

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده مهندسی برق و رباتیک

گروه کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد

طراحی کنترل حالت لغزشی دینامیکی با استفاده از شبکه عصبی

بازگشتی

احسان رجبی

استاد راهنما

دکتر علی کرمی ملایی

شهریور ۱۳۹۴

تقدیم به:

این اثر به پدر و مادر مهربانم و خواهران عزیز و برادران خوبم تقدیم می‌شود

خدای را بسی شاکرم که از روی کرم پدر و مادری فداکار نصیبم ساخته تا در سایه درخت پر
بار وجودشان بیاسایم و از ریشه آنها شاخ و برگ گیرم و از سایه وجودشان در راه کسب علم و دانش
تلاش نمایم.

والدینی که بودنشان تاج افتخاری است بر سرم و نامشان دلیلی است بر بودنم چرا که این دو
وجود پس از پروردگار مایه هستی‌ام بوده‌اند دستم را گرفتند و راه رفتن را در وادی زندگی پر از فراز و
نشیب آموختند.

آموزگارانی که برایم زندگی، بودن و انسان بودن را معنا کردند

حال این برگ سبزی است تحفه درویش تقدیم آنان ...

تقدیر و تشکر:

از استاد بزرگوارم جناب آقای دکتر علی کرمی ملایی که در طی تحصیل و انجام این پایان نامه زحمات فراوانی را بدون کوچکترین انتظاری برای بنده کشیدند و با صبر فراوان من را در انجام اهداف پایان نامه یاری کردند، کمال تشکر را دارم.

چکیده

در این پایان نامه کنترل حالت لغزشی دینامیکی سیستم‌های غیرخطی با استفاده از شبکه‌های عصبی مورد مطالعه قرار می‌گیرد. در کنترل حالت لغزشی دینامیکی توسط انتگرال‌گیری که قبل از ورودی سیگنال کنترل سیستم قرار می‌گیرد چترینگ حذف می‌شود. با این حال، مشکلی که در کنترل حالت لغزشی دینامیکی بوجود می‌آید این است که یک واحد به مرتبه سیستم واقعی افزوده می‌شود پس در نتیجه مدل سیستم باید شناسایی شود. برای حل این مشکل، ما دو شبکه عصبی برخط برای شناسایی و بدست آوردن یک مدل برای سیستم غیرخطی نامعلوم پیشنهاد می‌دهیم. در روش اول، آموزش قانون تطبیقی-عصبی براساس متغیرهای حالت در دسترس می‌باشد و برای همگرا شدن کران خطای روی‌تگر به صفر اثباتی وجود ندارد به عبارتی، خطای روی‌تگر به یک کرانی که کوچک بودن آن تضمین نمی‌شود همگرا خواهد شد. در روش دوم، آموزش قانون فقط براساس خروجی سیستم است و همگرا شدن خطای روی‌تگر به صفر نیز اثبات می‌شود، که این برتری نسبت به روش اول محسوب می‌شود. برای مقایسه نتایج، کنترل حالت لغزشی دینامیکی را با روی‌تگر حالت لغزشی در نظر می‌گیریم. این روش باعث می‌شود تا سیستم کنترلی نسبت به هر نویز و اغتشاشی مقاوم باشد. همگرایی کنترل کننده و روی‌تگر پیشنهادی، با استفاده از قضیه پایداری لیاپانوف اثبات می‌شود. برای تایید کارایی این روش، از سیستم آشوبی دافینگ هلمز استفاده می‌کنیم.

کلمات کلیدی: کنترل حالت لغزشی دینامیکی، روی‌تگر عصبی، روی‌تگر حالت لغزشی، سیستم

غیرخطی، مدل آشوبی دافینگ هلمز.

مقالات استخراج شده از پایان نامه:

1. Rajabi E. and Karami-mollaei A. "Dynamic Sliding Mode Control of Nonlinear Systems Using Recurrent Neural Networks", Neurocomputing-Elsevier (revised).
2. Rajabi E. and Karami-mollaei A. "Dynamic Sliding Mode Control of Nonlinear Systems", (ready to submit)
۳. احسان رجبی و علی کرمی ملایی "طراحی کنترل حالت لغزشی دینامیکی برای سیستم‌های غیرخطی با استفاده از رویکرد حالت لغزشی"، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز (submitted)

فهرست مطالب:

فصل ۱ مقدمه و پیشینه تحقیق	۱
۱-۱ مقدمه	۲
۲-۱ کنترل حالت لغزشی	۳
۱-۲-۱ مرحله رسیدن	۳
۲-۲-۱ مرحله لغزش	۵
۳-۲-۱ مزایا و معایب کنترل حالت لغزشی	۶
۳-۱ مرور مقالات	۶
۱-۳-۱ روش لایه مرزی	۷
۲-۳-۱ روش لایه مرزی تطبیقی	۸
۳-۳-۱ کنترل حالت لغزشی مرتبه بالا	۹
۴-۳-۱ کنترل حالت لغزشی دینامیکی	۱۱
۵-۳-۱ روش‌های هوشمند	۱۳
۴-۱ مروری بر ساختار پایان‌نامه	۱۴
فصل ۲ بیان صورت مسئله	۱۷
۱-۲ مقدمه	۱۸
۲-۲ تعریف مسئله	۲۰
۳-۲ طراحی رویکرد برای شناسایی سیستم	۲۱
۴-۲ طراحی کنترل‌کننده	۲۶

فصل ۳ طراحی کنترل حالت لغزشی دینامیکی با استفاده از شبکه عصبی بازگشتی.....	۲۷
۱-۳ مقدمه	۲۸
۲-۳ روش اول پیشنهادی	۲۸
۱-۲-۳ شناسایی مدل با دسترس بودن متغیرهای حالت سیستم.....	۲۸
۲-۲-۳ طراحی کنترل حالت لغزشی دینامیکی.....	۳۱
۳-۳ روش پیشنهادی دوم	۳۲
۱-۳-۳ شناسایی مدل با استفاده از خروجی سیستم	۳۲
۲-۳-۳ طراحی کنترل حالت لغزشی دینامیکی.....	۳۴
فصل ۴ کنترل حالت لغزشی با استفاده از رویکرد حالت لغزشی.....	۳۷
۱-۴ مقدمه	۳۸
۲-۴ کنترل حالت لغزشی دینامیکی با استفاده از رویکرد حالت لغزشی	۳۸
۳-۴ تخمین مدل سیستم با استفاده از رویکرد حالت لغزشی	۳۹
۴-۴ طراحی کنترل حالت لغزشی دینامیکی.....	۴۱
فصل ۵ شبیه سازی روش های پیشنهادی	۴۵
۱-۵ مقدمه	۴۶
۲-۵ شبیه سازی روش اول عصبی	۴۷
۳-۵ شبیه سازی روش دوم عصبی	۵۰
۴-۵ شبیه سازی روش لغزشی.....	۵۲
فصل ۶ نتیجه گیری و پیشنهادات.....	۵۵

۵۶ ۱-۶ نتیجه گیری

۵۸ ۲-۶ پیشنهادات

فهرست شکل‌ها:

- شکل ۱-۱ مرحله رسیدن متغیرهای حالت به سطح ۴
- شکل ۲-۱ مرحله لغزیدن متغیرهای حالت بر روی سطح ۵
- شکل ۳-۱ پیاده سازی DSMC بر اساس انتگرالگیر ۱۱
- شکل ۱-۲ ساختار شناسایی و کنترل به روش فضای حالت ۲۰
- شکل ۲-۲ نحوه انجام کنترل حالت لغزشی دینامیکی براساس متغیرهای حالت. موازی ۲۲
- شکل ۳-۲ نحوه انجام کنترل حالت لغزشی دینامیکی براساس متغیرهای حالت. سری- موازی ۲۳
- شکل ۴-۲ نحوه انجام کنترل حالت لغزشی دینامیکی براساس خروجی ۲۴
- شکل ۵-۲ نحوه قرار گرفتن نرونها در شبکه عصبی ۲۵
- شکل ۱-۵ رفتار سیستم آشوبی دافینگ هلمز ۴۷
- شکل ۲-۵ تخمین حالت‌های سیستم (الف) حالت اول (ب) حالت دوم (در روش اول)..... ۴۸
- شکل ۳-۵ (الف) سطح لغزش و (ب) نرم ماتریس وزن‌ها (در روش اول) ۴۸
- شکل ۴-۵ (الف) سیگنال ورودی کنترل و (ب) مشتق سیگنال ورودی کنترل (در روش اول) ۴۹
- شکل ۵-۵ رفتار سیستم آشوبی دافینگ هلمز با حضور کنترلکننده (در روش اول)..... ۴۹
- شکل ۶-۵ تخمین حالت‌های سیستم (الف) حالت اول (ب) حالت دوم (در روش دوم)..... ۵۰
- شکل ۷-۵ (الف) سطح لغزش و (ب) نرم ماتریس وزن‌ها (در روش دوم) ۵۱
- شکل ۸-۵ (الف) سیگنال ورودی کنترل و (ب) مشتق سیگنال ورودی کنترل (در روش دوم) ۵۱
- شکل ۹-۵ رفتار سیستم آشوبی دافینگ هلمز با حضور کنترلکننده (در روش دوم) ۵۲
- شکل ۱۰-۵ همگرایی حالت‌های سیستم به صفر ۵۳
- شکل ۱۱-۵ خطای همگرایی حالت‌های رویتگر و سیستم ۵۳
- شکل ۱۲-۵ سیگنال ورودی سیستم و مشتق آن ۵۴

شکل ۵-۱۳ سطح لغزشی و رفتار غیر آشوبی سیستم ۵۴

مقدمه و پیشینه تحقیق

فصل ۱

کنترل سیستم های غیرخطی یکی از بحث های چالش برانگیز به شمار می رود و در این مورد پیشنهادات و مطالعات فراوانی انجام گرفته است [۱]. با این وجود اکثر آنها فقط برای کلاس خاصی از سیستم های غیرخطی به کار گرفته می شوند و یا دارای محدودیت هایی می باشند. به عنوان مثال، خطی سازی فیدبک فقط برای یک کلاس از سیستم های غیرخطی است که باید شرایط خاصی را داشته باشد و به فرم همراه^۱ تبدیل شود [۱]. از جمله این چالش ها، در پیاده سازی کنترل کننده های طراحی شده بر روی سیستم های حقیقی است. یکی از مهمترین منابع این مشکلات، عدم توانایی در مدل سازی دقیق سیستم های حقیقی است [۲]. به علاوه اگر هم این توانایی تا حد زیادی وجود داشته باشد، مدل به دست آمده آن قدر پیچیده می گردد که طراحی کنترل کننده ی مناسب را برای آن دشوار می کند. عدم دقت مدل، ناشی از دو مسأله است؛ یکی عدم قطعیت در پارامترهای مدل^۲ و دیگری دینامیک های مدل نشده ی سیستم^۳ [۱]. به علاوه وجود نویز نیز از مسایلی است که می تواند به همراه دو عامل ذکر شده، پیاده سازی کنترل کننده های طراحی شده را بر روی سیستم های حقیقی ناکام سازد [۱].

یکی از ساده ترین روش ها برای غلبه بر این مشکل طراحی یک کنترل کننده ی مقاوم، کنترل حالت لغزشی^۴ است. واضح است که کنترل یک سیستم توصیف شده توسط یک معادله ی دیفرانسیل درجه یک، بسیار ساده تر از کنترل سیستمی است که توسط یک معادله ی دیفرانسیل درجه n بیان می شود. 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 [۳]. از ویژگی های کنترل حالت لغزشی، تغییرناپذیر بودن آن است که ابزاری قدرتمند در برابر عدم قطعیت ها، اغتشاش ها و

¹ Companion

² Structured or Parametric Uncertainties

³ Unstructured Uncertainties or Unmodeled Dynamics

⁴ Sliding Mode Control (SMC)

نویزها است و همیشه مشکلاتی در تحقق طراحی کنترل کننده برای سیستم های واقعی به وجود می-
آورند [۴]. توجه کنید که تغییرناپذیری قوی تر از مقاوم بودن است [۴-۲]. بزرگترین ضعف کنترل
حالت لغزشی، چترینگ (سوییچینگ یا نوسانات در فرکانس های بالای مدل نشده ی سیستم) می باشد
که نوعی ناپایداری داخلی است. که این نوسانات فرکانس بالا (اما محدود) با دامنه کم در مدارات
الکتریکی تلفات گرمایی تولید می کند و باعث از بین رفتن قطعات مکانیکی می شود [۴].

۲-۱ کنترل حالت لغزشی

در کنترل حالت لغزشی پایداری سیستم از نوع مجانبی است [۵]. واضح است که عمده ی تلاش
کنترلی^۱ 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. برای محدود کردن دینامیک خطا بر روی سطح، از کنترلی با ساختار متغیر^۲
استفاده می شود که در حالت ایده آل می توان فرض نمود قابلیت سوییچ با سرعت بینهایت را دارد [۶].
بنابراین کنترل حالت لغزشی از دو مرحله تشکیل شده است:

۱. مرحله رسیدن^۳ به سطح

۲. مرحله لغزش^۴ بر روی سطح

۱-۲-۱ مرحله رسیدن

در این مرحله سیگنال ورودی کنترل چنان طراحی می شود که در بدترین شرایط ممکن مسیر
حالت خطا به سطح برسد که به معنی مقاوم^۵ بودن سیستم است. از معایب عمده ی این مرحله این

¹ Control Effort

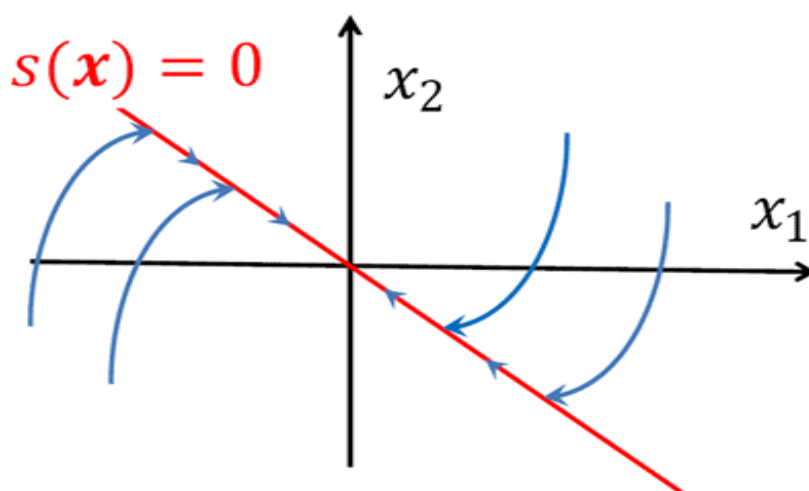
² Variable Structure Control (VSC)

³ Reaching Phase

⁴ Sliding Phase

⁵ Robust

است که سیستم نسبت به نویز و اغتشاش، تغییرپذیر^۱ می‌باشد [۶]. به عبارت دیگر سیستم تحت تأثیر اغتشاش، نویز قرار می‌گیرد. یعنی درست است که رسیدن مسیر حالت خطا به سطح تضمین می‌شود ولی اینکه چگونه و از چه مسیری به سطح می‌رسد به طور کامل مشخص نیست. بر همین اساس تلاش‌های زیادی صورت گرفته است تا این مرحله حذف شود [۷-۹]. مبنای این روش‌ها تعریف سطحی متغیر با زمان است به طوری که حالت‌های سیستم از ابتدا بر روی سطح قرار گیرند. مشکل همه‌ی این روش‌ها وجود عدم قطعیت در شرایط اولیه حالت‌های سیستم است.

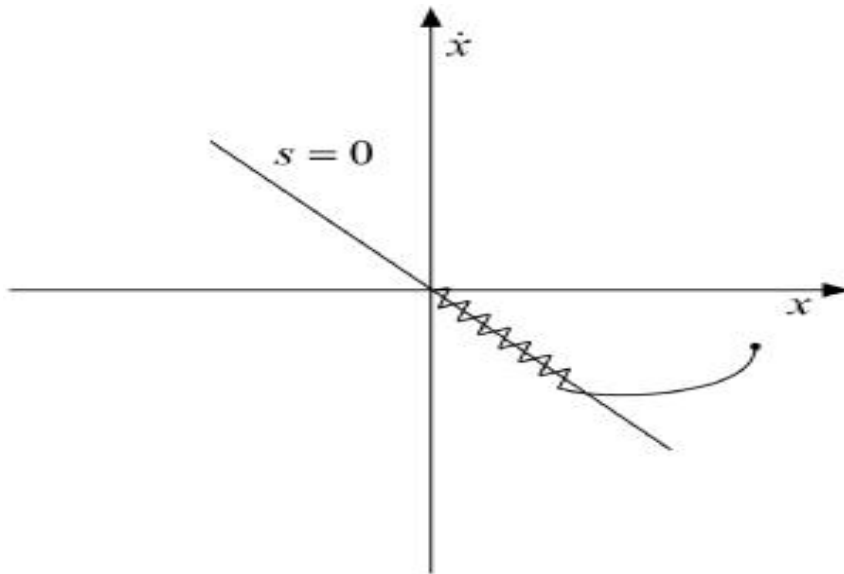


شکل ۱-۱ مرحله رسیدن متغیرهای حالت به سطح

¹ Variant

۲-۲-۱ مرحله لغزش

در این مرحله سیستم نسبت به اغتشاش سازگار^۱ تغییرناپذیر^۲ می‌باشد [۶] و این مهمترین خصوصیت کنترل حالت لغزشی است [۲]. اغتشاش سازگار، اغتشاشی است که در راستاهای اثرگذاری سیگنال ورودی کنترل، به سیستم تحمیل می‌شود.



شکل ۲-۱ مرحله لغزیدن متغیرهای حالت بر روی سطح

پس در نتیجه، در کنترل حالت لغزشی به منظور حفظ خاصیت تغییرناپذیری استفاده از تابع علامت^۳ ضروری است. به علاوه بهره سوییچینگ یعنی k باید طوری انتخاب شود که رسیدن به سطح را در زمان محدود تضمین نماید. در غیر این صورت، اگر در زمان محدودی این اتفاق نیفتد موجب می‌شود که مسیر حالت خطا هیچ‌گاه به صفر نرسیده و لغزشی رو سطح صورت نگیرد و در عین حال چون این فاز مهمترین خصوصیت کنترل حالت لغزشی، یعنی خاصیت تغییرناپذیری را ندارد، ایده SMC از بین خواهد رفت [۲].

¹ Matched Disturbance

² Invariance

³ Sign Function

۳-۲-۱ مزایا و معایب کنترل حالت لغزشی

مزایای این روش کنترلی عبارتند از [۲-۱]:

۱. عملکرد خوب کنترلی در حالت تعقیب^۱ حتی برای سیستم‌های غیرخطی
۲. قابلیت اعمال به سیستم‌های متغیر با زمان
۳. سادگی پیاده‌سازی بر روی سیستم‌های چند ورودی چند خروجی (MIMO)
۴. تغییرناپذیری و عدم حساسیت به نویز و اغتشاش سازگار پس از گذشت زمان محدود
۵. کاهش مرتبه سیستم و در نتیجه آسان‌تر کردن طراحی کنترل‌کننده
۶. خطی‌سازی سیستم غیرخطی و در نتیجه آسان‌تر کردن طراحی کنترل‌کننده و معایب آن عبارتند از [۲-۱]:

۱. چترینگ
۲. آسیب‌پذیری^۲ بسیار زیاد در مقابل نویز به دلیل استفاده از تابع علامت که باید عددی بسیار کوچک و نزدیک صفر را اندازه‌گیری نماید (همین عامل سبب می‌شود که چترینگ نرسیده به سطح و در نزدیکی آن شروع شود).
۳. برای محاسبه‌ی قسمت کنترل باید سیستم بطور کامل معلوم باشد.
۴. هنگامی که حالت‌های سیستم از سطح لغزشی دور هستند ممکن است زمان رسیدن به سطح (فاز رسیدن) طولانی باشد.

۳-۱ مرور مقالات

همان طور که در قسمت قبل گفته شد کنترل حالت لغزشی دارای مزایا و معایبی می‌باشد. کنترل حالت لغزشی به‌طور گسترده‌ی توسط محققین برای از بین بردن معایب آن مورد مطالعه قرار گرفته است [۱]. از جمله معایب آن بحث چترینگ می‌باشد که به دلیل سویچینگ نوسانات فرکانس

¹ Tracking

² Vulnerability

بالا در سیستم باعث ناپایداری داخلی می‌شود. برای مقابله با چترینگ پیشنهادات مختلفی از زمان ارائه کنترل حالت لغزشی تا هم اکنون شده است که آنها را مورد بررسی قرار می‌دهیم.

۱-۳-۱ روش لایه مرزی

یکی از اولین روش‌های پیشنهادی برای از بین بردن چترینگ روش لایه مرزی می‌باشد. در این روش در اطراف سطح سویچینگ یک لایه تعریف کرده و سیگنال ورودی کنترل را چنان تعریف می‌کنیم که همواره حالت‌های خارج این لایه را به درون این لایه سوق دهد. در این روش چترینگ به طور کامل حذف نمی‌شود و همواره باید بین خطای تعقیب و چترینگ مصالحه‌ای مناسبی برقرار شود [۱-۲]. به عبارت دیگر برای کاهش چترینگ، ضخامت این لایه را باید بزرگ در نظر گرفت که باعث افزایش خطای تعقیب می‌شود و چنانچه ضخامت این لایه کوچک باشد چترینگ زیاد خواهد شد. توجه کنید اگر چه در این روش تغییرناپذیری از بین می‌رود ولی اکثر محققان این روش را پذیرفته‌اند [۱۰]. برای حفظ خاصیت تغییرناپذیری سیستم حلقه بسته، ضخامت این لایه را نمی‌توان بیش از حد بزرگ انتخاب نمود و همین عامل منجر به استفاده از بهره بزرگ در داخل لایه مرزی می‌شود. در این روش از معادله زیر استفاده می‌شود [۱-۲]:

$$\dot{s} = -k \operatorname{sat}\left(\frac{s}{\phi}\right) = \begin{cases} -\frac{k}{\phi} s & : |s| < \phi \\ -k \operatorname{sign}(s) & : |s| > \phi \end{cases} \quad (1-1)$$

که در آن ϕ ضخامت لایه مرزی است. واضح است که چنانچه ϕ مقدار کوچکی باشد بهره‌ی موجود در داخل لایه مرزی (یعنی $\frac{k}{\phi}$) بزرگ خواهد بود که می‌تواند باعث ناپایداری در داخل این لایه شود و این ناپایداری همان چترینگ است. بنابراین گرچه این روش یکی از عوامل ایجاد کننده‌ی چترینگ را کاهش می‌دهد ولی عامل دیگر را بوجود می‌آورد. به عنوان مثال این روش در [۱۱] بر روی یک مدل هلیکوپتر با دو درجه آزادی و با وجود یک اغتشاش خارجی انجام شده و همچنین در

[۱۲] کنترل کننده حالت لغزشی-فازی-تطبیقی براساس لایه مرزی برای کنترل سرعت موتور القایی^۱ پیشنهاد شده است که در حقیقت، روش لایه مرزی باعث یک تعامل بین عملکرد کنترل و کاهش چترینگ می باشد. بکارگیری کنترل کننده ی فازی مانند یک تابع اشباع^۲ با یک شیب غیرخطی درون لایه مرزی باریک نزدیک سطح لغزش برای تضمین پایداری سیستم در نظر گرفته شده است. به علاوه، یک قانون تطبیق برای تخمین کران نامعلوم عدم قطعیت بکار رفته است. همان طور که از روی خروجی شبیه سازی ها مشخص است، چترینگ به طور کامل حذف نشده است. روشی که در [۱۳] پیشنهاد شده به این گونه است که برای کنترل حالت لغزشی دو لایه مرزی برای کنترل بار مفید و اصطکاک در موتورهای خطی در نظر گرفته شده که این دولایه باعث مقابله چترینگ در سیگنال کنترل و اصطکاک استاتیکی می شود و همچنین در [۱۴] یک لایه مرزی ثابت در نظر گرفته شده که با استفاده از تابع اشباع اصلاح شده^۳ بدون این که مقادیر دقیق پارامترهای لایه مرزی تخمین زده شود پایداری موتور خطی سنکرون را تضمین می کند. در حالی که، مشکلی که در این دو نوع روش وجود دارد این است که فقط برای موتورهای خطی در نظر گرفته شده ضمناً با توجه به شبیه سازی های این دو مقاله مشاهده می شود خروجی با خطای زیادی رو به رو است. با توجه به نتایج مهمترین مشکلی در این روش وجود دارد این است که تغییرناپذیری سیستم از بین می رود و اولین و مهمترین خاصیت کنترل حالت لغزشی از دست رفته است.

۱-۳-۲ روش لایه مرزی تطبیقی

روش دومی که برای اصلاح روش لایه مرزی پیشنهاد شد این روش می باشد. ایده ی این روش بر این مبنا است که ضخامت لایه مرزی یعنی $\phi(t)$ متغیر بوده و مطابق با یک الگوی منظم و روشی مدون^۴ طوری تغییر نماید که چترینگ به طور کامل حذف شود. در نگاه اول ممکن است این چنین به

¹ Induction Motor (IM)

² Saturation

³ Modified Saturation (MSA)

⁴ Systematic

نظر برسد که این روش چترینگ را به طور کامل حذف می‌نماید؛ ولی در این روش نیز به ناچار در داخل لایه مرزی از بهره‌ی بزرگ استفاده می‌شود. به عبارت دیگر گرچه این روش یکی از عوامل ایجاد کننده‌ی چترینگ را به طور کامل حذف می‌کند ولی موجب بروز ناپایداری در داخل لایه مرزی می‌شود.

به عنوان مثال در [۱۵] روشی پیشنهاد شده است که ضخامت لایه را بر مبنای حالت‌های 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. روش ارائه شده در این مقاله فقط بر روی سیستم‌های خطی اعمال شده است و اعمال آن بر روی سیستم‌های غیر خطی از جمله کارهایی است که می‌تواند در آینده انجام شود. در [۱] روش دیگری پیشنهاد شده که بر روی سیستم‌های غیر خطی نیز اعمال شده است. مبنای این روش استفاده از یک فیلتر درجه اول پایین گذر است که از عبور نوسانات فرکانس بالا و تأثیر آنها بر دینامیک سطح یعنی $s(t)$ جلوگیری می‌کند؛ بر این مبنا چترینگ ناشی از سویچینگ سیگنال ورودی کنترل حذف خواهد شد. روش دیگری نیز در [۱۶] معرفی شده است که بر اساس همین ایده، یعنی استفاده از یک فیلتر پایین گذر می‌باشد. در این روش نیز تغییرناپذیری سیستم به دلیل وجود ناپایداری داخلی در داخل لایه مرزی از بین خواهد رفت.

۱-۳-۳ کنترل حالت لغزشی مرتبه بالا

در کنترل حالت لغزشی معمولی سطحی پایدار تعریف می‌شود و هدف آن است که سیگنال ورودی کنترل طوری تعیین شود که حتی در حضور اغتشاش سازگار و نویز، دینامیک‌های سیستم روی این سطح قرار گیرند. برای غلبه بر اغتشاشات مذکور، استفاده از سویچینگ روی سطح S ضروری می‌باشد.

اما در کنترل حالت لغزشی مرتبه بالا این سویچینگ به مشتقات بالاتر سطح منتقل می‌شود

بنابراین خود سطح صاف و هموار بوده و سوییچینگ در آن مشاهده نمی‌شود [۱۷، ۱۸]. فرض کنید که هدف صفر کردن خروجی $s(X, t)$ است، که X بردار حالت سیستم بوده و t متغیر با زمان است. به علاوه فرض کنید عدد طبیعی r بیانگر مرتبه‌ی لغزش^۱ سیستم باشد، یعنی تعداد دفعاتی که باید از s نسبت به زمان مشتق گرفت تا سیگنال ورودی کنترل در آن ظاهر شود [۱۸]. به عنوان مثال سیستمی با معادله‌ی زیر را در نظر بگیرید [۱۸]:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x, t) + g(x, t)u \\ y &= s(x, t)\end{aligned}\quad (2-1)$$

فرض کنید مرتبه‌ی لغزش این سیستم r باشد، آنگاه خواهیم داشت:

$$s^{(r)} = \varphi(\cdot) + \gamma(\cdot)u, \quad \varphi = L_g L_f^{r-1} s, \gamma = L_f^r s \quad (3-1)$$

که L عملگر مشتق لی^۲ است [۲]. اکنون هدف از طراحی کنترل کننده، صفر کردن s در معادله‌ی (۳-۱) با استفاده از سیگنال u می‌باشد. یکی از مهمترین مشکلات این روش این است که به علت استفاده از مشتق برای رسیدن به معادله (۳-۱)، به دانش و اطلاعات زیادی از سیستم نیاز است [۱]. به عنوان مثال در حالت مرتبه‌دو^۳ ($r=2$)، مشتق معادله‌ی سطح لغزشی باید با کمک یک الگوریتم مناسب تخمین زده شود [۱۹]. به علاوه در [۱۴] با استفاده از توابع توصیفی نشان داده شده است که در این روش نیز امکان بروز چترینگ وجود دارد. همچنین اگر تعریف چترینگ، به صورتی که ارائه شد پذیرفته شود، چون در این روش نیز در سیگنال ورودی کنترل u از تابع علامت استفاده می‌شود چترینگ حذف نخواهد شد. در [۲۰] روشی پیشنهاد شده که برای سیستم‌های غیرخطی نامعلوم، الگوریتم قانون کنترل حالت لغزشی مرتبه بالا به صورت خود تنظیم انجام می‌شود. به طوری که پایداری در زمان محدود را می‌توان براساس همگنی هندسی و انتگرال حالت لغزشی مشاهده کرد و به منظور کاهش چترینگ و حل عدم قطعیت‌های سیستم با کران نامعلوم، یک تابع سیگموئیدال^۴

¹ Sliding Order

² Lie Derivative

³ 2-Order Sliding Mode Controller

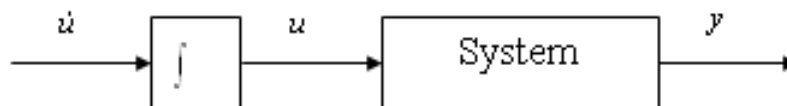
⁴ Sigmoidal

تطبيق برخط و یک تنظیم کننده بهره کنترل بدون سویچینگ فرکانس بالا در نظر گرفته شده است. همان طور مشخص است این روش برای کاهش چترینگ مورد استفاده قرار می گیرد.

در بعضی از مقالات کنترل حالت لغزشی مرتبه دو مورد استفاده بوده، به عنوان مثال در [۲۱] مسئله قانون کنترل مربوط به ردیابی حالت فضاپیما مورد بررسی قرار گرفته است و همچنین در [۲۲] کنترل حالت لغزشی مرتبه دو بر روی یک سیستم الکترومکانیکی انجام شده در حالی که برای بدست آوردن پارامترهای سیستم از اندازه گیری ورودی-خروجی استفاده نموده است. ولی همان طور که از نتایج برمی آید مشخص است که باید سیستم بطور کامل در دسترس باشد تا بتوان با چند مرحله مشتق گیری به سیگنال کنترل دست یافت.

۴-۳-۱ کنترل حالت لغزشی دینامیکی

در این روش برای حذف سویچینگ سیگنال ورودی سیستم، از یک انتگرال گیر (و یا به طور کلی از یک فیلتر پایین گذر) استفاده می شود [۲۳، ۲۴].



شکل ۳-۱ پیاده سازی DSMC بر اساس انتگرال گیر

که در آن مقدار $\dot{u}$ با استفاده از طراحی سیگنال کنترلی که در روش کنترل حالت لغزشی محاسبه می شود به دست خواهد آمد. بنابراین، سویچینگ حاصل از تابع علامت موجود در SMC در $\dot{u}$ ظاهر خواهد شد نه در ورودی u . بنابراین مهمترین مشکلی که در این روش بوجود می آید این است که درجه سیستم یک واحد افزوده خواهد شد. سیستم غیرخطی زیر را در نظر بگیرید:

$$\begin{aligned}\dot{x}_i &= x_{i+1} : i=1,2,\dots,n-1 \\ \dot{x}_n &= f(x) + u \\ y &= C^T x\end{aligned}\tag{۴-۱}$$

که $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ بردار حالت‌ها، u سیگنال کنترل ورودی و y خروجی سیستم و به علاوه تابع $f(x)$ نامعلوم است.

برای اعمال DSMC به این سیستم و محاسبه $\dot{u}$ ، معادله (۲-۱۷) را به صورت یک سیستم افزوده خواهیم نوشت:

$$\begin{aligned}x_{n+1} &= f(X, u) \\ \dot{x}_n &= x_{n+1} \\ \dot{x}_{n+1} &= \frac{\partial f}{\partial X} \dot{X} + \frac{\partial f}{\partial u} \dot{u}\end{aligned}\tag{۵-۱}$$

واضح است که برای محاسبه $\dot{u}$ باید حالت x_{n+1} و یا دینامیک سیستم یعنی f مشخص و معلوم باشد [۲۳، ۲۴]. مشکل دیگر این روش این است که به علت وجود مشتق در معادله (۵-۱)، به دانش و اطلاعات زیادی از سیستم نیاز است. به عبارت دیگر، سیستم باید به‌طور کامل شناسایی شود [۱].

در [۲۵] سیستم فوق آشوبی^۱ چهار بعدی با استفاده از کنترل حالت لغزشی دینامیکی کنترل شده است که پارامترهای سطح لغزش را با بکارگیری نامساوی خطی ماتریس^۲ بدست می‌آورد، در این مقاله از رویکرد قدرتمندی برای شناسایی سیستم استفاده نشده و همین امر باعث شده که چترینگ کاهش پیدا کرده و بطور کامل حذف نشود. در [۲۶] تابع جدیدی برای سویچینگ کنترل حالت لغزشی دینامیکی برای ردیابی ژيروسکوپ ممز^۳ ارائه شده است. این تابع سویچینگ جدید با استفاده از اختلاف صفحه لغزشی کلاسیک که می‌تواند عبارت‌های ناپیوسته را به مشتق مرتبه اول سیگنال کنترل انتقال دهد، موجب کاهش چترینگ شده ولی بطور کامل از بین نمی‌رود. مشکل این روش به

¹ Hyper chaotic

² Linear Matrix Inequality

³ MEMS gyroscope

این می‌باشد که با افزوده شدن یک واحد به مرتبه سیستم اصلی، مدل جدیدی بوجود آمده که باید بطور کامل شناسایی شود. اما در روش مرتبه بالا به مشتق مدل سیستم، که بیانگر ارجحیت روش دینامیکی نسبت به روش مرتبه بالا است. به طور کلی، طراحی کنترل حالت لغزشی دینامیکی چالش برانگیز است چون در آن بُعد سطح لغزش، بیشتر از روش‌های دیگر است، بنابراین طراحی این سطح و محاسبه آن مشکل خواهد بود.

۱-۳-۵ روش‌های هوشمند

استفاده از محاسبات نرم در کنترل ساختار متغیر با هدف کاهش پیچیدگی پیاده‌سازی عملی این نوع کنترل‌کننده‌ها می‌باشد و برعکس استفاده از تئوری ساختار متغیر در محاسبات نرم، به منظور تحلیل ساده‌تر پایداری ساختارهای هوشمند و یا مقاوم کردن آنها است. به عنوان مثال در هنگام آموزش یک شبکه عصبی، استفاده از SMC می‌تواند همگرایی و پایداری الگوریتم آموزشی را تضمین نماید. در دهه‌های اخیر، روش‌های هوشمند در ساختار کنترل‌کننده‌ها در سیستم‌های غیرخطی مورد استفاده قرار گرفته‌اند [۲۷] و تحقیقات مختلفی روی روش‌های کنترل حالت لغزشی انجام داده‌اند.

به عنوان مثال در [۲۸] سیستم تاکاگی-سوگنو فازی^۱ برای توصیف و شناسایی سیستم غیرخطی استفاده می‌شود. یکی از شرایط کافی برای پایداری مجانبی حرکت لغزشی می‌باشد که با استفاده از طراحی کنترل‌کننده حالت لغزشی-تطبیقی^۲ دست یابی به سویچینگ سطح، مشخص و تضمین می‌شود. در [۲۹] به یک زیردریایی اشاره شده که دینامیک‌های غیرخطی بالایی دارد و تخمین این دینامیک‌ها بسیار سخت در نظر گرفته شده است. روشی که ارائه شده به این صورت است که دو تخمین‌زننده فازی به کار گرفته شده به گونه‌ای که شیب سطح لغزشی توسط تخمین‌گر اول فازی به‌روز می‌شود. درحالی که، تخمین‌گر دوم توابع عضویت خروجی فازی دراستنتاج غیرفازی‌ساز

^۱ Takagi-Sugeno (T-S) fuzzy

^۲ Adaptive sliding-mode

در الگوریتم کنترل حالت لغزشی-فازی^۱ به روز می‌کند. [۳۰] نیز با روش کنترل حالت لغزشی-فازی-تطبیقی ربات دولینکی را کنترل می‌کند بطوری، در این نوع کنترل با استفاده از کنترل حالت لغزشی پایداری مجانبی در حضور عدم قطعیت‌ها تضمین می‌شود. برای حذف چترینگ ناخواسته یک تخمین‌گر فازی-تطبیقی طراحی شده که کران عدم قطعیت‌های موجود در سیستم را تخمین می‌زند. در [۱۳] برای کنترل ربات کروی غلتان^۲ از کنترل‌کننده عصبی-فازی-تطبیقی با ترکیب کنترل حالت لغزشی SMC براساس الگوریتم یادگیری می‌باشد. ساختار این کنترل شامل یک شبکه عصبی-فازی و یک کنترل‌کننده معمولی که پایداری مجانبی سیستم را تضمین می‌کند. به روز رسانی قوانین سیستم عصبی-فازی با استفاده از تئوری کنترل حالت لغزشی صورت می‌گیرد. در [۳۱] برای کنترل گشتاور موتور القایی از یک جبران‌ساز سرعت تطبیقی که برای تنظیم پارامترها خود از شبکه عصبی-فازی استفاده کرده است. در این مقاله از یک کنترل‌کننده PD حالت لغزشی-فازی به عنوان جبران‌ساز سرعت استفاده شده که وزن‌های ارتباطی به صورت برخط و براساس خطای بین حالت‌های متغیر سیستم و مدل مرجع آموزش می‌بینند.

۴-۱ مروری بر ساختار پایان‌نامه

فصل‌های دیگر این پایان‌نامه به ترتیب زیر تنظیم شده است:

در فصل دوم، تعریفی از رویتگرها و نحوه انجام تخمین، شناسایی سیستم و طراحی و همچنین سیگنال‌های کنترلی که برای هرکدام از رویتگرها بطور جداگانه طراحی شده معرفی می‌کنیم. در فصل سوم، همه‌ی تئوری‌هایی که برای کنترل حالت لغزشی با استفاده از رویتگر عصبی ارائه شد را بصورت معادلات ریاضی در نظر گرفته و طراحی‌ها و اثبات‌ها در این فصل صورت می‌گیرد. در فصل چهارم نیز، دیگر روش ارائه شده برای کنترل حالت لغزشی دینامیکی که از رویتگر حالت لغزشی استفاده شده

¹ Fuzzy Sliding Mode Control (FSMC)

² Spherical Rolling Robot

است را بصورت مباحث طراحی و محاسبات ریاضی انجام می‌دهیم. در فصل پنجم شبیه‌سازی‌ها و مقایسه روش‌های پیشنهادی را ارائه می‌کنیم و در نهایت در فصل ششم نتیجه‌گیری و پیشنهادات را خواهیم داشت.

فصل ۲ بیان صورت مسئله

با توجه به این که در کنترل حالت لغزشی دینامیکی یک انتگرال گیر قبل از سیگنال کنترل قرار می گیرد و به صورت یک فیلتر پایین گذر عمل می کند. به عبارت دیگر، تابع علامتی که در سیگنال کنترل حالت لغزشی وجود دارد و باعث چترینگ در خروجی می شود، توسط انتگرال گیر قبل از سیگنال کنترل در حالت دینامیکی، حذف شده و موجب از بین رفتن بوجود آورنده چترینگ در سیگنال کنترل یعنی تابع علامت می شود. اما، با حل مشکل چترینگ مشکل دیگری به وجود می آید که یک واحد به مرتبه سیستم واقعی افزوده می شود که باید به نحوی سیستم جدید بوجود آمده به صورت کامل شناسایی شود. در این پایان نامه روشی جدید برای کنترل حالت لغزشی دینامیکی سیستم های غیرخطی با استفاده از شبکه های عصبی بازگشتی و با استفاده از رویکرد حالت لغزشی پیشنهاد می شود که این مشکل کنترل حالت لغزشی دینامیکی که سیستم جدید باید به صورت کامل شناخته شود را برطرف می کند. ما دو رابطه ی برخط براساس شبکه های عصبی بازگشتی برای شناسایی سیستم پیشنهاد می دهیم که مدلی برای سیستم غیرخطی نامعلوم بدست آوریم که در این فصل توضیحاتی در مورد نحوه انجام و مزایا گفته می شود و در فصل سوم نحوه طراحی و معادلات ریاضی آن را بررسی خواهیم نمود. در مورد رویکرد حالت لغزشی نیز به همین ترتیب نحوه عملکرد و مزایای آن در این فصل بررسی خواهد شد و در فصل چهارم مسائل ریاضی و طراحی این رویکرد را خواهیم داشت.

موضوع اصلی در طراحی رویکرد شبکه عصبی تعریف یک قانون یادگیری^۱ است که هم بکارگیری آن راحت می باشد و هم پایداری سیستم را تضمین می کند. پس انتشار خطا^۲ (BP) الگوریتم محبوبی است که در زمینه های مختلف مهندسی از جمله شناسایی، طبقه بندی، شناخت، مشاهده و مسائل کنترل به صورت گسترده استفاده می شود. محبوبیت به ساختار ساده آن است که به سادگی قابل

¹ Learning rule

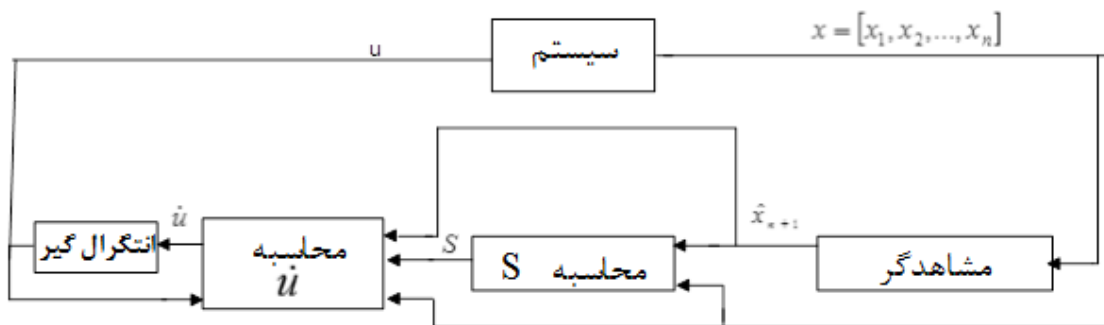
² Backpropagation

پیاده‌سازی می‌باشد. همچنین نتایج، عملکرد قابل قبول این الگوریتم را نشان می‌دهد. مشکل اصلی کارهای قبلی، کمبود محاسبات اثبات پایداری یا استفاده از روش‌هایی که نمی‌توان آن را برای سیستم‌های غیرخطی پیچیده‌تر و مرتبه بالاتر به کار برد [۳۲]. ایده اساسی پایداری اکثر رویکردهای شبکه عصبی، انتخاب یک تابع دلخواه لیاپانوف است و یک قانون یادگیری که معین منفی بودن مشتق تابع لیاپانوف را تضمین کند. با این حال، قانون یادگیری در پس انتشار خطا (BP) تنظیم شده است.

با توجه به این که حالت لغزشی روی سطح توسط تابع علامت تعریف می‌شود، مهمترین مزیت این روش به تغییرناپذیر بودن و مقاوم بودن سیستم نسبت به نویز و اغتشاش و به‌علاوه عدم قطعیت-هایی که در سیستم وجود دارد می‌باشد. طراحی و پیاده‌سازی آن ساده و قابل اعمال به همه سیستم‌های غیرخطی حتی به سیستم‌هایی با چند ورودی و چند خروجی می‌باشد. از دیگر مزیت‌های این روش می‌توان به مجانبی بودن حالت لغزشی اشاره کرد که این ویژگی باعث می‌شود حالت تعقیب حتی برای سیستم‌های غیرخطی نیز بطور کامل صورت گیرد و عملکرد کنترلی نیز به خوبی انجام می‌شود. در این پایان‌نامه رویکرد حالت لغزشی که پیشنهاد شده در کنار کنترل حالت لغزشی دینامیکی یک سیستم کنترلی بسیار مقاوم در برابر اغتشاشات و نویزها و عدم قطعیت‌ها بوجود می‌آورد.

همان‌طور که از شکل (۱-۲) مشخص است فرض می‌کنیم که متغیرهای حالت سیستم در دسترس می‌باشند پس برای شناسایی از روش فضای حالت استفاده می‌کنیم که با استفاده از رویکردها (عصبی و لغزشی) متغیرهای حالت سیستم در قسمت مشاهده‌گر تخمین زده شده و شناسایی می‌شوند. با توجه به این متغیرهای بدست آمده و ضرایب سطح لغزشی که در نظر می‌گیریم تا معادله سطح هرویتز باشد، سطح لغزشی که یک واحد به مرتبه سیستم واقعی افزوده شده در بلوک محاسبه s انجام می‌شود، سپس مشتق سیگنال کنترل از رابطه مشتق سطح لغزش، متغیرهای حالت‌های

موجود و تخمین زده شده و سیگنال کنترل را در بلوک محاسبه $\hat{u}$ خواهیم داشت. مشتق سیگنال کنترل بدست آمده پس از عبور از یک انتگرال گیر سیگنال کنترل را تولید می کند که این سیگنال به سیستم وارد می شود و همین چرخه ادامه دارد تا خطا به صفر نزدیک شده و سیستم به طور کامل شناسایی شود.



شکل ۱-۲ ساختار شناسایی و کنترل به روش فضای حالت

۲-۲ تعریف مسئله

سیستم غیرخطی زیر را در نظر می گیریم:

$$\begin{aligned}\dot{x}_i &= x_{i+1} : i=1,2,\dots,n-1 \\ \dot{x}_n &= f(x) + u \\ y &= C^T x\end{aligned}\quad (1-2)$$

که $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ بردار حالتها، u سیگنال کنترل ورودی و y خروجی سیستم و به علاوه

تابع $f(x)$ نامعلوم است. شکل دیگر این معادله به صورت:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu + Bg(x), y = C^T x \\ g(x) &= f(x) + \sum_{i=1}^n a_i x_i\end{aligned}\quad (2-2)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ -a_1 & -a_2 & \dots & -a_{n-1} & -a_n \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

فرض کنید که a_i به نحوی انتخاب می‌شوند که A ماتریس هرویتز باشد. هدف ما استفاده از کنترل حالت لغزشی دینامیکی برای پیدا کردن یک u مناسب و نرم است که، $x = [x_1, x_2, x_3, \dots, x_n]^T$ و $x_{n+1} = \dot{x}_n$ همگرا به صفر شوند. دلیل استفاده از کنترل حالت دینامیکی سیستم حلقه بسته تغییرناپذیری و عملکرد قابل قبول آن است. توجه کنید که تغییرناپذیری ویژگی ذاتی کنترل حالت لغزشی است و قوی‌تر از مقاوم بودن است [۲]. در کنترل حالت لغزشی دینامیکی به دلیل حذف چترینگ ما یک سیگنال u نرمی خواهیم داشت. برای رسیدن به این هدف، یک سطح لغزش مناسبی به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$s = \lambda x + \lambda_{n+1} x_{n+1}, \lambda = [\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_n] \quad (4-2)$$

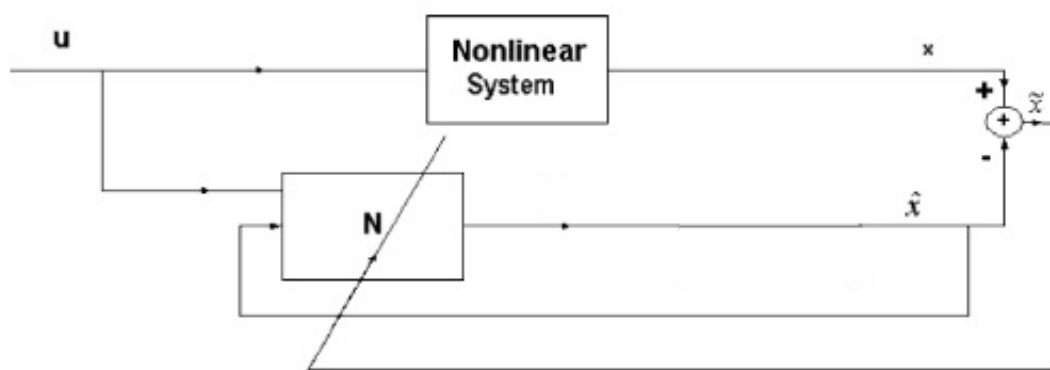
توجه کنید که $x = [x_1, x_2, x_3, \dots, x_n]^T$ و x_{n+1} به صفر همگرا می‌شود اگر s به سمت صفر همگرا شود و ضرایب $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{n+1}$ به نحوی انتخاب شوند که چند جمله‌ی $\lambda_{n+1} s^n + \lambda_n s^{n-1} + \dots + \lambda_2 s + \lambda_1 = 0$ هرویتز شود. اما برای محاسبه این صفحه یک مشکل وجود دارد که متغیر x_{n+1} مقدار معینی ندارد به دلیل این که تابع f نامعلوم است. برای حل این مشکل، رویکرد عصبی بازگشتی را طراحی می‌کنیم.

۲-۲ طراحی رویکرد برای شناسایی سیستم

در روش اول پیشنهادی با استفاده از شبکه‌های عصبی، آموزش قانون عصبی-تطبیقی با این فرض می‌باشد که متغیرهای حالت سیستم در دسترس باشد. قانون عصبی-تطبیقی از طریق رابطه‌ی خطا و رابطه‌ی گرادیان نزولی بدست می‌آید. با توجه به اثبات تابع لیاپانوف برای پایداری سیستم کرانی بدست می‌آید که در آن رویکرد کران خطا ممکن است به صفر همگرا نشود و تضمینی برای آن

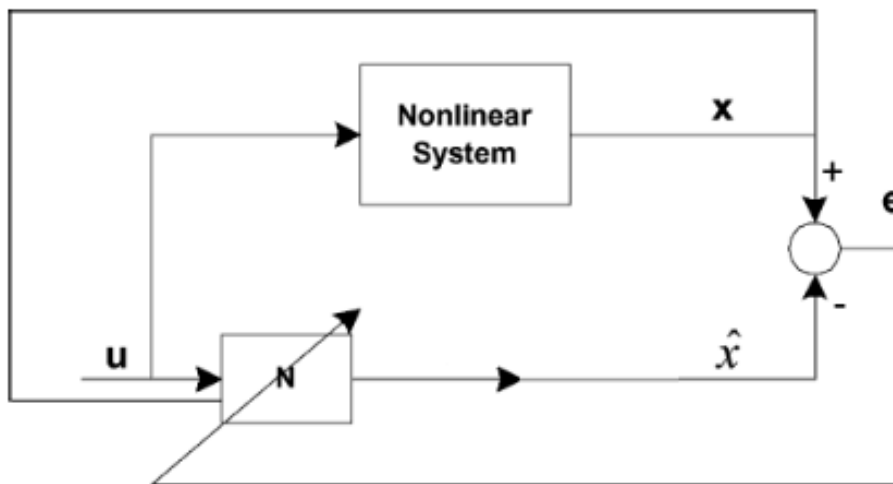
وجود ندارد. ولی در عین حال، طبق نتایج بدست آمده خروجی با خطای قابل قبولی نزدیک به صفر می‌باشد.

شناسایی با استفاده از رویتگر حالت لغزشی نیز با این فرض انجام می‌شود که متغیرهای حالت سیستم در دسترس‌اند و باید از روش فضای حالت سیستم را شناسایی کرد. با توجه به این که شبیه‌سازی‌های این روش‌ها را روی یک سیستم آشوبی انجام می‌دهیم، در حالتی که سیستم را با استفاده از رویتگر حالت لغزشی شناسایی می‌کنیم برای تابع نامعلوم بوجود آمده کرانی در نظر می‌گیریم که این حالت در سیستم آشوبی مرسوم می‌باشد. پایداری این رویتگر پیشنهادی توسط تابع لیاپانوف اثبات می‌گردد.



شکل ۲-۲ نحوه انجام کنترل حالت لغزشی دینامیکی براساس متغیرهای حالت. موازی [۳۲]

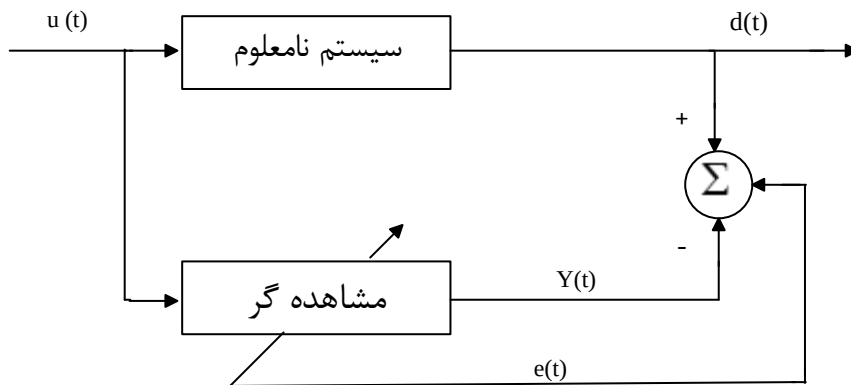
شناسایی سیستم توسط رویتگر شبکه عصبی در حالی که به صورت فضای حالت صورت می‌گیرد به دو صورت موازی و سری-موازی انجام می‌شود. در شکل ۲-۲ همان‌طور که مشاهده می‌شود شناسایی به صورت موازی می‌باشد، بطوری‌که متغیرهای حالت سیستم غیرخطی در دسترس است (می‌توان آن را مانند یک مدل مرجع در نظر گرفت) و همین متغیرها توسط رویتگر عصبی تخمین زده می‌شوند سپس، اختلاف مقدار واقعی و مقدار تخمین زده شده برای اصلاح رویتگر عصبی به شبکه برمی‌گردد.



شکل ۳-۲ نحوه انجام کنترل حالت لغزشی دینامیکی براساس متغیرهای حالت. سری- موازی [۳۲]

شکل (۳-۲) ساختار رویتگر شبکه عصبی مدل سری- موازی را نشان می‌دهد. ویژگی‌های همگرایی این مدل نسبت به مدل موازی بهتر می‌باشد. همان‌طور که مشاهده می‌شود رویتگر عصبی هم با استفاده از متغیرهای حالت واقعی سیستم و هم مقدار خطای بوجود آمده از اختلاف مقدار واقعی و مقدار تخمین زده شده به‌روز می‌شود.

در روش دوم پیشنهادی برای شبکه‌های عصبی، آموزش قانون عصبی-تطبیقی فقط با استفاده از خروجی سیستم انجام خواهد شد. این قانون نیز با استفاده از معادله گرادیان نزولی و رابطه‌ی خطا که در فصل بعدی به آن اشاره خواهد شد اثبات می‌شود. یکی از مزیت‌های این روش با توجه به بهره و رابطه‌ی لیپانوف برای اثبات پایداری که در نظر گرفته شده کران خطای رویتگر به صفر همگرا خواهد شد و همچنین مزیت دیگر آن شناسایی سیستم با استفاده از خروجی قابل دسترس سیستم غیرخطی است.

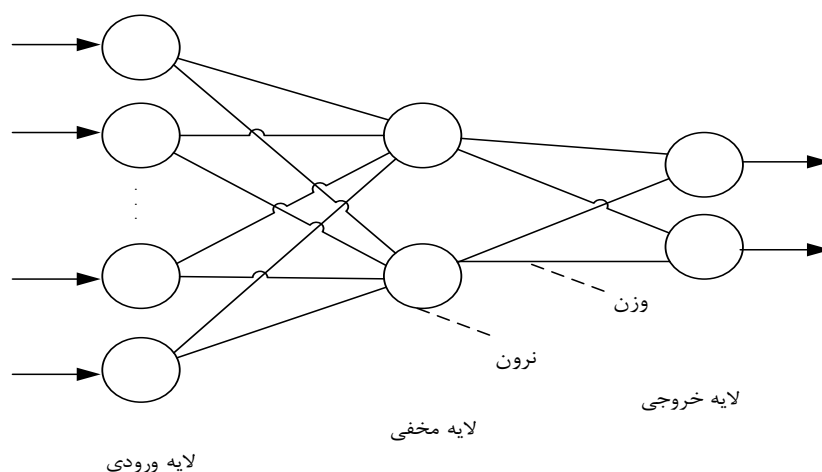


شکل ۴-۲ نحوه انجام کنترل حالت لغزشی دینامیکی براساس خروجی

شناسایی به روش ورودی-خروجی (روش دوم پیشنهادی) به این صورت می‌باشد که یک ورودی به سیستم نامعلوم داده می‌شود و خروجی دریافت می‌شود. در شکل (۴-۲) نیز همان‌طور که مشاهده می‌شود ورودی هم به سیستم نامعلوم و هم به رویترگر داده شده است. خروجی سیستم نامعلوم با خروجی رویترگر مورد مقایسه قرار می‌گیرند و اختلاف این دو برای بروز رسانی رویترگر فیدبک می‌شود. شناسایی با شبکه عصبی توسط سه لایه نرون صورت می‌گیرد که تعداد نرون‌ها در روش اول در یک سیستم مرتبه دو برابر هفت می‌باشد که، دو نرون در لایه ورودی، سه نرون در لایه مخفی و دو نرون در لایه خروجی قرار می‌گیرند. در نرون‌های لایه ورودی متغیرهای در دسترس‌اند که به‌عنوان ورودی به شبکه اعمال می‌شوند. در نرون‌های لایه مخفی تابع فعال‌ساز^۱ سیگموئید قرار می‌گیرد که این تابع در فصل پنجم آورده شده است. با قرار گرفتن ورودی‌ها (متغیرهای حالت) در تابع محرک مقداری که بدست می‌آید در وزن‌های لایه بعدی ضرب می‌شوند. با توجه به رابطه‌یی که در فصل سوم اشاره شده است، تابع نامعلوم از طریق حاصل‌ضرب بردار وزن لایه خروجی و تابع محرک بدست می‌آید که بردار وزن لایه خروجی براساس رابطه‌ی تطبیقی پیشنهادی به‌روز شده و حاصل خواهد شد. پس در نتیجه در دو نرون لایه خروجی ما نتایج را خواهیم داشت. توجه داشته باشید که بردار وزن لایه ورودی را به‌صورت ماتریسی در نظر می‌گیریم که هر نرون به نرون متناظر رو به روی خود با وزن یک وصل

¹ Excitation function

شود.



شکل ۵-۲ نحوه قرار گرفتن نرون‌ها در شبکه عصبی

در روش دوم پیشنهادی نیز آرایش قرار گرفتن نرون‌ها مانند روش اول می‌باشد. شبکه عصبی در سه لایه نرون قرار می‌گیرد که تعداد نرون‌ها در یک سیستم مرتبه دو برابر چهار می‌باشد. یک نرون در لایه ورودی، دو نرون در لایه مخفی و یک نرون در لایه خروجی قرار می‌گیرند. ورودی‌های سیستم در نرون‌های لایه ورودی قرار خواهند گرفت. در نرون‌های لایه مخفی تابع فعال‌ساز^۱ سیگموئید قرار می‌گیرد. با جاگذاری ورودی‌ها در تابع محرک مقداری که بدست می‌آید در وزن‌های لایه بعدی ضرب می‌شوند و با توجه به رابطه‌یی که در فصل سوم اشاره شده است، تابع نامعلوم از طریق حاصل ضرب بردار وزن لایه خروجی و تابع محرک بدست می‌آید که بردار وزن لایه خروجی براساس رابطه‌ی تطبیقی پیشنهادی به‌روز شده و حاصل خواهد شد. پس در نتیجه در دو نرون لایه خروجی ما نتایج را خواهیم داشت. توجه داشته باشید که بردار وزن لایه ورودی را به‌صورت ماتریس همانی در نظر گرفتیم.

نکته: لازم به ذکر است در صورتی می‌توان از سه روش موجود ارائه شده برای شناسایی سیستم استفاده کرد که سیستم رویت‌پذیر باشد.

¹ Excitation function

۴-۲ طراحی کنترل کننده

با توجه به این که تابع نامعلوم توسط رویتگر تخمین و شناسایی شد در معادله سطح لغزش قرار می گیرد ضمناً این سطح لغزش نسبت به هر رویتگری (با توجه به این که هر رویتگر پیشنهادی در نظر گرفته شده، تابع نامعلوم موجود در سیستم را به نحوی شناسایی می کند) معادله ی خاص خود را دارد و به علاوه توجه شود که ضرایب سطح طوری انتخاب شود که معادله آن هر ویتز شود. طبق قوانین کنترل حالت لغزشی، مشتق سطح محاسبه می گردد. از داخل این رابطه مشتق سیگنال کنترل را بیرون کشیده و تابع علامت نیز در این معادله بدست خواهد آمد. خوشبختانه در کنترل حالت لغزشی دینامیکی این سیگنال به سیستم اعمال نمی شود. با توجه به انتگرال گیری که مقابل این سیگنال قرار می گیرد باعث می شود تا تابع علامت از بین رفته و حذف شود. پس در نتیجه عامل اصلی بوجود آورنده ی چترینگ در سیستم از این طریق از بین خواهد رفت. لازم به ذکر است که همگرایی تک تک کنترل کننده ها و رویتگرهای پیشنهادی، با استفاده از قضیه پایداری لیاپانوف اثبات می شود.

فصل ۳

طراحی کنترل حالت لغزشی دینامیکی با
استفاده از شبکه عصبی بازگشتی

۱-۳ مقدمه

در این فصل رویتگرهای عصبی را در دو بخش با عنوان روش پیشنهادی اول و روش پیشنهادی دوم و کنترل‌کننده‌ها نیز در دو بخش هر کدام بعد از طراحی رویتگر فرمول‌بندی و طراحی می‌شوند. شبکه‌های عصبی می‌توانند هر تابع پیوسته‌ای را با دقت دلخواه تقریب بزنند. به این معنی که این شبکه‌ها دارای ویژگی تقریب‌زننده‌ی جامع هستند [۴]. با توجه به رابطه‌ی (۱-۲) و (۲-۲) و همچنین (۳-۲) یک بردار وزن ایده‌آل $w \in R^m$ وجود دارد ولی نامعلوم که بعد آن می‌تواند از هر مرتبه m باشد پس سیستم را می‌توان به شکل زیر نشان داد:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu + Bg, y = C^T x \\ g &= w^T \xi(x) + \varepsilon_x \end{aligned} \quad (۱-۳)$$

در این رابطه ε_x یک خطای بازسازی شده کوچک اختیاری است با کران B_ε یعنی $|\varepsilon_x| < B_\varepsilon$ و به علاوه، $\xi(\cdot): R^n \rightarrow R^m$ تابع انتقال نرون‌های لایه مخفی است. اکنون ما روش کار دو رویتگر عصبی پیشنهادی را ارائه می‌کنیم. ابتدا برای ورود به این بخش ما باید همه مسائل مربوط به تعریف مسئله در فصل قبلی را در نظر بگیریم تا بتوان روش‌های پیشنهادی را طراحی و پیاده‌سازی کرد.

۲-۳ روش اول پیشنهادی

۱-۲-۳ شناسایی مدل با دسترس بودن متغیرهای حالت سیستم

اکنون، یک تخمین از (۱-۳) که مدل رویتگر آن ارائه شد به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= A\hat{x} + Bu + B\hat{g} \\ \hat{g}(x) &= \hat{w}^T \xi(\hat{x}) \\ \hat{y} &= C^T \hat{x} \end{aligned} \quad (۲-۳)$$

تعریف خطای رویتگر به طور $\tilde{x} = x - \hat{x}$ و خطای بردار وزن، $\tilde{w} = w - \hat{w}$ و خطای تابع سیگموئیدال لایه مخفی، $\tilde{\xi}(x) = \xi(x) - \xi(\hat{x})$ که $\xi(x)$ و $\xi(\hat{x})$ و همچنین با استفاده از (۱-۳) و (۲-۳) خطای دینامیکی به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{x}}(t) &= A\tilde{x} + B(w^T \xi - \hat{w}^T \hat{\xi} + \varepsilon_x) \\
&= A\tilde{x} + B(w^T \xi - \hat{w}^T \hat{\xi} - w^T \hat{\xi} + w^T \hat{\xi} + \varepsilon_x) \\
&= A\tilde{x} + B(w^T \tilde{\xi} + \tilde{w}^T \hat{\xi} + \varepsilon_x)
\end{aligned} \tag{۳-۳}$$

قضیه ۱: خطای رویتگر $\tilde{x} = x - \hat{x}$ در (۳-۳) به کران $B_{\tilde{x}}$ همگرا می‌شود اگر به روز رسانی وزن‌ها براساس رابطه‌ی زیر باشد:

$$\dot{\hat{w}} = -\eta \hat{\xi} \tilde{x}^T A^{-1} B - \rho \|\tilde{x}\| \hat{w} \tag{۴-۳}$$

توجه: رابطه‌ی عصبی-تطبیقی (۴-۳) با توجه به رابطه‌ی گرادیان نزولی $\dot{\hat{w}} = -\eta \left(\frac{\partial J}{\partial \hat{w}} \right) - \rho \|\tilde{x}\| \hat{w}$ و رابطه‌ی خطای $J = \frac{1}{2} (\tilde{x}^T \tilde{x})$ بدست می‌آید. قسمت دوم رابطه‌ی گرادیان نزولی عبارت تعدیل-کننده می‌باشد.

$$B_{\tilde{x}} = \frac{\|P\| (4B_w B_{\xi} + B_{\varepsilon}) + 2B_{\xi} B_w \|E\| + 6B_w^2}{0.5\sigma(Q)} \tag{۵-۳}$$

که $E = \eta \rho^{-1} A^{-1}$ ، $\eta > 0$ گام آموزش و ρ یک عدد مثبت کوچک و فرض می‌کنیم $\|w\| \leq B_w$ ، $\|\hat{w}\| \leq B_w$ ، $\|\tilde{w}\| \leq 2B_w$ ، $\|\xi\| \leq B_{\xi}$ ، $\|\hat{\xi}\| \leq B_{\xi}$ و $\|\tilde{\xi}(x)\| \leq 2B_{\xi}$ می‌باشد.

اثبات: تابع لیاپانوف انتخابی زیر را در نظر بگیرید:

$$V = \frac{1}{2} \tilde{x}^T P \tilde{x} + \frac{1}{2} \tilde{w}^T \rho^{-1} \tilde{w} \tag{۶-۳}$$

که $P = P^T > 0$ و مشتق (۶-۳) نسبت به زمان به صورت زیر است:

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \dot{\tilde{x}}^T P \tilde{x} + \frac{1}{2} \tilde{x}^T P \dot{\tilde{x}} + \tilde{w}^T \rho^{-1} \dot{\tilde{w}} \tag{۷-۳}$$

اکنون برای یک ماتریس هرویتز A و یک ماتریس معین مثبت متقارن Q ، وجود دارد یک ماتریس معین مثبت متقارن P که معادله‌ی لیاپانوف را ارضا می‌کند.

$$A^T P + P A = -Q \tag{۸-۳}$$

با جای‌گذاری (۳-۳)، (۴-۳) و (۸-۳) در (۷-۳) و با استفاده از تساوی $\dot{\tilde{w}} = -\hat{w}$ داریم:

$$\begin{aligned}\dot{V} = & -\frac{1}{2}\tilde{x}^T Q \tilde{x} + \tilde{x}^T P B \left(w^T \tilde{\xi} + \tilde{w}^T \hat{\xi} + \varepsilon_x \right) \\ & + \tilde{w}^T \hat{\xi} \tilde{x}^T E B + \tilde{w}^T \|\tilde{x}\| (w - \tilde{w})\end{aligned}\quad (9-3)$$

سپس

$$\begin{aligned}\tilde{w}^T (w - \tilde{w}) & \leq B_w \|\tilde{w}\| - \|\tilde{w}\|^2 \leq 2B_w^2 + 4B_w^2 = 6B_w^2 \\ \tilde{w}^T \hat{\xi} \tilde{x}^T E B & \leq B_\xi \|\tilde{w}\| \|\tilde{x}\| \|E\| \leq 2B_w B_\xi \|E\| \|\tilde{x}\|\end{aligned}\quad (10-3)$$

اکنون با (9-3) و (10-3):

$$\begin{aligned}\dot{V} \leq & -\frac{1}{2}\sigma(Q)\|\tilde{x}\|^2 + \|\tilde{x}\| \|P\| (4B_w B_\xi + B_\varepsilon) \\ & + 2B_\xi B_w \|E\| \|\tilde{x}\| + (2B_w^2 + 4B_w^2) \|\tilde{x}\|\end{aligned}\quad (11-3)$$

که σ کمترین مقدار تکین^۱ است. به علاوه با توجه به کران (3-5) به معادله زیر می‌رسیم:

$$\dot{V}(t) \leq -0.5\sigma(Q) (\|\tilde{x}\| - B_{\tilde{x}}) \|\tilde{x}\| \quad (12-3)$$

فرض کنید که $\omega(t) = 0.5\sigma(Q) (\|\tilde{x}\| - B_{\tilde{x}}) \|\tilde{x}\|$ و $\|\tilde{x}\| > B_{\tilde{x}}$ باشند سپس، می‌توان نوشت که

$$\dot{V} \leq -\omega(t) \leq 0. \quad \text{انتگرال از صفر تا } t \text{ را خواهیم داشت:}$$

$$0 \leq \int_0^t \omega(\tau) d\tau \leq \int_0^t \omega(\tau) d\tau + V(t) \leq V(0) \quad (13-3)$$

زمانی که $t \rightarrow \infty$ ، انتگرال بالا موجود و کمتر یا مساوی $V(0)$ وقتی $V(0)$ مثبت و محدود باشد

براساس لم باربالات [۱] داریم:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \omega(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} 0.5\sigma(Q) (\|\tilde{x}\| - B_{\tilde{x}}) \|\tilde{x}\| = 0 \quad (14-3)$$

زمانی که $0.5\sigma(Q)$ بزرگتر از صفر باشد، (3-14) برای کاهش $\|\tilde{x}\|$ به کار گرفته می‌شود تا این که

کمتر از $B_{\tilde{x}}$ شود که نتیجه آن $\lim_{t \rightarrow \infty} \|\tilde{x}\| \leq B_{\tilde{x}}$ خواهد بود. این تضمین می‌کند که کران بالای $\|\tilde{x}\|$

است.

تذکر ۱: همان‌طور که در فصل دوم اشاره شد، این روش دو عیب دارد. اول این که ما فرض

کردیم متغیرهای حالت سیستم در دسترس هستند و دوم این که فقط خطای روی‌تگر به کران $B_{\tilde{x}}$

¹ minimum singular value

همگرا می شود پس این کران ممکن است بزرگ باشد. این دو مشکل را نیز در روش دوم پیشنهادی حل کردیم.

۲-۲-۳ طراحی کنترل حالت لغزشی دینامیکی

از معادله (۲-۳) و (۴-۲) داریم:

$$\begin{aligned} s &= \lambda x + \lambda_{n+1}(FA\hat{x} + FBu + FB\hat{g}) \\ &= \lambda x + \lambda_{n+1}(FA\hat{x} + u + \hat{g}) \end{aligned} \quad (۱۵-۳)$$

که $F = [0, 0, \dots, 0, 1] \in R^{1 \times n}$ و سپس:

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \lambda \dot{x} + \lambda_{n+1}(FA\dot{\hat{x}} + \dot{u} + \dot{\hat{g}}) \\ &= \sum_{i=1}^{n-1} \lambda_i \hat{x}_{i+1} + \lambda_n(FA\hat{x} + u + \hat{g}) + \lambda_{n+1}(FA(A\hat{x} + Bu + B\hat{g}) + \dot{u} + F\dot{\hat{g}}) \\ &= \sum_{i=1}^{n-1} \lambda_i \hat{x}_{i+1} + \lambda_n(FA\hat{x} + u + \hat{w}^T \hat{\xi}) + \lambda_{n+1}(FA^2\hat{x} + FABu + FAB\hat{g} + \dot{u} + \dot{\hat{g}}) \end{aligned} \quad (۱۶-۳)$$

که $\hat{g}$ معلوم و به صورت زیر قابل محاسبه می باشد:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{g}}(x) &= \hat{w}^T \hat{\xi} + \hat{w}^T \dot{\hat{\xi}} = (-\eta \hat{\xi} \tilde{x}^T A^{-1} B - \rho \|\tilde{x}\| \hat{w})^T \hat{\xi} + \hat{w}^T \frac{\partial \xi(\hat{x})}{\partial \hat{x}} \dot{\hat{x}} \\ &= (-\eta \hat{\xi} \tilde{x}^T A^{-1} B - \rho \|\tilde{x}\| \hat{w})^T \hat{\xi} + \hat{w}^T \frac{\partial \xi(\hat{x})}{\partial \hat{x}} (A\hat{x} + Bu + B\hat{w}^T \hat{\xi}) \end{aligned} \quad (۱۷-۳)$$

قضیه ۲: دنبال کردن این معادله دینامیکی موجب شود که صفحه لغزشی S به صفر همگرا شود.

$$\dot{u} = \frac{-k_1 \text{sign}(s) - k_2 s - \sum_{i=1}^{n-1} \lambda_i \hat{x}_{i+1} - \lambda_n(FA\hat{x} + u + \hat{w}^T \hat{\xi})}{\lambda_{n+1}} - (FA^2\hat{x} + FABu + FAB\hat{g} + \dot{\hat{g}}) \quad (۱۸-۳)$$

$$k_1 > 0 \text{ and } k_2 > 0 \quad (۱۹-۳)$$

اثبات: تابع لیاپانوف پیشنهادی $V = 0.5s^2$ را در نظر بگیرید سپس، $\dot{V} = s\dot{s}$ و جای گذاری $\dot{u}$ از

معادله (۲۲-۳) در (۱۶-۳) که هست:

$$\dot{s} = -k_1 \text{sign}(s) - k_2 s \quad (۲۰-۳)$$

با این وجود:

$$\dot{V} = -k_1|s| - k_2 s^2 \leq -k_1|s| \quad (21-3)$$

فرض کنید t_f زمان محدود رسیدن به سطح لغزشی باشد یعنی $s(t_f) = 0$ ، به راحتی می توان نشان

داد که $t_f \leq |s(0)|/\varepsilon$.

۳-۳ روش پیشنهادی دوم

۱-۳-۳ شناسایی مدل با استفاده از خروجی سیستم

در روش دوم مدل رویتگر (۱-۳) را به صورت زیر پیشنهاد می دهیم:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= A\hat{x} + B(u + \hat{g} + k_x(y - \hat{y})) + T(y - \hat{y}) \\ \hat{g}(x) &= \hat{w}^T \xi(\hat{x}) = \hat{w}^T \hat{\xi} \end{aligned} \quad (22-3)$$

که ماتریس A و بردار بهره رویتگر $T \in R^{n \times 1}$ طوری انتخاب شده اند که $A_s = A - TC^T$ پایدار باشد یعنی، برای هر ماتریس معین مثبت متقارن Q ، وجود دارد یک ماتریس معین مثبت متقارن P که معادله لیاپانوف را ارضا می کند.

$$A_s^T P + P A_s = -Q \quad (23-3)$$

با تفریق (۲۲-۳) از (۱-۳) داریم:

$$\begin{aligned} \tilde{\dot{x}} &= A\tilde{x} + B(w^T \xi(x) + \varepsilon_x) - B(\hat{w}^T \xi(\hat{x}) + k_x(y - \hat{y})) - T(y - \hat{y}) \\ &= A_s \tilde{x} + B(w^T \xi(x) - \hat{w}^T \xi(\hat{x}) - k_x(y - \hat{y}) + \varepsilon_x) \\ &= A_s \tilde{x} + B(w^T \xi(x) - \hat{w}^T \xi(\hat{x}) - w^T \xi(\hat{x}) + w^T \xi(\hat{x}) - k_x(y - \hat{y}) + \varepsilon_x) \\ &= A_s \tilde{x} + B(\tilde{w}^T \hat{\xi} + w^T \tilde{\xi} - k_x(y - \hat{y}) + \varepsilon_x) \end{aligned} \quad (24-3)$$

قضیه ۱: خطای رویتگر $\tilde{x} = x - \hat{x}$ در (۲۴-۳) به کران $B_{\tilde{x}}$ همگرا می شود اگر به روز رسانی

وزن ها براساس رابطه ی زیر باشد:

$$\dot{\hat{w}} = k_w \hat{\xi} \tilde{y} - 4k_e k_w |\tilde{y}| \hat{w} \quad (25-3)$$

توجه: رابطه ی عصبی-تطبیقی (۲۵-۳) با توجه به رابطه ی گرادیان نزولی

$\hat{w} = -\eta \left(\frac{\partial J}{\partial \hat{w}} \right) - \rho \|\tilde{x}\| \hat{w}$ و رابطه ی خطای $J = \frac{1}{2} (\tilde{x}^T \tilde{x})$ بدست می آید. قسمت دوم رابطه ی

گرایان نزولی عبارت تعدیل کننده می باشد.

سپس خطای تخمین $\tilde{x}(t)$ به صفر همگرا می شود اگر $k_x \rightarrow \infty$. که k_w و k_e اعداد ثابت مثبت دلخواه هستند و $\tilde{y} = y - \hat{y}$.

اثبات: تابع لیاپانوف پیشنهادی زیر را در نظر بگیرید:

$$V(t) = \frac{1}{2} \tilde{x}^T P \tilde{x} + \frac{1}{2k_w} \tilde{w}^T \tilde{w} \quad (26-3)$$

با مشتق گرفتن $V(t)$ از داریم:

$$\dot{V}(t) = \frac{1}{2} \dot{\tilde{x}}^T P \tilde{x} + \frac{1}{2} \tilde{x}^T P \dot{\tilde{x}} + \frac{1}{k_w} \tilde{w}^T \dot{\tilde{w}} \quad (27-3)$$

با جای گذاری (23-3) و (24-3) در معادله بالا معادله زیر به دست می آید:

$$\dot{V}(t) = -\frac{1}{2} \tilde{x}^T Q \tilde{x} + \tilde{x}^T P B (w^T \tilde{\xi} + \varepsilon_x) - k_x \tilde{x}^T C B^T P \tilde{x} + \tilde{w}^T \left(\frac{1}{k_w} \dot{\tilde{w}} + \hat{\xi}^T B^T P \tilde{x} \right) \quad (28-3)$$

با توجه به تساوی $\dot{\tilde{w}} = -\hat{w}$ و تنظیم قانون (25-3) در معادله بالا خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) = & -\frac{1}{2} \tilde{x}^T Q \tilde{x} + \tilde{x}^T C (w^T \tilde{\xi} + \varepsilon_x) \\ & - k_x \tilde{x}^T C C^T \tilde{x} + 4k_e |\tilde{y}| \tilde{w}^T \hat{w} \end{aligned} \quad (29-3)$$

معادله بالا با استفاده از لم کالمن یا کوبوویچ¹ [1] به دست آمد که بیان می کند وجود دارند ماتریس-

های معین مثبت P و Q که $PB = C$ باشد. بنابراین، ما می توانیم $|w^T \tilde{\xi} + \varepsilon_x| \leq 2B_w B_{\xi} + B_{\varepsilon}$ را

بنویسیم. اینجا، ویژگی های ماتریس های معین مثبت P و Q را در نظر می گیریم و با استفاده از

$\hat{w} = w - \tilde{w}$ ، معادله زیر به دست می آید:

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) \leq & -(0.5\sigma(Q) + k_x \sigma(CC^T)) \|\tilde{x}\|^2 \\ & + \sigma(C)(2B_w B_{\xi} + B_{\varepsilon}) \|\tilde{x}\| - 4k_e (\|\tilde{w}\|^2 - B_w \|\tilde{w}\|) |\tilde{y}| \end{aligned} \quad (30-3)$$

اکنون $B_{\tilde{x}}$ را به صورت زیر تعریف می کنیم:

¹ Kalman-Yakubovich lemma

$$B_{\tilde{x}} = \frac{\bar{\sigma}(PB)(2B_w B_{\tilde{\xi}} + B_{\tilde{\varepsilon}}) + k_e B_w^2 \|C\|}{0.5\sigma(Q) + k_x \sigma(CC^T)} \quad (31-3)$$

$$= \frac{\bar{\sigma}(C)(2B_w B_{\tilde{\xi}} + B_{\tilde{\varepsilon}}) + k_e B_w^2 \|C\|}{0.5\sigma(Q) + k_x \sigma(CC^T)}$$

که $\bar{\sigma}$ و $\underline{\sigma}$ به ترتیب به معنی بیشترین و کمترین مقدار تکین است بنابراین:

$$\dot{V}(t) \leq -(0.5\sigma(Q) + k_x \sigma(CC^T))(\|\tilde{x}\| - B_{\tilde{x}})\|\tilde{x}\| - 4k_e \left(\|\tilde{w}\| - \frac{1}{2}B_w\right)^2 |\tilde{y}| \quad (32-3)$$

یا

$$\dot{V}(t) \leq -(0.5\sigma(Q) + k_x \sigma(CC^T))(\|\tilde{x}\| - B_{\tilde{x}})\|\tilde{x}\| \quad (33-3)$$

$\omega(t) = (0.5\sigma(Q) + k_x \sigma(CC^T))(\|\tilde{x}\| - B_{\tilde{x}})\|\tilde{x}\|$ بگیرید و فرض کنید $\|\tilde{x}\| > B_{\tilde{x}}$ سپس، می‌توان نوشت $\dot{V} \leq -\omega(t) \leq 0$. انتگرال از صفر تا t به دست می‌آید:

$$0 \leq \int_0^t \omega(\tau) d\tau \leq \int_0^t \omega(\tau) d\tau + V(t) \leq V(0) \quad (34-3)$$

زمانی که $t \rightarrow \infty$ ، انتگرال بالا موجود و کمتر یا مساوی $V(0)$. وقتی $V(0)$ مثبت و محدود باشد براساس لم باربالات [۱] داریم:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \omega(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} (0.5\sigma(Q) + k_x \sigma(CC^T))(\|\tilde{x}\| - B_{\tilde{x}})\|\tilde{x}\| = 0 \quad (35-3)$$

زمانی که $(0.5\sigma(Q) + k_x \sigma(CC^T))$ بزرگتر از صفر باشد، (۳۹-۳) برای کاهش $\|\tilde{x}\|$ به کار گرفته می‌شود تا این که کمتر از $B_{\tilde{x}}$ شود که نتیجه آن $\lim_{t \rightarrow \infty} \|\tilde{x}\| \leq B_{\tilde{x}}$ خواهد بود. این تضمین می‌کند که $B_{\tilde{x}}$ کران بالای $\|\tilde{x}\|$ است و آن واضح است که $\lim_{k_x \rightarrow \infty} B_{\tilde{x}} = 0$. پس، $\|\tilde{x}\|$ یا $\tilde{x}$ به صفر همگرا می‌شود اگر $k_x \rightarrow \infty$.

۳-۳-۲ طراحی کنترل حالت لغزشی دینامیکی

از معادله (۴-۲) و (۲۲-۳) داریم:

$$s = \lambda x + \lambda_{n+1}(FA\hat{x} + u + \hat{g} + k_x(y - \hat{y}) + FT(y - \hat{y})) \quad (36-3)$$

بنابراین:

$$\begin{aligned}\dot{s} &= \lambda \dot{x} + \lambda_{n+1} (FA\hat{x} + \dot{u} + \hat{g} + k_x(\dot{y} - \hat{y}) + FT(\dot{y} - \hat{y})) \\ &= \sum_{i=1}^{n-1} \lambda_i \hat{x}_{i+1} + \lambda_n (FA\hat{x} + u + \hat{g} + k_x(y - \hat{y}) + FT(y - \hat{y})) \\ &\quad + \lambda_{n+1} ([FA - k_x C^T - FTC^T][A\hat{x} + Bu + B\hat{g} + k_x B(y - \hat{y}) + T(y - \hat{y})] + \dot{u} + \hat{g} + \varphi) \\ \varphi &= k_x \dot{y} + FT\dot{y} = k_x C^T \dot{x} + FTC^T \dot{x} = (k_x C^T + FTC^T) \dot{x}\end{aligned}\quad (37-3)$$

که $\hat{g}$ معلوم و به صورت زیر قابل محاسبه می‌باشد:

$$\begin{aligned}\hat{g}(x) &= \hat{w}^T \hat{\xi} + \hat{w}^T \dot{\xi} = (k_w \hat{\xi} \tilde{y} - 4k_e k_w |\tilde{y}| \hat{w})^T \hat{\xi} + \hat{w}^T \frac{\partial \xi(\hat{x})}{\partial \hat{x}} \dot{\hat{x}} \\ &= (k_w \hat{\xi} \tilde{y} - 4k_e k_w |\tilde{y}| \hat{w})^T \hat{\xi} + \hat{w}^T \frac{\partial \xi(\hat{x})}{\partial \hat{x}} (A\hat{x} + Bu + B\hat{w}^T \hat{\xi} + k_x B(y - \hat{y}) + T(y - \hat{y}))\end{aligned}\quad (38-3)$$

به علاوه، عبارت نامعلوم را در φ قرار می‌دهیم. متغیر φ را به عنوان عدم قطعیت در نظر می‌گیریم

به دلیل وابستگی آن به متغیر نامعلوم $\dot{y} = C^T \dot{x}$ است.

قضیه ۲: دنبال کردن این معادله دینامیکی موجب شود که صفحه لغزشی S به صفر همگرا شود.

$$\dot{u} = \frac{-k_1 \text{sign}(s) - k_2 s - \sum_{i=1}^{n-1} \lambda_i \hat{x}_{i+1} - \lambda_n (FA\hat{x} + u + \hat{g} + k_x(y - \hat{y}) + FT(y - \hat{y}))}{\lambda_{n+1}}\quad (39-3)$$

$$-([FA - k_x C^T - FTC^T][A\hat{x} + Bu + B\hat{g} + k_x B(y - \hat{y}) + T(y - \hat{y})] + \hat{g})$$

$$k_1 = \lambda_{n+1} B_\varphi + \varepsilon, \varepsilon > 0 \text{ and } k_2 > 0\quad (40-3)$$

که B_φ کران φ است یعنی $|\varphi| \leq B_\varphi$.

اثبات: تابع لیاپانوف پیشنهادی $V = 0.5s^2$ را در نظر بگیرید سپس، $\dot{V} = s\dot{s}$ و جای گذاری $\dot{u}$ از

معادله (۳۹-۳) در (۳۷-۳) که هست:

$$\dot{s} = -k_1 \text{sign}(s) - k_2 s + \lambda_{n+1} \varphi\quad (41-3)$$

با این وجود:

$$\dot{V} = -k_1 |s| - k_2 s^2 + \lambda_{n+1} \varphi s \leq -(k_1 - \lambda_{n+1} \varphi) |s| \leq -(k_1 - \lambda_{n+1} B_\varphi) |s|\quad (42-3)$$

اکنون، با در نظر گرفتن k_1 در (۳-۴۰) خواهیم داشت:

$$\dot{V} \leq -\varepsilon |s| \quad (۳-۴۳)$$

فرض کنید t_f زمان محدود رسیدن به سطح لغزشی باشد یعنی $s(t_f) = 0$ ، به راحتی می توان نشان

داد که $t_f \leq |s(0)| / \varepsilon$.

فصل ۴

کنترل حالت لغزشی با استفاده از رویتگر حالت لغزشی

در این فصل به ارائه یک روش جدید برای کنترل حالت لغزشی دینامیکی با استفاده از رویکرد حالت لغزشی می‌پردازیم. بطوری که نتایج شبیه‌سازی این روش را در فصل بعدی مشاهده خواهیم نمود و با نتایج خروجی سیستم به روش عصبی مقایسه خواهیم کرد.

۴-۲ کنترل حالت لغزشی دینامیکی با استفاده از رویکرد حالت لغزشی

شناسایی سیستم در مشخص کردن مدل دینامیکی برای یک سیستم نامعلوم و همچنین در نظارت و کنترل متغیرهای حالت سیستم، یکی از مهم‌ترین موضوعات می‌باشد [۳۳]. در چند سال اخیر، این زمینه مطالعه، مورد توجه و تمرکز محققان قرار گرفته است. هدف از طراحی رویکردها، بدست آوردن یا تخمین حالت‌های سیستم است که قابل اندازه‌گیری نیستند و برای این طراحی، از ورودی‌های معلوم سیستم و خروجی‌های اندازه‌گیری شده‌ی آن استفاده می‌شود. اختلاف خروجی رویکرد و خروجی سیستم اصلی به عنوان بخش اصلاح کننده به رویکرد فیدبک می‌شود [۳۴]. رویکرد حالت لغزشی به طور گسترده‌ی توسط محققین برای تخمین حالت‌های غیر قابل اندازه‌گیری سیستم استفاده شده است. مزیت عمده رویکردهای حالت لغزشی طراحی ساده و مقاوم بودن در مقابل عدم قطعیت می‌باشد [۳۵]. به عنوان مثال در [۳۶] این رویکرد برای تخمین عدم قطعیت در سیستم‌های مکانیکی استفاده شده است. در موارد خاصی که ممکن است طراحی سیستم غیرممکن باشد این رویکرد می‌تواند همه متغیرهای حالت سیستم را تخمین بزند [۳۷]. و همچنین در موتور القایی شار رتور به طور معمول قابل اندازه‌گیری نبوده در حالی که با استفاده از این رویکرد می‌توان شار را تخمین زد [۳۸].

در این پایان‌نامه، یک رویکرد حالت لغزشی برای سیستم‌های غیرخطی ناشناخته پیشنهاد شده است که با استفاده از آن مدل و دینامیک سیستم تخمین زده می‌شود. پایداری رویکرد لغزشی

پیشنهادی با استفاده از قضیه لیپانوف اثبات شده است. سپس از این رویکرد، برای پیاده سازی کنترل کننده حالت لغزشی دینامیکی و تخمین قسمت نامشخص سطح لغزشی استفاده شده است. بنابراین در روش پیشنهادی چترینگ نیز حذف می شود. در این بخش نیز به همین ترتیب برای طراحی یک رویکرد باید به صورت پیش فرض بخش تعریف مسئله در فصل دو را در نظر گرفت و بر همین اساس بخش بعدی را ادامه می دهیم.

۳-۴ تخمین مدل سیستم با استفاده از رویکرد حالت لغزشی

فرض کنید تابع f کراندار باشد یعنی:

$$|f(x, t)| \leq \rho \quad (۱-۴)$$

اکنون (۲-۲) را به صورت زیر می نویسیم.

$$\begin{aligned} \dot{y}_1 &= A_{11}y_1 + A_{12}y_2 \\ \dot{y}_2 &= A_{21}y_1 + A_{22}y_2 + (u + f) \end{aligned} \quad (۲-۴)$$

به طوری که:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix}, A_{12} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, A_{21}^T = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_{n-2} \\ a_{n-1} \end{bmatrix}, A_{22} = [a_n] \quad (۳-۴)$$

که در معادلات بالا $y_1 = [x_1, x_2, x_3, \dots, x_{n-1}]^T$ و $y_2 = [x_n]$ است. برای سیستم (۲-۴) رویکردی به صورت زیر پیشنهاد می کنیم.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{y}}_1 &= A_1 \hat{y}_1 + A_{12} \hat{y}_2 - A_{12} e_2 + P_1 e_1 \\ \dot{\hat{y}}_2 &= A_{21} \hat{y}_1 + A_{22} \hat{y}_2 + u - (A_{22} + P_2) e_2 + v \end{aligned} \quad (۴-۴)$$

که P_2 عدد دلخواه مثبت بوده $(P_2 > 0)$ ، $e_1 = \hat{y}_1 - y_1$ خطای تخمین حالت اول بوده و $e_2 = \hat{y}_2 - y_2$ خطای تخمین حالت دوم می‌باشد. اکنون معادله‌ی دینامیک خطا به صورت خواهد بود.

$$\begin{aligned}\dot{e}_1 &= A_{11}e_1 \\ \dot{e}_2 &= A_{21}e_1 - P_2e_2 + v - f\end{aligned}\quad (5-4)$$

که $A_{11} = A_1 + P_1$ بوده و ماتریس P_1 که هم بُعد A_1 می‌باشد طوری انتخاب می‌شود که A_{11} هرویتز باشد.

قضیه ۱: اگر وروری ناپیوسته v در رویتر $(4-4)$ به صورت زیرانتخاب شود، آنگاه خطای تخمین رویتر لغزشی به صفر همگرا می‌شود.

$$v = \rho \operatorname{sign}(e_2) \quad (6-4)$$

اثبات: فرض می‌کنیم ماتریس مثبت، معین و متقارن $P_1 \in R^{(n-1) \times (n-1)}$ پاسخ یکتای معادله‌ی لیاپانوف زیر باشد.

$$P_1 A_{11} + A_{11}^T P_1 = -Q \quad (7-4)$$

تابع $V(e_1, e_2) = e_1^T P_1 e_1 + e_2^2$ را به عنوان تابع لیاپانوف پیشنهاد می‌دهیم، مشتق زمانی این تابع به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{aligned}\dot{V} &= -e_1^T Q e_1 + 2e_2 A_{21} e_1 - 2P_2 e_2^2 + 2e_2 v - 2e_2 f \\ &= -e_1^T Q e_1 + 2e_2 A_{21} e_1 - 2P_2 e_2^2 + 2e_2 \rho \operatorname{sign}(e_2) - 2e_2 f \\ &\leq -e_1^T Q e_1 + 2e_2 A_{21} e_1 - 2P_2 e_2^2 + 2\rho |e_2| - 2|e_2| |f| \\ &\leq -e_1^T Q e_1 + 2e_2 A_{21} e_1 - 2P_2 e_2^2\end{aligned}\quad (8-4)$$

ابتدا در رابطه بالا قرار می‌دهیم $Q = -A_{21}^T Q_2^{-1} A_{21} + Q_1$ در نتیجه:

$$\dot{V} \leq -e_1^T Q_1 e_1 - e_1^T A_{21}^T Q_2^{-1} A_{21} e_1 + 2e_2^T A_{21} e_1 - 2P_2 e_2^2 \quad (9-4)$$

که Q_1 ماتریس مثبت، معین و متقارن می باشد. از طرفی:

$$\begin{aligned} & (e_2 - Q_2^{-1} A_{21} e_1)^T Q_2 (e_2 - Q_2^{-1} A_{21} e_1) \\ &= e_2^T Q_2 e_2 - e_1^T A_{21}^T Q_2^{-1} A_{21} e_1 + e_1^T A_{21}^T Q_2^{-1} A_{21} e_1 \\ &= e_2^T Q_2 e_2 - 2e_2^T A_{21} e_1 + e_1^T A_{21}^T Q_2^{-1} A_{21} e_1 \end{aligned} \quad (10-4)$$

با تعریف $\tilde{e} = (e_2 - Q_2^{-1} A_{21} e_1)$ داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -e_1^T Q_1 e_1 - \tilde{e}^T Q_2 \tilde{e} + Q_2 e_2^2 - 2e_2^T A_{21} e_1 + 2e_2^T A_{21} e_1 - 2P_2 e_2^2 \\ &= -e_1^T Q_1 e_1 - \tilde{e}^T Q_2 \tilde{e} + Q_2 e_2^2 - 2P_2 e_2^2 \end{aligned} \quad (11-4)$$

با انتخاب $Q_2 = +2P_2$ داریم: $\dot{V} \leq -e_1^T Q_1 e_1 - \tilde{e}^T Q_2 \tilde{e} \leq 0$ ، و این رابطه نشان می دهد که (e_1, e_2) به صفر میل می کند یعنی $(e_1, e_2) \rightarrow 0$. به عبارت دیگر روی تگر لغزشی پیشنهاد شده پایدار بوده و خطای آن به صفر همگرا می شود.

تذکر ۲: اگر در رابطه $Q = -A_{21}^T Q_2^{-1} A_{21} + Q_1$ مقدار $Q_2 = +2P_2$ را قرار دهیم خواهیم داشت $Q_1 = Q + 0.5 A_{21}^T P_2^{-1} A_{21}$ و یا $Q = -0.5 A_{21}^T P_2^{-1} A_{21} + Q_1$ (۴-۴) (۷) ماتریس Q مثبت معین متقارن بوده و چون P_2 عدد مثبت می باشد و همچنین $A_{21}^T A_{21}$ متقارن با درایه های مثبت بوده، ماتریس Q_1 نیز مثبت معین متقارن خواهد بود.

۴-۴ طراحی کنترل حالت لغزشی دینامیکی

از معادلات (۴-۲) و (۴-۴) داریم:

$$s = \bar{\lambda} \hat{y}_1 + \lambda_n \hat{y}_2 + \lambda_{n+1} \dot{\hat{y}}_2, \bar{\lambda} = [\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_{n-1}] \quad (12-4)$$

$$\begin{aligned}
\dot{s} &= \bar{\lambda} \dot{\hat{y}}_1 + \lambda_n \dot{\hat{y}}_2 + \lambda_{n+1} \ddot{\hat{y}}_2 \\
&= \bar{\lambda} (A_1 \hat{y}_1 + A_{12} \hat{y}_2 - A_{12} e_2 + P_1 e_1) + \lambda_n (A_{21} \hat{y}_1 + A_{22} \hat{y}_2 + u - (A_{22} + P_2) e_2 + v) \\
&\quad + \lambda_{n+1} (A_{21} \dot{\hat{y}}_1 + A_{22} \dot{\hat{y}}_2 + \dot{u} - (A_{22} + P_2) \dot{e}_2 + \dot{v}) \\
&= \bar{\lambda} (A_1 \hat{y}_1 + A_{12} \hat{y}_2 - A_{12} e_2 + P_1 e_1) + \lambda_n (A_{21} \hat{y}_1 + A_{22} \hat{y}_2 + u - (A_{22} + P_2) e_2 + v) \\
&\quad + \lambda_{n+1} A_{21} (A_1 \hat{y}_1 + A_{12} \hat{y}_2 - A_{12} e_2 + P_1 e_1) + \lambda_{n+1} A_{22} (A_{21} \hat{y}_1 + A_{22} \hat{y}_2 + u - (A_{22} + P_2) e_2 + v) \\
&\quad + \lambda_{n+1} \dot{u} - \lambda_{n+1} (A_{22} + P_2) \dot{e}_2 + \lambda_{n+1} \dot{v} \\
&= (\bar{\lambda} + \lambda_{n+1} A_{21}) (A_1 \hat{y}_1 + A_{12} \hat{y}_2 - A_{12} e_2 + P_1 e_1) \\
&\quad + (\lambda_n + \lambda_{n+1} A_{22}) (A_{21} \hat{y}_1 + A_{22} \hat{y}_2 + u - (A_{22} + P_2) e_2 + v) + \lambda_{n+1} \dot{u} - \lambda_{n+1} (A_{22} + P_2) \dot{e}_2 + \lambda_{n+1} \dot{v}
\end{aligned} \tag{۱۳-۴}$$

با انتخاب $D = -\lambda_{n+1} (A_{22} + P_2) \dot{e}_2 + \lambda_{n+1} \dot{v}$ به عنوان اغتشاش داریم:

$$\begin{aligned}
\dot{s} &= (\bar{\lambda} + \lambda_{n+1} A_{21}) (A_1 \hat{y}_1 + A_{12} \hat{y}_2 - A_{12} e_2 + P_1 e_1) \\
&\quad + (\lambda_n + \lambda_{n+1} A_{22}) (A_{21} \hat{y}_1 + A_{22} \hat{y}_2 + u - (A_{22} + P_2) e_2 + v) \\
&\quad + \lambda_{n+1} \dot{u} + D
\end{aligned} \tag{۱۴-۴}$$

قضیه ۲: ورودی زیر سطح لغزشی را صفر کرده و در نتیجه با توجه به تذکر ۱ حالت‌های سیستم به صفر همگرا می‌شوند.

$$\begin{aligned}
\dot{u} &= - \frac{(\bar{\lambda} + \lambda_{n+1} A_{21}) (A_1 \hat{y}_1 + A_{12} \hat{y}_2 - A_{12} e_2 + P_1 e_1)}{\lambda_{n+1}} \\
&\quad - \frac{(\lambda_n + \lambda_{n+1} A_{22}) (A_{21} \hat{y}_1 + A_{22} \hat{y}_2 + u - (A_{22} + P_2) e_2 + v) + k_1 \text{sign}(s) + k_2 s}{\lambda_{n+1}}
\end{aligned} \tag{۱۵-۴}$$

که $k_1 = \bar{D} + \varepsilon$ و $k_2 > 0$ است به طوری که $\bar{D}$ کران D می باشد یعنی $|D| \leq \bar{D}$ بوده و ε یک عدد مثبت است.

اثبات: تابع لیاپانوف $V = 0.5s^2$ را در نظر بگیرید و سپس، $\dot{V} = s\dot{s}$ و با جایگذاری $\dot{u}$ از معادله (۱۵-۴) در (۱۴-۴) داریم:

$$\dot{s} = -k_1 \text{sign}(s) - k_2 s + D \tag{۱۶-۴}$$

از این رو:

$$\dot{V} = -k_1|s| - k_2 s^2 + Ds \leq -k_1|s| + \bar{D}|s| = (-k_1 + \bar{D})|s| = -\varepsilon|s| \quad (۱۷-۴)$$

فرض کنید t_f زمان محدو رسیدن به سطح لغزشی باشد یعنی $s(t_f) = 0$ ، به راحتی می توان نشان

داد که $t_f \leq |s(0)| / \varepsilon$.

تذکر ۳: برای کاهش D می توان λ_{n+1} را به اندازه کافی کوچک انتخاب نمود.

فصل ۵

شبیه سازی روش های پیشنهادی

۵-۱ مقدمه

روش پیشنهادی برای یک سیستم غیرخطی به کار گرفته شده و تاثیر این روش نیز نشان داده شده است. مدل آشوبی سیستم دافینگ هلمز^۱ را در نظر بگیرید [۳۰ و ۳۱].

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= f(x, u) = b_1 x_1 + b_2 x_2 + b_3 x_1^3 + b_4 \cos(1.2t) + u \\ x &= [x_1, x_2]^T\end{aligned}\quad (۱-۵)$$

که b_2 نسبت میرایی^۲، $b_1 x_1 + b_3 x_1^3$ عبارت قابلیت بازیافت^۳، $b_4 \cos(1.2t)$ عبارت تناوب نیرو^۴ و u سیگنال کنترل ورودی می باشد [۱۵]. پارامترهای سیستم آشوبی در معادله (۱-۵)، $b_1 = 1$ و $b_2 = -0.2$ و $b_3 = -1$ و $b_4 = 0.32$ و $x(0) = [1, 2]^T$ انتخاب می شوند که در شکل (۱-۵) سیستم آشوبی نشان داده شده است. به علاوه، $\hat{x}(0) = [0, 0]^T$ و همچنین $\lambda_3 = 0.1$ ، $\lambda = [10, 10]$. شرایط اولیه بردار وزن بر روی صفر تنظیم شده اند و :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -2 & -4 \end{bmatrix}, w = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}\quad (۲-۵)$$

و همچنین تابع سیگموئیدال را به صورت زیر داریم:

$$\begin{aligned}\xi_1 &= 2/(1 + \exp(-2Vx)) - 1 \\ \xi_2 &= 2/(1 + \exp(-2Vx)) - 1\end{aligned}\quad (۳-۵)$$

که در آن بردار $V = I$ فرض شده است. در ضمن رویت پذیری سیستم انجام شده که سیستم رویت-پذیر است.

این شبیه سازی با استفاده از نرم افزار متلب^۵ با زمان نمونه برداری ۰.۰۱ انجام شده است. پارامترهای کنترل کننده نیز به $k_1 = 0.17$ و $k_2 = 20$ صورت انتخاب می شوند.

¹ Duffing Holmes

² Damping Ratio

³ Recoverability Term

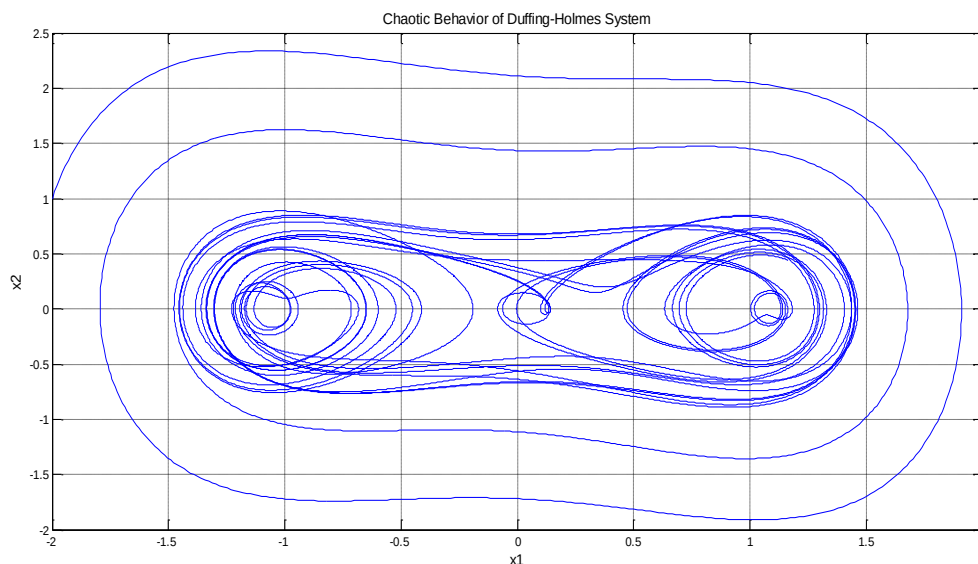
⁴ Force Period

⁵ Matlab

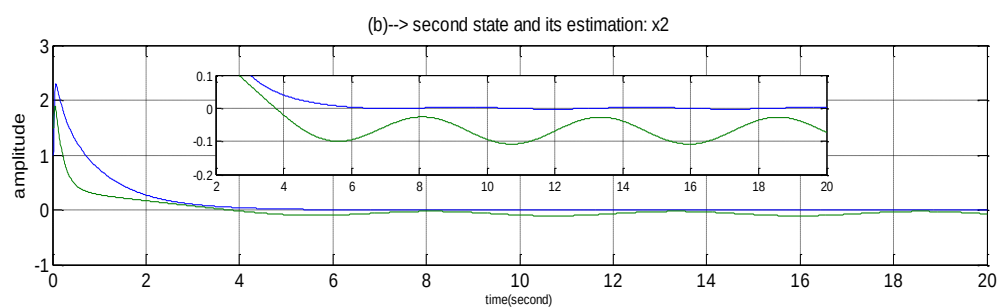
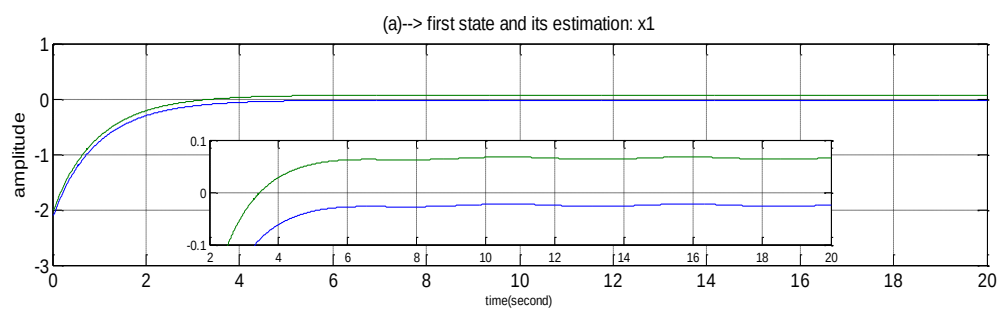
۲-۵ شبیه‌سازی روش اول عصبی

این روش در ۴ بخش شبیه‌سازی شده است.

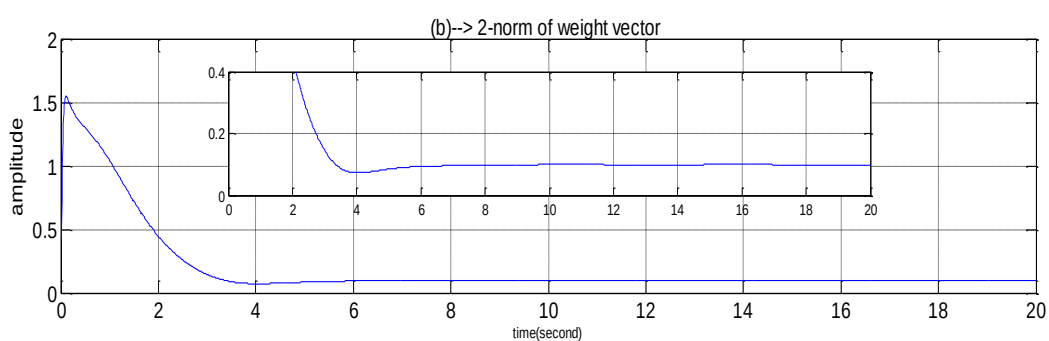
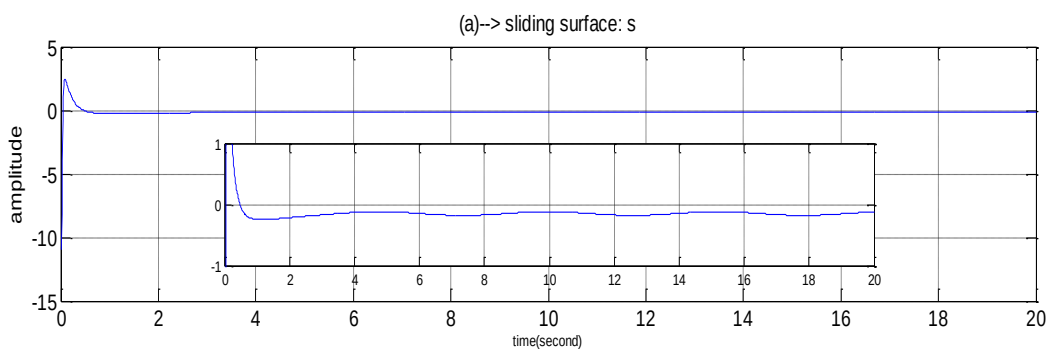
تنظیم پارامترهای شبکه با انتخاب $\eta = 50$ و $\rho = 10$ انجام می‌شود. شکل (۲-۵)، (۳-۵)، (۴-۵) و (۵-۵) نتایج شبیه‌سازی را نشان می‌دهند. در شکل (۱-۵) رفتار آشوبی سیستم دافینگ هلمز را مشاهده می‌کنیم. از روی شکل (۲-۵) می‌توان پایداری سیستم حلقه بسته و همچنین متغیرهای حالت سیستم را که توسط رویتر عصبی تخمین زده و به صفر همگرا شده‌اند را مشاهده کرد. در شکل (۳-۵) سطح لغزش و نرم ماتریس وزن‌ها نشان داده شده است. شکل (۴-۵)-الف سیگنال کنترل ورودی سیستم را بدون چترینگ نشان می‌دهد. توجه کنید که شکل (۴-۵)-ب برای ما اهمیتی ندارد زیرا آن قبل از انتگرال‌گیر است و در سیستم به کار گرفته نمی‌شود. در نهایت در شکل (۵-۵) سیستم آشوبی کنترل شده را می‌توان مشاهده کرد. لازم به ذکر است که سیستم کنترل شده ولی به صفر نرسیده است.



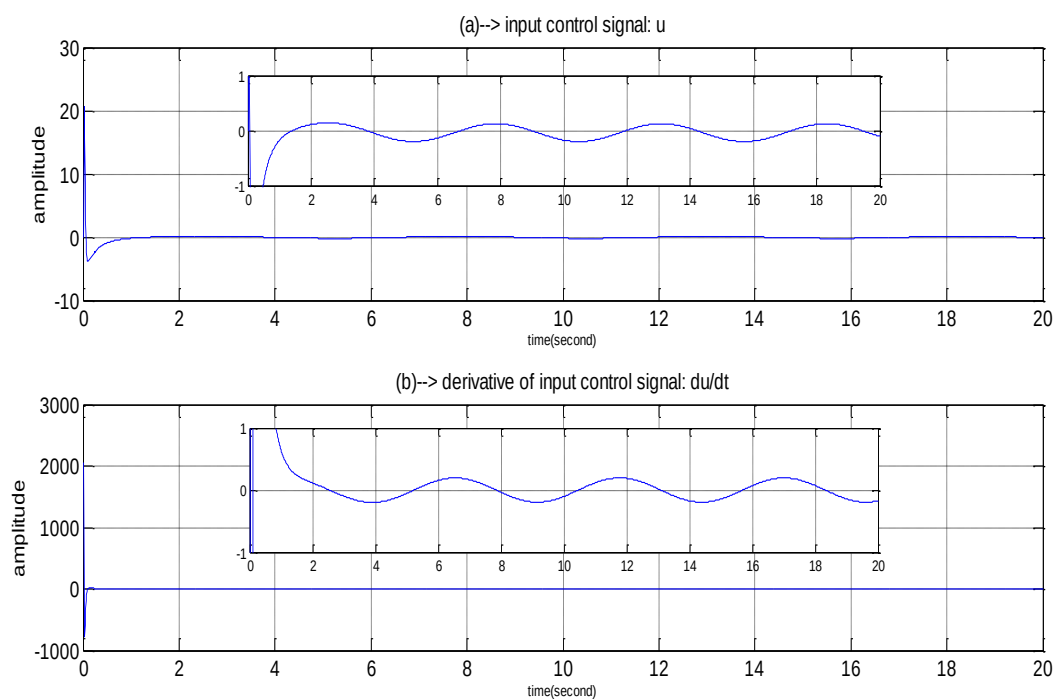
شکل ۱-۵ رفتار سیستم آشوبی دافینگ هلمز



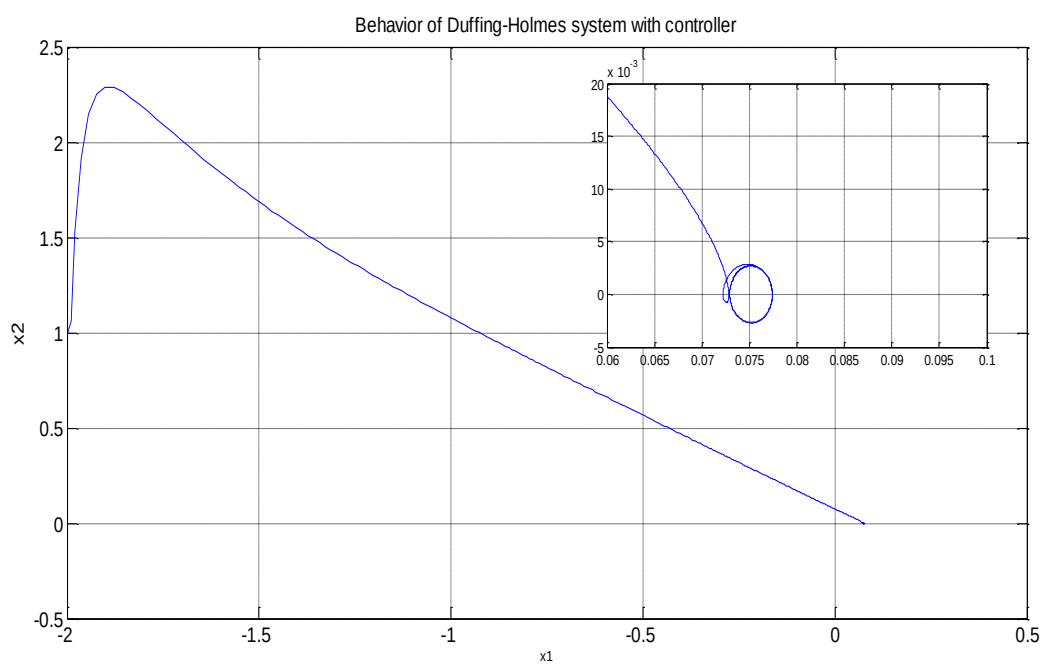
شکل ۵-۲ تخمین حالت‌های سیستم (الف) حالت اول (ب) حالت دوم (در روش اول)



شکل ۵-۳ (الف) سطح لغزش و (ب) نرم ماتریس وزن‌ها (در روش اول)



شکل ۴-۵ (الف) سیگنال ورودی کنترل و (ب) مشتق سیگنال ورودی کنترل (در روش اول)



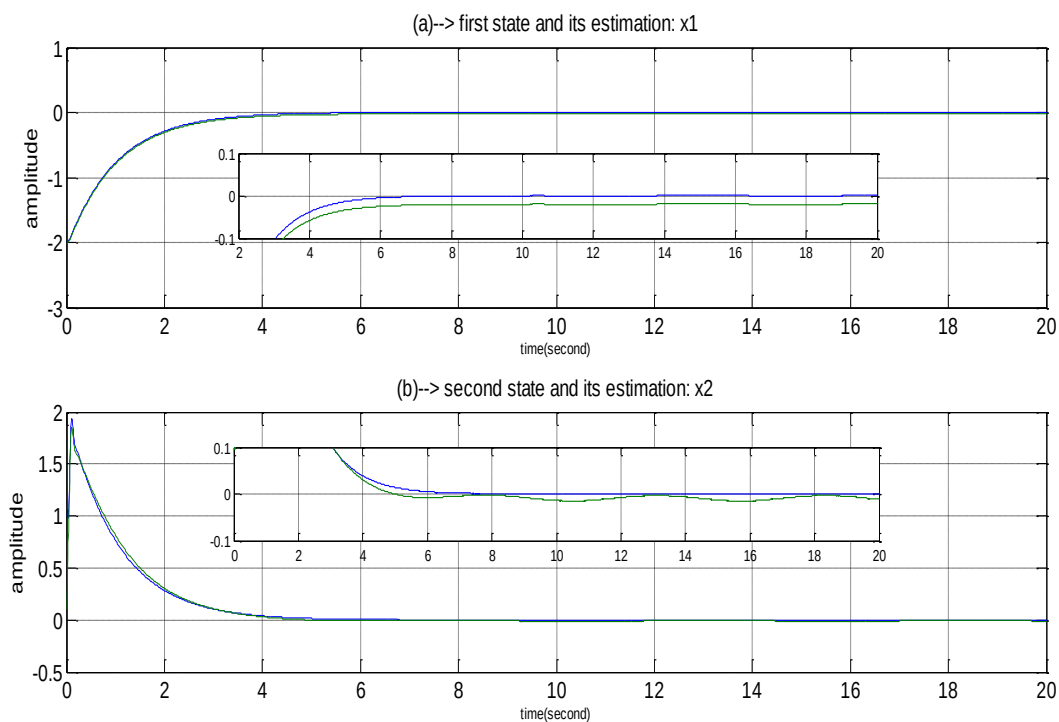
شکل ۵-۵ رفتار سیستم آشوبی دافینگ هلمز با حضور کنترل کننده (در روش اول)

۳-۵ شبیه سازی روش دوم عصبی

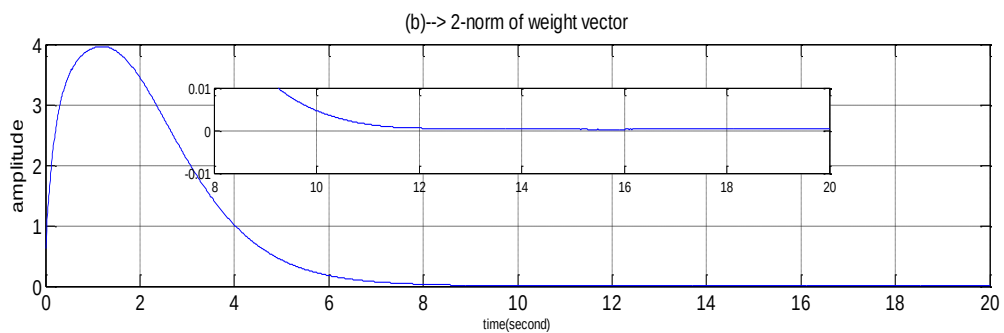
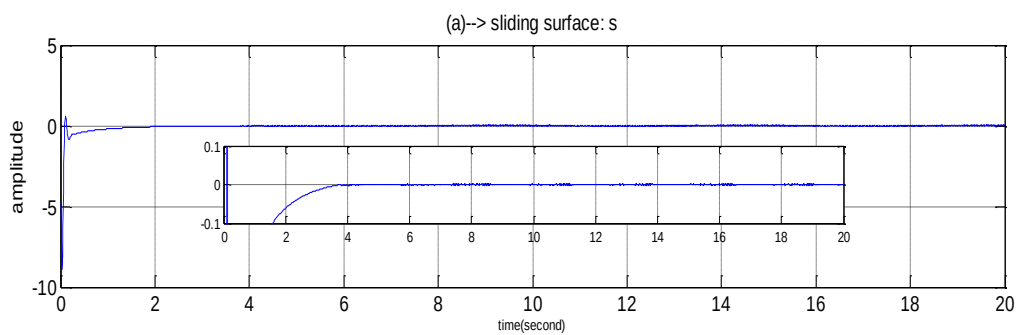
این روش نیز در ۴ بخش شبیه سازی شده است.

تنظیم پارامترهای شبکه با انتخاب $k_w = 5$ ، $k_e = 3$ و $k_x = 50$ و همچنین $C = [0,1]^T$ انجام می شود. شکل های (۵-۶)، (۵-۷)، (۵-۸) و (۵-۹) نتایج این شبیه سازی هستند.

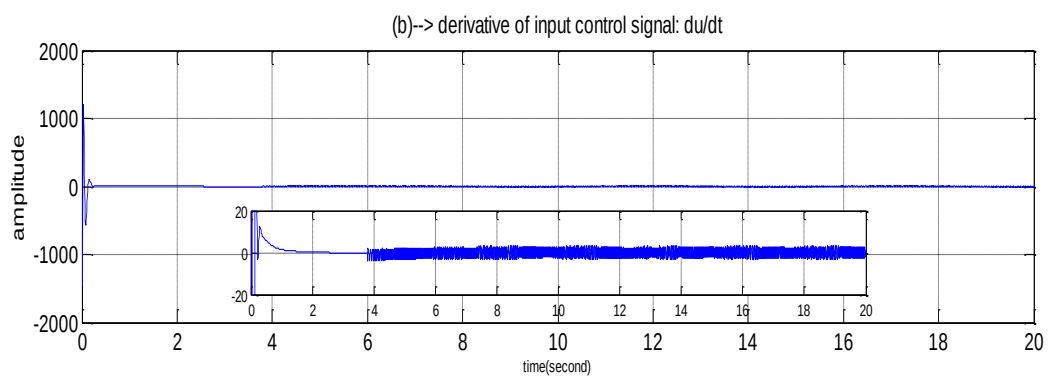
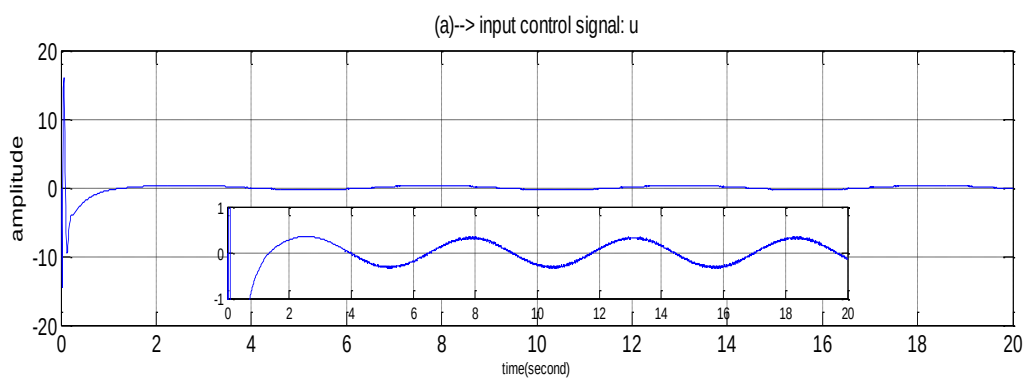
از روی شکل (۵-۶) می توان متغیرهای حالت سیستم را که توسط رویتگر عصبی تخمین زده و به صفر همگرا شده اند را مشاهده کرد. در شکل (۵-۷) سطح لغزش و نرم ماتریس وزن ها نشان داده شده است. شکل (۵-۸) الف سیگنال کنترل ورودی سیستم را بدون چترینگ نشان می دهد. توجه کنید که شکل (۵-۸) ب برای ما اهمیتی ندارد زیرا آن قبل از انتگرال گیر است و در سیستم به کار گرفته نمی شود. در نهایت در شکل (۵-۹) سیستم آشوبی کنترل شده را می توان مشاهده کرد. لازم به ذکر است که سیستم کنترل شده و به نیز صفر رسیده است. که این یکی از مهم ترین ویژگی های این روش محسوب می شود.



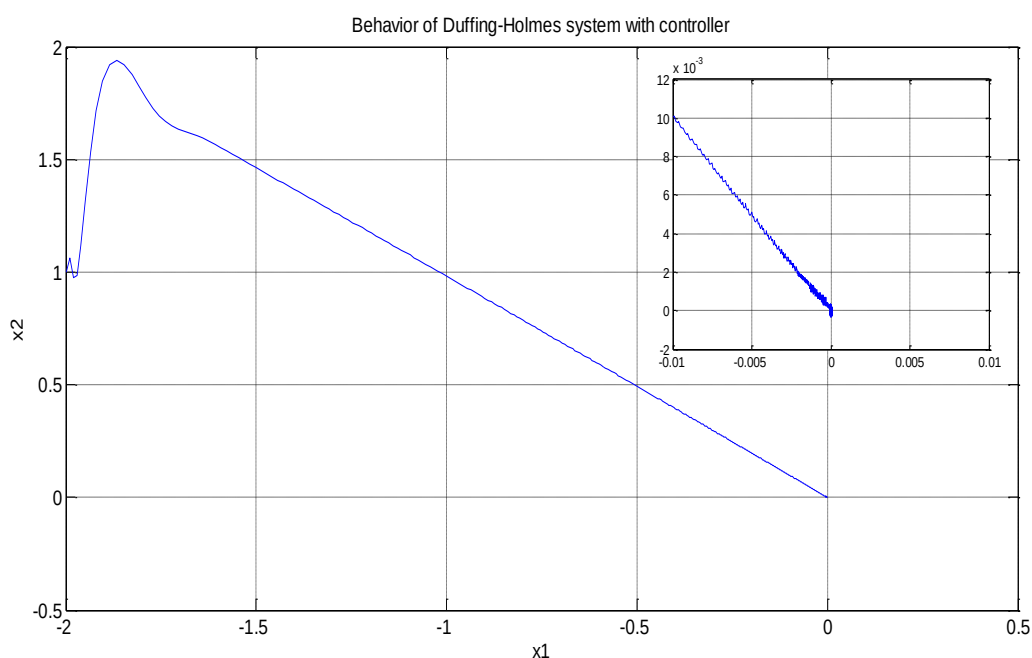
شکل ۵-۶ تخمین حالت های سیستم (الف) حالت اول (ب) حالت دوم (در روش دوم)



شکل ۷-۵ (الف) سطح لغزش و (ب) نرم ماتریس وزن‌ها (در روش دوم)



شکل ۸-۵ (الف) سیگنال ورودی کنترل و (ب) مشتق سیگنال ورودی کنترل (در روش دوم)

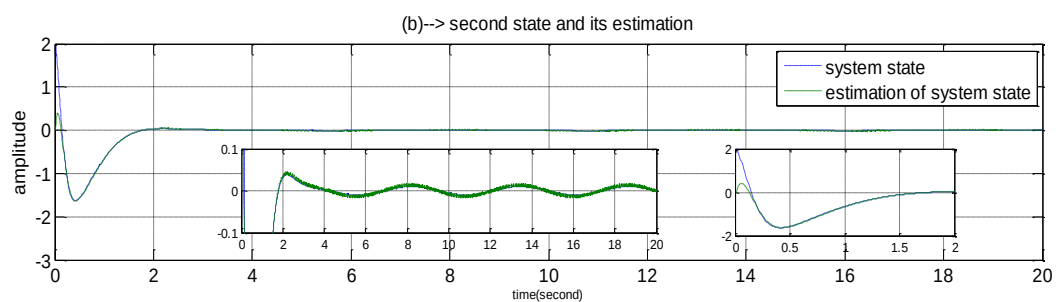
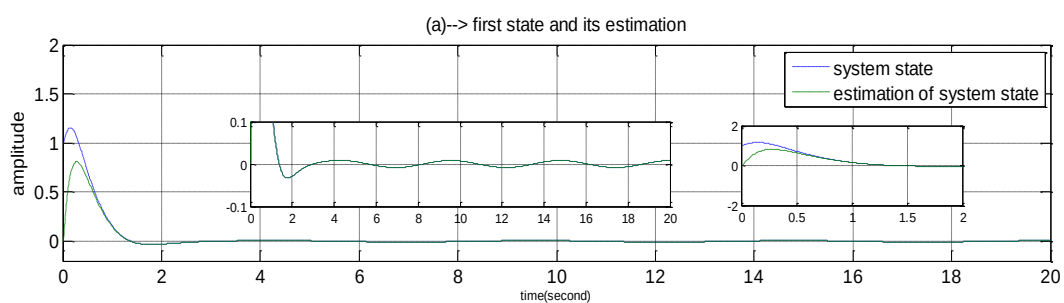


شکل ۵-۹ رفتار سیستم آشوبی دافینگ هلمز با حضور کنترل کننده (در روش دوم)

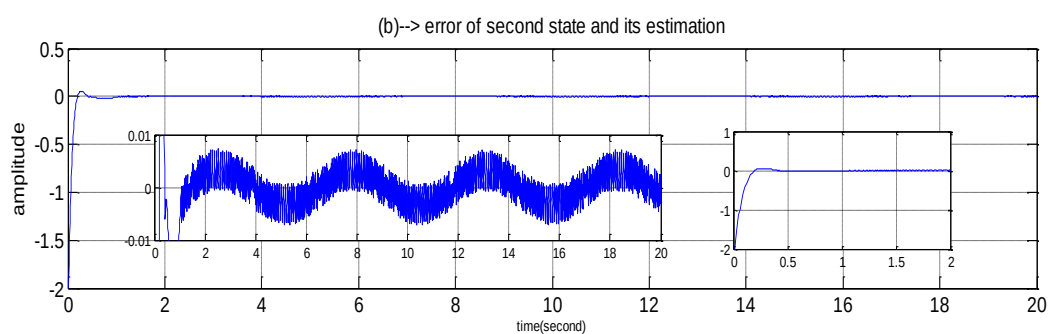
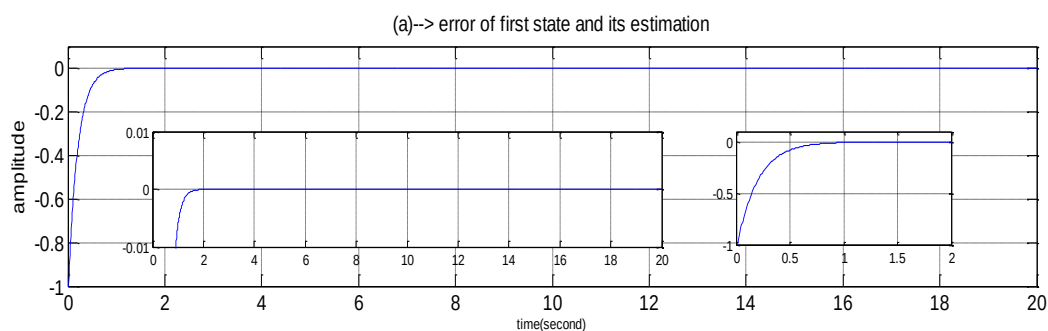
۵-۴ شبیه سازی روش لغزشی

این روش نیز در ۴ بخش شبیه سازی شده است.

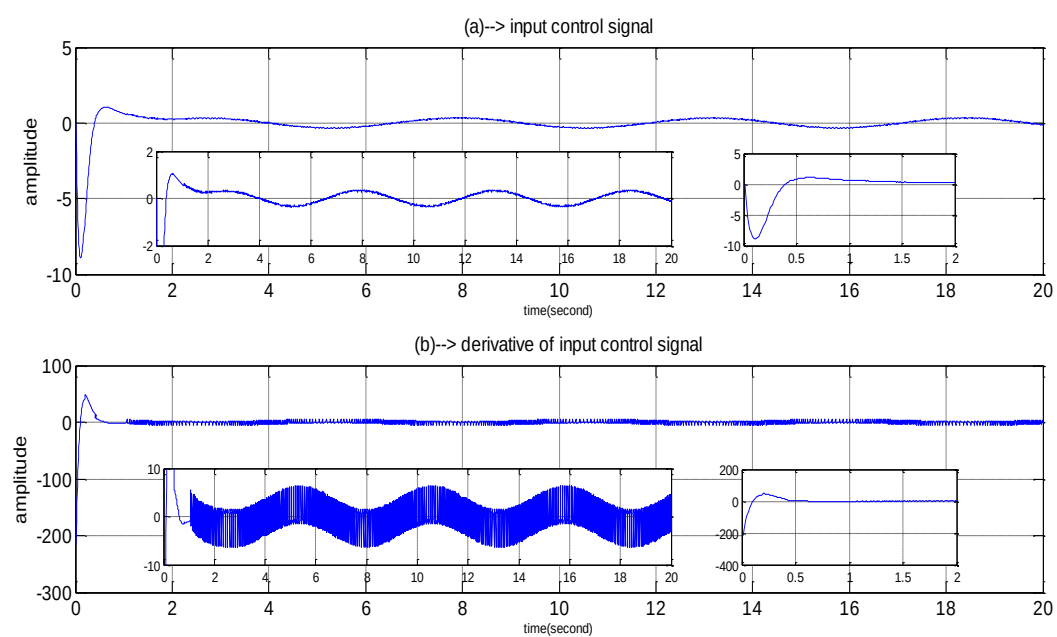
نتایج شبیه سازی در شکل های (۵-۱۰) تا (۵-۱۳) مربوط به کنترل حالت لغزشی با استفاده از رویکرد لغزشی نشان داده شده است. همان طور که در شکل (۵-۱۰) دیده می شود حالت های سیستم به صفر همگرا می شوند و حالت های رویکرد، حالت های سیستم را تعقیب می نمایند. لازم به یادآوری است که کنترل کننده براساس حالت های رویکرد طراحی شده است. شکل (۵-۱۱) خطای تعقیب را نشان می دهد که بسیار نزدیک به صفر می باشد. در شکل (۵-۱۲) سیگنال ورودی سیستم نشان داده شده است که بدون سوییچینگ و صاف می باشد. توجه نمایید که سوییچینگ و دامنه بزرگ مشتق سیگنال ورودی اهمیتی ندارد زیرا این سیگنال قبل از انتگرال گیر بوده و به سیستم اعمال نمی شود. سطح لغزشی در شکل (۵-۱۳) نشان داده شده که صفر شده است. در همین شکل منحنی حالت اول بر حسب حالت دوم دیده می شود و واضح است که رفتار سیستم حلقه بسته دیگر آشوبی نیست.



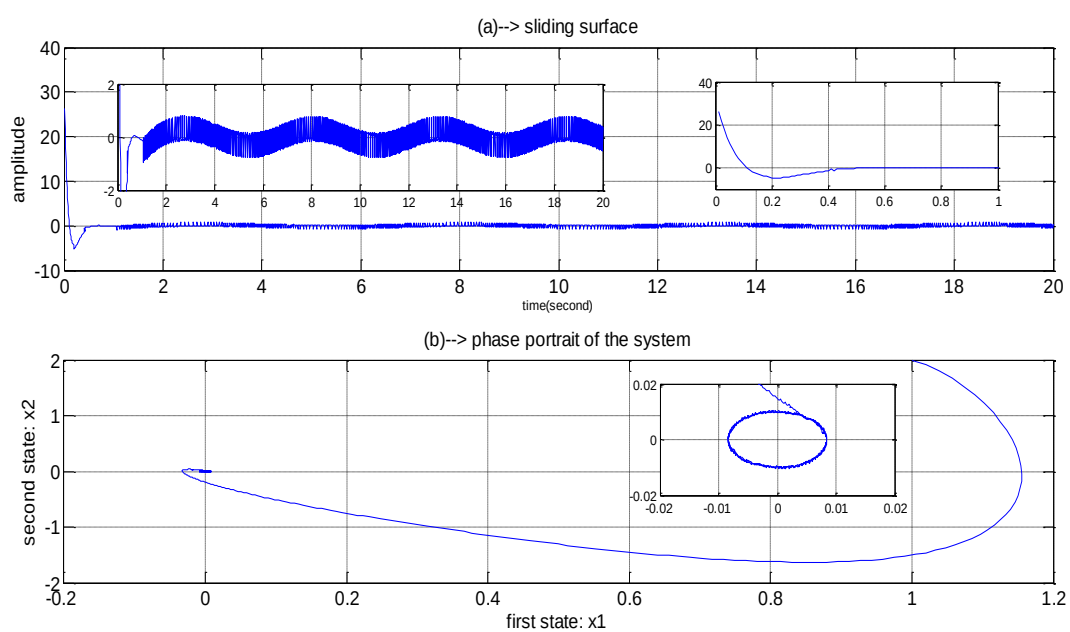
شکل ۵-۱۰ همگرایی حالت‌های سیستم به صفر



شکل ۵-۱۱ خطای همگرایی حالت‌های روی‌تگر و سیستم



شکل ۱۲-۵ سیگنال ورودی سیستم و مشتق آن



شکل ۱۳-۵ سطح لغزشی و رفتار غیر آشوبی سیستم

فصل ۶ نتیجه‌گیری و پیشنهادات

۶-۱ نتیجه‌گیری

در این پایان‌نامه، در فصل اول به بررسی مشکل چترینگ در کنترل حالت لغزشی پرداخته و روش‌های کاهش آن مورد بررسی قرار گرفت. فصل اول به مقدمه و بررسی کلی کنترل حالت لغزشی، مزایا و معایب این روش اختصاص داده شده است. در این فصل همچنین مساله چترینگ مورد بررسی قرار گرفته است. با توجه به توضیحات داده شده در این فصل، به طور کلی روش‌های کاهش چترینگ را می‌توان به پنج دسته کلی زیر تقسیم نمود:

۱. روش لایه مرزی

۲. روش لایه مرزی تطبیقی

۳. کنترل حالت لغزشی مرتبه بالا

۴. کنترل حالت لغزشی دینامیکی

۵. روش‌های هوشمند

کنترل لایه مرزی و لایه مرزی تطبیقی که برای حذف عامل اول پیشنهاد شده‌اند به ناچار متوسل به استفاده از بهره بزرگی در طراحی کنترل کننده می‌شوند، بنابراین در عمل، این روش‌ها نیز توانایی حذف چترینگ را ندارند. در کنترل حالت لغزشی مرتبه بالا نیز از بهره بزرگی در فیدبک موجود استفاده می‌شود. در کنترل حالت لغزشی دینامیکی نیز، مدل سیستم باید با کمک یک روش مناسب شناسایی شود. روش‌های هوشمند، هیچ‌کدام از ایرادهای فوق را ندارند. توانایی‌های روش‌های هوشمند بر هیچ محقق پوشیده نیست. ولی این روش‌ها نمی‌توانند بر طرف کننده نیاز ما به یک روش منظم مبتنی بر روش‌های غیر خطی باشند. در فصل دوم، تعریفی از رویتگرها و نحوه انجام تخمین و شناسایی سیستم و طراحی و همچنین از سیگنال‌های کنترلی که برای هرکدام از رویتگرها بطور جداگانه طراحی شده داشتیم. در این فصل، سه روش برای کنترل سیستم‌های غیرخطی براساس کنترل حالت لغزشی دینامیکی (DSMC) ارائه شد که برای کنترل سیستم آشوبی دافینگ هلمز (DHC) به کار گرفته شد. برای حل مشکل کنترل حالت لغزشی دینامیکی از دو رویتگر شبکه عصبی

استفاده کردیم. در رویتگر اول، فرض بر این بود که متغیرهای حالت سیستم در دسترس هستند و خطای رویتگر به یک کرانی که کوچک بودن آن تضمین نمی‌شود همگرا شد. اما در رویتگر دوم فقط از خروجی سیستم استفاده می‌کنیم و اثبات کردیم که خطای رویتگر به صفر همگرا می‌شود. دلیل استفاده از کنترل حالت لغزشی دینامیکی، چترینگ به‌طور کامل حذف شده است. به علاوه، هدف از این روش حفظ کردن ویژگی‌های اصلی کنترل حالت لغزشی مانند تغییرناپذیری و سادگی در طراحی و اجرای آن می‌باشد. نتایج شبیه‌سازی تاثیر این روش را نشان می‌دهد.

در دیگر روش ارائه شده، برای کنترل حالت لغزشی دینامیکی از رویتگر حالت لغزشی استفاده شده است که یکی از مهمترین ویژگی این رویتگر این است که مدل سیستم ناشناخته در نظر گرفته می‌شود و به‌علاوه این روش نه تنها باعث شده همه‌ی ویژگی‌های کنترل حالت لغزشی حفظ شود بلکه این روش موجب شده تا سیستم کنترلی در مقابل هر نوع نویز و اغتشاشی کاملاً مقاوم شود یا به-عبارتی، چون هم در شناسایی و هم در کنترل سیستم از نوع حالت لغزشی استفاده شده و چون حالت لغزشی در مقابل نویز و اغتشاش و عدم قطعیت مقاوم است پس در نتیجه ما در خروجی بهترین نتیجه را در حضور همه موانع خواهیم داشت. در فصل‌های سوم و چهارم، همه‌ی تئوری‌های فصل دوم را بصورت معادلات ریاضی در نظر گرفته و طراحی‌ها و اثبات‌ها در این فصل صورت می‌گیرد. در فصل پنجم نیز شبیه‌سازی‌ها به سه دسته عمده تقسیم می‌شوند که نتایج حاصل از روش اول یعنی شناسایی با استفاده از متغیرهای حالت، روش دوم، شناسایی با استفاده از خروجی سیستم و در نهایت نتایج روش کنترل حالت لغزشی دینامیکی با کمک رویتگر لغزشی را مشاهده کردیم. مقایسه‌ی که برای این دو رویتگر در کنترل حالت لغزشی دینامیکی می‌توان در نظر گرفت این است که در رویتگر عصبی دقت و سرعت شناسایی نسبت به حالت لغزشی بیشتر است و تنها عیب رویتگر عصبی به مدون نبودن آن است. رویتگر لغزشی مقاوم و تغییرناپذیر بودن در برابر اغتشاش و نیز و عدم قطعیت می‌باشد.

۲-۶ پیشنهادات

۱. توسعه روش‌های پیشنهادی برای سیستم‌های چند ورودی-چند خروجی.
۲. استفاده از ساختار سری-موازی برای شناسایی براساس فضای حالت
۳. ترکیب روش‌های پیشنهادی با کنترل بهینه در حالت افق محدود.
۴. استفاده از قانون تطبیق برای بدست آوردن بردار وزن لایه ورودی
۵. استفاده از سیستم‌های فازی برای تخمین خروجی سیستم

- [1] J.-J. E. Slotine and W. Li, "Applied nonlinear control", Prentice-hall, 1991.
- [2] W. Perruquetti and J. Pierre-Barbot, "Sliding mode control in engineering", Marcel Dekker, 2002.
- [3] S. Sastry and M. Bodson, "Adaptive control", Prentice-hall, Englewood Cliffs, 1989.
- [4] A. Karami-Mollaei, N. Pariz and H. M. Shanechi, "Position control of servomotors using neural dynamic sliding mode", Transactions of the ASME (American Society of Mechanical Engineering), Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, vol. 133, no. 6, pp. 141-150, 2011.
- [5] V. I. Utkin, "Sliding mode in control optimization", Springer-Verlag, New York, 1992.
- [6] W. Gao and J. C. Hung, "Variable structure control of nonlinear systems: a new approach", IEEE Trans. Industrial Elec., vol. 40, no. 1, pp. 45-55, 1993.
- [7] S. Tokat, I. Eksin and M. Guzelkaya, "New approach for on-line tuning of the linear sliding surface slope in sliding mode controllers", uk. J. Elec. Engin., vol. 11, no. 1, pp. 45-59, 2003.
- [8] H. Lee, H. Shin, E. Kim, S. Kim and M. Park, "Variable structure control of manipulator using linear time-varying sliding surfaces", IEEE Proc. Intelligent Cnf., pp. 806-811, 1998.
- [9] R. G. Roy and N. Olgac, "Robust nonlinear control via moving sliding surfaces n-th order case", IEEE Proc. Contr. Cnf., pp. 943-948, 1997.
- [10] H. Morioka, K. Wada, A. Sabanovic and K. Jezernik, "Neural network based chattering free sliding mode control", IEEE Contr. Cnf., pp. 1303-1308, 1995.
- [11] Zaeri, Amir Hossein, et al. "Disturbance Rejection for a 2-DOF Nonlinear Helicopter Model by Using MIMO Fuzzy Sliding Mode Control with Boundary Layer." Intelligent Systems, Modelling and Simulation (ISMS), 2012 Third International Conference on. IEEE, 2012.
- [12] Kayacan, E., Ramon, H., & Saeys, W. "Adaptive neuro-fuzzy control of a spherical rolling robot using sliding-mode-control-theory-based online learning algorithm. Cybernetics", IEEE Transactions on, 43(1), 170-179. 2013.
- [13] Zhang, X., Chen, Z. X., Pan, J. M., & Wang, J. "Fixed Boundary Layer Sliding Mode Control of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor" [J]. Proceedings of the CSEE, 22, 019. 2006

- [14] Cupertino, F., Naso, D., Mininno, E., & Turchiano, B. "Sliding-mode control with double boundary layer for robust compensation of payload mass and friction in linear motors". *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 45(5), 1688-1696. 2009
- [15] M.-S. Chen, Y.-R. Hwang and M. Tomizuka, "A state-dependent boundary layer design for sliding mode control", *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 47, no. 10, pp. 1677-1681, 2002.
- [16] P. Kachroo and M. Tomizuka, "Chattering reduction and error convergence in the sliding-mode control of a class of nonlinear systems", *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 41, no. 7, pp. 1063-1068, 1996.
- [17] A. Cavallo and C. Natale, "Output feedback control based on a high-order sliding manifold approach", *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 48, no. 3, pp. 469-472, 2003.
- [18] S. Laghrouche, F. Plestan and A. Glumineau, "Higher order sliding mode control based on integral sliding mode", *Automatica*, Article in press, 2007.
- [19] S. Oh and H. Khalil, "Nonlinear output feedback tracking using high-gain observer and variable structure control", *Automatica*, vol. 33, pp. 1845-1856, 1997.
- [20] Zong, Q., Zhao, Z. S., & Zhang, J. (2010). "Higher order sliding mode control with self-tuning law based on integral sliding mode". *IET control theory & applications*, 4(7), 1282-1289.
- [21] Pukdeboon, C., Zinober, A. S., & Thein, M. W. L. "Quasi-continuous higher order sliding-mode controllers for spacecraft-attitude-tracking maneuvers". *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 57(4), 1436-1444. 2010.
- [22] Eker, İ. "Second-order sliding mode control with experimental application". *ISA transactions*, 49(3), 394-405. 2010.
- [23] G. Bartolini, and P. Pydynowski, "An improved, chattering free, V.S.C. scheme for uncertain dynamical systems", *IEEE Trans. on Automat. Contr.*, vol. 41, no. 8, pp. 1220-1226, 1996.
- [24] M.-S. Chen, C.-H. Chen and F.-Y. Yang, "An LTR-observer-based dynamic sliding mode control for chattering reduction", *Automatica*, vol. 43, pp. 1111-1116, 2007.
- [25] Tiwari, J. "Dynamic sliding mode control of four dimensional hyperchaotic systems using LMI". In *Advances in Engineering and Technology Research (ICAETR)*, 2014 International Conference on (pp. 1-4). IEEE. 2014.
- [26] Fei, J., & Yuan, Z. "Dynamic sliding mode control of MEMS gyroscope". In

- Control Applications (CCA), 2013 IEEE International Conference on (pp. 437-442). IEEE. 2013.
- [27] M. Norgaard, O. Ravn, N. K. Poulsen and L. K. Hansen, “Neural network for modeling and control of dynamic systems”, Springer, New York, 2001.
- [28] Li, H., Yu, J., Hilton, C., & Liu, H. “Adaptive sliding-mode control for nonlinear active suspension vehicle systems using T–S fuzzy approach”. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 60(8), 3328-3338. 2013.
- [29] Lakhekar, G. V., & Saundarmal, V. D. “Novel adaptive fuzzy sliding mode controller for depth control of an underwater vehicles”. In *Fuzzy Systems (FUZZ)*, 2013 IEEE International Conference on (pp. 1-7). IEEE. 2013.
- [30] Soltanpour, M. R., Otadolajam, P., & Khooban, M. H. “Robust control strategy for electrically driven robot manipulators: adaptive fuzzy sliding mode”. *IET Science, Measurement & Technology*, 9(3), 322-334. 2014.
- [31] Dybkowski, M., & Szabat, K. “Direct torque control of induction motor drive system with adaptive sliding-mode neuro-fuzzy compensator”. In *Industrial Technology (ICIT)*, 2015 IEEE International Conference on (pp. 714-719). IEEE. 2015.
- [32] Frazaneh Abdollahi, H. Ali Talebi and Rajnikant V. Patel, “Stable Identification of Nonlinear Systems Using Neural Networks: Theory and Experiments” *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, vol, 11, no, 4, august 2006.
- [33] W. Ren and P. R. Kumar, “Stochastic adaptive prediction and model reference control”, *IEEE Transaction on Automatic Control*, vol. 39, pp. 2047-2060, 1994.
- [34] S. Solvar, V. Le, M. Ghanes, J. P. Barbot and G. Santomenna, “Sensor less second order sliding mode observer for induction motor”, *IEEE International Conference In Control Applications (CCA)*, pp. 1933-1938, 2010.
- [35] Q. R. Butt, A. I. Bhatti, M. R. Mufti, M. A. Rizvi and I. Awan, “Modeling and online parameter estimation of intake manifold in gasoline engines using sliding mode observer”, *Simulation Modeling Practice and Theory*, vol. 32, pp. 138-154, 2013.
- [36] Davila, Jorge, Leonid Fridman, and Arie Levant, “Second-order sliding-mode observer for mechanical systems”, *IEEE transactions on automatic control*, vol. 50, no. 11, pp. 1785-1789, 2005.
- [37] Xiong, Yi, and Mehrdad Saif, “Sliding mode observer for nonlinear uncertain systems”, *Automatic Control, IEEE Transactions*, vol. 46, no. 12, pp. 2012-2017, 2001.

- [38] Bouchaib, Abdelkrim, et al, "Real-time sliding-mode observer and control of an induction motor" *Industrial Electronics, IEEE Transactions*, vol. 46, no. 1, pp. 128-138, 1999.

Abstract

Dynamic sliding mode control (DSMC) of nonlinear systems using neural networks is proposed. In DSMC the chattering is removed due to the integrator which is placed before the input control signal of the plant. However, in DSMC the augmented system is one dimension bigger than the actual system and then, the plant model should be completely known. To solve this problem, we suggest two online neural networks to identify and to obtain a model for the unknown nonlinear system. In the first approach, the neural network training law is based on the available system states and the bound of observer error is not proved to converge to zero. The advantageous of the second training law is only using of the system output and the observer error is converges to zero based on the Lyapunov stability theorem. To compare result, Dynamic Sliding Mode Control (DSMC) using sliding mode observer is proposed. This approach caused control system absolutely robustness rather to noises and disturbances. This approach proved using Lyapunov stability theorem, too. To verify these approaches Duffing-Holmes chaotic systems (DHC) is used.

Keywords: Dynamic sliding mode control, neural model, sliding mode observer, nonlinear system, Duffing-Holmes chaotic system.



University of Shahrood

Faculty of Electrical and Robotic Engineering

Design of Dynamic Sliding Mode Control Using Recurrent Neural Networks

Ehsan Rajabi

Supervisor:

Dr Ali Karami-mollaei

September of 2015