

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشگاه صنعتی شاهرود
مرکز آموزش های الکترونیکی

طراحی کنترل کننده عصبی حالت لغزشی دینامیکی در حضور

نامعینی های سازگار و ناسازگار

نوید گنجعلیخانی حاکمی

استاد راهنما:

دکتر علی کرمی ملایی

پایان نامه جهت اخذ درجه ی کارشناسی ارشد در رشته مهندسی برق، کنترل

بهمن ۱۳۹۴

چکیده:

در این پایان نامه، از کنترل مد لغزشی دینامیکی برای کاهش اثر چترینگ سیگنال کنترل ورودی برای سیستم هایی دارای عدم قطعیت های سازگار و ناسازگار با حفظ عملکرد مناسب و مقاوم بودن سیستم استفاده شده است. به عبارت دیگر در روند طراحی عملکرد مقاوم (ویژگی تغییر ناپذیری) سیستم در حضور عدم قطعیت های سازگار و ناسازگار حفظ می شود. در این روش برای خنثی کردن اثر عدم قطعیت ناسازگار کنترل مد لغزشی چندسطحی تعریف شده است، و به علاوه در کنترل مد لغزشی دینامیکی، چترینگ با یک انتگرال گیر (فیلتر پایین گذر) که قبل از سیگنال کنترل ورودی سیستم قرار می گیرد، حذف می شود. در کنترل مد لغزشی دینامیکی، سیستم افزوده (سیستم به اضافه انتگرال گیر) یک درجه بزرگتر از سیستم اصلی است، پس مدل کامل سیستم باید به صورت کامل شناخته شود. در این پایان نامه برای حل این مشکل از یک رویکرد عصبی استفاده شده است. یکی از مزیت های روش پیشنهاد شده این است که، در هیچ کدام از فرایندهای کنترل مد لغزشی دینامیکی و رویه رویکرد، از هیچ کران بالایی برای عدم قطعیت ها استفاده نشده، که این موضوع در پیاده سازی عملی بسیار اهمیت دارد. در فصل های آخر این پایان نامه پروسه طراحی به طور مبسوط شرح داده شده و نتایج شبیه سازی دو سیستم برای نشان دادن موفقیت این روش آورده شده است.

کلمات کلیدی: کنترل مد لغزشی دینامیکی، عدم قطعیت ناسازگار، چترینگ، سیستم غیر

خطی، رویکرد عصبی

فهرست عناوین

۱	فصل اول: مقدمه
۲	۱-۱ مقدمه
۳	۲-۱ کنترل ساختار متغیر
۶	۳-۱ کنترل حالت لغزشی
۶	۱-۳-۱ صورت مساله کنترل در حالت لغزشی
۸	مرحله رسیدن به سطح
۹	مرحله لغزش روی سطح
۱۱	۴-۱ مزایا و معایب کنترل مد لغزشی
۱۲	۱-۴-۱ پدیده ی چترینگ
۱۵	فصل دوم: مروری بر کارهای گذشته
۱۶	۱-۲ روشهای کاهش چترینگ:
۱۶	۱-۱-۲ روش لایه مرزی
۱۹	۲-۱-۲ روش لایه مرزی تطبیقی:
۱۹	۳-۱-۲ کنترل حالت لغزشی مرتبه بالا
۲۱	۴-۱-۲ کنترل حالت لغزشی دینامیکی
۲۲	۵-۱-۲ روشهای هوشمند
۲۴	۲-۲ روشهای ارائه شده در مقابله با عدم قطعیت ناسازگار
۲۹	فصل سوم: روش پیشنهادی

۳۱	۱-۳ بیان مسئله
۳۱	گام اول:
۳۲	گام دوم
۳۳	۲-۳ طراحی رویبگر عصبی برای تخمین سطوح لغزش:
۳۴	۱-۲-۳ شناسایی مدل کلی رویبگر و اثبات همگرایی آن
۳۸	۳-۳ محاسبه x_2 مطلوب یا x_{2d} برای سطح لغزش اول
۳۹	۴-۳ طراحی رویبگر عصبی برای تخمین سطح لغزش دوم:
۴۱	۵-۳ طراحی سیگنال ورودی کنترل:
۴۲	۱-۵-۳ توضیح گام اول
۴۴	۲-۵-۳ توضیح گام دوم
۴۶	۴-۵-۳ نکات کلیدی:
۴۷	فصل چهارم: نتایج شبیه سازی
۴۸	۱-۴ شبیه سازی سیستم اول
۵۲	۲-۴ شبیه سازی سیستم دوم
۵۵	فصل پنجم: نتیجه گیری و پیشنهادات
۵۶	۱-۵ نتیجه گیری
۵۷	۲-۵ پیشنهادات
۵۹	مراجع

فهرست اشکال

- شکل ۱-۱: ساختار فضای حالت دو سیستم متفاوت ناپایدار..... ۴
- شکل ۲-۱: نتیجه ترکیب دو سیستم نوسانی با استفاده از کنترل ساختار متغیر..... ۵
- شکل ۳-۱: مرحله ی رسیدن به سطح..... ۹
- شکل ۴-۱: مرحله ی لغزش حالت بر روی سطح و پدیده ی چترینگ..... ۱۴
- شکل ۱-۲: نمایش مسیر حالتها در روش لایه مرزی..... ۱۸
- شکل ۲-۲: بلوک کنترل حالت لغزشی دینامیکی..... ۲۱
- شکل ۱-۳: نمایش مرحله اول طراحی کنترل کننده..... ۴۲
- شکل ۲-۳: بلوک دیاگرام مرحله دوم طراحی کنترل کننده..... ۴۴
- شکل ۳-۳: دیاگرام کلی کنترل کننده..... ۵۰
- شکل ۱-۴: (a) همگرایی حالت اول یا خروجی سیستم که به صفر همگرا شده (b) همگرایی حالت دوم سیستم..... ۴۹
- شکل ۲-۴: (a) سطح لغزش طراحی شده در مرحله ی اول. (b) سطح لغزش طراحی شده در مرحله ی دوم..... ۵۰
- شکل ۳-۴: (a) سیگنال کنترل. (b) مشتق سیگنال ورودی..... ۴۹
- شکل ۴-۴: (a) سیگنال کنترل ورودی. (b) مشتق سیگنال کنترل ورودی..... ۵۲
- شکل ۵-۴: (a) سطح لغزش طراحی شده در مرحله ی اول. (b) سطح لغزش طراحی شده در مرحله ی دوم..... ۵۳
- شکل ۶-۴: (a) همگرایی حالت اول یا خروجی سیستم که به صفر همگرا شده (b) همگرایی حالت دوم سیستم..... ۵۳

فصل اول

مقدمه

۱-۱ مقدمه

در یک روند کنترل مشکلات زیادی در پیاده‌سازی کنترل‌کننده بر روی سیستم‌های حقیقی وجود دارد. یکی از مهمترین این مشکلات عدم توانایی در مدل‌سازی دقیق سیستم‌های حقیقی است. به علاوه اگر هم این توانایی تا حد زیادی وجود داشته باشد، مدل به دست آمده آن قدر پیچیده می‌گردد که طراحی کنترل‌کننده‌ی مناسب را برای آن دشوار می‌کند [1]. حال این عدم قطعیت‌ها می‌تواند ناشی از دینامیک‌های مدل نشده^۱ سیستم، عدم دقت در پارامترهای مدل و یا فرسودگی سیستم باشد. علاوه بر این وجود نویز نیز از مسائلی است که می‌تواند به همراه دو عامل ذکر شده، پیاده‌سازی کنترل‌کننده‌های طراحی شده را بر روی سیستم‌های حقیقی ناکام سازد. از جهتی دیگر می‌توان عدم قطعیت‌های سیستم را به دو دسته‌ی سازگار و ناسازگار تقسیم کرد [1]. عدم قطعیت و اغتشاش سازگار به آن دسته گفته می‌شود که در راستای سیگنال ورودی کنترل سیستم باشد. اما عدم قطعیت ناسازگار، به گروهی از عدم قطعیت‌ها اطلاق می‌شود که در راستای سیگنال کنترل ورودی اعمال نشده باشد. به عبارتی نمی‌توان آن را ضریبی از سیگنال ورودی نوشت [2].

با وجود عدم قطعیت‌هایی که در بالا ذکر شد باید کنترل‌کننده‌ای برای سیستم‌های عملی طراحی شود که عملکرد مطلوبی داشته باشد. کنترل مقاوم^۲ یکی از روش‌هایی است که برای حل این مشکل پیشنهاد شده است. در ساختار یک کنترل‌کننده مقاوم دو مقوله مشاهده می‌شود [1]: در یکی از آنها هدف کنترل سیستم است و در دیگری مقابله با عدم قطعیت در مدل دنبال می‌شود. یکی از رایج‌ترین رویکردها در بحث کنترل مقاوم، کنترل حالت لغزشی^۳ است. به طور شهودی، این روش مبتنی بر این نکته است که بسیار آسانتر است که سیستم‌های مرتبه اول را کنترل کنیم، تا اینکه

¹Unmodeled Dynamics

²Robust control

³Sliding Mode Control (SMC)

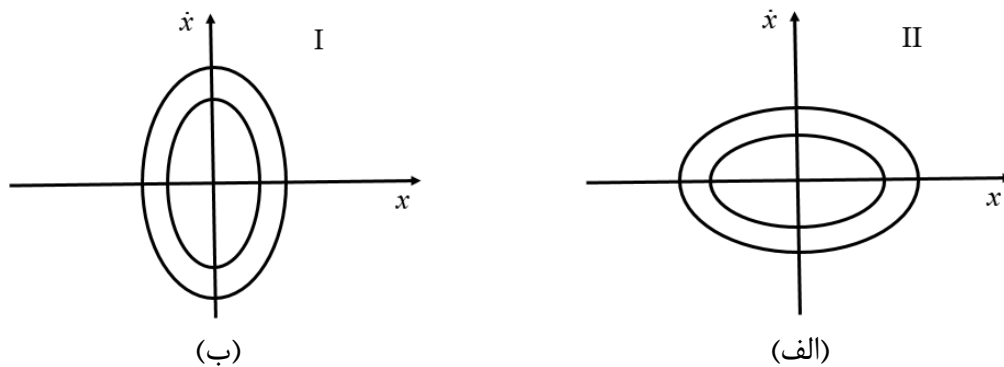
سیستم‌های عمومی‌تر مرتبه n ام را. در کنترل حالت لغزشی از این مزیت استفاده میشود و به کمک تعریف سطح لغزش نشان داده می‌شود که می‌توان به یک کنترل کننده مقاوم دست یافت. کنترل حالت لغزشی یکی از رویکردهای کنترل ساختار متغیر¹ است [3].

۲-۱ کنترل ساختار متغیر

واژه «سیستم ساختار متغیر» نخستین بار در اواخر دهه ی ۱۹۵۰ مطرح شد. سیستم ساختار متغیر به مجموعه ای از چند زیرسیستم^۲ گفته می‌شود که هر کدام با یک ساختار ثابت در ناحیه‌ی خاصی از فضای حالت عمل می‌کند. از اتصال این زیر سیستم‌ها بر اساس برخی قوانین مشخص سیستمی حاصل می‌شود که رفتارش با هر کدام از زیر سیستم‌ها متفاوت است. ویژگی اصلی سیستم کنترل ساختار متغیر، ناپیوستگی کنترل فیدبکی آن در یک یا چند ناحیه از فضای حالت است [1]. هنگام گذر حالت سیستم از هر ناپیوستگی، ساختار آن تغییر می‌کند. با عبور مکرر حالت سیستم از یک ناحیه‌ی کلیدزنی سیستم در جهت همگرا شدن حرکت می‌کند. در نهایت این حرکت به ناحیه‌ای از فضای حالت محدود می‌شود و سیستم به سیستم متعادلی تبدیل می‌شود. در تئوری کنترل، کنترل حالت لغزشی زیر شاخه ای از کنترل ساختار متغیر است و نوعی کنترل غیرخطی است که دینامیک یک سیستم غیرخطی را با کنترل کلیدزنی فرکانس بالا تغییر می‌دهد. به عنوان مثال دو سیستم زیر را در نظر بگیرید.

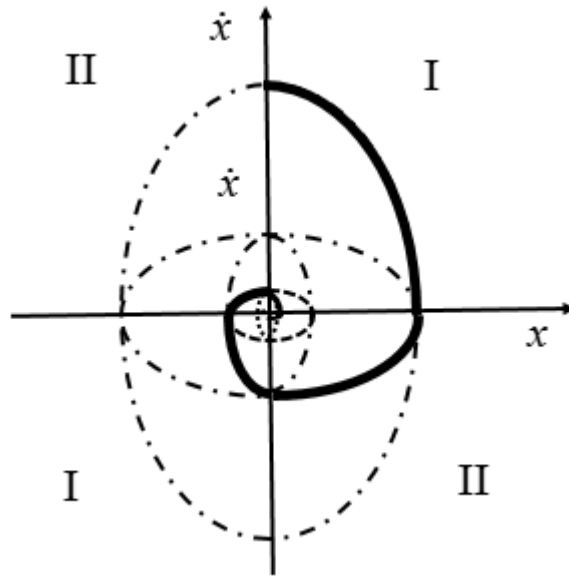
¹Variable structure control(VSC)

²Subsystem



شکل ۱-۱: دو سیستم متفاوت ناپایدار

مشاهده می‌کنید که هر دو سیستم نوسانی هستند. با ترکیب این دو سیستم با استفاده از VSC می‌توان یک سیستم پایدار به وجود آورد. به این ترتیب که در ربع اول صفحه فاز در (الف) متغیر حالت در حالت دور شدن از مبدا است ولی در شکل (ب) متغیر در حال نزدیک شدن به مبدا. بنابراین در ربع اول کنترل کننده باید بر روی سیستم (ب) سوئیچ شود و به همین ترتیب در ربع دوم بر روی سیستم (الف) قرار گیرد. در نتیجه سیستم پایدار و به مبدأ همگرا می‌شود. نتیجه به صورت شکل (۱-۲) خواهد بود.



شکل ۱-۲: نتیجه ترکیب دو سیستم نوسانی با استفاده از کنترل ساختار متغیر

اهمیت این روش در کنترل سیستم‌های دارای عدم قطعیت مشخص می‌شود. عدم قطعیت مدل سیستم غیرخطی ممکن است ناشی از مبهم بودن دستگاه (ناشناخته بودن پارامترهای دستگاه)، یا ساده‌سازی هدفمند دینامیک‌های سیستم باشد. عدم قطعیت‌های مدل‌سازی می‌توانند به دو دسته‌ی اصلی تقسیم شوند: عدم قطعیت‌های ساختاری (یا پارامتری) و عدم قطعیت‌های غیرساختاری (دینامیک‌های مدل نشده). دسته اول به بی‌دقتی اجزای مدل، و دسته دوم به بی‌دقتی در مرتبه‌ی سیستم مربوط می‌شوند [1]. عدم قطعیت مدل‌سازی می‌تواند آثار نامطلوبی بر سیستم کنترل غیرخطی داشته باشد. یکی از مهم‌ترین دیدگاه‌های مواجهه با عدم قطعیت، مدل‌سازی کنترل مقاوم است. کنترل حالت لغزشی نوعی کنترل مقاوم است که پایداری سیستم‌ها را حفظ می‌کند، میان مدل‌سازی و عملکرد تعادل برقرار می‌کند و سبب می‌شود سیستم‌ها در مواجهه با عدم قطعیت‌های سازگار مدل-سازی عملکرد ثابتی داشته باشد [4]. در عمل کنترل حالت لغزشی برای سوق دادن مسیرهای یک سیستم دینامیک به سطح لغزش در امتداد مسیر مشخص یا زیر فضای مود لغزشی استفاده می‌شود. لغزش سیستم تا رسیدن به تعادل مطلوب ادامه می‌یابد و سپس در آنجا ساکن می‌شود. مزیت اصلی

کنترل حالت لغزشی استحکام آن است. چون کنترل می‌تواند به سادگی یک کلیدزنی میان دو حالت باشد، به دقت بالایی نیاز ندارد و به تغییر پارامترها حساس نیست. به علاوه از آنجا که قانون کنترل پیوسته نیست در زمان محدودی سیستم به حالت لغزش می‌رسد. این روش از تئوری سیستم‌های کنترل ساختار متغیر سرچشمه می‌گیرد و دارای مزایای بسیاری نسبت به روش‌های دیگر است [2].

۱-۳ کنترل حالت لغزشی

همانطور که گفته شد، کنترل حالت لغزشی یک نوع خاص از طراحی کنترل ساختار متغیر است که حالت‌های سیستم را مقید می‌کند در محدوده‌ی تابع سوئیچینگ قرار داشته باشند. این روش باعث می‌شود که حالت‌های سیستم به خوبی به مقدار مطلوب خود همگرا شوند و همچنین در برابر عدم قطعیت و اغتشاش‌های سازگار مقاوم باشد. در عمل نیز این روش با استفاده از مبدل‌های قدرت روشن و خاموش به سادگی قابل پیاده‌سازی است، که می‌دانیم مبدل‌های قدرت روشن و خاموش به سادگی قابل پیاده‌سازی هستند. پرفسور اتکین^۱ یکی از ابداع‌کنندگان کنترل ساختار متغیر و حالت لغزشی می‌باشد. کنترل حالت لغزشی روشی است که یک سیستم مرتبه بالا را به یک سیستم مرتبه یک تبدیل می‌کند. با این روش یک الگوریتم کنترلی که بسیار مقاوم و کارآمد است را در اختیار داریم [3].

۱-۳-۱ صورت مساله کنترل در حالت لغزشی

کنترل مد لغزشی یک روش کنترل غیرخطی است که استراتژی کنترل را در برابر عدم قطعیت سازگار تضمین می‌کند. در این روش پایداری بوسیله نگه داشتن حالت‌های سیستم روی سطح لغزش بدست می‌آید. [1]

سیستم غیرخطی تک ورودی- تک خروجی زیر را در نظر بگیرید:

¹Atkin

$$x^{(n)} = f(x, t) + bu(t) \quad (1-1)$$

$$y = x$$

کنترل لغزشی را میتوان در سیستمهایی که تابع $f(x)$ و b در آنها محدود بوده اما به طور دقیق مشخص نیستند به کار برد. بنابراین فرض می‌کنیم خطای تخمین تابع $f(x)$ (مثلاً $\hat{f}(x)$) با تابعی مثل $F(x)$ محدود می‌شود.

$$|\hat{f}(x) - f(x)| \leq F(x) \quad (2-1)$$

به طور مشابه بهره کنترلی b نیز به صورت زیر محدود می‌شود.

$$0 \leq b_{\min} \leq b \leq b_{\max} \quad (3-1)$$

تخمین \hat{b} از b به صورت میانگین هندسی زیر در نظر گرفته می‌شود.

$$\hat{b} = \sqrt{(b_{\min} b_{\max})} \quad (4-1)$$

$$\text{که در آن } \beta = \sqrt{\left(\frac{b_{\max}}{b_{\min}}\right)} \text{ حد بهره می‌باشد.}$$

کنترل کننده لغزشی به منظور دنبال کردن منحنی مطلوب x_d طراحی شده است. سیگنال کنترلی $u(t)$ به گونه‌ای محاسبه شده است که سیستم حلقه بسته به سطح لغزش $s(t)$ رسیده و بر روی آن باقی بماند. سیگنال کنترلی $u(t)$ مورد نیاز سیستم برای باقیماندن روی این سطح را $\hat{u}(t)$ می‌نامیم. سطح لغزش به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$s = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{(n-1)} \tilde{x} \quad (5-1)$$

که در آن \tilde{x} به عنوان خطای بین x و x_d و λ به عنوان مقدار ثابت با علامت مثبت تعریف می‌شوند.

سیگنال کنترلی مورد نظر با قراردادن $\frac{ds}{dt} = 0$ و پس از عملیات ساده جبری به صورت زیر بدست

می آید:

$$\hat{u} = \frac{1}{b} \left(-\hat{f} + \ddot{x}_d - 2\lambda\tilde{x} - \lambda^2\tilde{x} \right) = \frac{1}{b} \tilde{u} \quad (6-1)$$

در خارج از $s(t)$ ، شرایط رسیدن به سطح لغزش و پایداری آن می بایست مشخص شوند. بدین

منظور تابع کاندید لیاپانوف $V = \frac{1}{2}s^2$ تعریف می شود. مشتق زمانی این تابع $\dot{V} = \dot{s}s$ می باشد. لذا با

توجه به قانون لیاپانوف، قانون کنترلی u می بایست به گونه ای در نظر گرفته شود که $\dot{s}s \leq -\eta|s|$ باشد. این شرط را قانون رسیدن می نامیم.

در کنترل حالت لغزشی پایداری سیستم از نوع مجانبی است [4]. واضح است که عمده ی تلاش

کنترلی 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. لذا کنترل حالت لغزشی دارای دو مرحله اصلی است:

۱. مرحله رسیدن^۱ به سطح

۲. مرحله لغزش روی سطح^۲

مرحله رسیدن به سطح

در این مرحله با استفاده از قانون رسیدن به سطح، سیگنال ورودی سیستم چنان طراحی می -

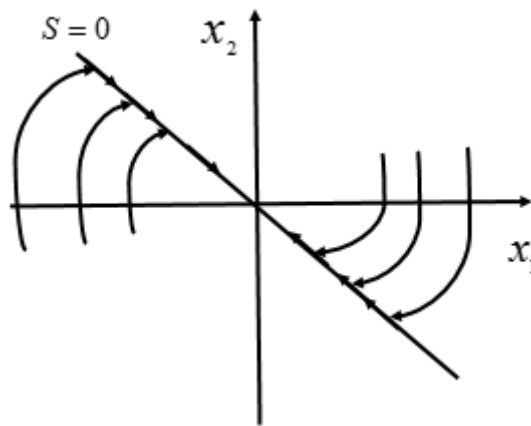
شود که در بدترین شرایط ممکن، مسیر حالت خطا به سطح برسد که به معنی مقاوم بودن سیستم

است. همانطور که در بالا ذکر شد قانون رسیدن به سطح به صورت زیر تعریف می شود:

¹Reaching Phase
²Sliding Phase

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} s^2 \leq -\eta |s| \quad (7-1)$$

این قانون حالت‌های سیستم را مجاب می‌کند که از در هر نقطه‌ای از صفحه‌ی فاز قرار دارند به سطح برسند. حال اینکه از چه مسیری و چگونه به سطح برسند مشخص نیست [2][5]. همین مسئله یکی از مشکلات فاز رسیدن است. به عبارتی از معایب عمده این مرحله این است که سیستم نسبت به نویز و اغتشاش تغییرناپذیر^۱ نمی‌باشد. به عبارت دیگر سیستم تحت تأثیر اغتشاش، نویز و ... قرار می‌گیرد و به همین دلیل دینامیک‌های سیستم در این مرحله نامشخص و کنترل ناپذیرند. بر همین اساس تلاش‌های زیادی صورت گرفته است تا این مرحله حذف شود. مبنای این روش‌ها تعریف سطحی متغیر با زمان است به طوری که حالت‌های سیستم از ابتدا بر روی سطح قرار گیرند. مشکل همه این روش‌ها وجود عدم قطعیت در شرایط اولیه حالت‌های سیستم است. نمودار این نوع حرکت در شکل (۳-۱) دیده می‌شود.



شکل ۳-۱: مرحله‌ی رسیدن به سطح

مرحله لغزش روی سطح

در این مرحله که حالت لغزشی نامیده می‌شود مسیر به صورت مجانبی به سمت نقطه‌ی

^۱Invariant

تعادل حرکت می‌کند. در این مرحله سیستم نسبت به اغتشاش سازگار¹ تغییرناپذیر می‌باشد و این مهم‌ترین خصوصیت کنترل حالت لغزشی است. گفته شد که اغتشاش سازگار، اغتشاشی است که در راستای اثرگذاری سیگنال ورودی کنترل، به سیستم تحمیل می‌شود. تغییرناپذیری نیز خصوصیت و معیاری بهتر از مقاوم بودن است. می‌توان گفت که تغییرناپذیری معادل است با مقاوم بودن به همراه عملکرد مناسب.

در اینجا نکته‌ای که باید به آن توجه شود این است که زمان مرحله رسیدن محدود باشد. به عبارت دیگر چنانچه همگرایی به سمت سطح، مجانبی باشد، چون مسیر حالت خطا هیچ‌گاه به سطح نمی‌رسد، لغزشی روی سطح اتفاق نخواهد افتاد و فاز لغزش به کلی از بین می‌رود و مسیر حالت خطا همواره در فاز رسیدن خواهد بود و چون این فاز مهمترین خصوصیت کنترل حالت لغزشی، یعنی خاصیت تغییرناپذیری را ندارد، ایده ی SMC از بین خواهد رفت [6]. به همین دلیل، برای این که رسیدن به سطح در زمان محدود تضمین شود از قانون رسیدن 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 به صورت زیر است [1]:

$$\dot{S} = -k \operatorname{sign}(s) \quad (8-1)$$

بر این اساس سیگنال ورودی کنترل از مجموع دو جمله تشکیل شده است:

قسمتی که از معادله $\dot{S} = 0$ به دست می‌آید و کنترل معادل نام دارد و نقش آن همانند یک کنترل کننده معکوس است و هنگامی وارد عمل می‌شود که حالت های سیستم ورودی سطح باشند. روش هایی که فقط از این جمله استفاده می‌کنند، اطلاعات و دانش زیادی از سیستم نیاز خواهند داشت. قسمتی که از معادله $\dot{S} = -k \operatorname{sign}(s)$ به دست می‌آید و کنترل تصحیح کننده نام دارد و هنگامی وارد

¹Matched disturbance

عمل میشود که حالت‌های سیستم از سطح جدا شوند. بنا براین با توجه به توضیحاتی که داده شد در کنترل حالت لغزشی به منظور حفظ خاصیت تغییرناپذیری، استفاده از تابع علامت^۱ ضروری است. به علاوه بهره‌ی سوئیچینگ، یعنی k باید طوری انتخاب شود که رسیدن به سطح را در زمان محدود تضمین نماید، به عبارت دیگر برای تابع لیاپانوف تعریف شده لازم است که رابطه‌ی زیر همواره برقرار باشد:

$$\dot{V}(s) < -\varepsilon \quad \text{for } s \neq 0 \quad (9-1)$$

که در این معادله ε یک عدد مثبت است.

۴-۱ مزایا و معایب کنترل مد لغزشی

مزایای این روش عبارتند از [6][1]:

۱. عملکرد خوب کنترلی در حالت تعقیب^۲ 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

معایب این روش:

۱. یکی از اساسی‌ترین معایب کنترل حالت لغزشی مسئله‌ی چترینگ^۱ است که در ادامه مفصل

¹Sign Function
²Tracking

درباره آن توضیح داده خواهد شد و راهکارهایی که تا کنون برای حل این مشکل ارائه شده است نیز بررسی می‌شود.

۲. دیگر اینکه برای محاسبه‌ی قسمت کنترل باید سیستم بطور کامل معلوم باشد.
۳. همچنین با وجود اینکه کنترل حالت لغزشی در مقابل عدم قطعیت سازگاز تغییر ناپذیر است، اما در برابر عدم قطعیت ناسازگار^۲ حساس و تغییر پذیر است. در فصل آینده سابقه‌ی پژوهش‌های انجام شده حول این موضوع نیز بررسی می‌شود و به نواقص این روش‌ها نیز اشاره می‌کنیم.

۱-۴-۱ پدیده‌ی چترینگ

نوسانات فرکانس بالا اما محدود با دامنه‌ی کوچک که موجب کاهش دقت، تلفات گرمایی فراوان در مدارهای الکتریکی و یا فرسودگی اجزای متحرک مکانیکی می‌شود چترینگ نامیده می‌شود. 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 [2][1]. برای کاهش چترینگ ابتدا باید منشأ شفاف‌ی برای آن ارایه شود. اگر هر نوع نوسان در دینامیک‌های سیستم چترینگ شناخته شود، حذف آن بسیار مشکل و حتی غیرممکن است. کنترل حالت لغزشی ناپیوسته است. یکی از مشکلاتی که در این روش با آن مواجه هستیم این است که تاخیر در تابع علامت باعث چترینگ می‌شود. به این ترتیب که وقتی یکی از متغیرهای حالت به سمت سطح حرکت می‌کند، پس از برخورد با سطح از آن عبور می‌کند و در حالی که در حالت ایده آل در هنگام برخورد باید بر روی سطح بلغزد. این تاخیر در عملکرد تابع سوئیچینگ باعث می‌شود که متغیر حالت از سطح عبور کرده و وارد ناحیه دیگر شود [6]. وقتی که تابع با تاخیر سوئیچ می‌شود متغیر حالت به سمت سطح باز می‌گردد که دوباره همان عمل تکرار می‌شود و همانطور که در شکل نشان داده شده است باعث بروز پدیده چترینگ می‌شود. یکی از فرضیات

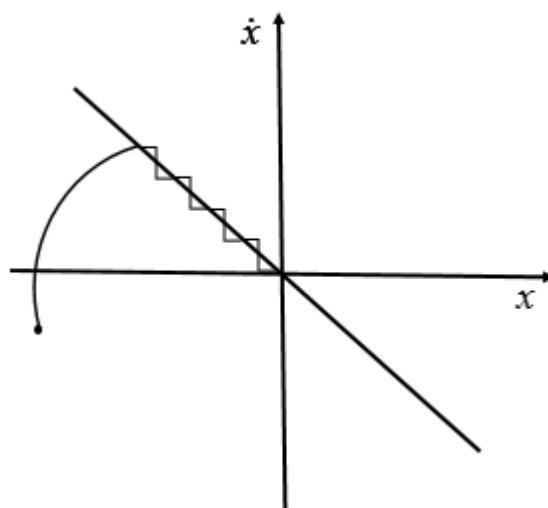
¹chattering

²Unmatched uncertainty

در طراحی و آنالیز کنترل حالت لغزشی این است سوئیچینگ با سرعت بسیار بالایی اتفاق بیفتد که در عمل دستیابی به این کنترل سوئیچینگ بالا غیرممکن است. محدودیت محرکه های فیزیکی نیز میتواند یکی از عوامل باشد که باعث بروز چترینگ می شود.

پیاده سازی کنترل حالت لغزشی در حوزه گسسته نیز میتواند باعث پدیده لرزش شود. با توجه به این که فرکانس سوئیچینگ بوسیله نرخ نمونه برداری محدود میگردد که این به نوبه خود باعث لرزش می گردد، چون در حالت ایده آل همانطور که قبلا بیان شد، حالت لغزشی به فرکانس سوئیچینگ بی نهایت نیاز دارد [6][7]. از دلایل دیگر می توان به نادیده گرفتن دینامیک های سریع در مدل سیستم نام برد. دینامیک های مدل نشده¹ در واقع دینامیک سنسورها و محرکه ها هستند. خیلی از مواقع مهندسين کنترل فرض می کنند که دینامیک سنسورها و محرکه ها 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 فرایند طراحی لحاظ شود. در شکل (۱-۳) لرزش یا چترینگ متغیرهای حالت را بر روی سطح لغزش مشاهده می کنید [1].

¹Unmodeled dynamics



شکل ۱-۴: مرحله‌ی لغزش حالت بر روی سطح و پدیده‌ی چترینگ

فصل دوم

مروری بر کارهای گذشته

۲-۱ روش‌های کاهش چترینگ:

بدلیل کارآمد و مقاوم بودن روش کنترل حالت لغزشی، در سال‌های اخیر تلاش‌های زیادی در جهت رفع مشکل چترینگ پیشنهاد شده است. به تعدادی از مهم‌ترین آن‌ها در زیر اشاره می‌شود. سپس به تفصیل درباره‌ی هر یک از آن‌ها توضیح داده خواهد شد.

۱. روش لایه مرزی^۱

۲. روش لایه مرزی تطبیقی^۲

۳. کنترل حالت لغزشی مرتبه بالا^۳

۴. کنترل حالت لغزشی دینامیکی^۴

۵. روش‌های هوشمند^۵

۲-۱-۱ روش لایه مرزی

یکی از قدیمی‌ترین روش‌های حذف چترینگ روش لایه مرزی است. در این روش در اطراف سطح لغزش لایه ای ایجاد می‌کنیم و سیگنال کنترل ورودی را طوری تعریف می‌کنیم که همواره متغیرهای حالت سیستم را از خارج لایه به داخل آن سوق دهد. در این روش سویچینگ سیگنال ورودی به طور کامل حذف نمی‌شود و همواره باید بین خطای تعقیب و چترینگ مصالحه مناسبی برقرار شود [8]. به عبارتی برای کاهش چترینگ باید ضخامت این لایه را بزرگ در نظر بگیریم که این کار باعث افزایش خطای تعقیب می‌شود. از طرفی اگر ضخامت این لایه را کوچک در نظر بگیریم، چترینگ رخ خواهد داد [1][9]. مسئله‌ای که وجود دارد این است که در این روش، بدلیل جایگزینی

¹Boundary Layer Method

²Adaptive Boundary Layer Method

³Higher Order Sliding Mode Control

⁴Dynamic Sliding Mode Control

⁵Intelligent Methods

تابع علامت، تغییرناپذیری سیستم از بین می‌رود. همانطور که قبلاً اشاره شد، تغییرناپذیری یکی از مزیت‌های اصلی کنترل مد لغزشی است. البته با وجود اینکه در این روش تغییرناپذیری از بین می‌رود ولی اکثر محققان این روش را پذیرفته‌اند. ولی 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 [9]:

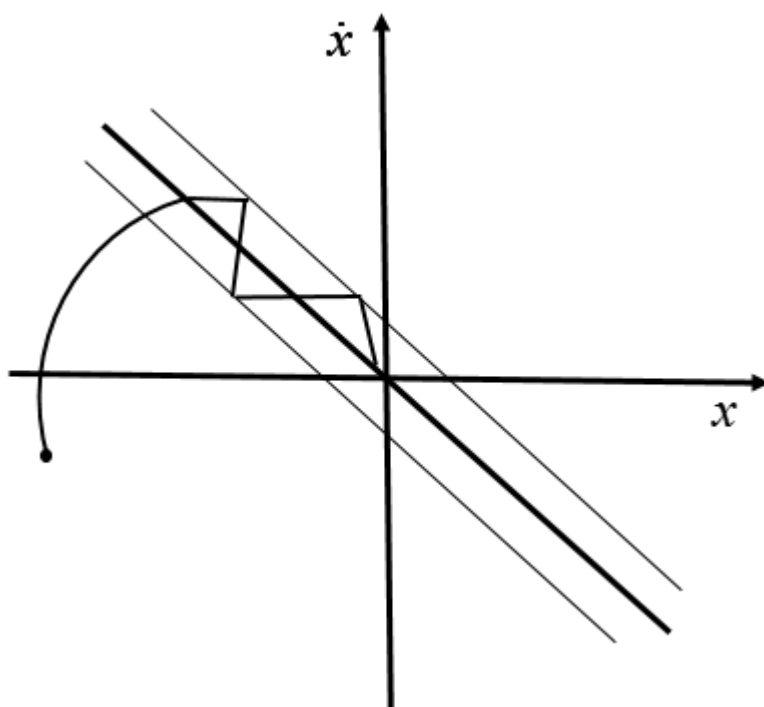
$$\dot{s} = -k \operatorname{sat}\left(\frac{s}{\phi}\right) = \begin{cases} -\frac{k}{\phi} s \\ -k \operatorname{sign}(s) : |s| > \phi \end{cases} \quad (1-2)$$

که در آن ϕ ضخامت لایه مرزی است. واضح است که چنانچه ϕ مقدار کوچکی باشد بهره 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 کننده چترینگ را کاهش می‌دهد ولی عامل دیگر را بوجود می‌آورد.

به عنوان مثال در [10] با هدف کاهش چترینگ در کنترل حالت لغزشی، یک لایه مرزی حول سطح لغزش در نظر گرفته شده است و یک کنترل کننده پیوسته در داخل لایه طراحی شده است. سپس تاثیر در نظر گرفتن لایه مرزی بر کاهش چترینگ و خطای همگرایی مورد بررسی قرار گرفته است. در این مقاله از یک تابع پیوسته به جای تابع علامت استفاده شده است. این روش بر روی سیستم‌های غیرخطی نیز قابل اعمال است.

در [8] نیز پیشنهاد شده است که با جایگزین کردن یک تابع پیوسته به جای تابع علامت چترینگ را به میزان زیادی در سیستم‌های غیر خطی کاهش داده است. الگوریتم روش پیشنهادی از تئوری پایداری لیاپانوف بدست آمده است.

همچنین در [11] یک لایه مرزی ثابت در نظر گرفته که با استفاده از تابع اشباع اصلاح شده^۱ 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 شبیه‌سازی‌های این مقاله مشاهده می‌شود 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 می‌رود و اولین و مهمترین خاصیت کنترل حالت لغزشی از دست رفته است.



شکل ۱-۲: نمایش مسیر حالت‌ها در روش لایه مرزی

^۱Modified Saturation (MSA)

۲-۱-۲ روش لایه مرزی تطبیقی:

دومین روشی که برای حذف چترینگ از کنترل حالت لغزشی پیشنهاد می‌شود این روش است. این روش به نوعی اصلاح شده‌ی روش لایه مرزی است. به این صورت که ضخامت لایه مرزی یعنی $\phi(t)$ متغیر بوده و مطابق با یک الگوی منظم و روشی مدون طوری تغییر نماید که چترینگ به طور کامل حذف شود. در نگاه اول ممکن است این چنین به نظر برسد که این روش، چترینگ را به طور کامل حذف مینماید، ولی در این روش نیز به ناچار در داخل لایه مرزی از بهره ای بزرگ استفاده می‌شود. به عبارت دیگر گرچه این روش، یکی از عوامل ایجاد کننده چترینگ را به طور کامل حذف می‌کند ولی موجب بروز ناپایداری در داخل لایه مرزی می‌شود. به عنوان مثال در [12] 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. به این صورت که بهره مورد استفاده در کنترلر، با توجه به شرایط تغییر می‌کند. روش ارائه شده بر روی یک سیستم غیرخطی اعمال شده است. در [9] روش دیگری پیشنهاد شده که بر روی سیستم‌های غیرخطی 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 جلوگیری می‌کند، بر این مبنای چترینگ ناشی از سوئیچینگ سیگنال ورودی سیستم حذف خواهد شد.

۲-۱-۳ کنترل حالت لغزشی مرتبه بالا

در کنترل حالت لغزشی معمولی سطح لغزشی تعریف می‌شود که پایدار است و هدف این است که سیگنال ورودی سیستم طوری طراحی شود که در هر شرایطی و در حضور هر نوع اغتشاش سازگار و نویز، حالت‌های سیستم بر روی سطح قرار گیرند و به سمت صفر هدایت شوند. برای غلبه بر اغتشاش سازگار در کنترل حالت لغزشی معمولی استفاده از سوئیچینگ بر روی سطح s ضروری است.

اما در کنترل حالت لغزشی مرتبه بالا این سویچینگ به مشتقات بالاتر سطح منتقل می‌شود بنابراین خود سطح صاف و هموار بوده و سویچینگ در آن مشاهده نمی‌شود. فرض کنید که هدف صفر کردن متغیر $s(X, t)$ است، که بردار حالت سیستم بوده و t متغیر زمان است. به علاوه فرض کنید عدد طبیعی r بیانگر مرتبه لغزش سیستم باشد، یعنی تعداد دفعاتی که باید از s نسبت به زمان مشتق گرفت تا سیگنال ورودی سیستم در آن ظاهر شود. به عنوان مثال سیستمی با معادله زیر را در نظر بگیرید [13][14]:

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

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

$$s^{(r)} = \varphi(\cdot) + \gamma(\cdot)u, \quad \varphi = L_g L_f^{r-1} s, \quad \gamma = L_f^r s \quad (3-2)$$

که L عملگر مستقلی است. اکنون هدف از طراحی کنترل کننده، صفر کردن s در معادله (3-2) با استفاده از سیگنال u می‌باشد. یکی از مهمترین مشکلات این روش این است که به علت استفاده از مشتق برای رسیدن به معادله (3-2)، به دانش و اطلاعات زیادی از سیستم نیاز است. برای مثال برای وقتی که سیستم از مرتبه دو است، مشتق معادله سطح لغزشی باید با کمک یک الگوریتم مناسب تخمین زده شود.

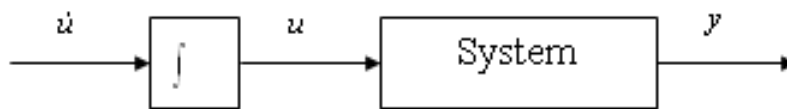
در [13] روش کنترل حالت لغزشی مرتبه بالا برای کنترل ژنراتور قدرت توربین بادی سرعت متغیر مورد استفاده قرار گرفته است. در این روش علاوه بر غلبه بر عدم قطعیت پارامتری در سیستم، چترینگ نیز تا حد زیادی کاهش یافته است.

در بعضی از مقالات کنترل حالت لغزشی مرتبه دو مورد استفاده بوده، به عنوان مثال در [14] از این روش برای بهبود عملکرد سیستم‌های مرتبه دو استفاده شده است. در این مقاله یک سطح انتگرالی

مشتقی برای کنترل حالت لغزشی در نظر گرفته شده است. این ایده بر روی یک سیستم الکترومکانیکی انجام شده در حالی که برای بدست آوردن پارامترهای سیستم از اندازه‌گیری ورودی-خروجی استفاده نموده است. ولی همان طور که از نتایج برمی‌آید مشخص است که باید سیستم بطور کامل در دسترس باشد تا بتوان با چند مرحله مشتق‌گیری به سیگنال کنترل دست یافت.

۴-۱-۲ کنترل حالت لغزشی دینامیکی

در این روش برای حذف سوئیچینگ سیگنال ورودی سیستم، از یک انتگرال‌گیر (و یا به طور کلی از یک فیلتر پایین گذر) استفاده می‌شود [15].



شکل ۲-۲: بلوک کنترل حالت لغزشی دینامیکی

آنگاه مقدار \dot{u} با استفاده از SMC محاسبه خواهد شد. بنابراین، سوئیچینگ حاصل از تابع علامت موجود در SMC در \dot{u} ظاهر خواهد شد نه در ورودی u . مهمترین مشکل این روش این است که درجه سیستم یک واحد افزوده خواهد شد (در صورت استفاده از انتگرال‌گیر). به عنوان مثال سیستم زیر را در نظر بگیرید:

$$\dot{x}_i = x_{i+1} : i = 1, 2, \dots, n-1 \quad (4-2)$$

$$\dot{x}_n = f(X, u), X = [x_1, x_2, \dots, x_n]$$

برای اعمال $DSMC$ به این سیستم و محاسبه \dot{u} ، معادله (۴-۲) را به صورت یک سیستم افزوده خواهیم نوشت:

$$x_{n+1} = f(X, u) \quad (5-2)$$

$$\dot{x}_i = x_{i+1} : i = 1, 2, \dots, n-1$$

$$\dot{x}_n = x_{n+1}$$

$$\dot{x}_{n+1} = \frac{\partial f}{\partial X} \dot{X} + \frac{\partial f}{\partial u} \dot{u}$$

واضح است که برای محاسبه \dot{u} باید حالت x_{n-1} و یا دینامیک سیستم یعنی f مشخص و معلوم باشد. مشکل دیگر این روش این است که به علت وجود مشتق در معادله (۵-۲)، به دانش و اطلاعات زیادی از سیستم نیاز است. به علاوه در اعمال SMC به این سیستم باید به کوچک بودن بهره نیز توجه نمود. کنترل حالت لغزشی دینامیکی، یک واحد به دینامیک‌های سیستم اضافه می‌کند که دینامیک اضافه شده می‌تواند به عنوان جبران کننده در نظر گرفته شود [16]. این دینامیک‌های اضافه برای بهبود پایداری سیستم و همچنین بدست آوردن رفتار و عملکرد مطلوب سیستم طراحی شده‌اند. این روش مزیت کنترل حالت لغزشی همچون تغییرناپذیری را حفظ کرده و مزیت دیگری همچون کاهش چترینگ را به آن افزوده است. کنترل حالت لغزشی دینامیکی توجهات زیادی را در چند سال اخیر به خود جلب کرده است. اضافه کردن دینامیک‌های اضافه به سطح لغزش کمک کرده است تا بسیاری از مشکلات در سیستم‌های عملی حل شود. در [17] روشی ارائه شده است که از کنترل حالت لغزشی دینامیکی استفاده می‌کند. بدون استفاده از هیچگونه مشتق گیر، یک قانون کنترل حالت لغزشی اصلاح شده و پایدار که رسیدن متغیرهای حالت را به سطح، در زمان محدود تضمین می‌کند پیشنهاد شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که روش ارائه شده چترینگ را به خوبی کاهش داده است.

۵-۱-۲ روش‌های هوشمند

در دهه‌های اخیر، روش‌های هوشمند در ساختار کنترل کننده‌ها در سیستم‌های غیرخطی مورد استفاده قرار گرفته‌اند و تحقیقات مختلفی روی روش‌های کنترل حالت لغزشی انجام داده‌اند. می

دانیم روشهای هوشمند به هیچ وجه مدون نبوده و نمی توان دسته بندی مشخصی از این روشها را ارائه کرد. اما یکی از روشهایی که بسیار در این زمینه مورد توجه قرار گرفته است، استفاده از روش کنترل فازی در کنار کنترل حالت لغزشی است. یکی از رویکردهای استفاده از کنترل فازی در کنار کنترل حالت لغزشی حذف چترینگ است. در برخی از این روشها، از یک فیلتر پایین گذر برای حذف نوسانات فرکانس بالای سیگنال ورودی سیستم استفاده می شود. در این حالت، وظیفه سیستم فازی تنظیم پارامترهای این فیلتر می باشد به نحوی که سویچینگ سیگنال ورودی به طور کامل حذف شود. به عنوان مثال فیلتر پایین گذر زیر را در نظر بگیرید:

$$\dot{u}_f = \lambda (u_f - u) \quad (۶-۲)$$

در این معادله u سیگنال ورودی، u_f خروجی و λ پهنای باند فیلتر می باشد. اگر پهنای باند λ کوچک باشد تغییرات شدید موجود در u حذف خواهد شد ولی اگر مقدار λ خیلی کوچک شود اختلاف بین u و u_f زیاد گشته و ممکن است در عملکرد خروجی سیستم اختلال ایجاد کند. بنابراین به صورت شهودی می توان گفت که اگر حالت‌های سیستم به اندازه کافی به سطح نزدیک باشند، λ ی کوچک مطلوب می باشد، چرا که در این حالت نیازی به تغییرات موجود در u برای نزدیک کردن حالات به سطح نمی باشد، ولی هرگاه حالت‌های سیستم از سطح دور شوند، لازم است که λ بزرگ گردد زیرا سویچینگ سیگنال ورودی برای برگرداندن حالتها به نزدیکی سطح مورد نیاز می باشد. این کار را می توان با استفاده از قواعد فازی انجام داد. یعنی در این حالت، وظیفه سیستم فازی تعیین مقدار مناسب λ می باشد.

در [18] از کنترل حالت لغزشی مبتنی بر لایه مرزی متغیر فازی استفاده شده است. با استفاده از قوانین فازی بهره کنترلی مناسب انتخاب می شود که بستگی به فاصله ی متغیرهای حالت از سطح لغزش دارد.

همچنین در [19] 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.

۲-۲ روش‌های ارائه شده در مقابله با عدم قطعیت ناسازگار

مشاهده شد که در جهت کاهش پدیده‌ی چترینگ کارهای زیادی انجام گرفته است. اما در همه‌ی این روش‌ها به مسئله‌ی تغییرپذیری کنترل حالت لغزشی در برابر عدم قطعیت ناسازگار توجه نشده است. اخیراً این مسئله مورد توجه محققین کنترل قرار گرفته است. استراتژی‌های مختلفی از جمله رویکرد ریکاتی، کنترل تطبیقی، فازی، عصبی، کنترل حالت لغزشی مبتنی بر ماتریس خطی نامساوی، کنترل حالت لغزشی انتگرالی از جمله روش‌هایی است که در این جهت ارائه شده است. البته کنترل حالت لغزشی ترکیبی یا استراتژی‌های کنترلی دیگر که عدم قطعیت‌ها و اغتشاشات را تخمین می‌زنند بیشتر مورد توجه قرار گرفته‌اند.

در [20] روشی برای پایداری سیستم‌های غیرخطی متغیر با زمان با عدم قطعیت سازگار و ناسازگار پیشنهاد شده است که بین دو قانون کنترل سوئیچ می‌شود.

۱. یک کنترل مد لغزشی مرتبه یک

۲. کنترل مد لغزشی مرتبه دو

در این ایده یک کنترل ساختار متغیر برای یک کلاس از سیستم‌های مرتبه دو طراحی شده است. همچنان پایداری سیستم حلقه بسته اثبات شده است. در این مقاله نشان داده شده که ناحیه‌ی

پایداری رابطه‌ی مستقیمی با مرتبه‌ی تابع عدم قطعیت دارد و می‌توان با حل یک نامعادله آن را بدست آورد. عدم قطعیت در نظر گرفته شده بیشتر از عدم قطعیت موجود در کاربردهای عملی در نظر گرفته شده است. در این مقاله تمام سیستم به عنوان عدم قطعیت در نظر گرفته شده است.

در [21] نیز روش مقاومی با استفاده از کنترل حالت لغزشی برای کلاس خاصی از سیستم‌های نامعین پیشنهاد شده است. در این سیستم‌ها عدم قطعیت سازگار و ناسازگار هر دو وجود دارند. ابتدا پایداری سطح دینامیکی طراحی شده نشان داده می‌شود، سپس با استفاده از یک رویکرد پایداری متغیرهای حالت سیستم تخمین زده شده است. مساله‌ای که در این روش وجود دارد این است که بر روی همه‌ی سیستم‌های غیرخطی قابل پیاده سازی نیست و محدودیت‌هایی وجود دارد.

در [22] از کنترل حالت لغزشی بر مبنای یک رویکرد غیرخطی اغتشاش (DOB)، برای سیستم‌هایی با عدم قطعیت ناسازگار استفاده شده است. در این مقاله با طراحی یک سطح لغزش جدید، با اطلاعاتی که از تخمین اغتشاش بدست می‌آید، یک کنترل مد لغزشی برای مقابله با عدم قطعیت ناسازگار پیشنهاد شده است. روش ارائه شده دو هدف را دنبال می‌کند. اول اینکه بهره سوئیچینگ بکار رفته در طراحی کنترل کننده بزرگتر از کران بالای تخمین اغتشاش باشد. در نتیجه مسئله‌ی چترینگ بهبود پیدا می‌کند. دوم اینکه با حفظ مزیت‌های کنترل حالت لغزشی متداول و تعریف یک سطح جدید، سیستم در حضور عدم قطعیت ناسازگار عملکرد مطلوبی داشته باشد. ریاضیات سنگین و محاسبات پیچیده موجود در این روش خسته کننده بوده و همچنین کران بالای عدم قطعیت سیستم در آن مورد نیاز است.

در [23] یک کنترلر حالت لغزشی انتگرالی دینامیکی برای سیستم‌هایی که حالت‌های آن‌ها به عدم قطعیت سازگار و ناسازگار وابسته است. کنترلر دینامیکی طراحی شده مبتنی بر روش فیدبک خروجی می‌باشد که علاوه بر کاهش پدیده چترینگ، تاثیر عدم قطعیت ناسازگار را نیز از بین می‌برد. یک سطح انتگرالی نیز طراحی شده است که تضمین می‌کند حالت‌های سیستم بدون فاز رسیدن بر

روی سطح قرار می‌گیرند و مقاوم بودن سیستم را در برابر عدم قطعیت‌های سازگار و ناسازگار ارتقاء می‌بخشد. در آخر این روش بر روی مدل سینماتیکی خودرو پیاده شده است.

روش کنترل حالت لغزشی دیگری برای سیستم‌های مرتبه n ، با حضور عدم قطعیت ناسازگار در [24] ارائه شده است. این روش نیز مبتنی بر رویکرد می‌باشد. در این مقاله سعی شده با تعمیم رویکرد اغتشاش و تعمیم و اصلاح سطح لغزش با عدم قطعیت ناسازگار مقابله کند.

در [25] نیز برای سیستم‌های خطی متغیر با زمان دارای عدم قطعیت ناسازگار روشی ارائه شده است. در این روش که مبتنی بر کنترل حالت لغزشی است ضرایب سطح لغزش طوری در نظر گرفته شده است که شرایط تغییرناپذیری کنترل مد لغزشی را مهیا می‌کند. به عبارتی با انتخاب مناسب ضرایب سطح لغزش، عدم قطعیت ناسازگار را به سازگار تبدیل می‌کند. همچنین در این مقاله پایداری سیستم حلقه بسته تضمین شده است.

در [26] روش دیگری در این زمینه ارائه شده است. در این مقاله یک سطح لغزش مبتنی بر نامعادله ماتریس خطی (LMI) برای کنترل حالت لغزشی انتگرالی سیستم‌های با عدم قطعیت ناسازگار ارائه شده است که در آن کران‌های عدم قطعیت معلوم فرض شده است. در حقیقت در این مقاله به منظور اینکه علاوه بر حذف چترینگ بتوان در مقابل عدم قطعیت ناسازگار نیز سیستم مقاومی داشته باشیم، کنترل حالت لغزشی انتگرالی توسعه داده شده است. علاوه بر این با طراحی یک قانون کنترل فیدبک سوئیچینگ تضمین می‌شود که فاز لغزش از لحظه‌ی صفر شروع می‌شود. به عبارتی در این روش مرحله‌ی رسیدن به سطح حذف شده است.

در برخی از مقالات برای مقابله با عدم قطعیت ناسازگار از تئوری حالت لغزشی با چند سطح استفاده شده است. به عنوان مثال در [27] یک روش کنترل حالت لغزشی با این ایده برای سیستم‌های تک

ورودی- تک خروجی^۱ دارای عدم قطعیت ناسازگار ارائه شده است. همچنین از روش تقریب تابع به منظور تغییر شکل عدم قطعیت‌ها به توابع پایدار متعامد محدود استفاده شده است. در آخر برای همگرایی خطای خروجی یک کنترلر تطبیقی به روش لیاپانوف طراحی شده است. به دلیل استفاده از انواع کنترل کننده‌ها در این روش، محاسبات سنگینی مشاهده می‌شود.

^۱SISO

فصل سوم

روش پیشنهادی

همانطور که بیان شد در استفاده از روش کنترل حالت لغزشی با دو مشکل مواجه هستیم :

چترینگ و مقاوم نبودن در برابر عدم قطعیت ناسازگار. در این پایان نامه می‌خواهیم این دو مشکل را همزمان رفع کنیم. بر مبنای دانش فعلی ما، *DSMC* به تنهایی نمی‌تواند مشکل عدم قطعیت ناسازگار را حل کند. نشان می‌دهیم که با طراحی چند سطح لغزش و سیگنال کنترل مناسب برای سیستم مورد نظر در *DSMC*، سیستم در حضور عدم قطعیت‌های سازگار و ناسازگار به طور همزمان، عملکرد خوبی خواهد داشت. برای رسیدن به این هدف (حذف چترینگ و تغییرناپذیری در حضور عدم قطعیت ناسازگار)، در طراحی *DSMC* با یک چالش روبرو هستیم و آن این است که مرتبه سیستم یک واحد افزایش می‌یابد. بدین منظور سطح لغزش طراحی شده، به دلیل وجود ترم نامعین در آن، باید تخمین زده شود. برای غلبه بر مشکل تخمین سطح لغزش در *DSMC*، در این پایان نامه از یک رویکرد غیرخطی عصبی¹ استفاده شده است. این رویکرد ترم‌های نامعین سطح لغزش را تخمین می‌زند، بنابراین سطح لغزش در دسترس خواهد بود.

یکی از مزیت‌های روش ارائه شده در این پایان‌نامه، سادگی در مفهوم و پیاده‌سازی آن است و همچنین این که کران بالای عدم قطعیت نه در *DSMC* و نه در رویکرد مورد استفاده قرار نمی‌گیرد، که این یک مسئله مهم در پیاده‌سازی سیستم‌های عملی است.

در این فصل ابتدا صورت مساله بیان می‌شود و یک توضیح اجمالی درباره آن داده می‌شود. سپس رویکرد عصبی برای تخمین سطح لغزش پیشنهاد می‌شود و در ادامه ساختار کنترل کننده شرح داده می‌شود. سپس نکاتی درباره روش ارائه شده مطرح خواهد شد. در فصل بعد نیز روش ارائه شده بر روی دو سیستم غیر خطی افاین اعمال می‌شود و نتایج شبیه‌سازی مورد بررسی قرار می‌گیرد.

¹ Nonlinear neural observer

۳-۱ بیان مسئله

صورت کلی یک سیستم مرتبه دو را بررسی می‌کنیم.

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 + d_1(x, t) \\ \dot{x}_2 &= v + d_2(x, t) \\ y &= x_1 \\ x &= [x_1, x_2]^T\end{aligned}\tag{۱-۳}$$

در این معادله x بردار حالت های در دسترس سیستم است. v به عنوان سیگنال ورودی کنترل، d_1 و d_2 به عنوان عدم قطعیت های سازگار و ناسازگار و y به عنوان خروجی سیستم در نظر گرفته شده اند. هدف این است که با استفاده از $DSMC$ سیگنال ورودی کنترلی طراحی کنیم که چترینگ نداشته باشد و در عین حال حالت های سیستم حتی در حضور عدم قطعیت های سازگار و ناسازگار $d = [d_1, d_2]^T$ به مقدار مطلوب همگرا شوند. به عبارتی سیستم نسبت به عدم قطعیت سازگار و ناسازگار تغییرناپذیر باشد. قابل ذکر است که در حضور عدم قطعیت ناسازگار کنترل حالت لغزشی متداول، نمی‌تواند مورد استفاده قرار گیرد. برای حل این مشکل ما از کنترل حالت لغزشی دینامیکی با چند سطح لغزشی بهره برده‌ایم که آنرا $M-DSMC$ ($Multiple\ Surface\ DSMC$) می‌نامیم.

گام اول:

با ارجاع به قسمت اول معادله‌ی (۱-۳)

$$\dot{x}_1 = x_2 + d_1(x, t)\tag{۲-۳}$$

در گام اول معادله‌ی (۲-۳) را به عنوان یک سیستم مرتبه‌ی یک در نظر می‌گیریم. در این معادله x_2 را به عنوان ورودی سیستم فرض می‌کنیم. سپس با استفاده از $DSMC$ ، x_2 مطلوب را

طوری پیدا میکنیم که $y = x_1$ به صفر میل کند. همان طور که مشخص است عدم قطعیت d_1 در این معادله با ورودی x_2 سازگار است.

بدین منظور سطح لغزش زیر را طراحی میکنیم.

$$s_1 = kX_1 \quad (3-3)$$

$$X_1 = [x_1, \dot{x}_1, \ddot{x}_1]^T, \quad k = [k_1, k_2, k_3]$$

نکته: وقتی سطح لغزش s_1 به سمت صفر میل کند X_1 نیز به صفر میل میکند. ضریبهای

k_1, k_2, k_3 طوری انتخاب میشوند که چندجمله ای $k_3 s^2 + k_2 s + k_1 = 0$ پایدار باشد.

گام دوم

حال با ارجاع به قسمت دوم معادله (۳-۱):

$$\dot{x}_2 = v + d_2(x, t) \quad (4-3)$$

در گام دوم مانند گام اول معادله‌ی (۴-۳) را به عنوان سیستمی در نظر می‌گیریم که در آن سیگنال ورودی است. حال میخواهیم در این سیستم، با استفاده از روش قبل، سیگنال کنترلی صاف و بدون چترینگی بدست آوریم، به طوری که متغیر حالت x_2 ، مقدار مطلوب خود که از مرحله قبل بدست آمد را دنبال کند.

سطح لغزشی که در این مرحله طراحی می‌شود به شکل زیر است:

$$s_2 = \lambda(X_2 - X_{d2}) \quad (5-3)$$

$$X_2 = [x_2, \dot{x}_2]^T, \quad X_{d2} = [x_{d2}, \dot{x}_{d2}]^T, \quad \lambda = [\lambda_1, \lambda_2]$$

نکته: وقتی سطح لغزش به صفر میل می‌کند، درحقیقت x_2 به سمت x_{2d} میل می‌کند.

x_{2d} را در مرحله قبل محاسبه کرده‌ایم. ضرایب λ_1, λ_2 را طوری انتخاب میکنیم که چند جمله ای

$\lambda_2 S + \lambda_1 = 0$ هورویتز باشد. به عبارتی سطح لغزش را پایدار انتخاب می‌کنیم.

اما مشکلی در محاسبه‌ی سطوح وجود دارد و آن این است که فقط متغیرهای

$x = [x_1, x_2]^T$ در دسترس هستند و $\dot{x}_1, \ddot{x}_1, \dot{x}_2$ را برای تخمین عدم قطعیت‌های

$d(x, t) = [d_1, d_2]^T$ نداریم. برای حل این مشکل می‌توانیم از رویکرد عصبی که در قسمت بعد

درباره‌ی آن توضیح داده خواهد شد استفاده کنیم [28].

۲-۳ طراحی رویکرد عصبی برای تخمین سطوح لغزش:

همانطور که گفته شد به دلیل در دسترس نبودن \dot{x}_1, \ddot{x}_1 و \dot{x}_2 رویکرد بهینه و مقاوم عصبی برای

تخمین آن‌ها پیشنهاد شده است.

ابتدا به طور کلی فرض کنید یک سیستم تک ورودی غیر خطی داریم:

$$\dot{x}_i = x_{i+1} : i = 1, 2, \dots, n-1 \quad (۳-۶)$$

$$\dot{x}_n = f(x) + u$$

$$y = C^T x$$

به صورتی که $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ بردار حالت، u سیگنال ورودی و y سیگنال خروجی بوده، و

$f(x)$ ناشناخته است. که آنرا می‌توان به فرم زیر هم بازنویسی کرد:

$$\dot{x} = Ax + Bu + Bg(x), y = C^T x \quad (۳-۷)$$

$$g(x) = f(x) + \sum_{i=1}^n a_i x_i$$

که

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

همانطور که میدانیم شبکه های عصبی میتوانند هر نوع تابع حقیقی پیوسته را با دقت مناسب تخمین بزنند. این بدان معنی است که این شبکه دارای خاصیت تخمین جامع می باشد. [3]

بنابراین یک بردار وزن $w \in R^m$ ایده ال ولی ناشناخته، با بعد اختیاری به اندازه کافی بزرگ m وجود دارد. چنان که سیستم میتواند به فرم زیر نوشته شود:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu + Bg, \quad y = C^T x \\ g &= w^T \xi(x) + \varepsilon_x \end{aligned} \quad (۸-۳)$$

که هر ε_x یک خطای بازسازی کوچک با محدوده $|\varepsilon_x| < B_\varepsilon$ و $\xi(\cdot): R^n \rightarrow R^m$ یک تابع تبدیل (تابع فعال سازی) از لایه های مخفی می باشد.

۳-۲-۱ شناسایی مدل کلی رویتنگر و اثبات همگرایی آن

یک تخمین از (۸-۳) با استفاده از رویتنگر پیشنهادی را به صورت زیر بیان میکنیم:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= A\hat{x} + Bu + B\hat{g} \\ \hat{g}(x) &= \hat{w}^T \xi(\hat{x}) \\ \hat{y} &= C^T \hat{x} \end{aligned} \quad (۹-۳)$$

در ادامه با تعریف، خطای رویتنگر به صورت $\tilde{x} = x - \hat{x}$ ، خطای بردار وزن ها به صورت $\tilde{w} = w - \hat{w}$ ،
 که $\tilde{\xi}(x) = \xi(x) - \xi(\hat{x})$ و $\hat{\xi} = \xi(\hat{x})$ و استفاده از (۳-۸) و (۳-۹)، دینامیک های خطا
 به صورت ذیل تعریف می شوند:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}}(t) &= A\tilde{x} + B(w^T \xi - \hat{w}^T \hat{\xi} + \varepsilon_x) \\ &= A\tilde{x} + B\left(w^T \xi - \hat{w}^T \hat{\xi} - w^T \hat{\xi} + w^T \hat{\xi} + \varepsilon_x\right) \\ &= A\tilde{x} + B\left(w^T \tilde{\xi} + \tilde{w}^T \hat{\xi} + \varepsilon_x\right) \end{aligned} \quad (10-3)$$

قضیه ۱. خطای رویتنگر $\tilde{x} = x - \hat{x}$ در (۳-۱۰) در محدوده $B_{\tilde{x}}$ همگرا میشود، اگر وزنها با معادله زیر
 به روز رسانی شوند:

$$\dot{\hat{w}} = -\eta \hat{\xi} \tilde{x}^T A^{-1} B - \rho \|\tilde{x}\| \hat{w} \quad (11-3)$$

$$B_{\tilde{x}} = \frac{\|P\| (4B_w B_{\xi} + B_{\varepsilon}) + 2B_{\xi} B_w \|E\| + 6B_w^2}{0.5\sigma(Q)} \quad (12-3)$$

که $\eta > 0$ ، $E = \eta \rho^{-1} A^{-1}$ ، نرخ آموزش و ρ یک عدد کوچک مثبت می باشند.

اثبات: یک تابع کاندیدای لیاپانوف به صورت زیر تعریف می کنیم:

$$V = \frac{1}{2} \tilde{x}^T P \tilde{x} + \frac{1}{2} \tilde{w}^T \rho^{-1} \tilde{w} \quad (13-3)$$

که $P = P^T > 0$. حال مشتق زمانی (۱۲-۳) به صورت زیر می باشد:

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \dot{\tilde{x}}^T P \tilde{x} + \frac{1}{2} \tilde{x}^T P \dot{\tilde{x}} + \tilde{w}^T \rho^{-1} \dot{\tilde{w}} \quad (14-3)$$

حال برای ماتریس هرویتز A و یک ماتریس معین مثبت متقارن Q ، یک ماتریس معین مثبت متقارن P وجود دارد که شرایط تابع لیاپانوف را ارضا کند:

$$A^T P + PA = -Q \quad (15-3)$$

با جایگذاری (۱۰-۳)، (۱۱-۳) و (۱۵-۳) در (۱۴-۳) و با استفاده از $\dot{\tilde{w}} = -\hat{\tilde{w}}$ ، داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\frac{1}{2} \tilde{x}^T Q \tilde{x} + \tilde{x}^T P B (w^T \tilde{\xi} + \tilde{w}^T \hat{\xi} + \varepsilon_x) \\ & + \tilde{w}^T \hat{\xi} \tilde{x}^T E B + \tilde{w}^T \|\tilde{x}\| (w - \tilde{w}) \end{aligned} \quad (16-3)$$

بنابراین:

$$\begin{aligned} \tilde{w}^T (w - \tilde{w}) &\leq B_w \|\tilde{w}\| - \|\tilde{w}\|^2 \leq 2B_w^2 + 4B_w^2 = 6B_w^2 \\ \tilde{w}^T \hat{\xi} \tilde{x}^T EB &\leq B_\xi \|\tilde{w}\| \|\tilde{x}\| \|E\| \leq 2B_w B_\xi \|E\| \|\tilde{x}\| \end{aligned} \quad (۱۷-۳)$$

چنان که $\|w\| \leq B_w$, $\|\hat{w}\| \leq B_w$, $\|\tilde{w}\| \leq 2B_w$, $\|\xi\| \leq B_\xi$, $\|\hat{\xi}\| \leq B_\xi$, $\|\tilde{\xi}(x)\| \leq 2B_\xi$. حال با استفاده از (۱۶-۳) و (۱۷-۳) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -\frac{1}{2} \underline{\sigma}(Q) \|\tilde{x}\|^2 + \|\tilde{x}\| \|P\| (4B_w B_\xi + B_\varepsilon) \\ &\quad + 2B_\xi B_w \|E\| \|\tilde{x}\| + (2B_w^2 + 4B_w^2) \|\tilde{x}\| \end{aligned} \quad (۱۸-۳)$$

که $\underline{\sigma}$ مشخص کننده کوچکترین مقدار ویژه است. به علاوه با استفاده از محدوده (۱۲-۳) به معادله ذیل میرسیم :

$$\dot{V}(t) \leq -0.5 \underline{\sigma}(Q) (\|\tilde{x}\| - B_{\tilde{x}}) \|\tilde{x}\| \quad (۱۹-۳)$$

حال داریم $\omega(t) = 0.5 \underline{\sigma}(Q) (\|\tilde{x}\| - B_{\tilde{x}}) \|\tilde{x}\|$ و فرض کنید $\|\tilde{x}\| > B_{\tilde{x}}$ ، بنابراین میتوان نوشت:

$$\dot{V} \leq -\omega(t) \leq 0$$

حال با انتگرال گیری از صفر تا t داریم:

$$0 \leq \int_0^t \omega(\tau) d\tau \leq \int_0^t \omega(\tau) d\tau + V(t) \leq V(0) \quad (۲۰-۳)$$

زمانی که $t \rightarrow \infty$ ، انتگرال بالا موجود و کوچکتر یا مساوی $V(0)$ است. از آنجایی که $V(0)$ مثبت و محدود است، با توجه به لم باربالت [1] داریم:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \omega(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} 0.5 \underline{\sigma}(Q) (\|\tilde{x}\| - B_{\tilde{x}}) \|\tilde{x}\| = 0 \quad (21-3)$$

از آنجایی که $0.5 \underline{\sigma}(Q)$ بزرگتر از صفر است، معادله (21-3) تضمین می کند که $\|\tilde{x}\|$ حداکثر تا $B_{\tilde{x}}$ افزایش می یابد، یعنی $\lim_{t \rightarrow \infty} \|\tilde{x}\| \leq B_{\tilde{x}}$. این موضوع تضمین می کند که $B_{\tilde{x}}$ کران بالایی $\|\tilde{x}\|$ می باشد. یعنی با انتخاب صحیح و مناسب $B_{\tilde{x}}$ میتوان مطمئن شد که $\hat{x} \approx x$ ؛ پس ما اکنون رویت مناسبی از حالت‌های سیستم داریم.

حال با معرفی رویتگر عصبی بالا یک رویه شبکه رویتگر برای متغیرهای مورد نیاز دو سطح لغزش پیشنهاد می‌دهیم:

۳-۳ محاسبه x_2 مطلوب یا x_{2d} برای سطح لغزش اول

بر اساس آنچه در ۱-۱-۳ گفتیم، ما در ابتدا باید به دنبال طراحی سطح لغزش اول باشیم، که داریم:

$$\dot{x}_1 = x_2 + d_1(x, t) \quad (22-3)$$

که با جایگزینی متغیر می توان آنرا به فرم زیر بازنویسی کرد:

$$\begin{aligned} z_1 &= x_1 \\ z_2 &= \dot{x}_1 \\ z_3 &= \ddot{x}_1 \end{aligned} \quad (23-3)$$

بنابراین:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ \dot{z}_3 &= \ddot{x}_2 + \ddot{d}_1 \end{aligned} \quad (24-3)$$

پس با استفاده از مقایسه فرمول بالا با فرمول (3-6) داریم:

$$\begin{aligned} f_1 &= \dot{d}_1 \\ u_1 &= \dot{x}_2 \end{aligned} \quad (25-3)$$

که با استفاده از قضیه ۱ اثبات میشود که \tilde{z} به صفر همگرا است.

و می دانیم که $z_2 = \dot{x}_1$ و $z_3 = \ddot{x}_1$.

پس تا کنون با استفاده از رویتگر x_1 و \dot{x}_1 و مقدار مطلوب \ddot{x}_2 با استفاده از سطح لغزش موارد لازم برای ورود به محاسبات سطح لغزشی دوم را بدست آورده ایم.

۳-۴ طراحی رویتگر عصبی برای تخمین سطح لغزش دوم:

در گام دوم مانند گام اول معادله‌ی (3-۴) را به عنوان سیستمی در نظر می‌گیریم که در آن ۷ سیگنال

ورودی است. حال می‌خواهیم در این سیستم، با استفاده از روش قبل، سیگنال کنترلی صاف و بدون چترینگی بدست آوریم، به طوری که متغیر حالت x_2 ، مقدار مطلوب خود که از مرحله قبل بدست آمد را دنبال کند.

$$\dot{x}_2 = v + d_2(x, t) \quad (26-3)$$

که مانند قبل با جایگزینی متغیر داریم:

$$\begin{aligned} h_1 &= x_2 \\ h_2 &= \dot{x}_2 \end{aligned} \quad (27-3)$$

بنابراین:

$$\begin{aligned} \dot{h}_1 &= h_2 \\ \dot{h}_2 &= \dot{v} + \dot{d}_2 \end{aligned} \quad (28-3)$$

پس با استفاده از مقایسه فرمول بالا با فرمول (3-6) داریم:

$$\begin{aligned} f_2 &= \dot{d}_2 \\ u &= \dot{v} \end{aligned} \quad (29-3)$$

که مانند قبل با استفاده از قضیه ۱ اثبات میشود که \tilde{h} نیز به صفر همگرا میشود. و می‌دانیم که

$$\dot{h}_1 = \dot{x}_2$$

پس با توجه به قضیه ۱ و اثبات آن که در قسمت قبل آوردیم، میتوانیم مقدار \dot{x}_2 و سپس سطح لغزشی دوم را محاسبه کنیم.

نکته ۱: این روش مشکلاتی دارد، نخست این که ما مانند هر رویه رویتگری فرض کرده ایم که حالت های سیستم آشکاری پذیر هستند، و دوم این که تنها محدود شدن خطای رویتگر به محدوده B_x تضمین شده است، در حالی که ممکن است این محدوده بزرگ باشد و ما باید با انتخاب مناسب آن محدوده را کوچک کنیم.

۳-۵ طراحی سیگنال ورودی کنترل:

قبل از ورود به بحث جدید، آنچه تا کنون گفته ایم را یک بار دیگر مرور میکنیم.

بر اساس آنچه گفته ایم، ابتدا فرض می کنیم بر اساس (۳-۶) مدل سیستمی مرتبه ۲ به

صورت ذیل را داریم:

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= x_{i+1} \quad i=1,2 \\ \dot{x}_n &= f(x) + u \end{aligned} \quad (۳-۳۰)$$

که $f(x)$ در آن نامشخص می باشد.

حال سیستم را بر اساس فرمول (۳-۷) برای سیستمی درجه ۲ بازنویسی می کنیم:

$$\dot{x} = Ax + Bu + Bg \quad (3-31)$$

$$g = f + \sum_{i=1}^2 a_i x_i$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_1 & -a_2 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

که با استفاده از فرمول (3-9) و قضیه 1 داریم:

$$\dot{\hat{x}}_1 = A\hat{x} + Bu + B\hat{w}^T \xi(\hat{x}) \quad (3-32)$$

$$\dot{\hat{x}}_2 = \hat{w}^T \xi(\hat{x}) + u - \sum_{i=1}^2 a_i \hat{x}_i$$

که همگرایی آن قبلا در قضیه 1 اثبات شده است.

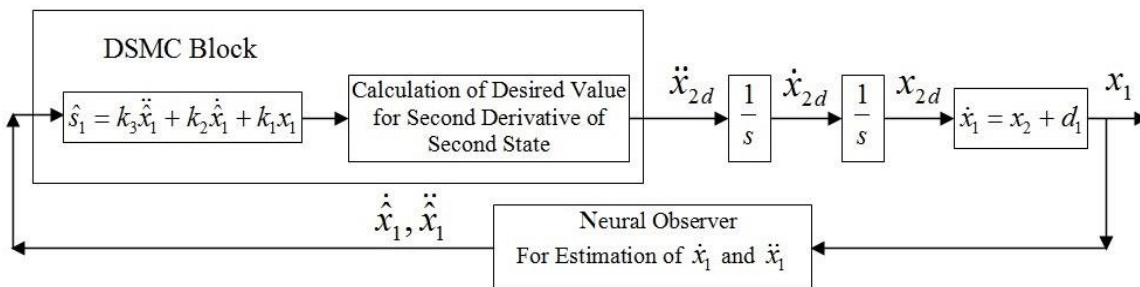
حال به ادامه بحث می پردازیم.

همانطور که قبلا گفته شد طراحی سیگنال کنترل u شامل دو مرحله می شود که در این

قسمت به تفصیل این دو مرحله را شرح می دهیم.

3-5-1 توضیح گام اول

در شکل مرحله ی اول طراحی کنترل کننده نشان داده شده است.



شکل 3-1: نمایش مرحله اول طراحی کنترل کننده

حال بر اساس فرمول های (۲۲-۳)، (۲۳-۳) و (۲۴-۳) داریم:

$$z = [z_1, z_2]^T \Rightarrow \dot{z} = Az + B\dot{x}_2 + Bg ; g = \dot{d}_1 + \sum_{i=1}^2 a_i z_i \quad (۳۳-۳)$$

پس با اعمال رویتگر برای یافتن حالت‌های سیستم داریم:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{z}} &= A\hat{z} + B\dot{x}_2 + B\hat{w}_1^T \xi_1(\hat{z}) & (۳۴-۳) \\ \dot{\hat{z}}_2 &= \hat{w}_1^T \xi_1(\hat{z}) + \dot{x}_2 - \sum_{i=1}^2 a_i \hat{z}_i \end{aligned}$$

حال سطح لغزشی ذیل را تعریف میکنیم:

$$\hat{s}_1 = k\hat{z} + k_3 \dot{\hat{z}}_2 \quad k = [k_1, k_2], k_3 = 1 \quad (۳۵-۳)$$

که در معادله بالا برای سادگی محاسبات ضریب k_3 را ۱ فرض کردیم

حال با مشتقگیری از سطح لغزش داریم:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{s}}_1 &= kA\hat{z} + k_3 \ddot{\hat{z}}_2 = k(A\hat{z} + B\dot{x}_2 + B\hat{w}_1^T \xi_1) & (۳۶-۳) \\ &+ k_3 (\dot{\hat{w}}_1^T \xi_1 + \hat{w}_1^T \dot{\xi}_1 + \ddot{x}_2 - \sum_{i=1}^2 a_i \dot{\hat{z}}_i) \end{aligned}$$

که با جایگزاری (۲۴-۳) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{s}}_1 &= kA\hat{z} + kB\dot{x}_2 + kB\hat{w}_1^T \xi_1 + \dot{\hat{w}}_1^T \xi_1 + \hat{w}_1^T \frac{\partial \xi_1}{\partial \hat{z}} \dot{\hat{z}} + \ddot{x}_2 & (۳۷-۳) \\ &- a_1 \dot{\hat{z}}_2 - a_2 (\hat{w}_1^T \xi_1 + \dot{x}_2 - \sum_{i=1}^2 a_i \dot{\hat{z}}_i) \end{aligned}$$

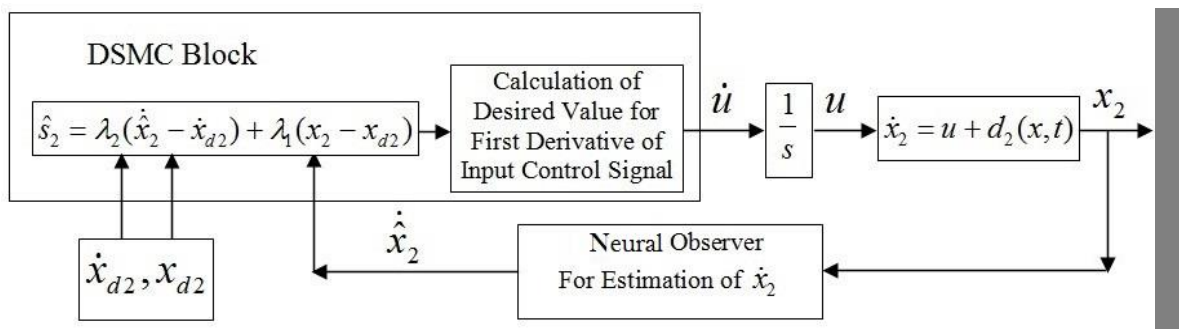
$$\begin{aligned} \dot{\hat{s}}_1 = & (k + \hat{w}_1^T \frac{\partial \hat{\xi}_1}{\partial \hat{z}})(A\hat{z} + B\dot{x}_2 + B\hat{w}_1^T \hat{\xi}_1) + \dot{\hat{w}}_1 \hat{\xi}_1 \\ & - a_1 \hat{z}_2 - a_2 (\hat{w}_1 \hat{\xi}_1 + \dot{x}_2 - \sum_{i=1}^2 a_i \hat{z}_i) + \ddot{x}_2 \end{aligned} \quad (38-3)$$

که با استفاده از بازنویسی قانون رسیدن $(\lambda-1)$ برای این سطح لغزش $(\dot{\hat{s}}_1 = -\eta \cdot \text{sign}(\hat{s}_1))$ مقدار \ddot{x}_2 که همان \ddot{x}_{2d} است محاسبه میشود.

نکته: در معادلات بالا برای ساده سازی در نوشتار منظور از $\hat{\xi}_1$ همان \hat{z}_1 می باشد.

۳-۵-۲ توضیح گام دوم

مرحله دوم طراحی کنترل کننده به صورت بلوک در شکل نشان داده شده است.



شکل ۳-۲: بلوک دیاگرام مرحله دوم طراحی کنترل کننده

مانند مرحله ی قبل بر اساس معادلات (۳-۲۶)، (۳-۲۷) و (۳-۲۸) داریم:

$$\begin{aligned} h = [h_1, h_2]^T \Rightarrow \dot{h} = Ah + Bu + Bg ; \quad (39-3) \\ g = \dot{d}_2 + \sum_{i=1}^2 a_i h_i \end{aligned}$$

مانند قبل با اعمال رویکرد عصبی برای یافتن حالت های سیستم داریم:

$$\dot{\hat{h}} = A\hat{h} + B\dot{u} + B\hat{w}_2^T \xi_2(\hat{h}) \quad (40-3)$$

$$\dot{\hat{h}}_2 = \hat{w}_2^T \xi_2(\hat{h}) + \dot{u} - \sum_{i=1}^2 a_i \hat{h}_i$$

با تعریف سطح لغزشی مناسب و قرار دادن $\lambda_2 = 1$ برای سادگی در محاسبات داریم:

$$\hat{s}_2 = \lambda_1(\hat{h}_1 - x_{2d}) + \lambda_2(\hat{h}_2 - \dot{x}_{2d}) \quad (41-3)$$

حال با مشتقگیری از سطح لغزش داریم:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{s}}_2 &= \lambda_1(\dot{\hat{h}}_2 - \dot{x}_{2d}) + (\hat{w}_2^T \hat{\xi}_2 + \dot{u} - \sum_{i=1}^2 a_i \hat{h}_i) - \ddot{x}_{2d} \\ &= \lambda_1(\dot{\hat{h}}_2 - \dot{x}_{2d}) + \hat{w}_2^T \hat{\xi}_2 + \dot{u} - a_1 \hat{h}_1 - a_2 \hat{h}_2 - \ddot{x}_{2d} \end{aligned} \quad (42-3)$$

که با استفاده (42-3) و بازنویسی قانون رسیدن (1-λ) برای این سطح لغزش ($\dot{\hat{s}}_2 = -\eta \cdot \text{sign}(\hat{s}_2)$) مقدار \dot{u} به صورت ذیل محاسبه میشود:

$$\dot{u} = -\eta \cdot \text{sign}(\hat{s}_2) - \lambda_1(\dot{\hat{h}}_2 - \dot{x}_{2d}) - \hat{w}_2^T \hat{\xi}_2 + a_1 \hat{h}_1 + a_2 \hat{h}_2 + \ddot{x}_{2d} \quad (43-3)$$

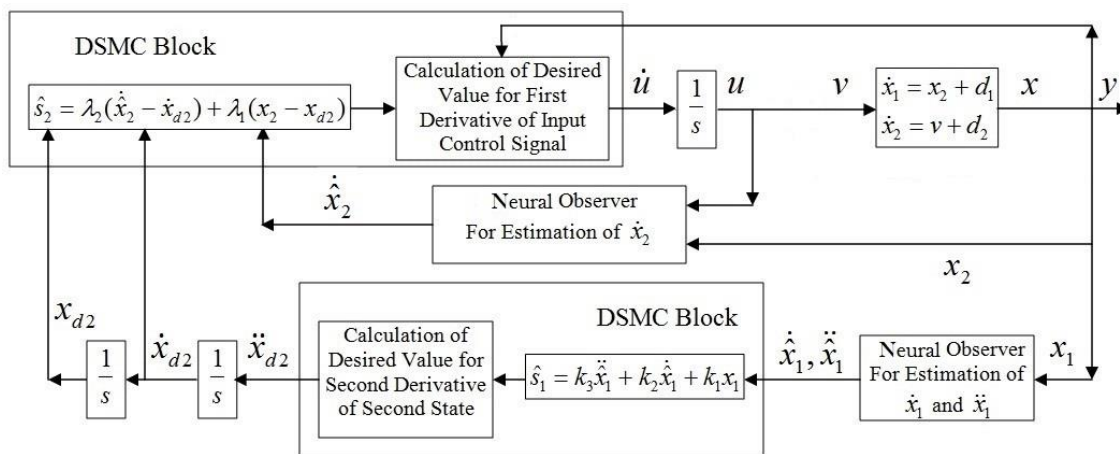
لم: اگر \hat{s}_2 به سمت صفر برود آنگاه \dot{x}_{2d} به x_{2d} میل می کند. همچنین باید λ_1, λ_2 را طوری انتخاب می کنیم که چندجمله ای $\lambda_2 S + \lambda_1 = 0$ پایدار باشد.

که با استفاده از تابع کاندیدای لیاپانوف $V_2 = 0.5\hat{s}_2^2$ و بدست آوردن $\dot{V}_2 = \hat{s}_2 \dot{\hat{s}}_2$ برای معادله دینامیکی (43-3) به راحتی قابل اثبات است که s_2 به سمت صفر میل میکند.

نکته: در معادلات بالا برای ساده سازی در نوشتار منظور از $\hat{\xi}_2(\hat{z})$ همان $\xi_2(\hat{z})$ می باشد.

۳-۵-۴ نکات کلیدی:

دیاگرام کلی کنترل کننده ی پیشنهادی در (شکل ۳-۳) نشان داده شده است:



شکل ۳-۳: دیاگرام کلی کنترل کننده

طبق این بلوک دیاگرام ابتدا با استفاده از DSMC، سیگنال کنترلی صاف و بدون چترینگ محاسبه شده است به طوری که متغیر حالت x_2 ، x_{2d} را که از مرحله قبل بدست آمده است به خوبی دنبال می‌کند.

گفتنی است که تابع علامت یا ناپیوستگی در \dot{u} ظاهر می‌شود و با انتگرال گرفتن از آن سیگنال کنترل u صاف و بدون چترینگ خواهیم داشت. همین نتایج برای \ddot{x}_{2d} نیز صادق است. یعنی \ddot{x}_{2d} ناپیوسته و \dot{x}_{2d} و x_{2d} صاف هستند.

نکته دیگر اینکه اگر اولین سطح لغزش به صورت $s_1 = k_2\dot{x}_1 + k_1x_1$ طراحی می‌شود، در اینصورت \dot{x}_{2d} به صورت ناپیوسته بدست خواهد آمد و بدست آوردن \dot{u} از قانون رسیدن $\dot{s}_2 = -\delta_2 \text{sign}(\hat{s}_2)$ غیر ممکن خواهد بود.

فصل چهارم

نتایج شبیه‌سازی

۱-۴ شبیه‌سازی سیستم اول

سیستم مرتبه دو زیر را در نظر می‌گیریم.

$$\dot{x}_1 = x_2 + 0.1x_1^2 + 0.2x_1^2 \sin(2t) \quad (۱-۴)$$

$$\dot{x}_2 = -2x_1 - x_2 + e^{x_1} + 0.5x_1 \cos(2t) + u$$

$$y = x_1$$

شبیه‌سازی‌ها را بر روی این سیستم انجام داده‌ایم.

پارامترهای سطوح را به بدین صورت انتخاب می‌کنیم:

$$\lambda_2 = 1 \text{ و } \lambda_1 = 0.5 \text{ و } k_2 = 0.5 \text{ و } k_1 = 0.5$$

پارامترهای دیگر طراحی $\eta = 50$ ، $\rho = 10$ ، و تعداد نرونها در لایه مخفی $m = 3$ هست و

مقادیر اولیه به ترتیب اینگونه‌اند:

$$x_1(0) = 0, x_2(0) = 1 \text{ و } \dot{x}_1(0) = 0, \ddot{x}_1(0) = 0, \dot{x}_2(0) = 0.$$

و مقادیر اولیه بردار وزن به صورت زیر است:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -2 & -4 \end{bmatrix}, w = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

و برای توابع انتقال (توابع فعال سازی) یک تابع سیگموئید دو قطبی را انتخاب می‌کنیم:

$$\xi(x) = \frac{2}{1 + \exp(-\sigma x)} - 1 = \frac{1 - \exp(-\sigma x)}{1 + \exp(-\sigma x)} \quad (۲-۴)$$

با انتخاب پارامتر شیب $\sigma = 2$ داریم:

$$\xi_1 = 2 / (1 + \exp(-2[1,0]x)) - 1 \quad (3-4)$$

$$\xi_2 = 2 / (1 + \exp(-2[0,1]x)) - 1$$

برای محاسبه‌ی مشتق سیگنال کنترل (\dot{u})، مقدار اولیه‌ی u مورد نیاز است که آن را صفر

$$\text{در نظر می‌گیریم } (u(0) = 0).$$

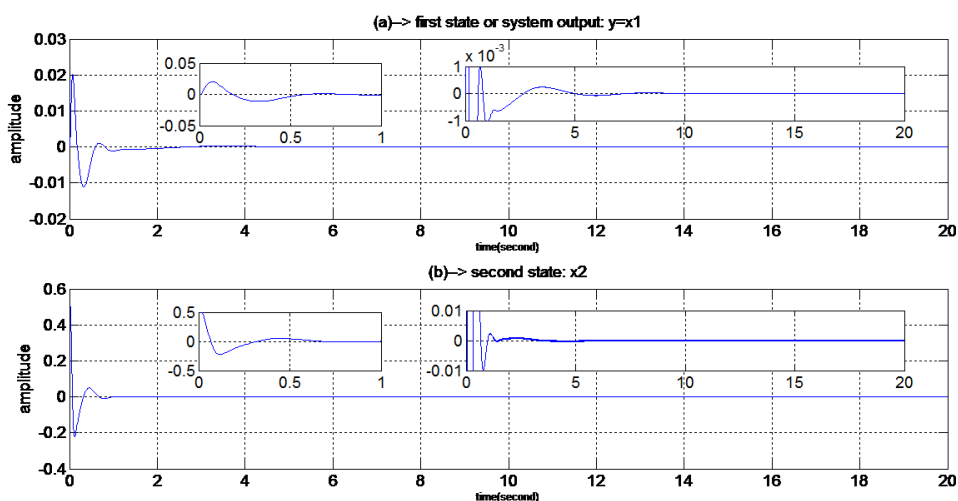
شبیه‌سازی با نرم افزار متلب انجام شده است و گام شبیه‌سازی ۰.۰۰۱ در نظر گرفته شده است.

نتایج شبیه‌سازی در (شکل ۴-۱) تا (شکل ۴-۳) نشان داده شده است.

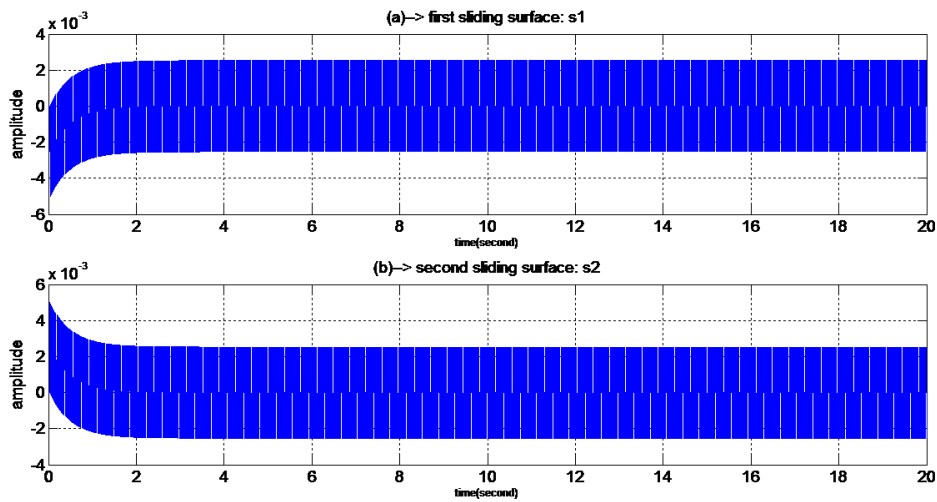
در (۴-۱-۱) و (۴-۱-۲) حالت‌های سیستم نشان داده شده است. در (۴-۱-۳) مشاهده می‌شود که

خروجی سیستم با دقت زیادی در حضور عدم قطعیت‌ها به صفر همگرا شده است. در (۴-۱-۲) نیز

x_2 را می‌بینیم که به مقدار مطلوب خود همگرا شده است.



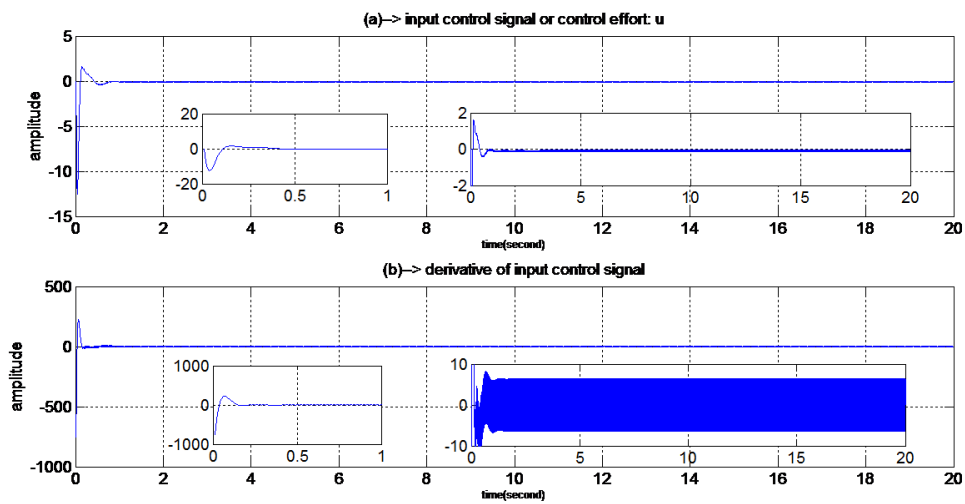
شکل ۴-۱: (a) همگرایی حالت اول یا خروجی سیستم که به صفر همگرا شده (b) همگرایی حالت دوم سیستم



شکل ۴-۲: (a) سطح لغزش طراحی شده در مرحله‌ی اول. (b) سطح لغزش طراحی شده در مرحله‌ی دوم

در (شکل ۴-۲) سطوح لغزش را مشاهده می‌کنید که آن‌ها نیز به صفر همگرا شده‌اند. در شکل مشخص است که دامنه‌ی سوئیچینگ در این سطوح بسیار کوچک است.

در (۴-۳-ا) سیگنال ورودی کنترل را می‌بینیم که بدون چترینگ است. در (۴-۳-ب)، \dot{u} دیده می‌شود که بدلیل وجود تابع علامت در آن دارای چترینگ است.



شکل ۴-۳: (a) سیگنال کنترل. (b) مشتق سیگنال ورودی

از این شبیه سازی می توان نتیجه گرفت که روش پیشنهاد شده چترینگ را کاهش تا حد زیادی کاهش می دهد و همچنین سیستم در حضور عدم قطعیت سازگار و ناسازگار عملکرد مطلوبی دارد.

۲-۴ شبیه‌سازی سیستم دوم

سیستم مرتبه دو دیگری را به عنوان مثال در نظر می‌گیریم و کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی را بر

روی آن اعمال می‌کنیم.

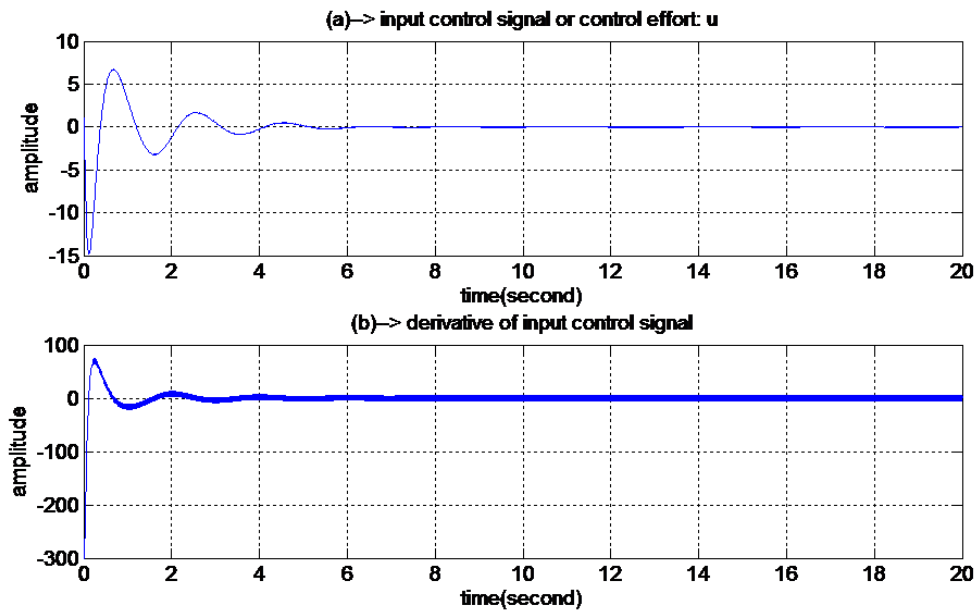
$$\dot{x}_1 = x_2 + 0.1x_1^2 + x_1x_2 + 0.2x_2 \sin(2t) \quad (۴-۴)$$

$$\dot{x}_2 = -x_1 + 2x_2 - \sin(x_1) - x_2^2 + x_1x_2^2 + 0.1\exp(x_1^2) + 0.5x_1 \cos(2t)$$

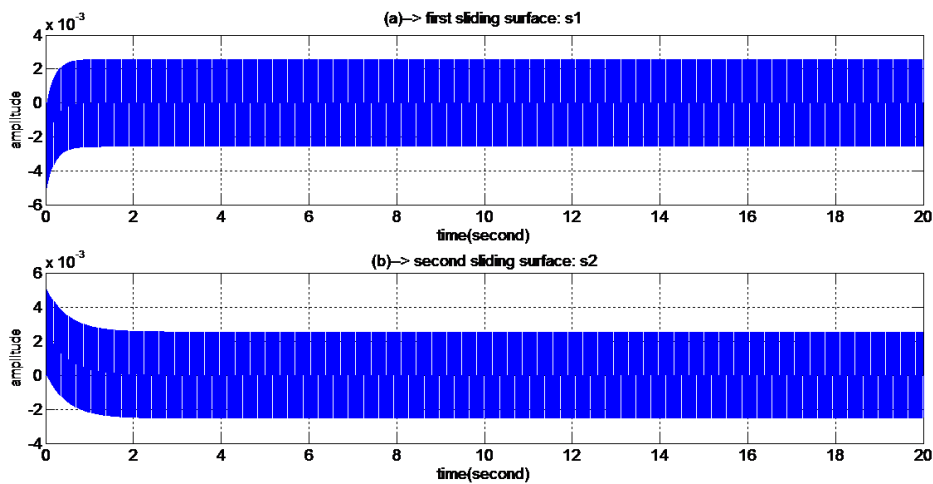
$$y = x_1$$

مقادیر همگی پارامترها را مانند مثال قبل در نظر می‌گیریم و نتایج شبیه‌سازی در (شکل ۴-۴)

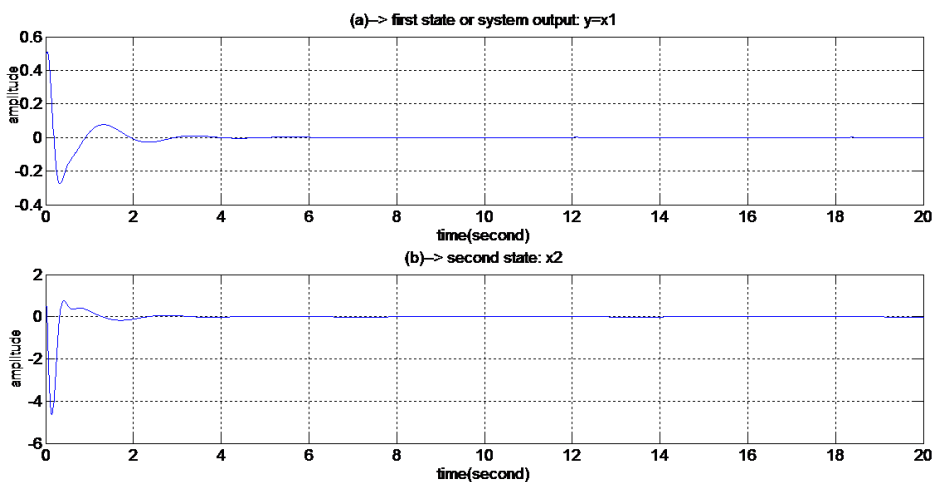
(۴) تا (شکل ۴-۶) نشان داده شده است.



شکل ۴-۴: (a) سیگنال کنترل ورودی. (b) مشتق سیگنال کنترل ورودی



شکل ۴-۵: (a) سطح لغزش طراحی شده در مرحله اول. (b) سطح لغزش طراحی شده در مرحله دوم



شکل ۴-۶: (a) همگرایی حالت اول یا خروجی سیستم که به صفر همگرا شده (b) همگرایی حالت دوم سیستم

همانطور که در نتایج شبیه‌سازی سیستم دوم نیز مشاهده می‌کنید، حالت‌های سیستم در زمان خوبی به مقادیر مطلوب همگرا شده‌اند. همچنین چترینگ سیگنال کنترل از بین رفته و سطح لغزش به صفر همگراست. نتیجه این شبیه‌سازی نیز عملکرد خوب روش پیشنهادی را تضمین می‌کند.

فصل پنجم

نتیجه‌گیری و پیشنهادات

۵-۱: نتیجه‌گیری:

کنترل حالت لغزشی یکی از روش‌های مقاوم در مقابله با عدم قطعیت سازگار موجود در سیستم است. علی‌رغم مزیت‌ها و کاربردهای بسیار این رویکرد، همواره با دو ضعف اساسی مواجه می‌شویم. نخست پدیده‌ی چترینگ و سپس عدم مقاومت این روش کنترلی در برابر عدم قطعیت ناسازگار.

در این پایان‌نامه روش جدیدی برای غلبه بر این دو مشکل پیشنهاد شده است. بدین منظور از کنترل حالت لغزشی دینامیکی برای سیستم‌های غیرخطی دارای عدم قطعیت ناسازگار استفاده شده است. در این راستا برای غلبه بر عدم قطعیت ناسازگار دو سطح لغزش در سیستم مرتبه دو ارائه شده است. برای تخمین سطوح لغزش طراحی شده، از یک رویکرد عصبی استفاده شده است. از مزیت‌های این روش می‌توان به این نکته اشاره کرد که کران بالای عدم قطعیت در سیستم مورد نیاز نمی‌باشد که نکته‌ی مهمی در رویارویی با سیستم‌های عملی است. رویکرد پیشنهادی وابسته به شناخت دقیق از مدل سیستم نمی‌باشد. سادگی طراحی و فهم آسان، از دیگر مزیت‌های روش ارائه شده است. علاوه بر این، ایده ارائه شده قابل پیاده‌سازی بر روی سیستم‌های به فرم غیر کانونیکال نیز می‌باشد. نتایج شبیه‌سازی، موفقیت روش ارائه شده را تصدیق می‌کند.

۵-۲: پیشنهادات:

- طرح پیشنهادی در این پایان‌نامه، قابل تعمیم به سیستم‌های مرتبه n می‌باشد.
- استفاده از الگوریتم‌های هوشمند از قبیل الگوریتم انبوه ذرات، ژنتیک، رقابت استعماری و . . . در بهینه‌سازی پارامترهای قانون کنترل ارائه شده.
- تعمیم روش ارائه شده برای سیستم‌های چند ورودی-چند خروجی.
- استفاده از انواع دیگر رویتگرها و دیگر انواع شبکه عصبی برای تخمین سطح لغزش.
- استفاده از الگوریتم‌های بهینه‌سازی عددی و هوشمند برای پیدا کردن تعداد نرون مناسب در لایه میانی و آموزش وزن‌های شبکه عصبی.

مراجع

- [1] J.-J. E. Slotine and W. Li, Applied nonlinear control, Prentice-hall, 1991.
- [2] H. Lee and V.-I. Utkin, "Chattering suppression methods in sliding mode control systems," *Elsevier Annual Reviews in Control*, vol. 31, no. 179-188, 2007.
- [3] A. Karami-Mollaei, N. Pariz and H. M. Shanechi, "Position control of servomotors using neural dynamic sliding mode," *Transaction of the ASME (American Society of Mechanical Engineering)*, vol. 133, 2011.
- [4] W. Perruquetti and J. P. Barbot, Sliding mode control in engineering, Marcel Dekker, 2002.
- [5] G. Bartolini, A. Ferrana and E. Usai, "Chattering avoidance by second-order sliding mode control," vol. 43, 1998.
- [6] A. Lavant, "Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control," *International Journal of Control*, vol. 58, pp. 1247-1263, 1993.
- [7] A. Lavant, "Robust exact differentiation via sliding mode techniques," *Elsevier, Automatica*, vol. 34, 1998.
- [8] K. j. kim, J. b. park and Y. h. choi, "Chattering Free Sliding Mode Control," *SICE-ICACE international joint conference*, 2006.

- [9] M. s. chen, Y. r. hwang and M. tomizuka, "A State-Dependent Boundary Layer Design for Sliding Mode Control," *IEEE, transaction on automatic control*, vol. 47, 2002.
- [10] P. kachroo and M. tomizuka, "Chattering Reduction and Error Convergence in the Sliding-Mode Control of a Class of Nonlinear Systems," *IEEE, transactions on automatic control*, vol. 41, 1996.
- [11] F. capertino, D. naso, E. minino and turchianoB, "Sliding-mode control with double boundary layer for robust compensation of payload mass and friction in linear motors," *IEEE, transaction on industry aplications*, vol. 45, 2009.
- [12] Y. j. huang and T. c. kuo, "Adaptive Sliding-Mode Control for Nonlinear Systems With Uncertain Parameters," *IEEE, transaction on systems, man, and cybernetics*, vol. 38, 2008.
- [13] B. beltran, T. a. ali and e. h. M. benbouzid, "High-Order Sliding-Mode Control of Variable-Speed Wind Turbines," *IEEE, transaction on industrial electronics*, vol. 56, 2009.
- [14] Eker“ „Second-order sliding mode control with experimental application ”, *ISA, transaction*, vol. 49,2010
- [15] K. Burnham and A. Zinober, "Dynamic sliding mode control design," *IEEE Proceeding, Control Theory and Aplications*, pp. 392-396, 2005.
- [16] Q. Khan, A. I. Bhatti and A. Ferrara, "Dynamic Sliding Mode Control Design Based on an Integral Manifold for Nonlinear Uncertain Systems," *Journal of Nonlinear Dynamics*, 2014.

- [17] J. L. Chang, "Dynamic sliding mode controller design for reducing chattering," *Jornal of the chinese Institute of engineers*, vol. 37, 2014.
- [18] H. Lee, E. Kim, H. J. Kang and M. Park, "Anew sliding-mode control with fuzzy boundary layer," *Elsevier, Fuzzy Sets and Systems*, vol. 120, 2001.
- [19] M. Dybkowski and K. Szabat, "Direct Torque Control of Induction Motor Drive System with Adaptive Sliding-Mode Neuro-Fuzzy Compensator," pp. IEEE, international conference, 2015.
- [20] Y. wang, C. jiang, D. zhou and F. gao, "Variable structure control for a class of nonlinear systems with mismatched uncertainties," *elsevier, applied mathematics and computation*, 2008.
- [21] X. g. yan, S. k. spurgeon and C. edwards, "Dynamic Sliding Mode Control for a Class of Systems with Mismatched Uncertainty," *European journal of control*, Vols. 11:1-10, 2005.
- [22] J. yang, S. li and X. yu, "Sliding-Mode Control for Systems With Mismatched Uncertainties via a Disturbance Observer," *IEEE transaction on industerial electronics*, vol. 60.
- [23] Q. khan, A. I. bhatti و Q. ahmed“ ,Dynamic Integral Sliding Mode Control of Nonlinear SISO Systems with States Dependent Matched and Mismatched Uncertainties ”,*Preprints of the 18th IFAC World Congress Milano (Italy) ,2011 .*
- [24] D. ginoya, P. .. shendge and S. B. phadke, "Sliding Mode Control for Mismatched Uncertain Systems Using an Extended Disturbance Observer," *IEEE transaction on industrial electronics*, vol. 61.

- [25] M. L. chan, C. W. tao , T. t. lee“ ,Sliding mode controller for linear systems with mismatched time-varying uncertainties ”,*Journal of the Franklin Institute* ,2000 .
- [26] H. h. choi“ ,LMI-Based Sliding Surface Design for Integral Sliding Mode Control of Mismatched Uncertain Systems ”,*IEEE transactions on automatic control*, vol. 52 ,2007.
- [27] A. c. huang , c. y. chen“ ,Adaptive multiple-surface sliding control for non-autonomous systems with mismatched uncertainties ”,*Elsevier , automatica* , vol. 40 ,2004.
- [28] J. C. Doyle and G. Stein, "Robustness with observers", *IEEE Transaction on Automatic Control*," *IEEE Transaction on Automatic Control*, vol. 24, pp. 607-611, 1979.

Abstract

In this paper, dynamic sliding mode control (DSMC) is proposed to suppress the chattering which is due to the input control signal of nonlinear systems in presence of both matched and mismatched uncertainty. The performance and robustness of the closed loop system are reserved. In the other word, robust performance (invariance property) of system is reserved even in the presence of both matched and mismatched uncertainty. To counteract with mismatched uncertainty multiple sliding surfaces is defined. Moreover, 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 (the system plus the integrator) is one dimension bigger than the actual system and then, the plant model should be completely known. To solve this problem, a neural observer is used. One of the advantages of the proposed approach is that the upper bound of the uncertainty is not used in DSMC and observer, which is important in practical implementation. Then, a design procedure is described and simulation results are presented to demonstrate the approach.

Keywords: Sliding mode control, mismatched uncertainty, chattering, nonlinear system, neural observer.



Shahrood University of Technology

**Neural Dynamic Sliding Mode Controller
in the Presence of Matched and Mismatched Uncertainty**

Navid Ganjalikhani Hakemi

Supervisor:

Dr. Ali Karami-Mollae

Feb 2016