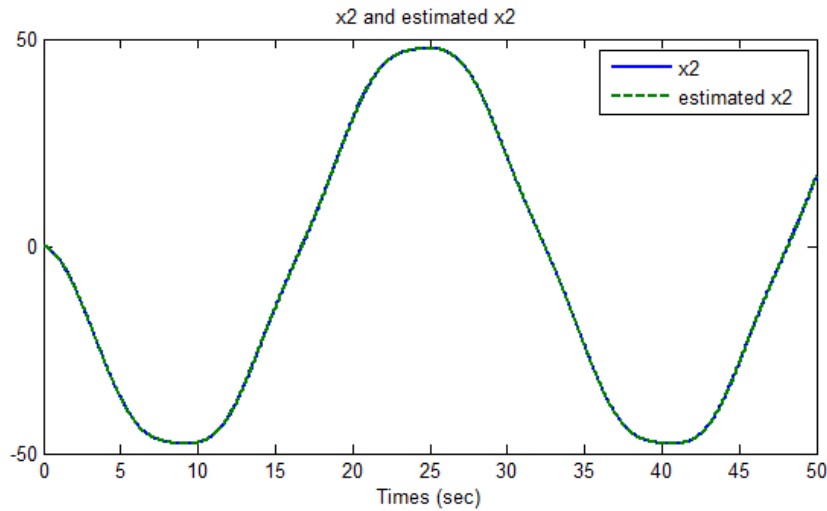


شکل ۴-۱۲: طرح کنترلی سیستم در محیط متلب



شکل ۴-۱۳: اغتشاش  $d$  و تخمین آن





شکل ۴-۱۴: سیگنال متغیر حالت  $x_2$  و تخمین آن

این چهار نوع رویتگر به عنوان نمونه هایی از انواع رویتگرها در ارتباط با حالت لغزشی بیان شده اند. با این حال انواع دیگر رویتگر های خطی و غیرخطی نیز به همراه کنترل حالت لغزشی استفاده شده اند که با کمی فرق در جزئیات، دارای دینامیک شبیه موارد بالا هستند که البته از ذکر آن در اینجا خودداری شده است. برای مثال در [۳۶] از نوعی رویتگر *LTR* جهت کاهش لرزش در حالت لغزشی استفاده شده یا در [۵۹] یک رویتگر خروجی تاخیری را معرفی می کند. جهت اطلاعات بیشتر در خصوص رویتگرها و حالت لغزشی می توانید به مراجع [۵۸-۶۲، ۵۵، ۵۶] مراجعه نمایید.

## فصل پنجم

# روش های پیشنهادی

## ۱-۵ مقدمه

در این فصل پنج روش پیشنهادی جهت کاهش لرزش در حالت لغزشی عنوان می‌شود. هدف طرح روش های کنترلی می‌باشد که در خصوص سیستم های غیرخطی بکار می‌رود و علاوه بر رسیدن به عملکرد خوب، دستیابی به یک تلاش کنترلی بهینه و بدون لرزش نیز مورد نظر است. سعی شده است معیارهای پایداری، منطبق بر نظریه لیاپانوف در هر مورد بررسی شود و همچنین نتایج بصورت شبیه سازی نشان داده شود. در بخش دوم (روش اول)، ترکیب رویترگر *ESO* که در فصل چهار عنوان شد، به همراه بهره فازی تطبیقی مطرح می‌شود. در بخش سوم (روش دوم)، در روشی دیگر یک کنترل کننده *PI* با بهره تطبیقی به همراه لایه مرزی جهت کاهش لرزش مورد استفاده قرار خواهد گرفت. در بخش چهارم (روش سوم) از *ESO* و تکنیک سوئیچینگ فازی و در بخش پنجم (روش چهارم) از *ESO* به همراه بهره فازی انتگرالی استفاده شده است و در بخش ششم (روش پنجم) ترکیب حالت لغزشی بر مبنای *ESO* و روش کنترل گام به عقب با بهره فازی مطرح می‌شود. در پایان هر بخش نتایج شبیه سازی نشان داده خواهد شد. در بخش هفتم و هشتم مقایسه ای بین روش های کنترلی از جهت کاهش لرزش و دقت ردیابی و همچنین نويز اندازه گیری خواهیم داشت و در نهایت در بخش پایانی برخی روش های فوق بر روی یک سیستم آشوبی دیگر اجرا می‌شود.

۲-۵ روش اول: کنترل حالت لغزشی بر مبنای *ESO* و بهره فازی تطبیقی

در بخش ۳-۴ رویترگر توسعه یافته یا به اختصار *ESO* معرفی گردید. در این بخش ما از یک رویترگر *ESO* جهت تخمین تابع نامعلوم سیستم به همراه حالت لغزشی بهره خواهیم برد و سپس با تکنیک های فازی تطبیقی لرزش را کاهش می‌دهیم که در ادامه بررسی می‌شود.

## ۱-۲-۵ توصیف مسئله

سیستم تک ورودی-خروجی متغیر با زمان زیر را در نظر بگیرید [۲]:

$$\begin{cases} \dot{x}^{(n)} = f(\underline{x}, t) + u + d(t) \\ y = x \end{cases} \quad (1-5)$$

که در آن  $f(\cdot)$  تابع نامعلوم، غیرخطی ولی محدود می باشد.  $\underline{x} = [x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}]^T \in R^n$  متغیرهای حالت سیستم که فرض می گردد  $x_1$  جهت اندازه گیری در دسترس است،  $u \in R$  و  $y \in R$  به ترتیب ورودی و خروجی سیستم هستند و  $d(t)$  یک اغتشاش نامعلوم است و فرض می شود کران بالای آن  $D$  باشد بطوریکه  $|d(t)| \leq D$ . هدف طراحی کنترل کننده ای است که حالت  $\underline{x}$ ، حالت مطلوب  $\underline{x}_d$  را با وجود اغتشاش و نامعینی بخوبی دنبال نماید. خطای ردیابی بصورت زیر تعریف می گردد:

$$\underline{e} = \underline{x} - \underline{x}_d = [e, \dot{e}, \dots, e^{(n-1)}]^T \in R^n \quad (2-5)$$

سطح لغزش را به صورت زیر در نظر بگیرید:

$$s(e) = c_1 e + c_2 \dot{e} + \dots + c_{n-1} e^{(n-2)} + e^{(n-1)} = \underline{c}^T \underline{e} \quad (3-5)$$

که در آن  $\underline{c} = [c_1, c_2, \dots, c_{n-1}, 1]^T$  ضرایب یک چند جمله ای پایدار هورویتز است. در این

صورت قانون کنترل حالت لغزشی در حالت کلی بصورت زیر است:

$$u = - \sum_{i=1}^{n-1} c_i e^{(i)} - f(\underline{x}, t) + \dot{x}_d^{(n)} - \eta \operatorname{sgn}(s) \quad (4-5)$$

با توجه به اینکه در (1-5) تابع  $f(\cdot)$  نامعلوم است، پیاده سازی عملی کنترل با مشکل مواجه

می شود، لذا از یک رویکرد  $ESO$  جهت تخمین تابع  $f(\cdot)$  و اغتشاش استفاده می شود.

## ۲-۲-۵ رویکرد $ESO$ در ترکیب با حالت لغزشی

با فرض اینکه (1-5) را به صورت مرتبه دو در نظر بگیریم از بخش ۳-۴، دینامیک رویکرد

بصورت زیر خواهد بود. (با فرض اینکه  $x_1$  قابل اندازه گیری باشد):

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 + \frac{a_1}{\delta}(y - x_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 = \hat{x}_3 + \frac{a_2}{\delta^2}(y - x_1) + u \\ \dot{\hat{x}}_3 = \frac{a_3}{\delta^3}(y - x_1) \end{cases} \quad (5-5)$$

بطوریکه اگر  $t \rightarrow \infty$  و  $\delta \rightarrow 0$  آنگاه  $x_1 \rightarrow \hat{x}_1$ ،  $x_2 \rightarrow \hat{x}_2$  و  $x_3 \rightarrow f(\cdot)$ ، همانطور که در

فصل ۴ عنوان شود همگرا خواهد شد.  $\hat{x}_1$ ،  $\hat{x}_2$  و  $\hat{x}_3$  متغیرهای حالت رویتگر،  $a_1$ ،  $a_2$  و  $a_3$  ضرایب

چند جمله ای هورویتز و  $\delta > 0$  است. دینامیک خطا و سطح لغزش برای یک سیستم مرتبه دو

بصورت زیر است :

$$\begin{cases} e_1 = x_1 - x_d \\ e_2 = x_2 - \dot{x}_d \end{cases}, \begin{cases} \hat{e}_1 = \hat{x}_1 - x_d \\ \hat{e}_2 = \hat{x}_2 - \dot{x}_d \end{cases} \Rightarrow \hat{s} = \hat{e}_2 + c\hat{e}_1 \quad (6-5)$$

که در آن  $\hat{s}$  و  $\hat{e}$  به ترتیب تخمین  $s = e_2 + ce_1$  و  $e = x - x_d$  است. قانون کنترل (۴-۵)

بصورت زیر خواهد بود.

$$u = -\hat{x}_3 + \ddot{x}_d - c\hat{e}_2 - \eta \operatorname{sgn}(\hat{s}) \quad (7-5)$$

با انتخاب تابع لیاپانوف  $V = \frac{1}{2}s^2$  و مشتق گیری در نهایت داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} = s((- \eta \operatorname{sgn}(\hat{s}) + f(\cdot) - \hat{x}_3 + c(e_2 - \hat{e}_2)) \\ &= -(\hat{s} + s - \hat{s})\eta \operatorname{sgn}(\hat{s}) + (\hat{s} + s - \hat{s})(f(\cdot) - \hat{x}_3) \\ &+ (\hat{s} + s - \hat{s})c(e_2 - \hat{e}_2) \\ &\leq -\hat{s}\eta \operatorname{sgn}(\hat{s}) + \eta|s - \hat{s}| \\ &+ (|f(\cdot) - \hat{x}_3| + c|e_2 - \hat{e}_2|)|\hat{s}| \\ &+ |s - \hat{s}|(|f(\cdot) - \hat{x}_3| + c|e_2 - \hat{e}_2|) \end{aligned} \quad (8-5)$$

با ساده سازی داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -\eta|\hat{s}| + \eta|s - \hat{s}| + (|f(\cdot) - \hat{x}_3| + c|e_2 - \hat{e}_2|)|\hat{s}| + \\ &|s - \hat{s}|(|f(\cdot) - \hat{x}_3| + c|e_2 - \hat{e}_2|) = -\eta|\hat{s}| + V_1 \end{aligned} \quad (9-5)$$

که در آن  $V_1$  بصورت زیر است.

$$V_1 = \eta|s - \hat{s}| + (|f(\cdot) - \hat{x}_3| + c|e_2 - \hat{e}_2|)|\hat{s}| + |s - \hat{s}|(|f(\cdot) - \hat{x}_3| + c|e_2 - \hat{e}_2|) \quad (10-5)$$

با توجه به همگرایی رویتگر  $ESO$ ،  $V_1$  محدود و به اندازه کافی کوچک می باشد. با فرض یک

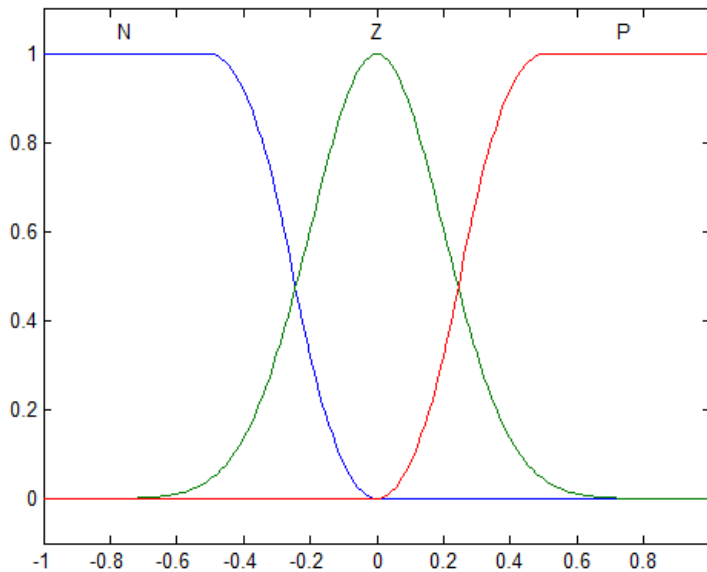
کران بالا برای  $V_1$  مانند  $\bar{V}_1$  با انتخاب یک بهره مناسب  $|\bar{V}_1| > \eta$  خواهیم داشت  $\dot{V} < 0$ .

### ۳-۲-۵ طراحی بهره سوئیچینگ فازی برای ESO

قانون کنترل (۷-۵) با وجود کنترل ناپیوسته  $sgn(\hat{s})$  دارای لرزش خواهد بود. جهت کاهش لرزش از یک بهره سوئیچینگ فازی بهره خواهیم برد، با توجه به اینکه با دامنه اغتشاش کم، بهره کوچک و با دامنه اغتشاش بزرگ، بهره سوئیچینگ باید بزرگ باشد از سه قانون فازی به صورت زیر استفاده می کنیم.

$$\begin{aligned} \text{if } s(t) \text{ is } N, & \quad \text{then } \eta \text{ is } P \\ \text{if } s(t) \text{ is } Z, & \quad \text{then } \eta \text{ is } Z \\ \text{if } s(t) \text{ is } P, & \quad \text{then } \eta \text{ is } P \end{aligned} \quad (۱۱-۵)$$

که  $N$ ،  $Z$  و  $P$  توابع تعلق برای ورودی  $s$  و خروجی  $\eta$  هستند که بصورت شکل ۱-۵ است.

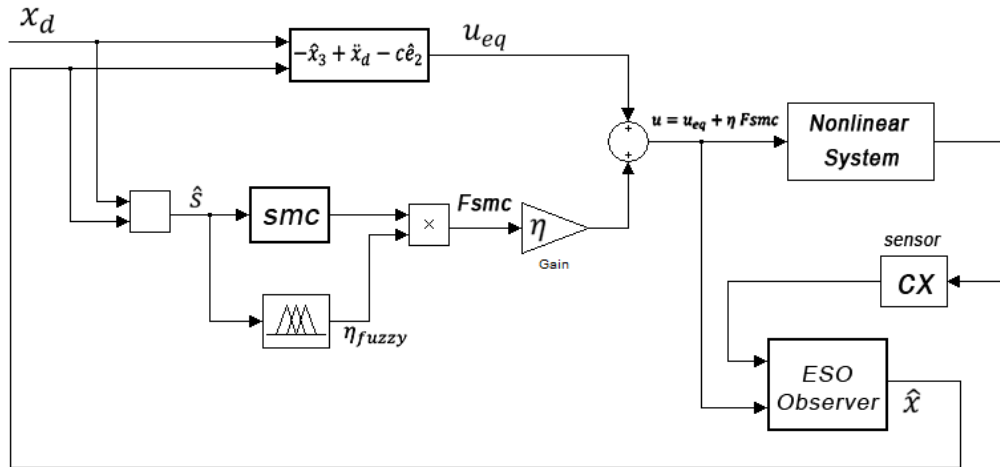


شکل ۱-۵: توابع تعلق ورودی  $s$  و خروجی  $\eta$

در نهایت قانون کنترل (۷-۵) به شکل زیر بدست می آید.

$$u = -\hat{x}_3 + \ddot{x}_d - c\hat{e}_2 - \eta_{fuzzy} sgn(\hat{s}) \quad (۱۲-۵)$$

بلوک دیاگرام سیستم کنترل به همراه بهره فازی در شکل ۲-۵ نشان داده شده است.



شکل ۵-۲: سیستم کنترل حلقه بسته با بهره فازی

در شکل بالا  $\eta_{fuzzy}$  جهت کاهش و حذف لرزش از سیگنال ورودی است و  $\eta$  ضریب بهره ای است که با توجه حد عدم قطعیت تعیین می شود، بنابراین قانون کنترل نهایی بصورت زیر است.

$$u = -\hat{x}_3 + \dot{x}_d - c\hat{e}_2 - \eta \eta_{fuzzy} \operatorname{sgn}(\hat{s}) \quad (۱۳-۵)$$

#### ۵-۲-۴ طراحی ضریب بهره تطبیقی

جهت عدم وابستگی به حد عدم قطعیت پارامتر  $\eta$  (ضریب بهره فازی) را بصورت تطبیقی بدست می آوریم تا با توجه به دامنه عدم قطعیت بصورت خودکار تنظیم شود. لذا قانون کنترل نهایی بصورت زیر بدست می آید:

$$u = -\hat{x}_3 + \dot{x}_d - c\hat{e}_2 - \hat{\eta} \eta_f \operatorname{sgn}(\hat{s}) \quad (۱۴-۵)$$

که  $\eta_f = \eta_{fuzzy}$  و برای قانون تطبیق  $\hat{\eta}$  خواهیم داشت: ( $\alpha$  ضریب تطبیق می باشد)

$$\dot{\hat{\eta}} = \frac{1}{\alpha} \eta_f |\hat{s}| \quad (۱۵-۵)$$

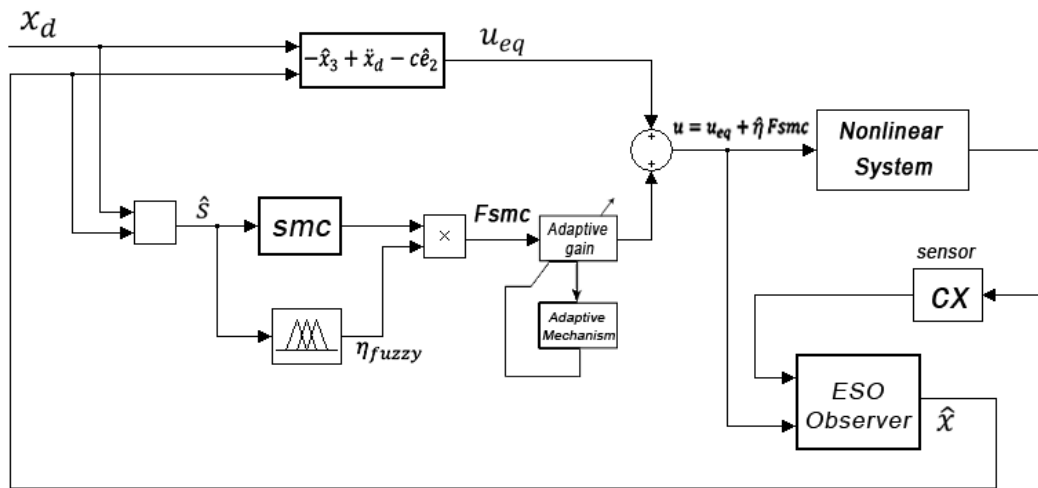
نحوه بدست آوردن قانون تطبیق: تابع لیاپانوف را بصورت زیر در نظر می گیریم:

$$V = \frac{1}{2} s^2 + \frac{1}{2} \alpha \tilde{\eta}^2 \quad \Rightarrow \quad \tilde{\eta} = \hat{\eta} - \eta_d, \quad \eta_d > |D| \quad (۱۶-۵)$$

با مشتق گیری خواهیم داشت:

$$\begin{aligned}
 \dot{V} &= s\dot{s} + \alpha \hat{\eta} \dot{\hat{\eta}} \\
 &= s(f - \hat{x}_3 + c(\dot{e} - \dot{\hat{e}}) + d - (\hat{\eta} + \eta_d)\eta_f \operatorname{sgn}(\hat{s})) \\
 &\quad + \alpha \hat{\eta} \dot{\hat{\eta}} \\
 &= s(f - \hat{x}_3 + c(\dot{e} - \dot{\hat{e}}) + d - \eta_d \eta_f \operatorname{sgn}(\hat{s})) \\
 &\quad + \hat{\eta}(-s \eta_f \operatorname{sgn}(\hat{s}) + \alpha \dot{\hat{\eta}})
 \end{aligned} \tag{۱۷-۵}$$

با فرض  $\eta_m = \eta_d \eta_f$  آنگاه طبق رابطه (۸-۵) و همگرایی رویتگر، اثبات شد که قسمت اول کوچکتر از صفر است و از صفر کردن قسمت دوم قاعده تطبیق (۱۵-۵) بدست می آید. بلوک دیاگرام سیستم کنترل به همراه بهره فازی تطبیقی در شکل ۳-۵ نشان داده شده است.



شکل ۳-۵: دیاگرام سیستم کنترل لغزشی با ESO به همراه بهره فازی تطبیقی

### ۵-۲-۵ شبیه سازی سیستم کنترل

جهت ارزیابی عملکرد روش کنترلی فوق، آن را بر روی سیستم آشوبی دافینگ- هولمز که در بخش ۳-۷ معرفی شد، بوسیله شبیه سازی متلب پیاده سازی می کنیم. در قسمت اول کنترل کننده را با بهره فازی و بدون ضریب تطبیقی در نظر می گیریم. معادله به صورت زیر است.

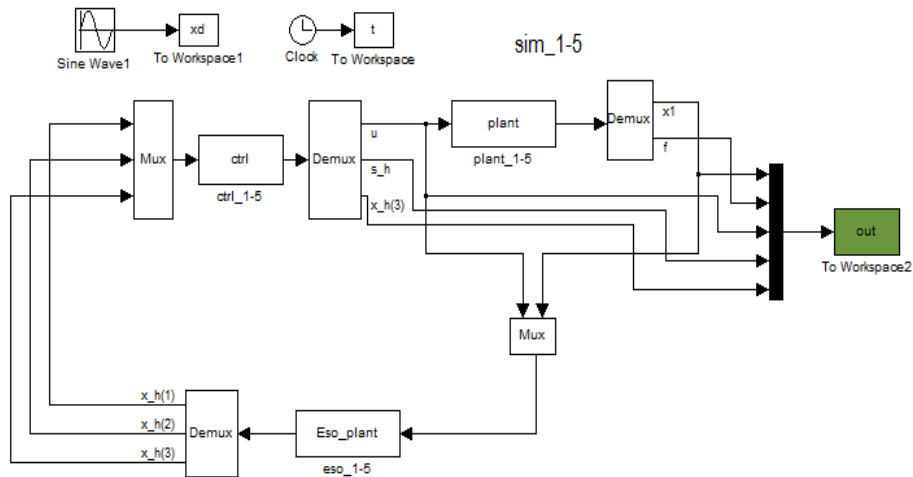
$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_1 - .25x_2 - x_1^3 + 5 \cos(t) + d(t) + u \end{cases} \tag{۱۸-۵}$$

سیگنال مطلوب  $x_d = \sin(t)$ ، اغتشاش را بصورت  $d(t) = \sin(2t)$ ، مقادیر ثابت طراحی

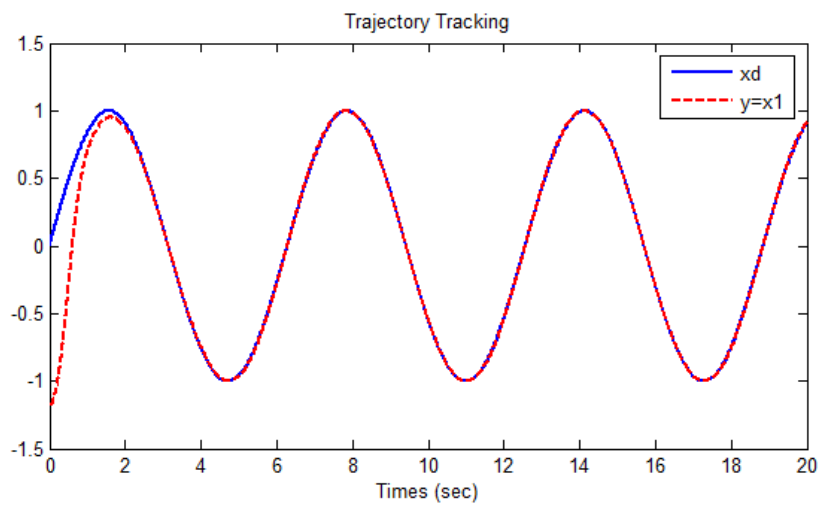
برای رویتگر ESO به صورت  $k_1=6$ ،  $k_2=11$ ،  $k_3=6$ ، پارامترهای کنترل کننده  $c=5$ ،  $\eta=5$  و شرایط



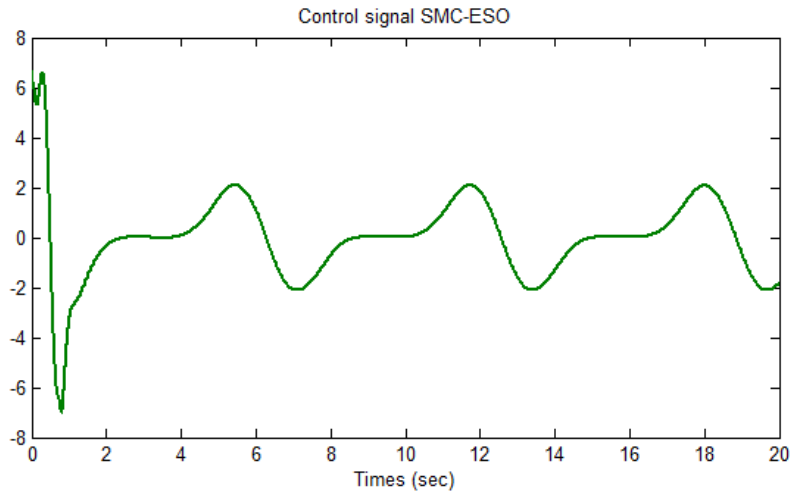
اولیه را  $x_0 = [-1.2 \ 0.2]$  در نظر می گیریم. شکل ۴-۵ طرح کنترلی سیستم به همراه کنترل کننده را در محیط شبیه سازی متلب نشان می دهد.



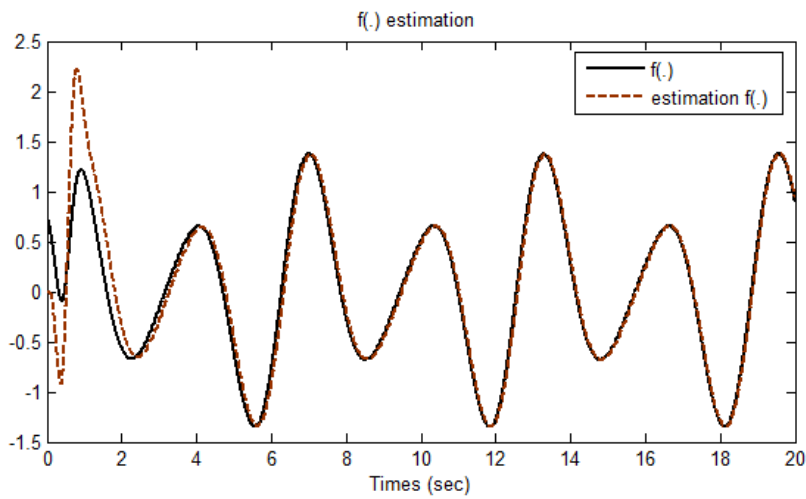
شکل ۴-۵: طرح کنترلی سیستم کنترل حلقه بسته با بهره فازی در محیط متلب



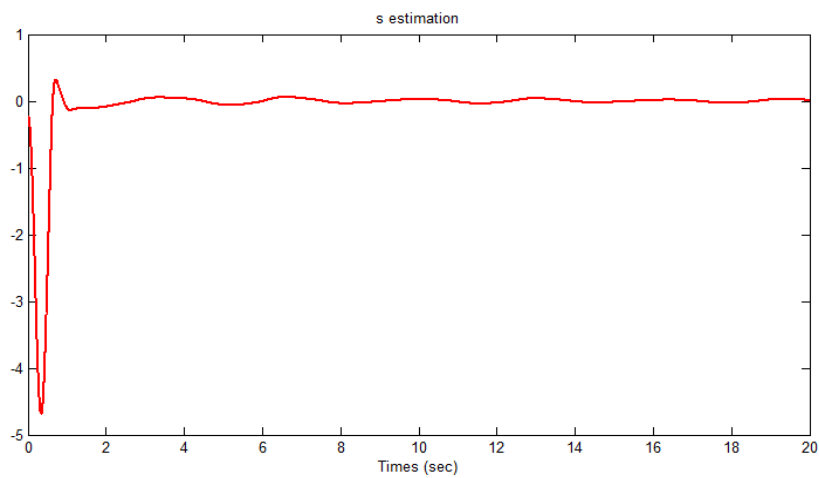
شکل ۵-۵: نمایش ردیابی سیگنال مطلوب  $x_d$

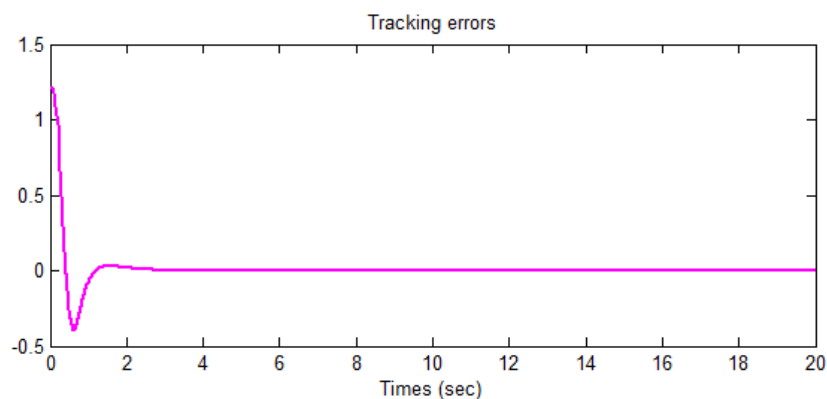


شکل ۵-۶: نمایش سیگنال بدون لرزش ورودی کنترل

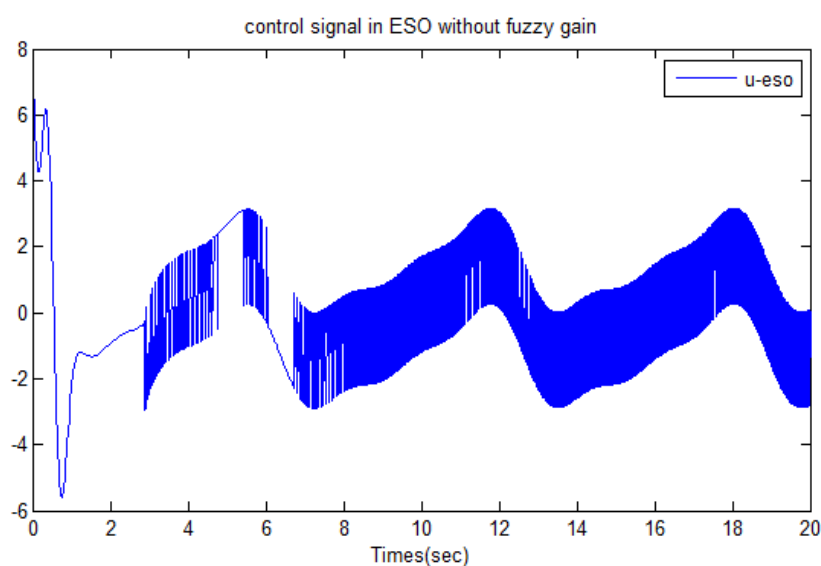


شکل ۵-۷: دقت تخمین تابع نامعلوم سیستم

شکل ۵-۸: تخمین متغیر لغزش  $\hat{s}$

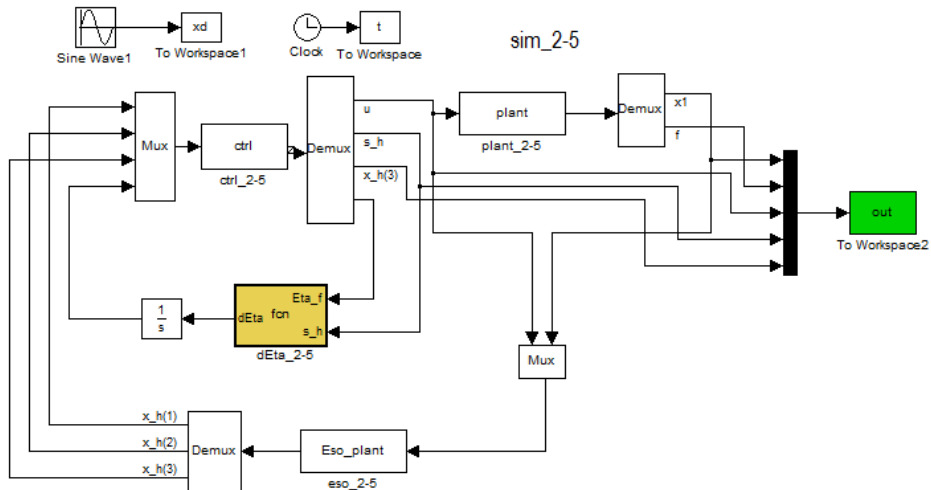


شکل ۵-۹: نمایش دقت ردیابی (سیگنال خطای سیستم)

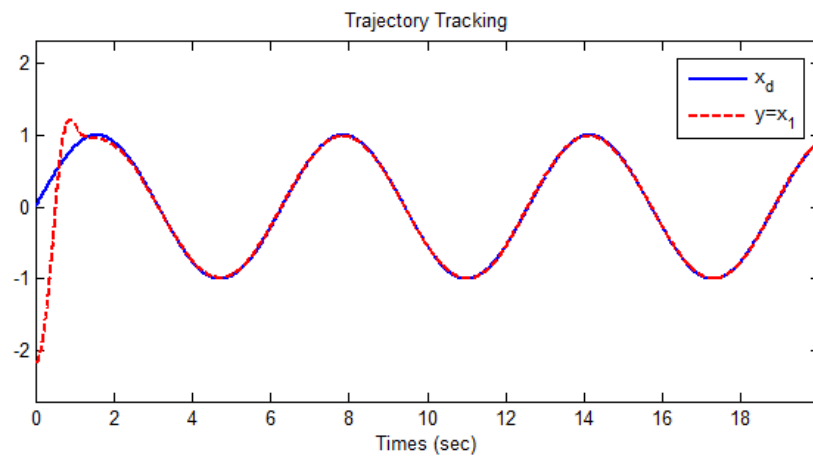


شکل ۵-۱۰: نمایش سیگنال کنترل بدون بهره فازی

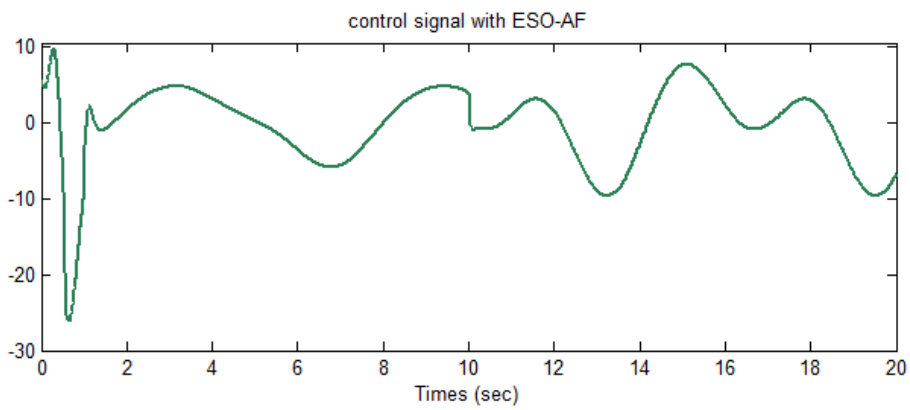
اکنون در قسمت دوم از بهره تطبیقی استفاده می‌کنیم. جهت شبیه‌سازی از ۰ تا ۱۰ ثانیه اغتشاش  $\sin(2t)$  و از ۱۰ تا ۲۰ اغتشاش  $5\sin(2t)$  داریم. مقدار پارامتر تنظیم  $\alpha = 0.2$  و شرایط اولیه را  $x_0 = [-2.5 \ -1.75]$  گرفته ایم. طرح کنترلی سیستم با بهره فازی تطبیقی در شکل ۵-۱۱ نشان داده شده است، نتایج به شرح زیر است.



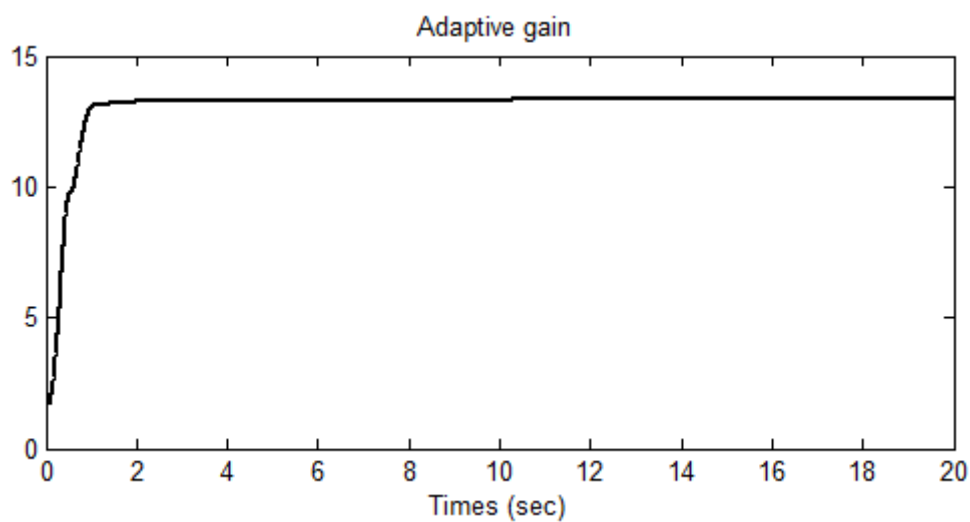
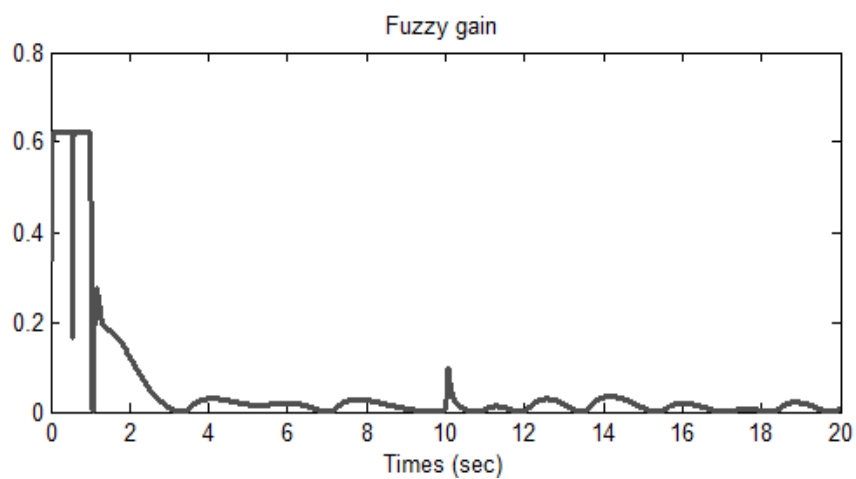
شکل ۵-۱۱: طرح کنترلی سیستم کنترل حلقه بسته با بهره فازی تطبیقی در محیط متلب



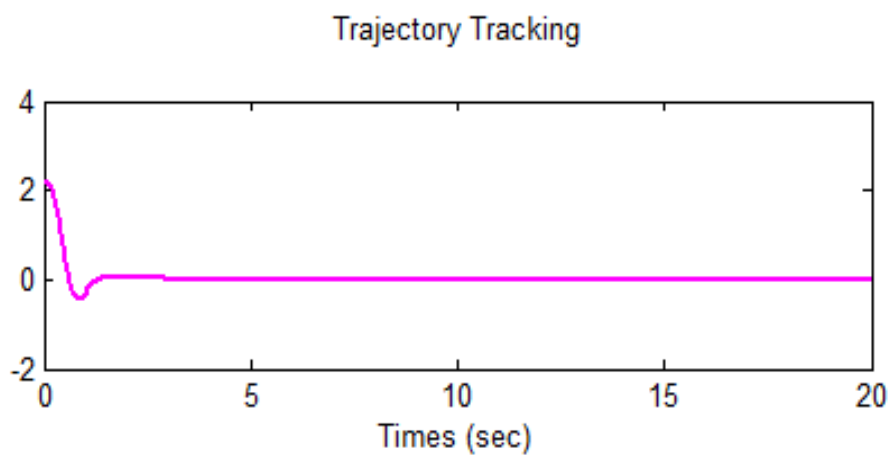
شکل ۵-۱۲: نمایش ردیابی سیگنال مطلوب



شکل ۵-۱۳: نمایش سیگنال کنترل با بهره فازی تطبیقی

شکل ۵-۱۴: نمایش بهره تطبیقی  $\hat{\eta}$  کنترل کننده

شکل ۵-۱۵: نمایش بهره فازی کنترل کننده



شکل ۵-۱۶: نمایش سیگنال خطا

همانطور که در نتایج نشان داده شد کنترل کننده از جهت تلاش کنترلی و حذف لرزش از سیگنال ورودی بخوبی عمل نمود و خطای ردیابی با وجود اغتشاش خارجی نزدیک به صفر بود. یک مزیت حالت لغزشی بر مبنای رویکرد زمانی است که همه حالت های سیستم در دسترس نیست از طرفی رویکرد تابع ناشناخته و اغتشاش را یکجا تخمین می زند و وجود بهره فازی تطبیقی، آن را در مقابل لرزش کاملاً مقاوم ساخته است و نیازی به دانستن حدود عدم قطعیت نمی باشد.

### ۳-۵ روش دوم: کنترل حالت لغزشی بر مبنای $ESO$ و کنترل $PI$ تطبیقی

در این روش کنترلی همانند بخش قبل کنترل حالت لغزشی را بر مبنای  $ESO$  بکار می گیریم و جهت کاهش لرزش در سیگنال کنترل ورودی از یک کنترل کننده تناسبی-انتگرالی یا به اختصار  $PI^1$  با بهره تطبیقی استفاده می شود. وجود دو پارامتر آزاد در کنترل کننده  $PI$  کمک می کند تا در زمانی که حالت ها نزدیک سطح لغزش هستند، بهره آن بطور تطبیقی طوری تنظیم گردد تا در جهت کاهش لرزش و دستیابی به عملکرد خوب عمل نماید.

### ۱-۳-۵ طراحی کنترل کننده $PI$ تطبیقی

کنترل کننده  $PI$  مورد نظر را بصورت زیر در نظر می گیریم:

$$u_p = \theta_{p1}z_1 + \theta_{p2}z_2 \quad (19-5)$$

که در آن  $z_1 = s$ ,  $z_2 = s$  و  $\theta_{p1}$ ,  $\theta_{p2}$  بهره تطبیقی هستند که باید طراحی شود. با فرض

$$\theta_p = [\theta_{p1} \ \theta_{p2}]^T \in R^2 \text{ بردار پارامتر تنظیم و } \psi^T(z) = [z_1 \ z_2] \in R^2 \text{ بردار رگرسیون، آنگاه رابطه}$$

(۱۹-۵) را می تواند بدین صورت بازنویسی نمود.

$$u_p = \theta_p^T \psi(z) \quad (20-5)$$

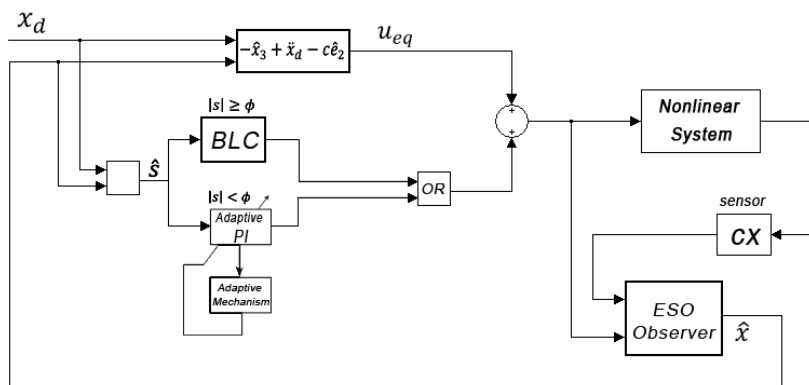
اکنون با فرض اینکه سیستم (۱-۵) از مرتبه دو باشد، در این صورت قانون کنترل (۷-۵)

<sup>1</sup> Proportional Integral (PI)

بصورت زیر تغییر می کند.

$$u = -\hat{x}_3 + \dot{x}_d - c\hat{e}_2 - \hat{p}(z|\theta_p) \quad (21-5)$$

که در آن  $\hat{p}(z|\theta_p) = \theta_p^T \psi(z)$  می باشد. در واقع ما کنترل سوئیچینگ  $u_{sw} = \eta \text{sgn}(\hat{s})$  در رابطه (۷-۵) را با کنترل  $PI$  تطبیقی جایگزین می کنیم، به طوری که وقتی  $s < \phi$  و حالت نزدیک سطح سوئیچینگ است از کنترل  $PI$  جهت کاهش لرزش و در زمانی که  $s \geq \phi$ ، از کنترل کننده سوئیچینگ اشباع (۲۷-۲) استفاده می کنیم ( $\phi$  ضخامت لایه مرزی است). شکل ۱۷-۵ بلوک دیاگرام سیستم کنترل با روش پیشنهادی را نشان می دهد.



شکل ۱۷-۵: دیاگرام سیستم کنترل لغزشی ESO با PI تطبیقی

جهت بدست آوردن قوانین تطبیق داریم:

$$\theta_p^* = \underset{\theta_p \in \Omega_p}{\operatorname{argmin}} (\sup |\hat{p}(z|\theta_p) - u_{sw}|) \quad (22-5)$$

$$\Omega_p = \{\theta_p \in R^2 \mid |\theta_p| \leq M_p\}$$

که در آن بردار پارامتر بهینه،  $\Omega_p$  مجموعه محدودیت برای پارامتر  $\theta_p$  و  $M_p$  حد بالای آن

می باشد. با انتخاب تابع لیاپانوف به صورت زیر خواهیم داشت:

$$V = \frac{1}{2} s^2 + \frac{1}{2\gamma} \tilde{\theta}_p^T \tilde{\theta}_p \quad (23-5)$$

که در آن  $\tilde{\theta}_p = \theta_p^* - \theta_p$  می باشد. ابتدا  $\dot{s}$  و سپس  $\dot{V}$  را بدست می آوریم، داریم:

$$\begin{aligned}
\dot{s} &= \ddot{e} + c\dot{e} = \dot{x}_2 - \dot{x}_d + c\dot{e} = (f + u - \dot{x}_d + c\dot{e}) \\
&= f - \hat{x}_3 + c(\dot{e} - \dot{\hat{e}}) + d - \hat{p}(z|\theta_p) \\
&= f - \hat{x}_3 + c(\dot{e} - \dot{\hat{e}}) + d + \hat{p}(z|\theta_p^*) - \hat{p}(z|\theta_p) \\
&\quad - \hat{p}(z|\theta_p^*) \\
&= f - \hat{x}_3 + c(\dot{e} - \dot{\hat{e}}) + d + \tilde{\theta}_p^T \psi(z) - \hat{p}(z|\theta_p^*)
\end{aligned} \tag{۲۴-۵}$$

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= s \left( f - \hat{x}_3 + c(\dot{e} - \dot{\hat{e}}) + d + \tilde{\theta}_p^T \psi(z) - \hat{p}(z|\theta_p^*) \right) + \frac{1}{\gamma} \tilde{\theta}_p^T \dot{\tilde{\theta}}_p \\
&= s(f - \hat{x}_3 + c(\dot{e} - \dot{\hat{e}}) + d - (\eta + D) \text{sgn}(\hat{s})) \\
&\quad + \tilde{\theta}_p^T \left( s\psi(z) + \frac{1}{\gamma} \dot{\tilde{\theta}}_p \right)
\end{aligned} \tag{۲۵-۵}$$

آنگاه با صفر کردن قسمت دوم قانون تطبیق بصورت زیر بدست می‌آید.

$$s\psi(z) + \frac{1}{\gamma} \dot{\tilde{\theta}}_p = 0 \quad \xrightarrow{\tilde{\theta}_p = -\dot{\tilde{\theta}}_p} \quad \dot{\tilde{\theta}}_p = \gamma \hat{s} \psi(z) \tag{۲۶-۵}$$

چون دسترسی به  $s$  نداریم از تخمین آن  $\hat{s}$  استفاده می‌کنیم. اکنون با فرض  $w = f - \hat{x}_3 +$

$c(\dot{e} - \dot{\hat{e}})$  برای قسمت اول خواهیم داشت:

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= s(w + d - (\eta + D) \text{sgn}(\hat{s})) \leq \hat{s}w - \eta|\hat{s}| + \hat{s}d - \hat{s}D \\
&\leq \hat{s}w - \eta|\hat{s}| \leq 0
\end{aligned} \tag{۲۷-۵}$$

با توجه به کوچک بودن خطای  $w$ ، با انتخاب یک بهره مناسب  $\eta$  (۲۷-۵) همواره کوچکتر از

صفر خواهد بود. اگر همه سیگنال‌ها در سیستم محدود باشد، پس  $e(t)$  هم محدود خواهد بود اگر

$e(0)$  محدود باشد. همچنین اگر سیگنال مطلوب  $x_d$  محدود باشد، متغیرهای سیستم نیز محدود

خواهد بود. به عبارت دیگر برای اینکه نشان دهیم  $\lim_{t \rightarrow \infty} |e(t)| = 0$  فقط باید اثبات نماییم

$\lim_{t \rightarrow \infty} |s(t)| = 0$  با فرض  $|s| < \eta_s$  (۲۷-۵) بصورت زیر ساده می‌شود.

$$\dot{V} \leq -|s|\eta + |s||w| \leq -|s|\eta + \eta_s|w| \tag{۲۸-۵}$$

با انتگرال گیری از طرفین خواهیم داشت:

$$\int_0^t |s(\tau)| d\tau \leq \frac{1}{\eta} (|V(0)| + |V(t)|) + \frac{\eta_s}{\eta} \int_0^t |w| d\tau \tag{۲۹-۵}$$



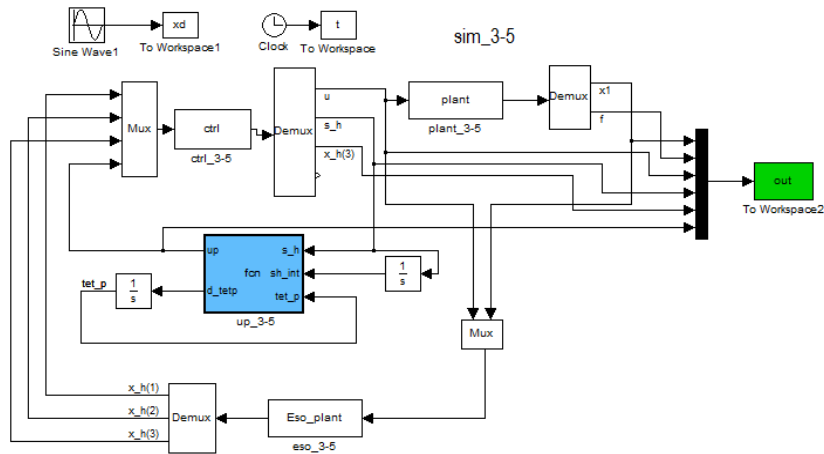
اگر  $w \in L_1$  آنگاه  $s \in L_1$ . از (۲۷-۵) می دانیم  $s$  محدود است بنابراین  $s \in L_\infty$ ، چونکه ثابت کردیم همه متغیرها در سمت راست (۲۵-۵) محدود هستند، پس  $\dot{s} \in L_\infty$ . با استفاده از لم باربارات<sup>۱</sup> در [۴۹]، اگر  $s, \dot{s} \in L_\infty$  و  $\dot{s} \in L_p$  برای  $p \in [1, \infty)$  آنگاه  $\lim_{t \rightarrow \infty} |s(t)| = 0$ ، بنابراین  $\lim_{t \rightarrow \infty} |e(t)| = 0$ .

تذکر: اثبات پایداری با فرض محدود بودن همه متغیرهای حالت صحیح است، لذا جهت محدود بودن همه پارامترها، قانون تطبیق (۲۶-۵) را بصورت اصلاح شده با استفاده از رابطه (۳۰-۳) به همراه عملگر تصویرسازی (۳۱-۳) بازنویسی می کنیم تا تضمین نماییم پارامترهای تطبیق واگرا نمی شوند.

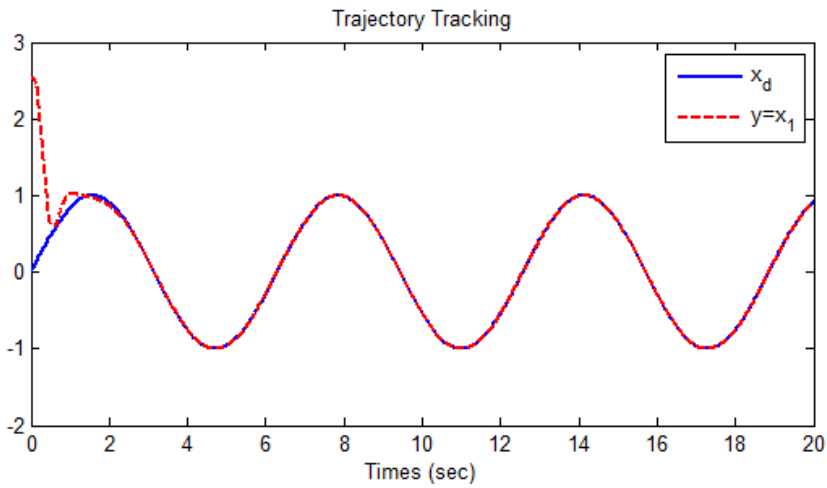
### ۲-۳-۵ شبیه سازی سیستم کنترل

با یک مثال شبیه سازی عملکرد روش کنترلی را بررسی می کنیم. شبیه سازی مجدداً بر روی سیستم آشوبی دافینگ-هولمز که در رابطه (۳۲-۳) عنوان شد، در محیط شبیه سازی متلب انجام می گیرد. طرح کنترلی سیستم به همراه کنترل کننده در شکل ۱۸-۵ نشان داده شده است. پارامترهای کنترل کننده را بصورت  $\theta_{p1}(0) = 15$ ،  $\theta_{p2}(0) = 25$ ،  $\gamma = 55$ ،  $M_p = 80$ ،  $\phi = 0.3$  و شرایط اولیه را  $x_0 = [2.5 \ 1.5]$  در نظر می گیریم. شکل ۱۹-۵ تا شکل ۲۴-۵ نتایج شبیه سازی را نشان می دهد.

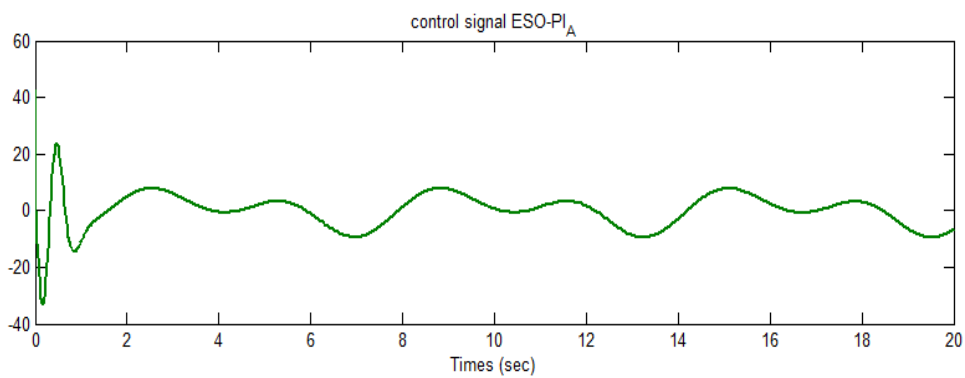
<sup>1</sup> Barbalat's lemma



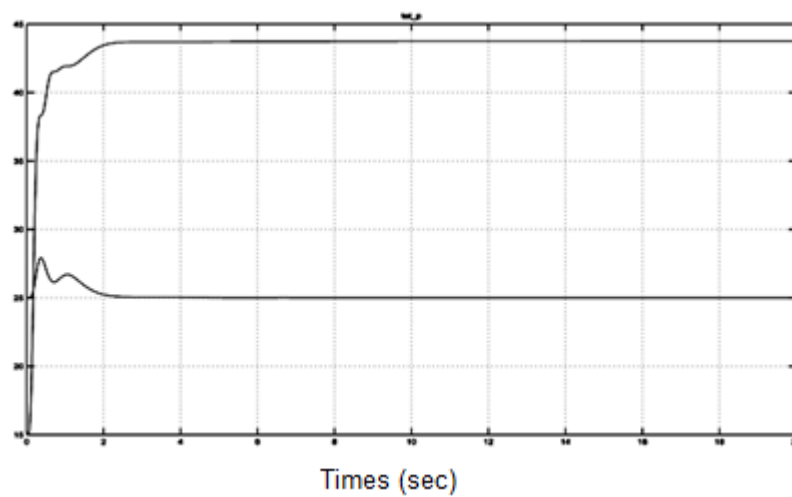
شکل ۵-۱۸: طرح کنترلی سیستم به همراه کنترل کننده در محیط شبیه سازی



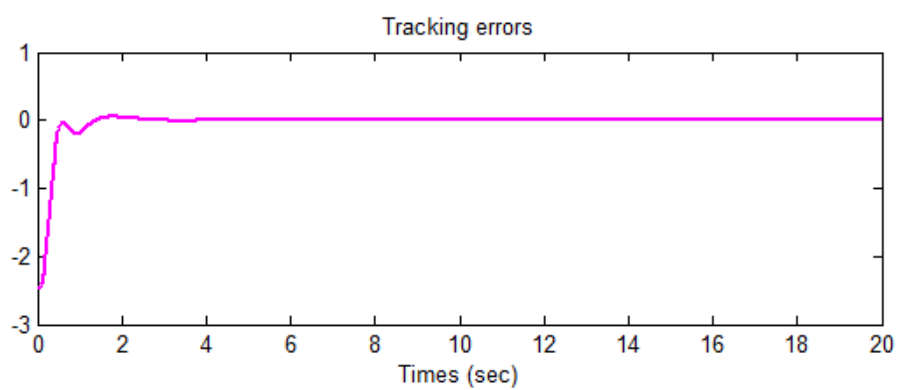
شکل ۵-۱۹: ردیابی سیگنال مطلوب



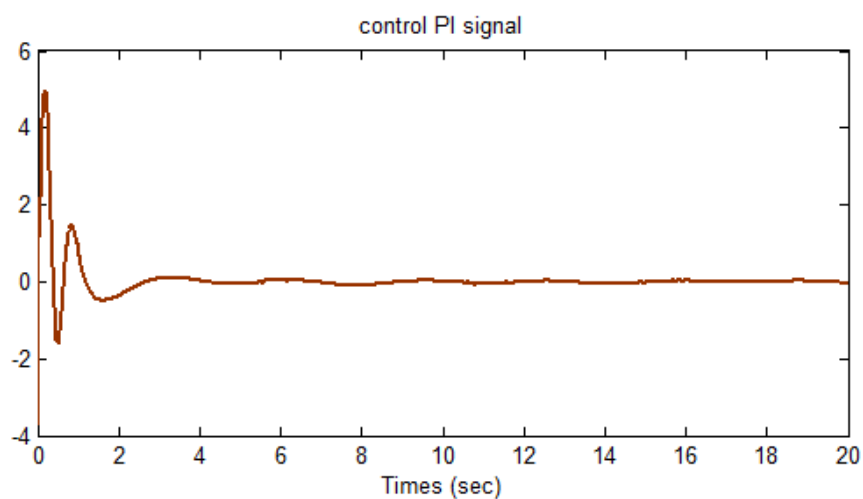
شکل ۵-۲۰: سیگنال کنترل



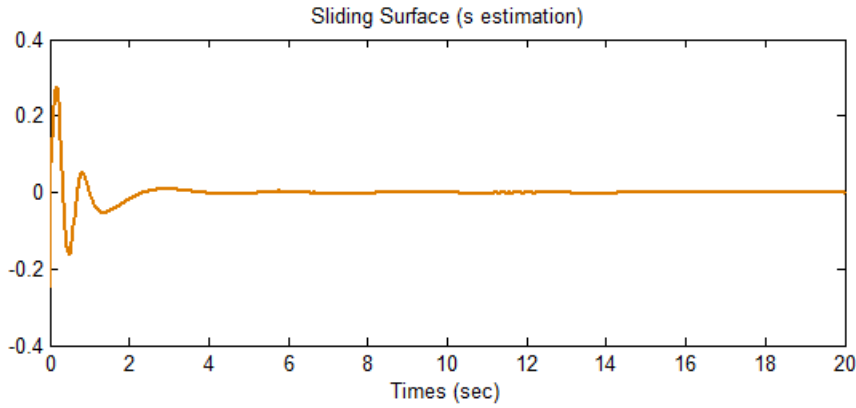
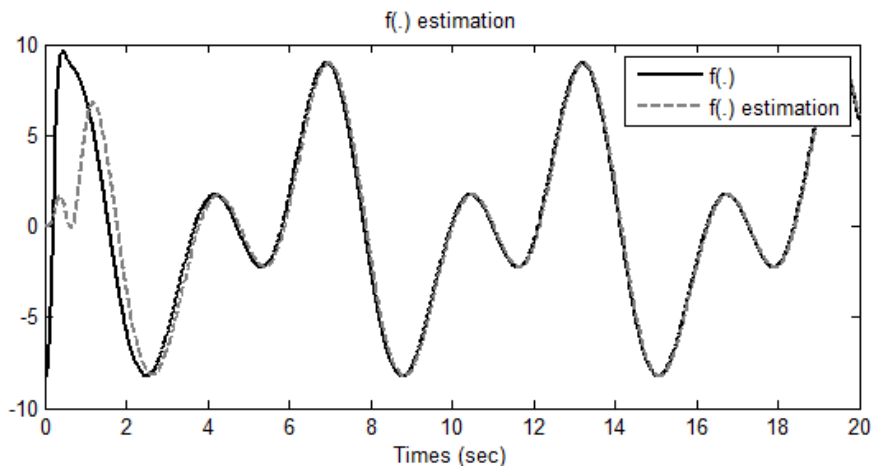
شکل ۵-۲۱: نمایش بهره تطبیقی کنترل کننده  $PI$



شکل ۵-۲۲: دقت ردیابی سیگنال مطلوب



شکل ۵-۲۳: سیگنال کنترل  $u_p$  ( کنترل کننده  $PI$  )

شکل ۵-۲۴: نمایش سطح لغزش  $\hat{s}$ 

شکل ۵-۲۵: دقت تخمین تابع ناشناخته سیستم

#### ۵-۴ روش سوم: کنترل حالت لغزشی بر مبنای $ESO$ و سوئیچینگ فازی

زمانی که اغتشاش تقریباً بزرگ است آنگاه آیتم سوئیچینگ نیز بزرگ است، در این روش با استفاده از الگوریتم فازی تطبیقی، کنترل سوئیچینگ را تخمین می‌زنیم، که به نوبه خود می‌تواند باعث کاهش لرزش شود. قانون کنترل لغزشی بر مبنای  $ESO$  از رابطه (۷-۵) بصورت زیر است.

$$u = -\hat{x}_3 + \ddot{x}_d - c\hat{e}_2 - \eta \operatorname{sgn}(\hat{s}) \quad (۳۰-۵)$$

با فرض کنترل سوئیچینگ  $u_{sw} = \eta \operatorname{sgn}(\hat{s})$ ، آن را با  $\hat{h}(\hat{s}|\theta_h)$ ، که همان تخمین فازی

تطبیقی است جایگزین می‌کنیم. کنترل کننده جدید ما بصورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$u = -\hat{x}_3 + \ddot{x}_d - c\hat{e}_2 - \hat{h}(\hat{s}|\theta_h) \quad (۳۱-۵)$$

که در آن  $\hat{h}(\hat{s}|\theta_h) = \theta_h^T \phi(s)$  است و قاعده تطبیق بصورت زیر می شود.

$$\dot{\theta}_h = \gamma s \phi(s) \quad , \gamma > 0 \quad (32-5)$$

که به جای  $s$  از  $\hat{s}$  استفاده می کنیم.

اثبات: حالت ایده آل  $\hat{h}$  برابر  $\hat{h}(\hat{s}|\theta_h) = \eta \operatorname{sgn}(\hat{s})$  که  $\eta > D$  است. با تعریف پارامتر بهینه

بصورت زیر خواهیم داشت:

$$\theta_h^* = \arg \min_{\theta_h \in \Omega_h} (\sup |\hat{h}(\hat{s}|\theta_h) - \eta \operatorname{sgn}(\hat{s})|) \quad (33-5)$$

با تعریف خطا و سطح لغزش خواهیم داشت:

$$\begin{cases} e = x_d - x_1 \\ \dot{e} = \dot{x}_d - \dot{x}_2 \end{cases} \Rightarrow s = -(e + ce) \quad (34-5)$$

تابع لیاپانوف را بصورت زیر تعریف می کنیم.

$$V = \frac{1}{2} s^2 + \frac{1}{\gamma} \tilde{\theta}_h^T \tilde{\theta}_h \quad (35-5)$$

که  $\tilde{\theta}_h = \theta_h^* - \theta_h$ ، با مشتق گیری و جاگذاری  $u$  از (31-5) بدست می آید.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s \left( \tilde{\theta}_h^T \phi(s) + d(t) + \varepsilon - \hat{h}(s|\theta_h^*) + \frac{1}{\gamma} \tilde{\theta}_h^T \dot{\tilde{\theta}}_h \right) \\ &= \frac{1}{\gamma} \tilde{\theta}_h^T (\gamma s \phi(s) - \dot{\theta}_h) + s(d + \varepsilon) - \eta |s| \end{aligned} \quad (36-5)$$

با صفر کردن قسمت اول قانون تطبیق (33-5) بدست می آید و برای قسمت دوم خواهیم

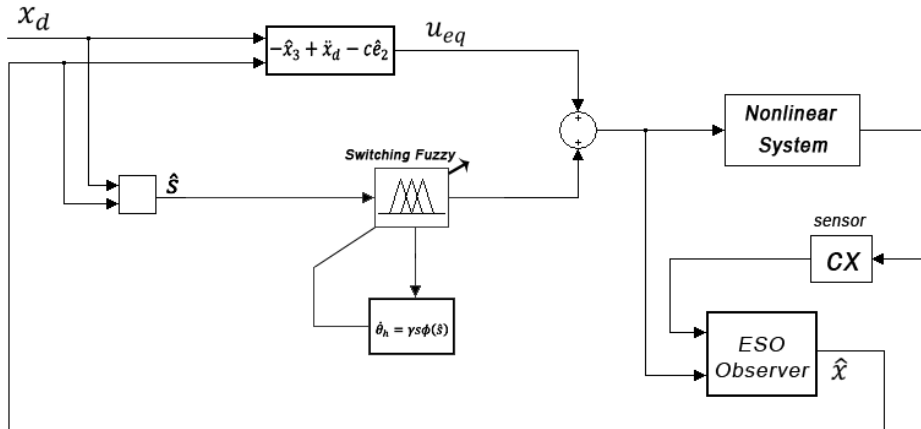
داشت:

$$\dot{V} = s(d + \varepsilon) - \eta |s| < 0 \quad (37-5)$$

با انتخاب  $\eta > D + \varepsilon$  که  $\varepsilon$  مینیمم خطای تقریب و  $D$  کران بالای اغتشاش است، رابطه بالا

کوچکتر از صفر می باشد. بلوک دیاگرام سیستم کنترل با روش فوق در شکل ۲۶-۵ نشان داده شده

است.



شکل ۵-۲۶: دیاگرام سیستم کنترل لغزشی ESO به همراه سوئیچینگ فازی

### ۵-۴-۱ شبیه سازی کنترل ESO با سوئیچینگ فازی

جهت بررسی عملکرد روش فوق آن را بر روی سیستم آشوبی دافینگ-هولمز که در رابطه

(۵-۱۸) عنوان شد، شبیه سازی می کنیم. جهت تخمین  $u_{sw}$  سه گروه فازی برای ورودی  $\hat{s}$  به صورت

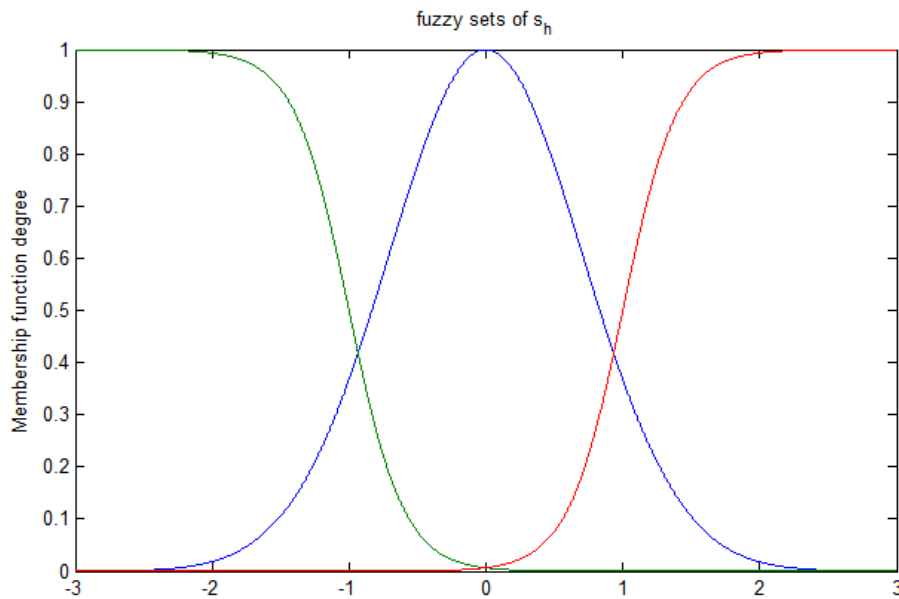
زیر در نظر می گیریم که در شکل ۵-۲۷ نشان داده شده است.

$$\mu_s(s) = 1/1 + \exp(5(\hat{s} + 1))$$

$$\mu_z(s) = \exp(-\hat{s}^2)$$

(۵-۳۸)

$$\mu_p(s) = 1/1 + \exp(5(-\hat{s} + 1))$$

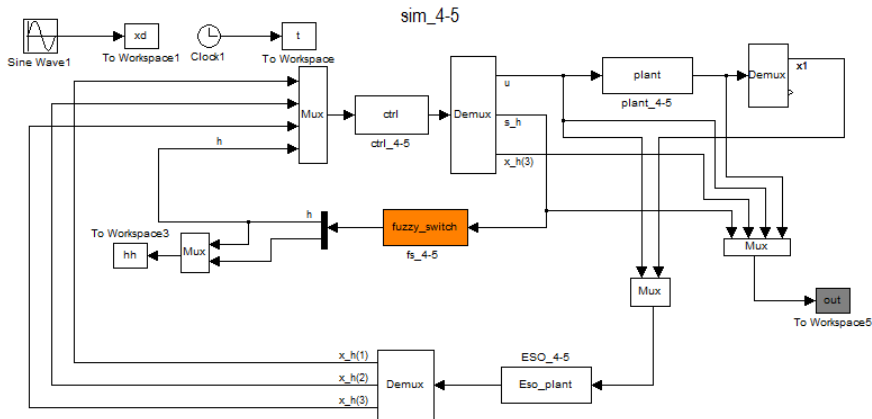


شکل ۵-۲۷: گروه های فازی برای ورودی فازی  $\hat{s}$

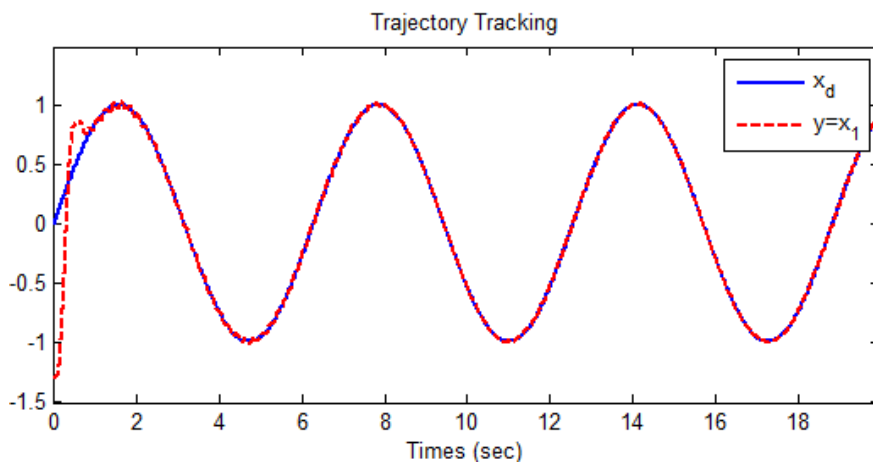
مقادیر پارامترهای کنترل کننده بصورت  $\eta = 5$ ,  $c = 20$  و  $\gamma = 200$  در نظر می گیریم.

شرایط اولیه  $x_0 = [-1.3 \ 2]$ ، سیگنال مطوب  $x_d = \sin(t)$  و شکل ۲۸-۵ طرح کنترلی سیستم با

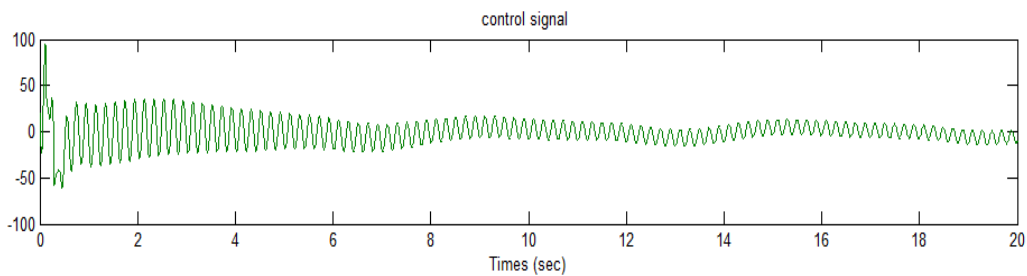
کنترل کننده را در محیط شبیه سازی متلب نشان می دهد. نتایج در شکل های بعد رویت می شود.



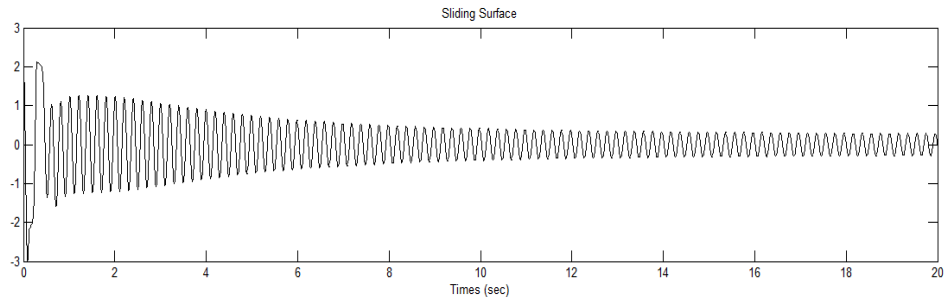
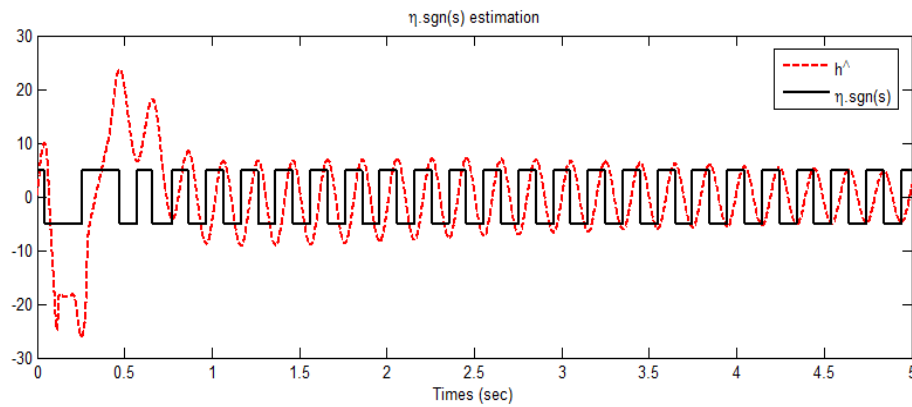
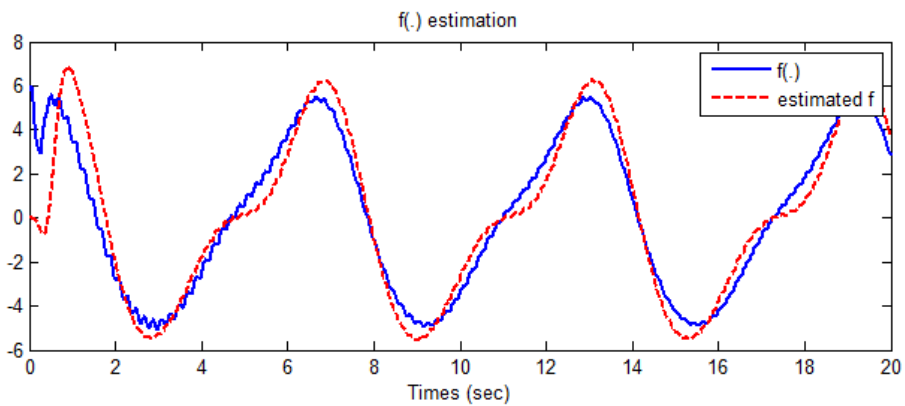
شکل ۲۸-۵: طرح کنترلی سیستم لغزشی ESO با سوئیچینگ فازی در متلب



شکل ۲۹-۵: نمایش ردیابی سیگنال مطلوب

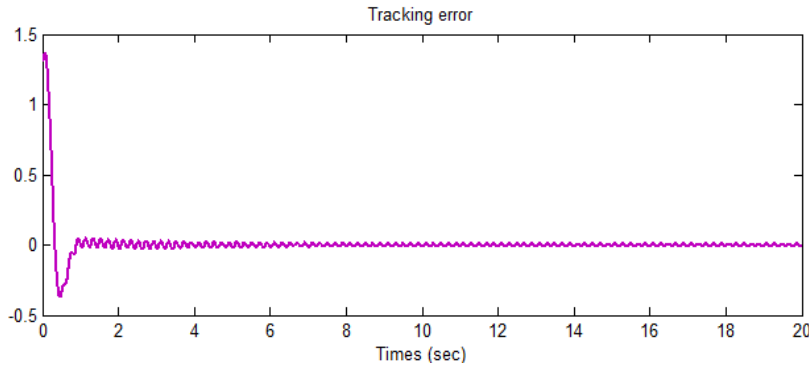


شکل ۳۰-۵: سیگنال کنترل ورودی

شکل ۵-۳۱: نمایش سطح لغزش  $\hat{s}$ شکل ۵-۳۲: تخمین فازی  $\hat{h}$  در مقایسه با  $\eta \operatorname{sgn}(\hat{s})$ 

شکل ۵-۳۳: دقت تخمین تابع ناشناخته سیستم با رویکرد ESO





شکل ۵-۳۴: سیگنال خطای ردیابی

همانطور که در نتایج مشخص است علی رغم اینکه ردیابی سیگنال مطلوب بخوبی محقق شده، اما لرزش در سیگنال کنترل کمی کاهش یافته و به طور کامل حذف نشده است و سطح لغزش دارای نوسان می باشد.

#### ۵-۵ روش چهارم: کنترل حالت لغزشی بر مبنای $ESO$ و بهره فازی انتگرالی

فرض کنید سیستم زیر را داریم:

$$\ddot{x} = f(x, \dot{x}, t) + u + d(t) \quad (۳۹-۵)$$

که در آن اغتشاش  $d(t)$  و  $|d(t)| < D$ ، در این صورت قانون کنترل لغزشی از (۲-۳۴) بصورت زیر است که خطا  $e = x_d - x$  و سطح لغزش  $s = \dot{e} + ce$  می باشد.

$$u = -f + \ddot{x}_d + c\dot{e} + K\text{sgn}(s) \quad (۴۰-۵)$$

جهت برآوردن شرایط حالت لغزشی از قضیه لیاپانوف  $K = D + \eta$  است که جهت جبران عدم قطعیت و اغتشاش خارجی بکار می رود. بهره سوئیچینگ  $K$  می تواند باعث لرزش شود. اگر اغتشاش تغییر پذیر با زمان باشد جهت مقابله با آن  $K$  نیز باید تغییر پذیر با زمان باشد. لذا  $K(t)$  را با یک سیستم فازی و کنترل انتگرالی پیاده سازی می کنیم.

$K(t)$  باید اثر اغتشاش و شرایط حالت لغزشی یعنی  $ss < 0$  را تضمین کند، لذا قوانین فازی

بصورت زیر تدوین می شود.

if  $s\dot{s} > 0$  then  $K(t)$  must increased;  
 if  $s\dot{s} < 0$  then  $K(t)$  must decreased;

جهت اجرا پنج گروه فازی برای ورودی  $s\dot{s}$  و خروجی  $\Delta K$  بصورت زیر انتخاب می کنیم.

$$\begin{aligned} s\dot{s} &= \{NB \ NM \ ZO \ PM \ PB\} \\ \Delta K &= \{NB \ NM \ ZO \ PM \ PB\} \end{aligned} \quad (42-5)$$

که قوانین بصورت زیر می باشند.

R1: if  $s\dot{s}$  is PB then  $\Delta K$  is PB  
 R2: if  $s\dot{s}$  is PM then  $\Delta K$  is PM  
 R1: if  $s\dot{s}$  is ZO then  $\Delta K$  is ZO  
 R1: if  $s\dot{s}$  is NM then  $\Delta K$  is NM  
 R1: if  $s\dot{s}$  is NB then  $\Delta K$  is NB

در نهایت برای  $K(t)$  بدست می آید:

$$K(t) = G \int_0^t \Delta K dt \quad (44-5)$$

که  $G$  ضریب انتگرالی است و بصورت تجربی تعیین می شود.

تذکر: به این نکته باید توجه شود که ما به  $\hat{s}$  واقعی سیستم دسترسی نداریم و خروجی  $\hat{s}$  مشتق گیر صرفاً مشتق سیگنال  $s$  می باشد تا معیاری نزدیک به شرط لغزش  $s\dot{s}$  باشد تا بتوانیم قوانین فازی (43-5) را اجرا نماییم و از آن بعنوان ورودی سیستم فازی استفاده کنیم.

### ۱-۵-۵ حالت لغزشی با ESO و بهره فازی انتگرالی

همانطور که قبلاً در رابطه (۷-۵) بیان شد قانون کنترل حالت لغزشی بر مبنای رویکرد ESO بصورت زیر بدست آمد.

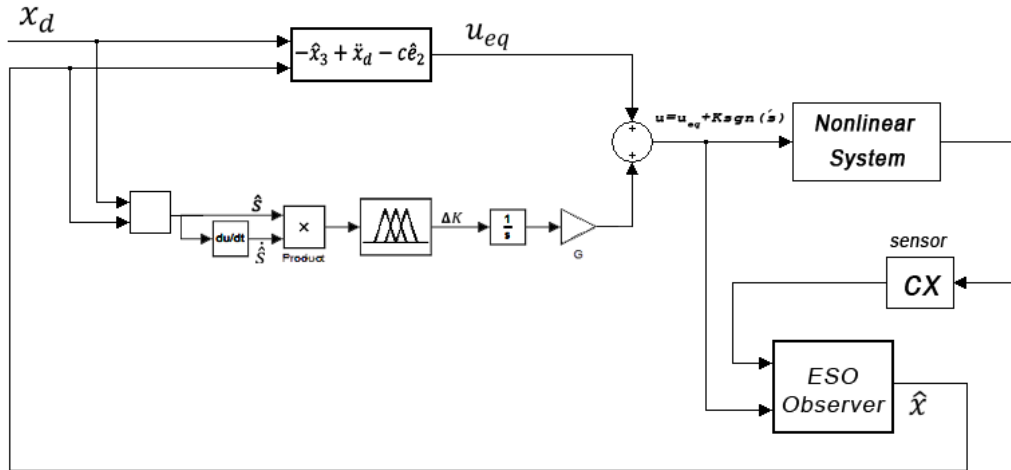
$$u = -\hat{x}_3 + \ddot{x}_d - c\hat{e}_2 - \eta \operatorname{sgn}(\hat{s}) \quad (45-5)$$

اکنون جهت اجرای بهره فازی انتگرالی  $K(t)$  را با  $\eta$  جایگزین می کنیم و قانون کنترل جدید

بصورت زیر بدست می آید.

$$u = -\hat{x}_3 + \ddot{x}_d - c\hat{e}_2 - K(t)sgn(\hat{s}) \quad (۴۶-۵)$$

نمای کلی سیستم کنترل با روش فوق بصورت شکل ۳۵-۵ است.



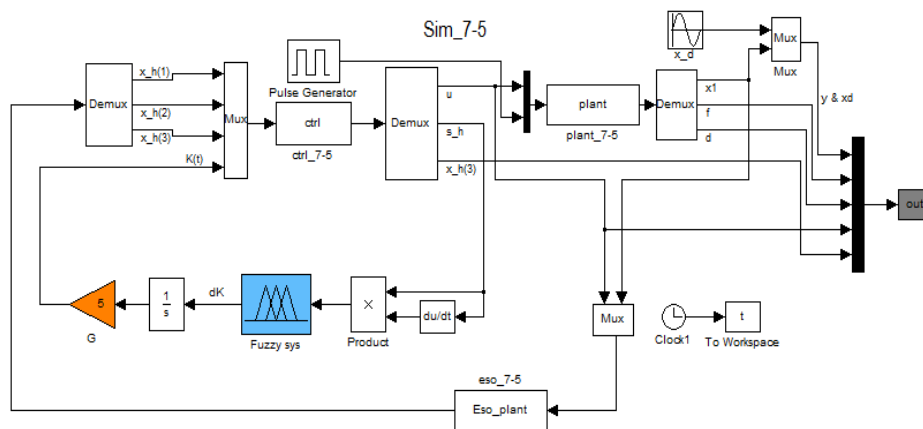
شکل ۳۵-۵: نمای کلی سیستم کنترل لغزشی ESO با بهره فازی انتگرالی

### ۲-۵-۵ مثال شبیه سازی

جهت بررسی روش فوق آن را بر روی سیستم آشوبی دافینگ-هولمز که در (۳۲-۳) بیان شد،

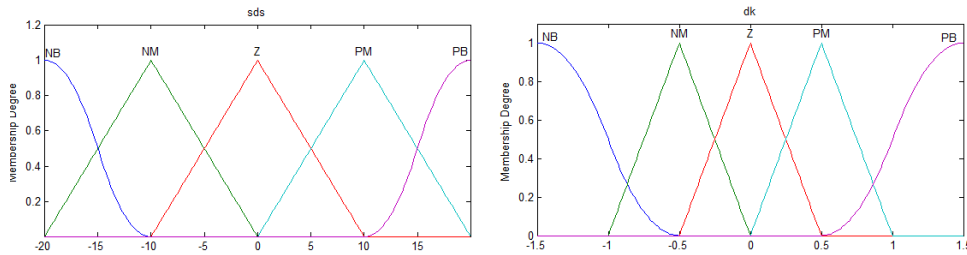
در محیط شبیه سازی متلب پیاده سازی می کنیم. طرح کنترلی سیستم در شکل ۳۶-۵ نشان داده

شده است.

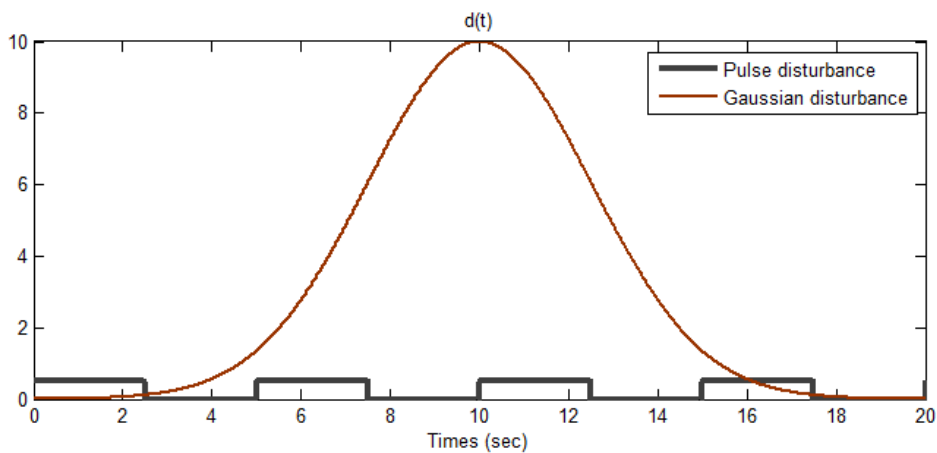


شکل ۳۶-۵: طرح کنترلی سیستم با بهره فازی انتگرالی در محیط متلب

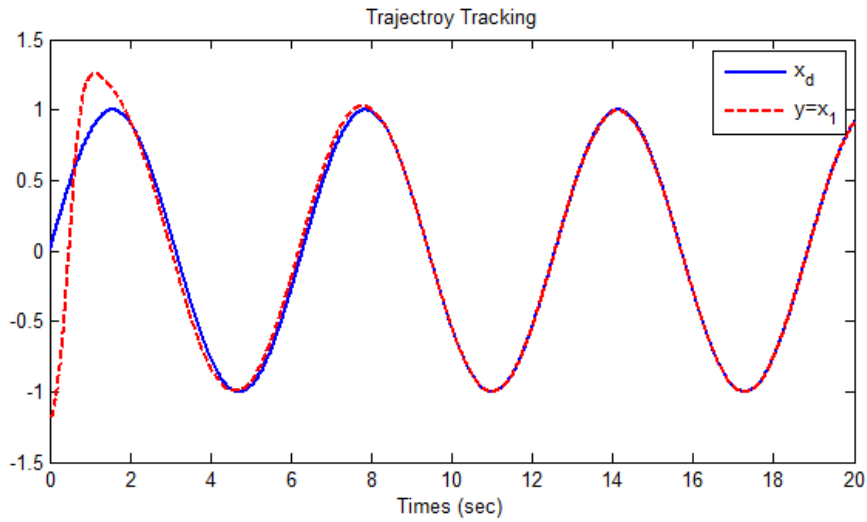
جهت اجرا پنج گروه فازی برای ورودی و خروجی سیستم فازی بصورت شکل ۵-۳۷ در نظر می گیریم. پارامترهای کنترل کننده (۵-۴۶) بصورت  $c = 5, G = 5$  ، سیگنال مطلوب  $x_d = \sin(t)$  و شرایط اولیه  $x_0 = [-1.2, 2]$  است. اغتشاش را بصورت مجموع دو اغتشاش گوسین و پالسی که در شکل ۵-۳۸ نشان داده شده است در نظر می گیریم.



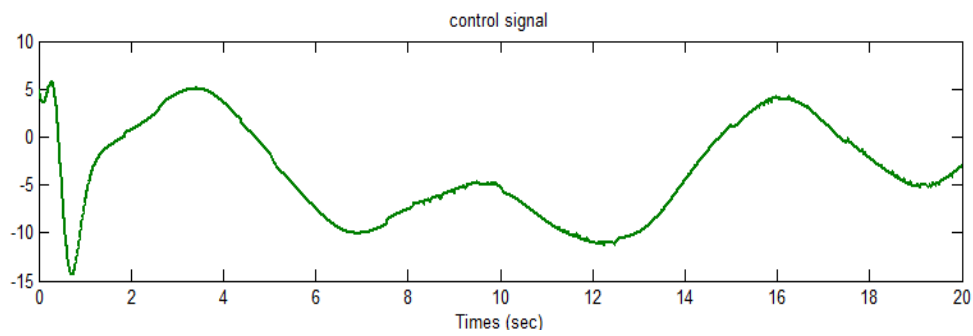
شکل ۵-۳۷: گروه های فازی برای ورودی و خروجی (چپ و راست)



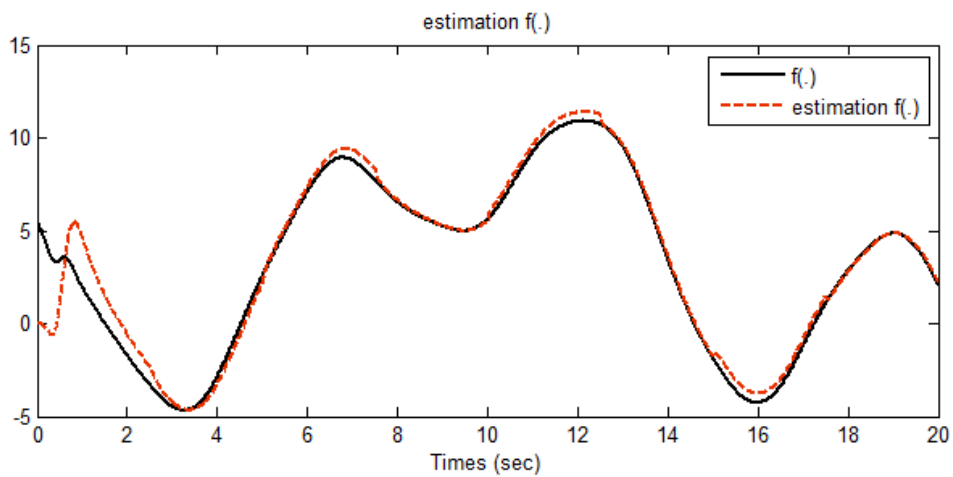
شکل ۵-۳۸: اغتشاش گوسین و پالسی



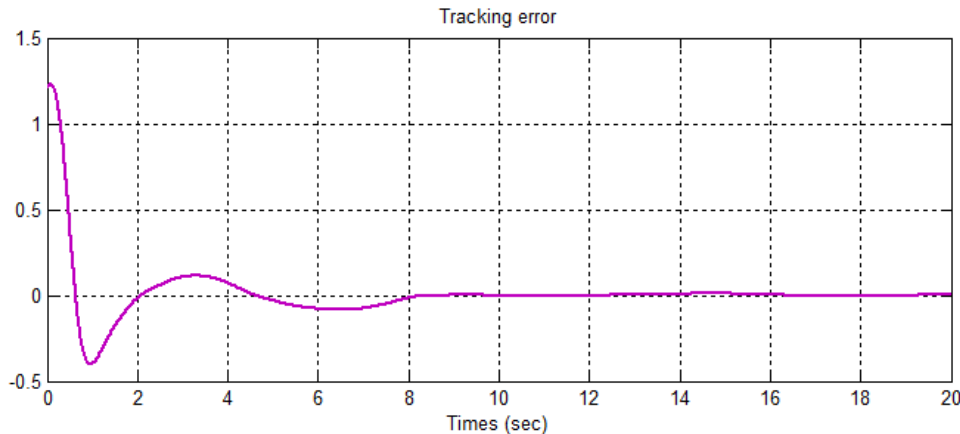
شکل ۵-۳۹: ردیابی سیگنال مطلوب



شکل ۵-۴۰: سیگنال کنترل ورودی با لرزش خیلی کم



شکل ۵-۴۱: دقت تخمین تابع نامعلوم سیستم با رویکرد



شکل ۵-۴۲: خطای ردیابی سیستم

همانطور که از نتایج روشن است با وجود اغتشاش خارجی دقت ردیابی سیستم خوب است و خطای ردیابی پایین است، همچنین لرزش در سیگنال ورودی در حد بسیار کم است.

## ۶-۵ روش پنجم: کنترل حالت لغزشی *ESO* به روش گام به عقب و بهره فازی

در تئوری کنترل، گام به عقب<sup>۱</sup> یک روش توسعه یافته است که در حدود سال ۱۹۹۰ توسط پیتر ککوتویک<sup>۲</sup> و دیگران جهت پایدارسازی کلاس خاصی از سیستم های دینامیکی غیرخطی استفاده شد [۶۵، ۶۶]. ایده اصلی طراحی گام به عقب این است که یک سیستم پیچیده غیرخطی را به دو زیر سیستم تبدیل می کنند که درجه های مجموع سیستم ها، از درجه سیستم اصلی تجاوز نمی کند [۱۹]. سیستم دینامیکی زیر را در نظر بگیرید:

$$\begin{aligned}\dot{\eta} &= f(\eta) + g(\eta)\xi \\ \dot{\xi} &= u\end{aligned}\quad (۴۷-۵)$$

که  $[\eta^T \ \xi^T]^T$  حالت و  $u$  ورودی کنترل سیستم است. فرض  $\varphi$  وجود دارد بطوریکه:

$$\dot{\eta} = f(\eta) + g(\eta)\varphi(\eta) \quad (۴۸-۵)$$

با پیشنهاد تابع لیاپانوف  $V(\eta)$  و با مشتق گیری از آن خواهیم داشت:

<sup>۱</sup> Backstepping control

<sup>۲</sup> Petar V. Kokotovic

$$\dot{V} = \frac{\partial V}{\partial \eta} \dot{\eta} = \frac{\partial V}{\partial \eta} (f(\eta) + g(\eta)\varphi(\eta)) \quad (49-5)$$

با فرض رابطه بالا کوچکتر از صفر باشد و با ساده سازی داریم:

$$\begin{aligned} \dot{\eta} &= f(\eta) + g(\eta)(\xi - \varphi + \varphi) = f(\eta) + g(\eta) + g(\eta)(\xi - \varphi(\eta)) \\ \dot{\xi} &= u \end{aligned} \quad (50-5)$$

سیستم جدید را بصورت زیر تشکیل می دهیم.

$$\begin{aligned} \dot{\eta} &= f(\eta) + g(\eta) + g(\eta)\varphi(\eta) + g(\eta)z \\ \dot{z} &= \dot{\xi} - \dot{\varphi} = v \end{aligned} \quad (51-5)$$

با پیشنهاد تابع لیاپانوف  $V_1 = V(\eta) + \frac{1}{2}z^2$  و مشتق گیری داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \frac{\partial V}{\partial \eta} \dot{\eta} + z\dot{z} = \frac{\partial V}{\partial \eta} (f(\eta) + g(\eta)\varphi(\eta) + g(\eta)z) + z\dot{z} \\ &= \frac{\partial V}{\partial \eta} (f(\eta) + g(\eta)\varphi(\eta)) + \frac{\partial V}{\partial \eta} (g(\eta)z) + z\dot{z} \end{aligned} \quad (52-5)$$

قسمت اول عبارت طبق (49-5) کوچکتر از صفر و قسمت دوم را برابر یک عبارت منفی قرار

می دهیم. داریم:

$$\begin{aligned} \frac{\partial V}{\partial \eta} (g(\eta)z) + z\dot{z} &= -kz^2 \\ \dot{z} &= -\frac{\partial V}{\partial \eta} g(\eta) - kz \end{aligned} \quad (53-5)$$

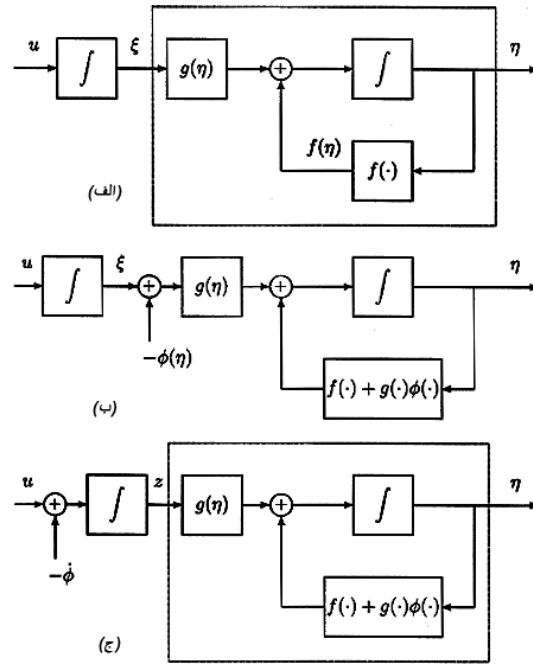
$$\dot{\xi} - \dot{\varphi} = -\frac{\partial V}{\partial \eta} g(\eta) - kz$$

که منفی بودن را تضمین می کند. در نهایت کنترل پسخور حالت  $u$  بصورت زیر بدست می آید:

$$u = \dot{\varphi} - \frac{\partial V}{\partial \eta} g(\eta) - k(\xi - \varphi) \quad (54-5)$$

که در آن  $\dot{\varphi} = \frac{\partial \varphi}{\partial \eta} (f(\eta) + g(\eta)\xi)$  است. شکل 43-5 نمودار بلوکی سیستم را نشان

می دهد.



شکل ۵-۴۳: (الف) نمودار بلوکی سیستم، (ب) معرفی  $\phi$ ، (ج) پسگرد از میان انتگرال گیر

می توان حرکت از شکل ۵-۴۳ (ب) به شکل ۵-۴۳ (ج) را به عنوان گام به عقب  $-\phi(\eta)$  از

میان انتگرال گیر تعبیر کرد [۱۹].

### ۵-۶-۱ قانون کنترل حالت لغزشی و گام به عقب

سیستم زیر مفروض است:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= f(x, t) + u(t) + d(t) \end{aligned} \quad (5-55)$$

که در آن  $|d| < D$  است. جهت طراحی در گام یک خطا را بصورت زیر تعریف می کنیم.

$$e_1 = x_1 - x_d \quad (5-56)$$

با انتخاب تابع لیاپانوف  $V_1 = \frac{1}{2} e_1^2$  و با مشتق گیری از آن داریم:

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1(x_2 - \dot{x}_d) \quad (5-57)$$

جهت تحقق  $\dot{V}_1 < 0$  داریم:



$$\begin{aligned}x_2 &= s - c_1 e_1 + \dot{x}_d \\ \dot{V}_1 &= e_1 s - c_1 e_1^2\end{aligned}\quad (58-5)$$

که  $s = c_1 e_1 + \dot{e}_1$  سطح لغزش می باشد. اگر  $s = 0$  باشد آنگاه  $\dot{V}_1 < 0$  می شود. حال در گام دوم تابع لیاپانوف را  $V_2 = V_1 + \frac{1}{2}s^2$  تعریف می کنیم. آنگاه خواهیم داشت:

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + s\dot{s} = e_1 s - c_1 e_1^2 + s(f + u + d + c_1 \dot{e}_1 - \ddot{x}_d) \quad (59-5)$$

جهت تحقق  $\dot{V}_2 < 0$  کنترل کننده را بصورت زیر طراحی می کنیم.

$$u = -f - c_2 s - e_1 - c_1 \dot{e}_1 + \ddot{x}_d - \eta \operatorname{sgn}(s) \quad (60-5)$$

که در آن  $c_2, c_1 > 0$  و  $\eta \geq D$  است. با جاگذاری کنترل کننده بالا در رابطه (59-5) بدست

می آید:

$$\dot{V}_2 = -c_1 e_1^2 - c_2 s^2 + sd(t) - \eta |s| \leq 0 \quad (61-5)$$

بنابراین  $e_1 \rightarrow 0$  and  $\dot{e}_1 \rightarrow 0$  as  $t \rightarrow \infty$  می شود.

## 5-6-2 ترکیب لغزشی ESO فازی با گام به عقب

با توجه به اینکه در رابطه (55-5) تابع  $f$  و اغتشاش نامعلوم فرض می شود، از یک روینگر توسعه

یا فته یا ESO جهت تخمین آنها استفاده می کنیم. در این صورت قانون کنترل (60-5) با توجه به

رابطه (7-5) بصورت زیر بازنویسی می شود.

$$u = -\hat{x}_3 - c_2 \hat{s} - e_1 - c_1 \dot{\hat{e}}_1 + \ddot{x}_d - \eta \operatorname{sgn}(\hat{s}) \quad (62-5)$$

که با فرض اینکه حالت  $x_1$  قابل اندازه گیری باشد،  $\dot{\hat{e}}_1$  تخمین  $\dot{e}_1$  و  $\hat{s}$  تخمین  $s$  می باشد. با

جاگذاری کنترل کننده بالا در رابطه (59-5) بدست می آید.

$$\begin{aligned}
\dot{V}_2 &= e_1 s - c_1 e_1^2 \\
&+ s \left( f + d + c_1 \dot{e}_1 - \ddot{x}_d - \hat{x}_3 - c_2 \hat{s} - e_1 - c_1 \dot{e}_1 + \ddot{x}_d \right. \\
&\left. - \eta \operatorname{sgn}(\hat{s}) \right) \\
&= -c_1 e_1^2 \\
&+ s \left( -c_2 \hat{s} + f + d - \hat{x}_3 + c_1 (\dot{e}_1 - \dot{\hat{e}}_1) - \eta \operatorname{sgn}(\hat{s}) \right) \quad (63-5) \\
&= -c_1 e_1^2 - (\hat{s} + s - \hat{s})(c_2 \hat{s} + \eta \operatorname{sgn}(\hat{s})) \\
&+ (\hat{s} + s - \hat{s}) \left( (f + d - \hat{x}_3) + c_1 (\dot{e}_1 - \dot{\hat{e}}_1) \right) \\
&\leq -c_1 e_1^2 - \eta |\hat{s}| - c_2 \hat{s}^2 + c_2 |\hat{s}| |s - \hat{s}| + \eta |s - \hat{s}| \\
&+ (|f + d - \hat{x}_3| + c_1 |\dot{e}_1 - \dot{\hat{e}}_1|) |\hat{s}| \\
&+ |s - \hat{s}| (|f + d - \hat{x}_3| + c_1 |\dot{e}_1 - \dot{\hat{e}}_1|)
\end{aligned}$$

با انتخاب  $\varepsilon_3 = \dot{e}_1 - \dot{\hat{e}}_1$  و  $\varepsilon_2 = f + d - \hat{x}_3$ ،  $\varepsilon_1 = s - \hat{s}$  به عنوان خطاهای تقریب رابطه

بالا بصورت زیر بازنویسی می شود.

$$\begin{aligned}
\dot{V}_2 &= -c_1 e_1^2 - \eta |\hat{s}| - c_2 \hat{s}^2 \\
&+ \{ c_2 |\hat{s}| |\varepsilon_1| + \eta |\varepsilon_1| + (|\varepsilon_2| + c_1 |\varepsilon_3|) |\hat{s}| \\
&+ |\varepsilon_1| (|\varepsilon_2| + c_1 |\varepsilon_3|) \} \quad (64-5)
\end{aligned}$$

با توجه به همگرایی رویتگر عبارت داخل آکولاد محدود و به اندازه کافی کوچک می باشد لذا

داریم :

$$\dot{V}_1 = -c_1 e_1^2 - \eta |\hat{s}| - c_2 \hat{s}^2 < 0 \quad (65-5)$$

و از آنجا  $e_1 \rightarrow 0$  and  $\dot{e}_1 \rightarrow 0$  as  $t \rightarrow \infty$  بدست می آید.

جهت کاهش و حذف لرزش از سیگنال ورودی، بهره سوئیچینگ را به صورت فازی مانند رابطه

(۱۲-۵) بدست می آوریم. روال طراحی همانند موارد ذکر شده در زیر بخش ۳-۲-۵ می باشد. در این

صورت قانون کنترل (۶۰-۵) بصورت زیر بازنویسی می گردد که به عنوان کنترل حالت لغزشی بر

مبنای رویتگر *ESO* بر پایه کنترل پسگام با بهره فازی شناخته می گردد.

$$u = -\hat{x}_3 - c_2\hat{s} - e_1 - c_1\dot{e}_1 + \dot{x}_d - \eta_{fuzzy} \operatorname{sgn}(\hat{s}) \quad (۶۶-۵)$$

نمای کلی سیستم کنترل همان شکل ۵-۲ می باشد با این فرق که کنترل معادل با رابطه

$u_{eq} = -\hat{x}_3 - c_2\hat{s} - e_1 - c_1\dot{e}_1 + \dot{x}_d$  جایگزین می شود و همچنین نیازی به ضریب بهره  $\eta$  نمی باشد.

### ۳-۶-۵ شبیه سازی سیستم کنترلی

جهت بررسی روش فوق آن را بر روی سیستم آشوبی دافینگ- هولمز در محیط متلب پیاده

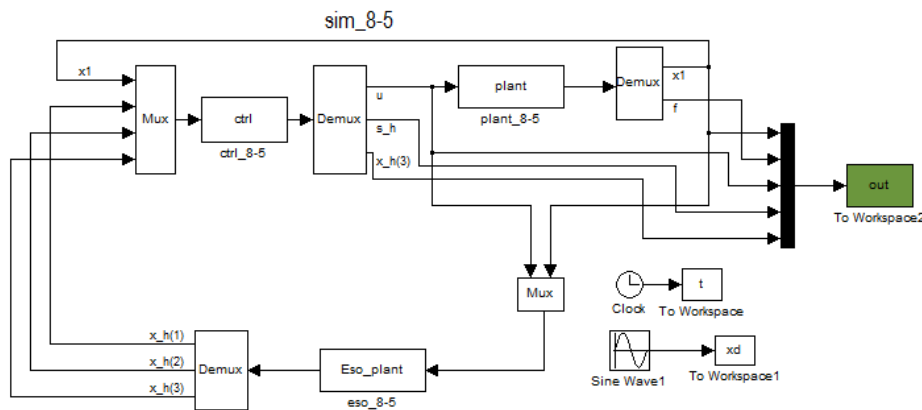
سازی می کنیم. مدل سیستم همان رابطه (۳-۳۲) می باشد. پارامترهای کنترل کننده را بصورت

$c_1 = 15$ ,  $c_2 = 10$ , شرایط اولیه  $x_0 = [1.3 \ 0]$ ,  $\eta$  غیر فازی را برابر 0.1 و  $\eta_{fuzzy}$  مطابق با رابطه

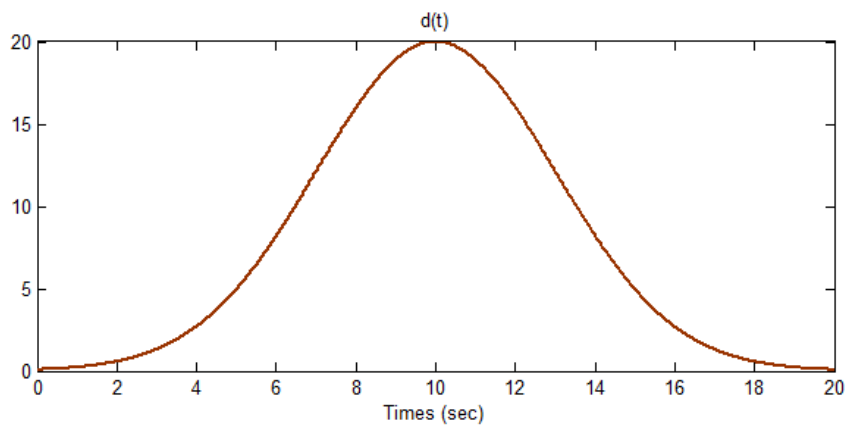
(۵-۱۱) تعیین می شود. طرح کنترلی سیستم با کنترل کننده در محیط شبیه سازی متلب در شکل

۵-۴۴ نشان داده شده است. اغتشاش را نیز بصورت گوسی با دامنه ۲۰ بصورت شکل ۵-۴۵ در نظر

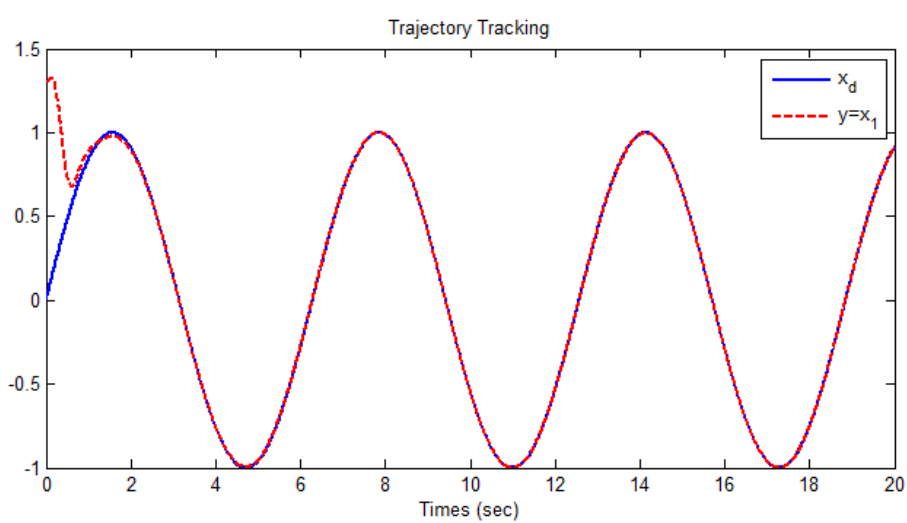
می گیریم. نتایج به شرح زیر است.



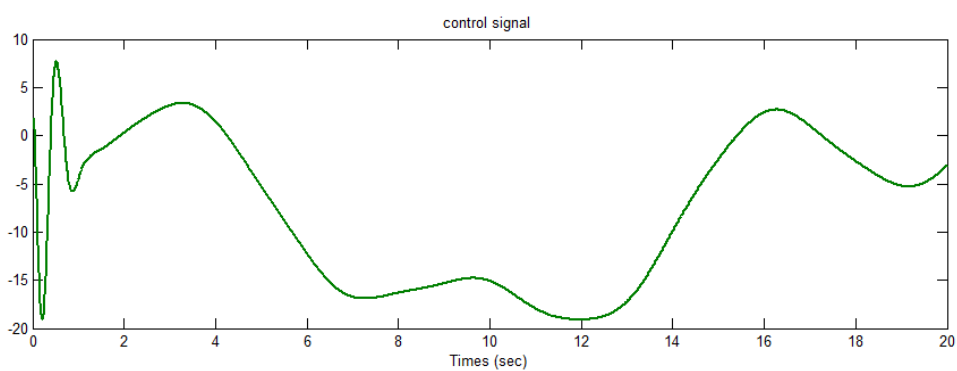
شکل ۵-۴۴: طرح کنترلی سیستم در محیط شبیه سازی متلب



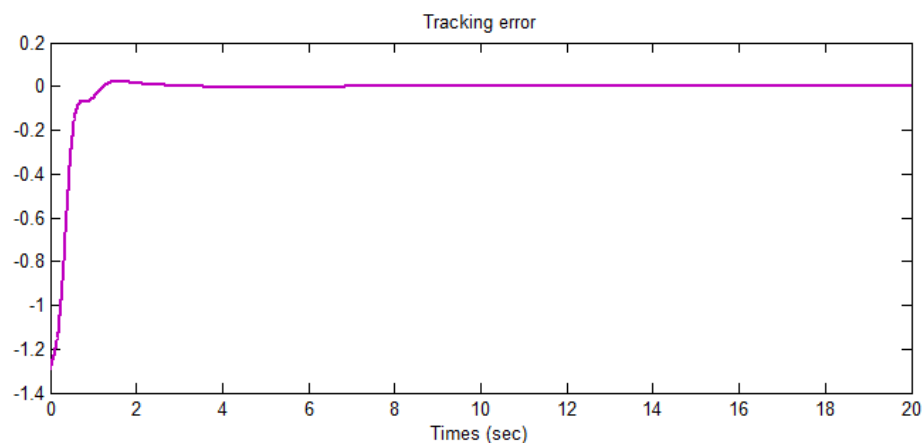
شکل ۵-۴۵: اغتشاش گوسی با دامنه ۲۰



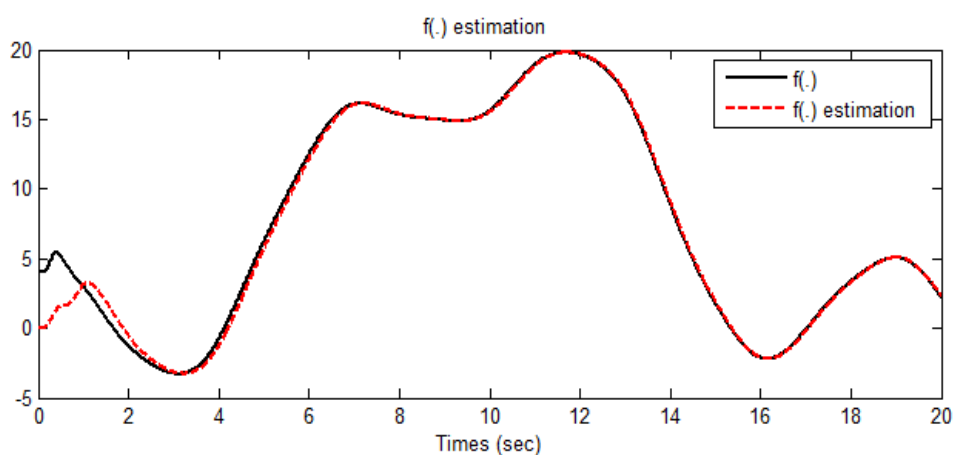
شکل ۵-۴۶: ردیابی سیگنال مطلوب



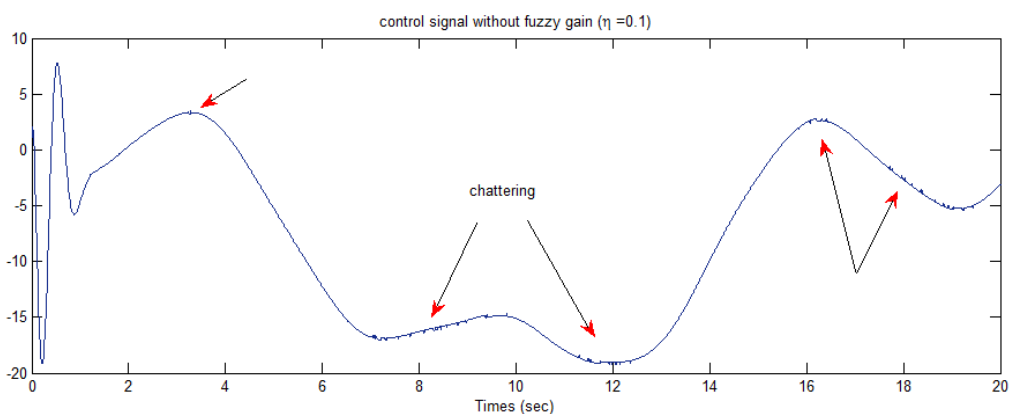
شکل ۵-۴۷: سیگنال کنترل بدون لرزش ورودی



شکل ۴۸-۵: نمایش خطای ردیابی سیگنال مطلوب

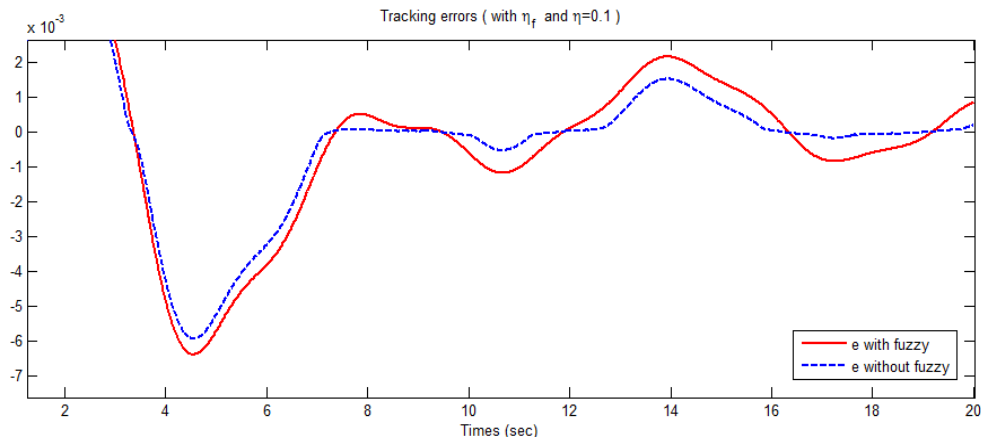


شکل ۴۹-۵: دقت تخمین تابع ناشناخته سیستم

شکل ۵۰-۵: سیگنال کنترل بدون بهره فازی با  $\eta = 0.1$ 

همانطور که از نتایج مشخص است با وجود اغتشاش با دامنه زیاد دقت ردیابی بسیار خوب و سیگنال کنترل فاقد هرگونه لرزش است. در حالت بهره غیرفازی نیز دقت ردیابی خوب و سیگنال

کنترل دارای لرزش بسیار کم و دامنه اندک است. افزایش مقدار  $\eta$  در حالت غیرفازی باعث ایجاد لرزش بیشتر در کنترل وردی ولی دقت ردیابی بالاتر می‌باشد. شکل ۵-۵۱ خطای ردیابی را با دقت بیشتر در دو حالت نشان می‌دهد.



شکل ۵-۵۱: مقایسه دقت ردیابی در حالت بهره فازی و غیر فازی

## ۷-۵ مقایسه نتایج

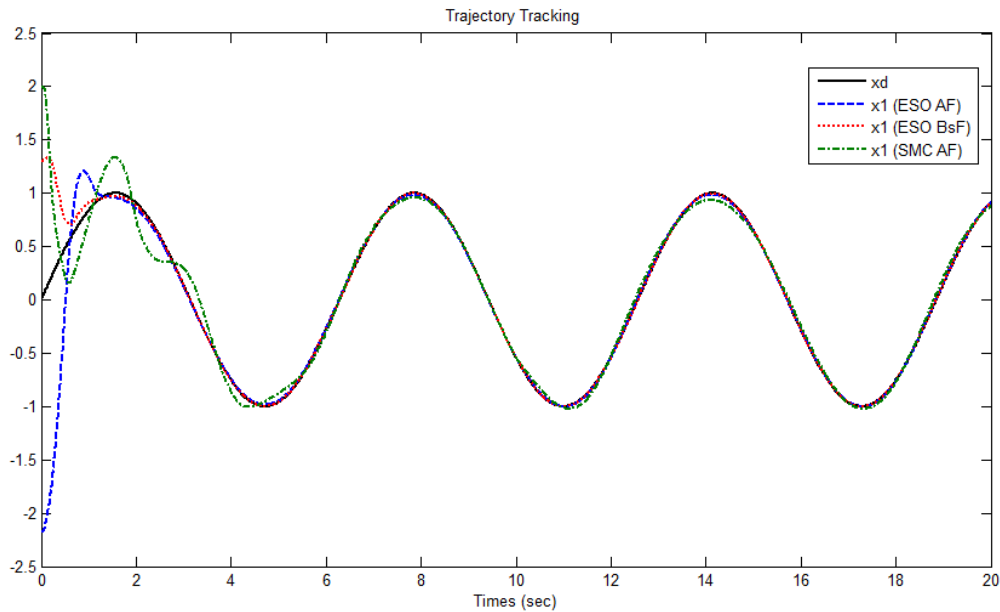
در این قسمت نتایج بدست آمده از بخش های قبل را از جهت تلاش کنترلی، ردیابی سیگنال مطلوب، خطای ردیابی و دقت تخمین تابع ناشناخته با شبیه سازی بر روی معادله دافینگ-هولمز مورد ارزیابی قرار می‌دهیم. برای اینکار سه کنترل کننده لغزشی  $ESO$  با بهره فازی تطبیقی بخش ۵-۲ و کنترل کننده لغزشی فازی  $ESO$  بر پایه کنترل پسگام بخش ۵-۶-۳ و کنترل کننده لغزشی فازی تطبیقی بخش ۳-۷ را از جهت بالا مورد مقایسه قرار می‌دهیم. سیستم آشوبی را به صورت زیر در نظر می‌گیریم و در هر مورد پارامترهای کنترل کننده را جهت دستیابی به بهترین پاسخ انتخاب می‌کنیم.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_1 - .25x_2 - x_1^3 + 5 \cos(t) + d(t) + u \end{cases} \quad (۶۷-۵)$$

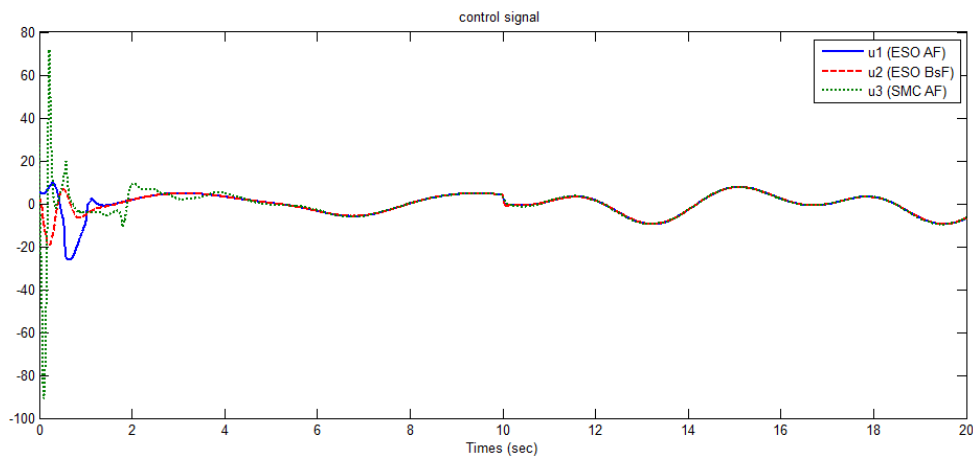
اغتشاش را از صفر تا ثانیه ده شبیه سازی برابر  $\sin(2t)$  و از ده تا بیست برابر  $5\sin(2t)$  انتخاب

می‌کنیم. در این صورت تابع نامعلوم سیستم  $f_{unknown} = x_1 - .25x_2 - x_1^3 + 5 \cos(t) + d(t)$

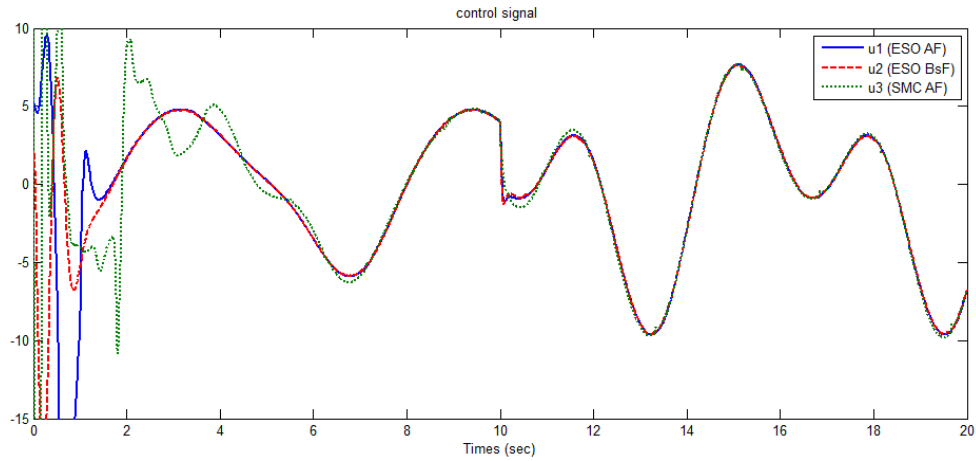
است که البته شامل اغتشاش هم می شود. سیگنال مطلوب  $x_d = \sin(t)$  و شرایط اولیه را به ترتیب برابر  $x_{01} = [-2.2, 2]$ ،  $x_{02} = [1.3, 0]$  و  $x_{03} = [2, -0.1]$  در نظر می گیریم. نتایج به شرح زیر است.



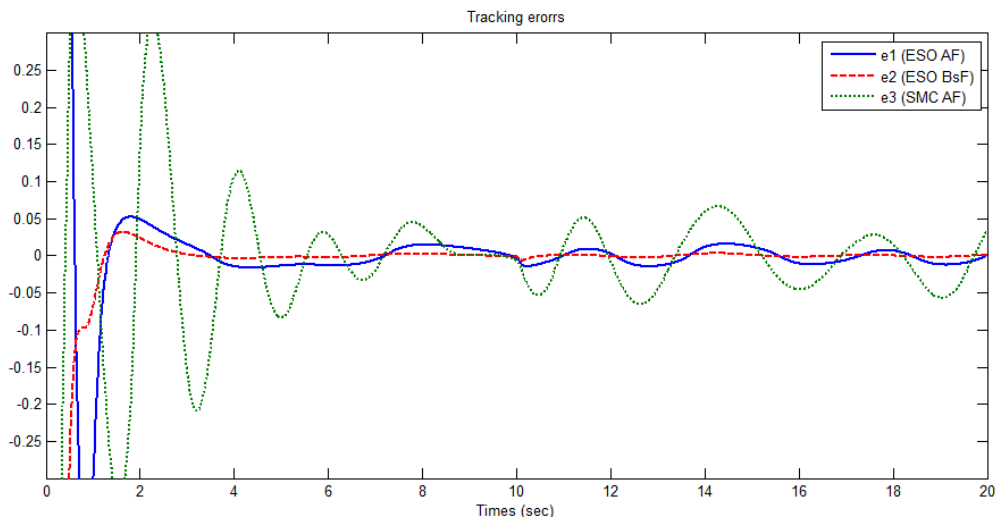
شکل ۵-۵۲: مقایسه ردیابی سیگنال مطلوب در سه کنترل کننده



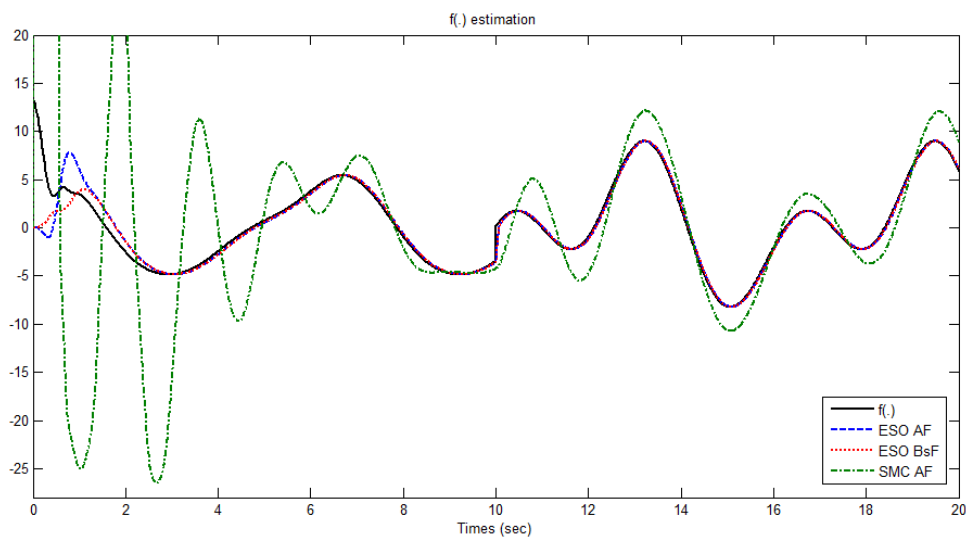
شکل ۵-۵۳: مقایسه سیگنال کنترل در سه حالت



شکل ۵-۵۴: مقایسه سیگنال کنترل با دقت بیشتر در سه حالت



شکل ۵-۵۵: مقایسه خطای ردیابی در سه حالت

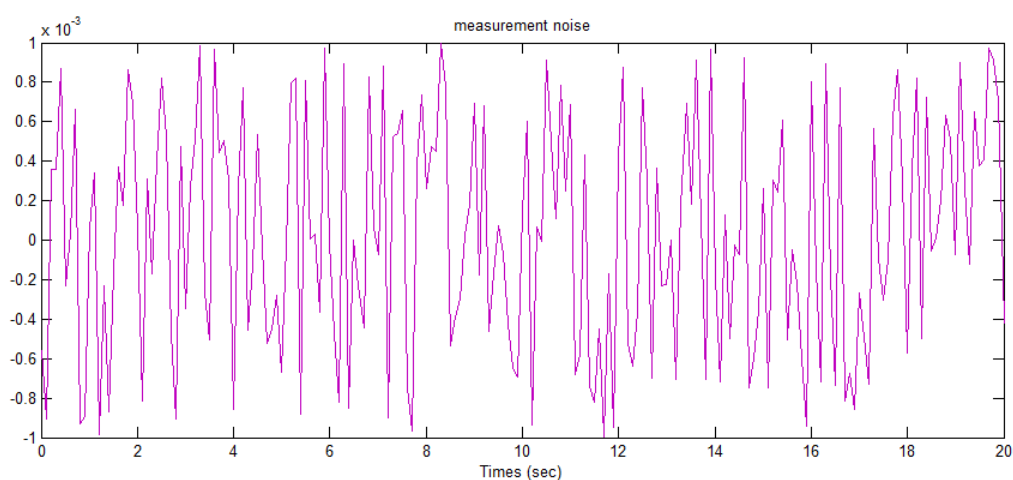


شکل ۵-۵۶: دقت تخمین تابع نامعلوم سیستم و اغتشاش

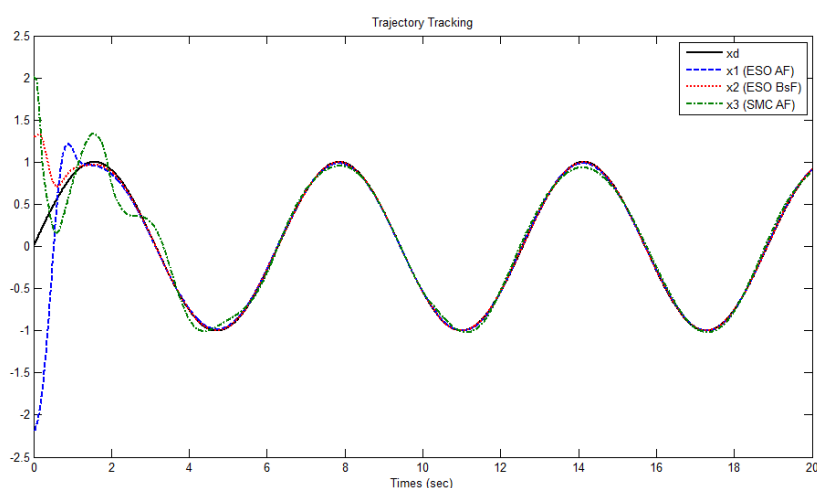


## ۸-۵ مقایسه در حالت نویز اندازه گیری

در این قسمت خروجی هر یک از سیستم های مقایسه شده در بخش قبل را با یک نویز اندازه گیری جمع می کنیم. برای تولید این نویز در محیط شبیه سازی متلب از بلوک " اعداد تصادفی یکنواخت"<sup>۱</sup> استفاده می کنیم [۶۲] بطوری که دامنه آن را  $[-0.001 \quad 0.001]$  و نرخ نمونه برداری را 0.1 انتخاب می کنیم. شکل ۵-۵۷ نمودار نویز نشان داده شده است و نتایج به شرح زیر است.

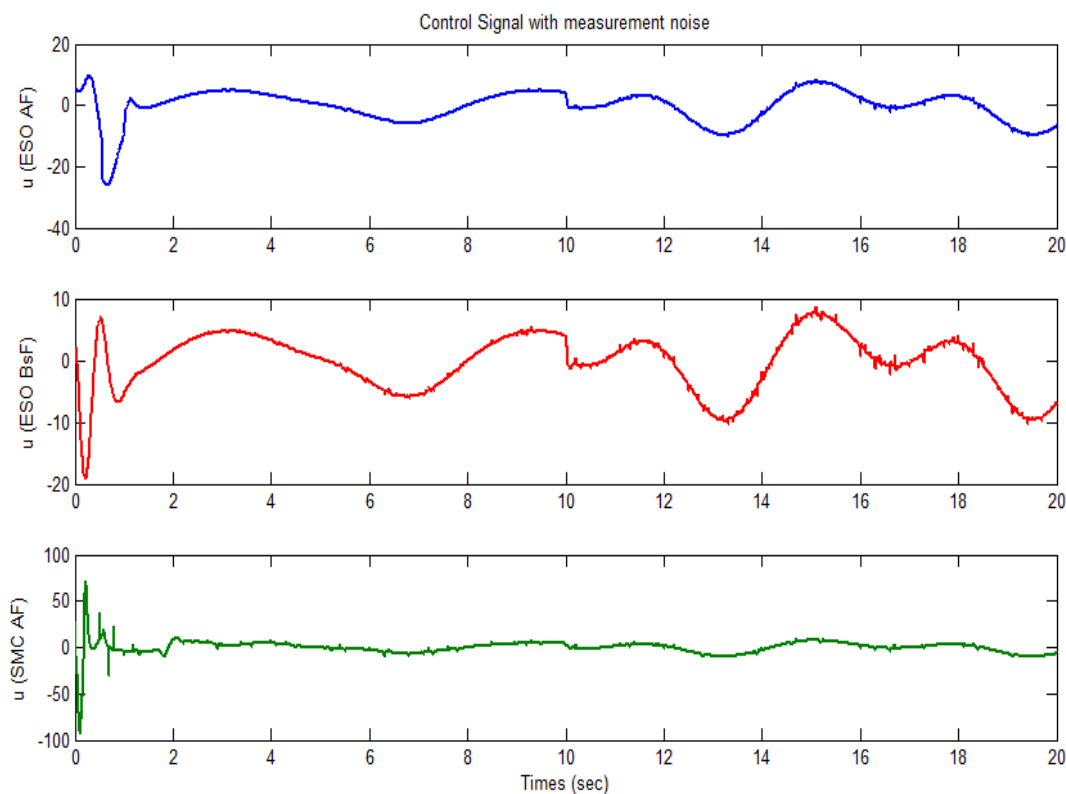


شکل ۵-۵۷: نمایش نویز اندازه گیری URN

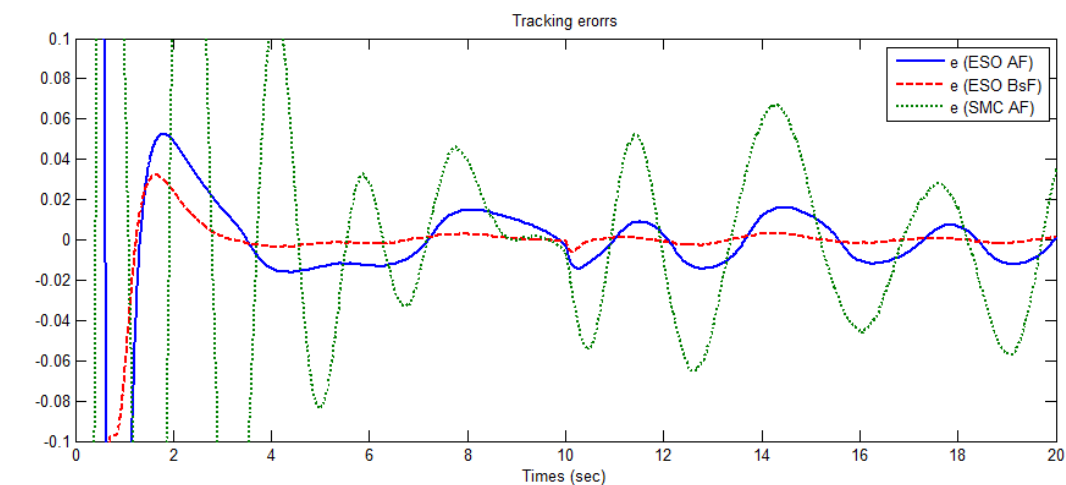


شکل ۵-۵۸: مقایسه ردیابی سیگنال مطلوب با نویز اندازه گیری

<sup>1</sup> Uniform Random Number (URN)



شکل ۵-۵۹: مقایسه سیگنال کنترل با نویز اندازه گیری



شکل ۵-۶۰: مقایسه خطای ردیابی با نویز اندازه گیری

همانطور که از نتایج بر می آید وجود نویز اندازه گیری باعث کمی لرزش در سیگنال ورودی شده و علی رغم تحقق ردیابی سیگنال مطلوب، دقت ردیابی کمی کاهش یافته است. در [۶۲] روشی تحت

عنوان رهیافت بهره سوئیچینگ<sup>۱</sup> جهت کاهش اثر نویز معرفی شده است که می تواند در خصوص تضییع نویز رویترگر ESO مورد توجه قرار گیرد.

### ۹-۵ سیستم آشوبی جنسیو و لورنز

در این قسمت هدف اجرای روش های پیشنهادی بر روی چند سیستم آشوبی دیگر است. برای اینکار ابتدا روش پیشنهادی که در بخش ۵-۲ و بخش ۵-۶ معرفی شد بر روی سیستم آشوبی جنسیو<sup>۲</sup> [۳۹] با شبیه سازی متلب پیاده سازی می کنیم و سپس در قسمت بعد کنترل حالت لغزشی با بهره فازی انتگرالی را بر روی معادله آشوبی لورنز<sup>۳</sup> اجرا می کنیم.

از [۳۹] سیستم جنسیو بصورت زیر است.

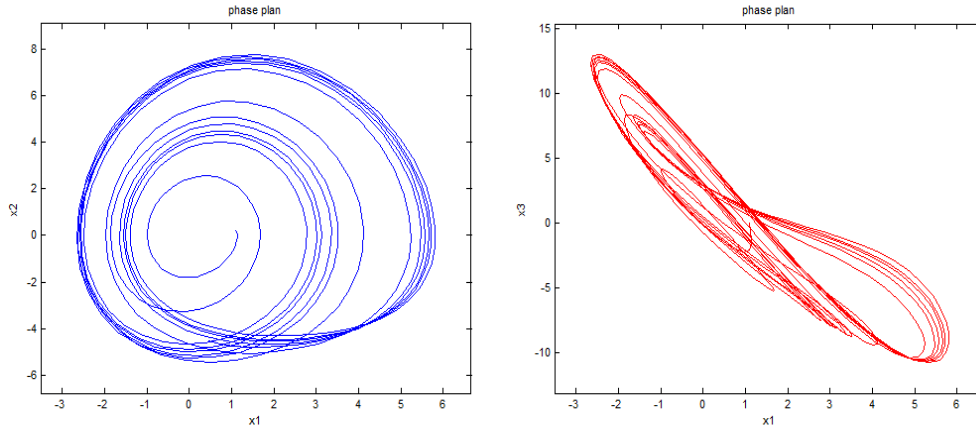
$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 \\ \dot{x}_3 = -cx_1 - bx_2 - ax_3 + x_1^2 + \Delta b(X) + d(t) + u(t) \end{cases} \quad (۶۸-۵)$$

که در آن  $x_3, x_2, x_1$  متغیر حالت،  $c = 6, b = 2.92, a = 1.2$  ثابت های مثبت بطوریکه  $ab < c$ ، عدم قطعیت پارامتری بصورت  $\Delta b(X, t) = .1 \sin(4\pi x_1) \sin(2\pi x_2) \sin(\pi x_3)$  و اغتشاش  $d(t) = 0.6 \cos(0.86t)$  می باشد. شکل ۵-۶۱ نمودار فاز سیستم را در غیاب کنترل کننده  $u$  نشان می دهد.

<sup>1</sup> Switched-gain approach

<sup>2</sup> Genesio chaotic system

<sup>3</sup> Lorenz chaotic system



شکل ۵-۶۱: مسیر فاز برای سیستم آشوبی جنسیو

معادله کنترل کننده حالت لغزشی بر مبنای  $ESO$  و بهره فازی تطبیقی از (۵-۱۴) جهت

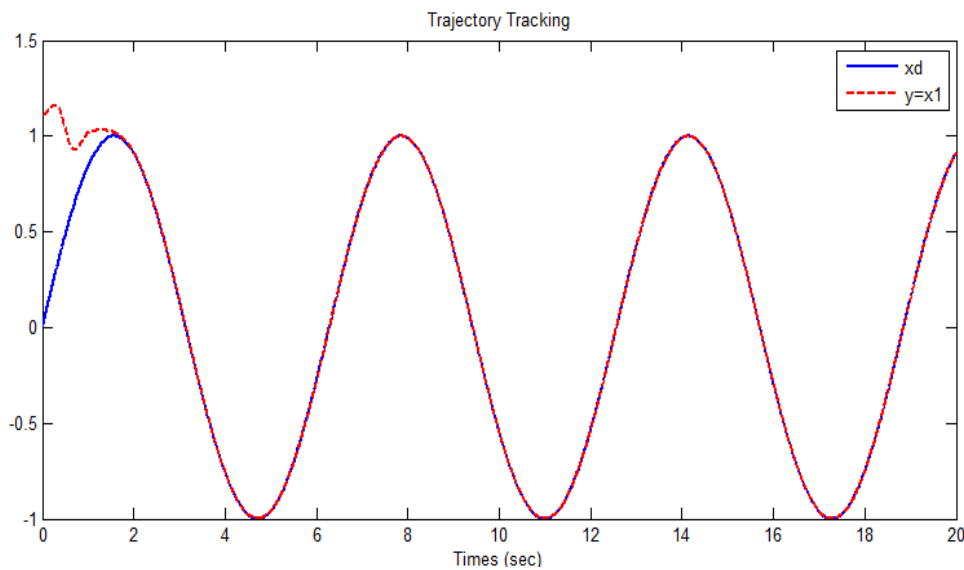
ردیابی سیگنال مطلوب  $x_d = \sin(t)$  با سطح لغزش  $\hat{s} = \ddot{e} + c_1 \dot{e} + c_2 e$  بصورت زیر است.

$$u = -\hat{x}_4 - c_1 \dot{e} - c_2 \ddot{e} + \ddot{x}_d - \hat{\eta} \eta_{fuzzy} \operatorname{sgn}(\hat{s}) \quad (۵-۶۹)$$

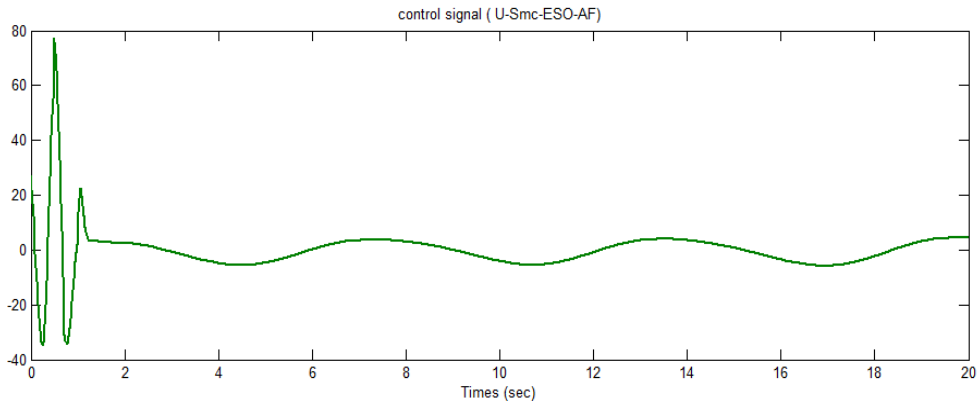
که در آن رویتر  $ESO$  از مرتبه چهار و  $\hat{x}_4$  تخمینی از تابع ناشناخته سیستم می باشد.

ثابت های  $c_1 = 10$  و  $c_2 = 25$  است و بقیه دقیقاً مانند شبیه سازی ۵-۲-۵ می باشد. شرایط اولیه

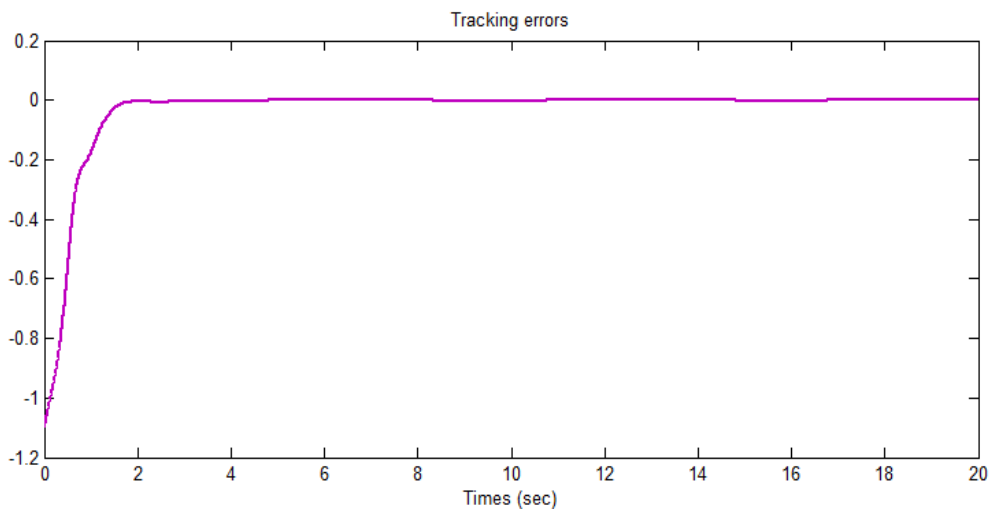
بصورت  $x_0 = [1.1 \quad 0.2 \quad 0]$  می باشد. نتایج به شرح زیر است.



شکل ۵-۶۲: ردیابی سیگنال مطلوب



شکل ۵-۶۳: سیگنال کنترل بدون لرزش سیستم

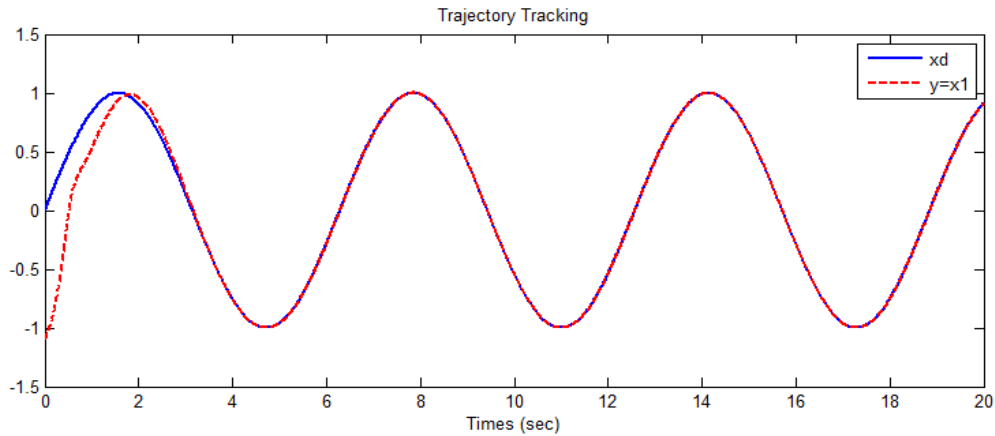


شکل ۵-۶۴: سیگنال خطای ردیابی

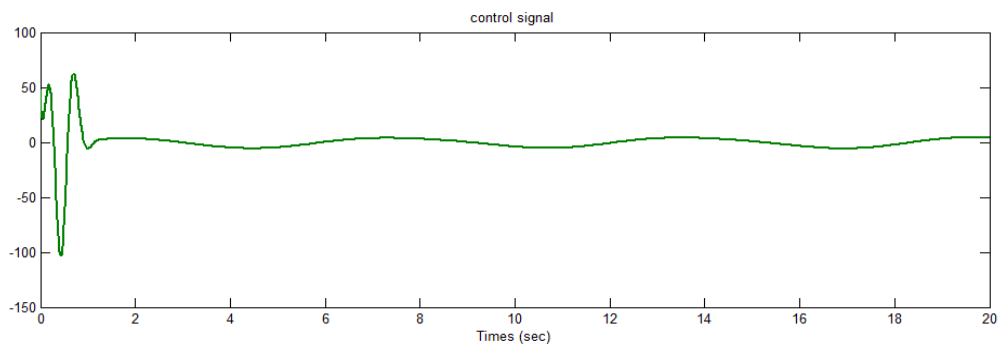
اکنون سیستم بالا را با کنترل کننده لغزشی بر مبنای  $ESO$  و بهره فازی و روش پسگام اجرا می‌کنیم و شرایط مشابه قسمت قبل است. در این صورت کنترل کننده طبق (۵-۶۶) بصورت زیر است.

$$u = -\hat{x}_4 + \ddot{x}_d - \hat{e}_2 - c_1 \hat{e}_2 - c_2 \hat{e}_3 - c_3 \hat{s} + -\eta_{fuzzy} \operatorname{sgn}(\hat{s}) \quad (5-70)$$

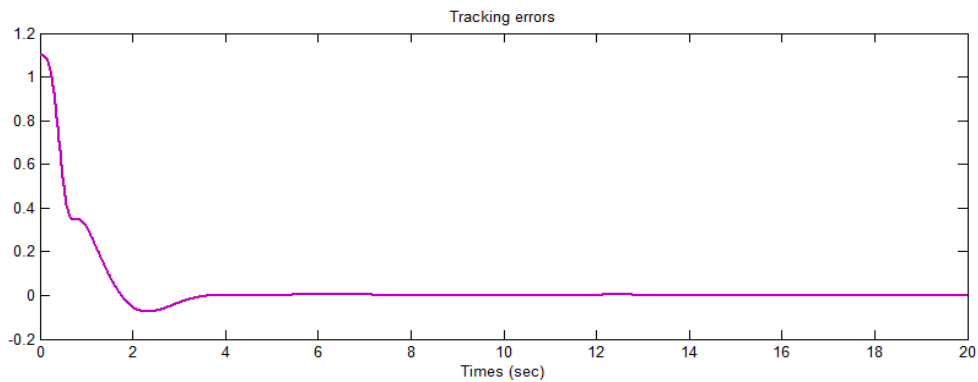
که در آن  $c_1, c_2$  مثل بالا،  $c_3 = 6$  و شرایط اولیه  $x_0 = [-1.1 \quad 1 \quad 0]$  است.



شکل ۵-۶۵: نمایش ردیابی سیگنال مطلوب



شکل ۵-۶۶: سیگنال کنترل بدون لرزش ورودی

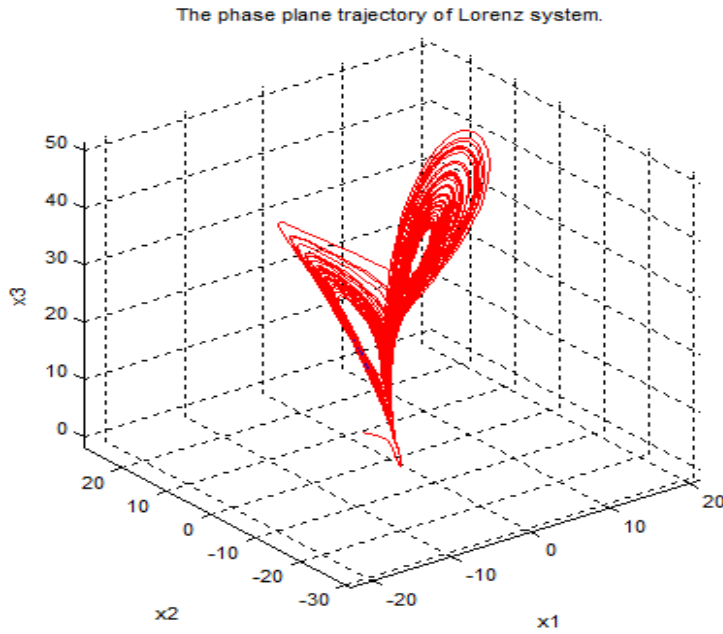


شکل ۵-۶۷: سیگنال خطای ردیابی

سیستم آشوبی لورنز بصورت زیر است [۶۷].

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= a(x_2 - x_1) \\ \dot{x}_2 &= bx_1 - x_2 - x_1x_3 + u(t) \\ \dot{x}_3 &= x_1x_2 - cx_3 \end{aligned} \quad (۷۱-۵)$$

که در آن  $a = 10$ ,  $b = 28$ ,  $c = \frac{8}{3}$  است. شکل ۶۸-۵ نمودار فاز سیستم را در غیاب کنترل کننده نشان می دهد. جهت پایدارسازی از کنترل حالت لغزشی بر مبنای کنترل معادل و از بهره فازی انتگرالی جهت کاهش لرزش در سیگنال ورودی استفاده می کنیم.



شکل ۶۸-۵: نمودار فاز سیستم آشوبی لورنز در غیاب کنترل ورودی  $u$

سطح لغزش را بصورت  $s = c_1x_1 + c_2x_2 + c_3x_3$  تعریف می کنیم و با تساوی  $\dot{s} = 0$  کنترل معادل بصورت زیر بدست می آید.

$$\dot{s} = -c_1(a(x_2 - x_1)) + c_2(bx_1 - x_2 - x_1x_3 + u_{eq}) + c_3(x_1x_2 - x_3) \quad (۷۲-۵)$$

$$u_{eq} = -\frac{c_1}{c_2}(a(x_1 - x_3)) - bx_1 - x_2 + x_1x_2 - \frac{c_3}{c_2}(x_1x_2 - cx_3) \quad (۷۳-۵)$$

بنابراین کنترل کننده بصورت زیر است.

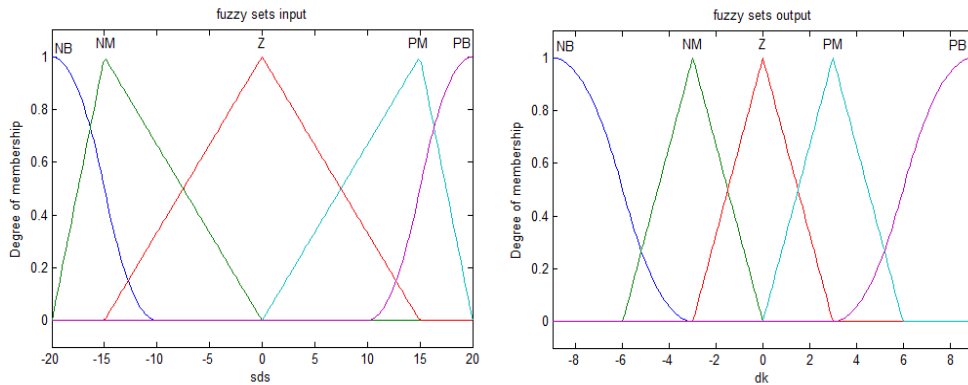
$$u = u_{eq} - K(t) \operatorname{sgn}(s) \quad (۷۴-۵)$$

که  $K(t)$  بهره سوئیچینگ فازی انتگرالی است و داریم:

$$K(t) = G \int_0^t \Delta K \quad (5-75)$$

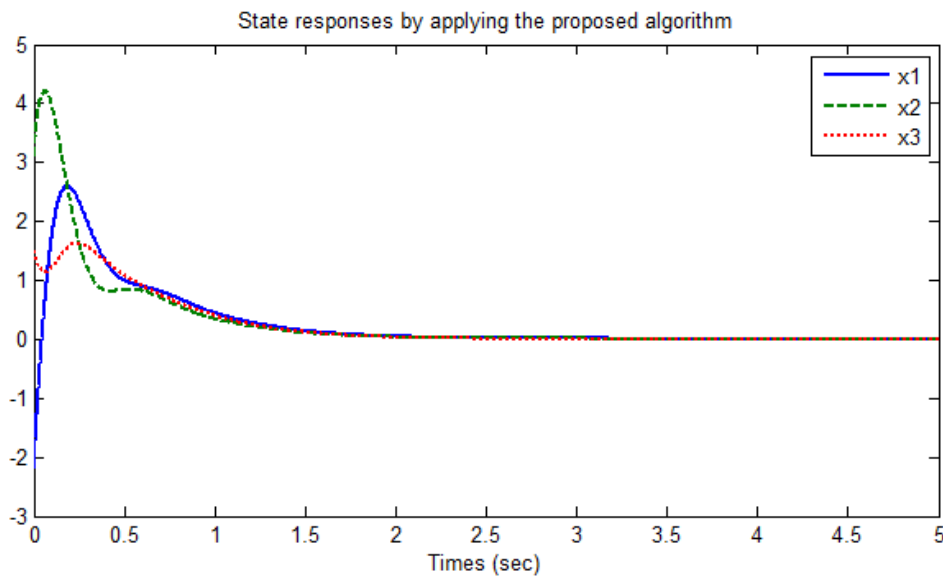
جهت اجرا طبق بخش ۵-۵-۱ گروه های فازی ورودی و خروجی را بصورت زیر در نظر

می گیریم و قوانین فازی نیز بصورت رابطه (۵-۴۳) است.



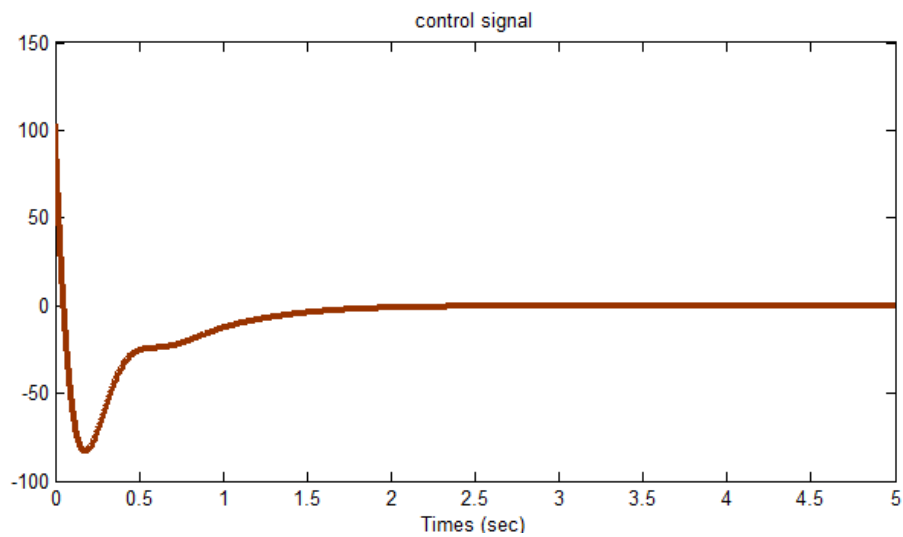
شکل ۵-۶۹: توابع تعلق گروه های فازی ورودی و خروجی

پارمترهای کنترل کننده بصورت  $c_3 = 10, c_2 = 20, c_1 = 25$  و  $G = 0.1$  است.

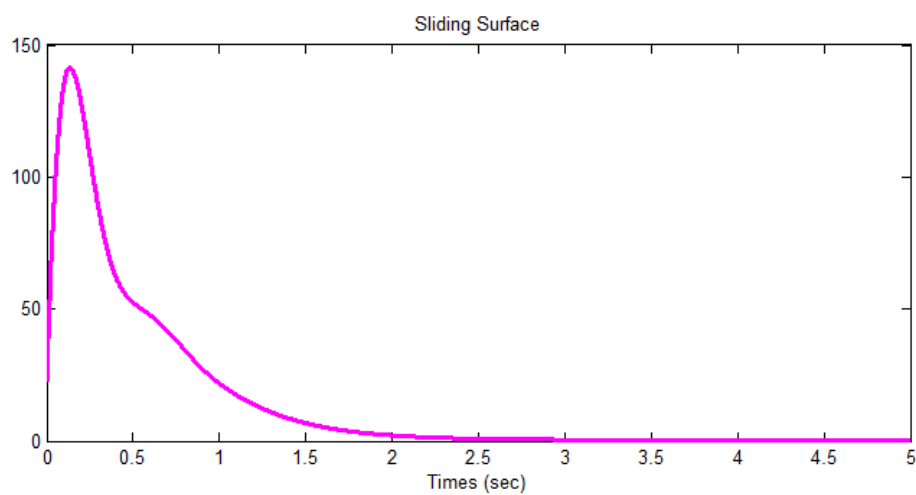


شکل ۵-۷۰: نمایش متغیر های حالت سیستم لورنز





شکل ۵-۷۱: سیگنال کنترل بدون لرزش ورودی



شکل ۵-۷۲: نمایش سطح لغزش  $s$

## فصل ششم

# نتیجه گیری و پیشنهادات

## ۱-۶ نتیجه گیری

در این پایان نامه کنترل حالت لغزشی مورد بررسی قرار گرفت و اصلی ترین مسئله آن یعنی لرزش را مورد توجه قرار دادیم. در فصل پنجم روش هایی پیشنهاد شد که در همه آنها کنترل حالت لغزشی بعنوان پایه و ترکیب آن با روش های کنترلی دیگر بعنوان ابزار جانبی معرفی شد و تقریباً در همه آنها از تکنیک های فازی یا تطبیقی به صورت منفرد یا باهم در خصوص کاهش لرزش استفاده شد. رویکردها نیز بعنوان سیستم های تخمینگر در مقایسه با سیستم های تقریبگر فازی بررسی شد و مشاهده شد در ترکیب با حالت لغزشی و استفاده از الگوریتم های فازی دارای عملکرد و دقت خوبی هستند. با توجه اهمیت بهره سوئیچینگ در افزایش یا کاهش لرزش در حالت لغزشی، روش های هوشمند فازی تطبیقی بکار گرفته شد که انتخاب بهره به نحوی باشد تا در کل سبب حفظ دقت و کاهش لرزش سیگنال ورودی منجر گردد. در این میان استفاده از کنترل کننده تناسبی انتگرالی تطبیقی و بهره فازی انتگرالی در کنترل هوشمند بهره سوئیچینگ و کاهش لرزش بسیار خوب عمل نمود.

اکثر روش های فوق بر روی سیستم آشوبی دافینگ-هولمز به صورت شبیه سازی پیاده گردید و در شبیه سازی ها تاثیر عدم قطعیت ها و اغتشاشات مختلف خارجی بررسی شد. تاثیر نویز اندازه گیری در ایجاد لرزش در سیگنال کنترل ورودی و کاهش دقت ردیابی در سه کنترل کننده نمونه مقایسه شد و در نهایت روش های فوق می تواند بدون تغییر یا کمی تغییر در پارامترهای فرعی بر روی هر سیستم تک ورودی-تک خروجی که با کنترل حالت لغزشی کنترل می گردد جهت کاهش لرزش مورد توجه قرار گیرد و بکار رود.

## ۲-۶ پیشنهادات

پیشنهادات زیر جهت ادامه تحقیقات ارائه می گردد.

- با توجه توسعه روش های هوشمند و استفاده از آن در عرصه های مختلف علوم مهندسی و قابلیت انعطاف بالای آنها، می توان از شبکه های عصبی در ترکیب با حالت لغزشی جهت کاهش لرزش بهره برد و برخی از روش های پیشنهادی را به کمک آن تحقق بخشید، همچنین ترکیب الگوریتم های فازی با شبکه عصبی نیز می تواند مورد توجه قرار گیرد.
- استفاده از الگوریتم های بهینه سازی مثل ژنتیک، پرندگان، ذرات و... در بهینه سازی پارامترهای کنترل کننده های لغزشی ترکیبی می تواند بررسی شود.
- پیاده سازی روش های پیشنهادی با کنترل حالت لغزشی گسسته و بررسی کاهش لرزش در این حالت می تواند مورد توجه واقع شود و در نهایت پیاده سازی روش های فوق به همراه کنترل حالت لغزشی بر روی سیستم های مختلف غیر خطی، آشوبی و ... پیشنهاد می گردد.

و من ... التوفیق

## منابع و مراجع

- [1] W. P. a. J. Pierre-Barbot, Sliding mode control in engineering. NEW YORK . BASEL: Marcel Dekker, 2002.
- [2] J.-J. E. S. W. Li, Applied Nonlinear Control New Jersey: Prentice Hall, 1991.
- [3] Y. T. Chan, "Perfect model following with a real mode," JACC, pp. 287-293, 1973.
- [4] B. Drazenovic, "The invariance conditions in variable structure systems," Automatica, vol. 5, pp. 287-295, 1969.
- [5] A. S. I. Z. O. M. E. EL-GHEZAWI, S. A. BILLINGS, "Analysis and design of variable structure systems using a geometric approach," International Journal of Control vol. 38, pp. 657-671, 1983.
- [6] R. A. DeCarlo, et al., "Variable structure control of nonlinear multivariable systems: a tutorial," Proceedings of the IEEE, vol. 76, pp. 212-232, 1988.
- [7] J.-P. Su and C.-C. Wang, "Complementary sliding control of non-linear systems," International Journal of Control, vol. 75, pp. 360-368, 2002/01/01 2002.
- [8] S. V. Emelyanov, "Variable Structure Control Systems," International Journal of Systems Science, vol. 18, pp. 1673-1689, 1967.
- [9] Y. Itkis, Control systems of variable structure. New York: Wiley, 1976.
- [10] V. L. Utkin, Sliding Modes and Their Application in Variable Structure Systems: Imported Publications, Incorporated, 1978.
- [11] J. Y. Hung, et al., "Variable structure control: a survey," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 40, pp. 2-22, 1993.
- [12] A. Pisano, "Second Order Sliding Modes: Theory and Applications," PHD Thesis, Dipartimento di Ingegneria Elettrica ed Elettronica (DIEE), Universit' degli Studi di Cagliari, 2000.
- [13] U. Itkis, Control systems of variable structure: John Wiley & Sons, Incorporated, 1976.
- [14] H. Lee and V. I. Utkin, "Chattering suppression methods in sliding mode control systems," Annual Reviews in Control, vol. 31, pp. 179-188, 2007.
- [15] O. Kaynak, et al., "The fusion of computationally intelligent methodologies and sliding-mode control-a survey," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 48, pp. 4-17, 2001.
- [16] V. I. Utkin, Sliding Modes in Control and Optimization: Springer-Verlag, 1992.
- [17] W. Gao and J. C. Hung, "Variable structure control of nonlinear systems: a new approach," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 40, pp. 45-55, 1993.
- [18] H. Sira-Ramirez, "Differential geometric methods in variable-structure control," International Journal of Control, vol. 48, pp. 1359-1390, 1988/10/01 1988.
- [19] H. K. Khalil, Nonlinear Systems: Maxwell Macmillan, 1992.
- [20] W. B. G. a. M. Cheng, "On the quality control of variable structure systems," Contr. Decision, vol. 4, pp. 1-6 1989.
- [21] M. C. a. D. B. S. W. B. Gao "Variable structure model  $\epsilon$  " reaching control of nonlinear systems," Contr. Theory and Applications, vol. 7, pp. 38 -46, 1981.
- [22] V. I. U. a. U. O. K. D. Young, "A Control Engineer's Guide to Sliding Mode Control," IEEE TRANSACTIONS ON CONTROL SYSTEMS TECHNOLOGY, vol. 7, pp. 328-342, 1999.
- [23] V. I. Utkin, et al., Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems: Taylor & Francis Group, 2009.
- [24] K. H. Al-Hosani, "Chattering Reduction and Optimization of Power

- Convertors," PHP, Electrical and Computer Engineering, The Ohio State University, Ohio, 2011.
- [25] J.-J. E. Slotine, "Sliding controller design for non-linear systems," *International Journal of Control*, vol. 40, pp. 421-434, 1984/08/01 1984.
- [26] J. J. Slotine and S. S. Sastry, "Tracking control of non-linear systems using sliding surfaces, with application to robot manipulators†," *International Journal of Control*, vol. 38, pp. 465-492, 1983/08/01 1983.
- [27] C. Min-Shin, et al., "A state-dependent boundary layer design for sliding mode control," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 1677-1681, 2002.
- [28] A. G. Bondarev, et al., "Sliding Modes in Systems with Asymptotic Observer," *Automation Remote Control*, vol. 46, pp. 49-64, 1985.
- [29] V. I. Utkin, et al., *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*: Taylor & Francis, 1999.
- [30] A. Cavallo and C. Natale, "Output feedback control based on a high-order sliding manifold approach," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 48, pp. 469-472, 2003.
- [31] S. Laghrouche, et al., "Higher order sliding mode control based on integral sliding mode," *Automatica*, vol. 43, pp. 531-537, 2007.
- [32] H. F. Ho, et al., "Adaptive fuzzy sliding mode control with chattering elimination for nonlinear SISO systems," *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 17, pp. 1199-1210, 2009.
- [33] M. R. Navid Noroozi, M. Zolghadri Jahromi, "Adaptive fuzzy sliding mode control scheme for uncertain systems," *Commun Nonlinear Sci Numer Simulat*, vol. 14, pp. 3978–3992, 2009.
- [34] L. Chi-Ying and T. Shun-Wen, "A New Approach to Chattering Reduction in the Sliding Mode Controls," in *Innovative Computing, Information and Control, 2007. ICICIC '07. Second International Conference on, 2007*, pp. 334-334.
- [35] R. Sira, et al., "Adaptive dynamical sliding mode control via backstepping," in *Decision and Control, 1993., Proceedings of the 32nd IEEE Conference on, 1993*, pp. 1422-1427 vol.2.
- [36] M.-S. Chen, et al., "An LTR-observer-based dynamic sliding mode control for chattering reduction," *Automatica*, vol. 43, pp. 1111-1116, 2007.
- [37] L. X. Wang, *A Course in Fuzzy System and Control*. Upper Saddle River: Prentice-Hall, 1997.
- [38] H. Yean-Ren and M. Tomizuka, "Fuzzy smoothing algorithms for variable structure systems," *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, vol. 2, pp. 277-284, 1994.
- [39] S. Tokat, et al., "New Approaches for On-line Tuning of the Linear Sliding Surface Slope in Sliding Mode Controllers," *Turk J Elec Engin*, vol. 11, pp. 45-59, 2003.
- [40] K. Erbatur, et al., "Fuzzy adaptive sliding mode control of a direct drive robot," *Robotics and Autonomous Systems*, vol. 19, pp. 215-227, 1996.
- [41] H.-T. Yau and C.-L. Chen, "Chattering-free fuzzy sliding-mode control strategy for uncertain chaotic systems," *Chaos, Solitons & Fractals*, vol. 30, pp. 709-718, 2006.
- [42] C. Chaio-Shiung and C. Wen-Liang, "Robust adaptive sliding-mode control using fuzzy modeling for an inverted-pendulum system," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 297-306, 1998.

- [43] J. S. R. Jang, et al., *Neuro-fuzzy and soft computing: a computational approach to learning and machine intelligence*: Prentice Hall, 1997.
- [44] S. Wang, et al., "Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control of Uncertain Nonlinear SISO Systems," *Procedia Engineering*, vol. 24, pp. 33-37, 2011.
- [45] I. A. Z. Tsytkin, *Foundations of the Theory of Learning Systems*: Academic Press, 1973.
- [46] P. J. Antsaklis, et al., "An introduction to autonomous control systems," *Control Systems, IEEE*, vol. 11, pp. 5-13, 1991.
- [47] L. Reznik, *Fuzzy Controllers Handbook: How to Design Them, How They Work*: Elsevier Science, 1997.
- [48] J. R. Layne and K. M. Passino, "Fuzzy model reference learning control for cargo ship steering," in *Intelligent Control, 1993.*, *Proceedings of the 1993 IEEE International Symposium on*, 1993, pp. 457-462.
- [49] S. S. Ge, et al., *Adaptive neural network control of robotic manipulators*. Singapore: World Scientific, 1998.
- [50] J. Wang, et al., "Indirect adaptive fuzzy sliding mode control: Part I: fuzzy switching," *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 122, pp. 21-30, 2001.
- [51] L. X. Wang, *Adaptive Fuzzy Systems and Control*: Prentice Hall PTR, 1993.
- [52] J. G. Wei and G. Leng, "Lyapunov exponent and chaos of Duffing's equation perturbed by white noise," *Applied Mathematics and Computation*, vol. 88, pp. 77-93, 1997.
- [53] H. Kwakernaak and R. Sivan, *Linear optimal control systems*: Wiley Interscience, 1972.
- [54] F. Esfandiari and H. K. Khalil, "Output feedback stabilization of fully linearizable systems," *International Journal of Control*, vol. 56, pp. 1007-1037, 1992/11/01 1992.
- [55] H. K. Khalil, "High-gain observers in nonlinear feedback control," in *Control, Automation and Systems, 2008. ICCAS 2008. International Conference on*, 2008, pp. xlvii-lvii.
- [56] C. Z. Wang XH, Yuan ZZ, "Output tracking based on extended observer for nonlinear uncertain systems," presented at the *Control and Decision, Chinese*, 2004.
- [57] W. X. a. L. JK, "Universal approximation using differentiators and application to feedback control," presented at the *Innovative Computing, Information and Control, Chinese*, 1998.
- [58] A. Kawamura, et al., "Chattering reduction of disturbance observer based sliding mode control," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 30, pp. 456-461, 1994.
- [59] X. Wang, et al., "Tracking control for a velocity-sensorless VTOL aircraft with delayed outputs," *Automatica*, vol. 45, pp. 2876-2882, 2009.
- [60] F. Zhu, "State estimation and unknown input reconstruction via both reduced-order and high-order sliding mode observers," *Journal of Process Control*, vol. 22, pp. 296-302, 2012.
- [61] C. Edwards and S. K. Spurgeon, "A Sliding Mode Observer Based FDI Scheme for the Ship Benchmark," *European Journal of Control*, vol. 6, pp. 341-355, 2000.
- [62] J. H. Ahrens and H. K. Khalil, "High-gain observers in the presence of measurement noise: A switched-gain approach," *Automatica*, vol. 45, pp. 936-943, 2009.



- [63] Y. Xia, et al., "Back-stepping sliding mode control for missile systems based on an extended state observer," *Control Theory & Applications, IET*, vol. 5, pp. 93-102, 2011.
- [64] Y.-T. Liu, et al., "Observer-based adaptive sliding mode control for pneumatic servo system," *Precision Engineering*, vol. 37, pp. 522-530, 2013.
- [65] P. V. Kokotovic, "The joy of feedback: nonlinear and adaptive," *Control Systems, IEEE*, vol. 12, pp. 7-17, 1992.
- [66] R. Lozano and B. Brogliato, "Adaptive control of robot manipulators with flexible joints," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 37, pp. 174-181, 1992.
- [67] K. Chao-Lin, et al., "Adaptive Fuzzy Sliding Mode Controller Design for Lorenz System," in *Chaos-Fractals Theories and Applications, 2009. IWCF TA '09. International Workshop on*, 2009, pp. 122-125.

**Abstract:**

In order to reduce chattering, an Extended State Observer base on Sliding Mode Control is considered in this thesis. Such other tasks, an Adaptive PI controller on area near the sliding surface to eliminate input chattering, fuzzy integral gain as Instead of switching gain and combination of backstepping Sliding Mode Control is performed. The proposed methods was made on the Duffing-Holms chaotic nonlinear system by simulation and the results compared with the boundary layer method is improve control effort and achieve good performance. Although the proposed method are compared with the accuracy of performance and control efforts and the effect of measurement noise is also investigated.

Keywords: Sliding Mode Control, Adaptive Fuzzy Control, Extended State Observer, Nonlinear System, Chattering Reduction



**Shahrood University of Technology**

Faculty of Electrical & Robotic Engineering

**Chattering Reduction in Sliding Mode Control  
Using Adaptive Fuzzy Approach**

**Mir Sajjad Mousavi**

Supervisors:

**Dr. Hossein Gholizade**

**Dr. Ali Karami**

**September 2013**