

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشگاه شاهرود

دانشکده مهندسی برق

گروه کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد

طراحی کنترل حالت لغزشی برای سیستم‌های دارای عدم

قطعیت ناسازگار

دانیال فاضلی میان آباد

استاد راهنما

دکتر علی کرمی ملائی

آذر ۱۳۹۴

ب

تقدیم به:

چشمه‌های جوشان محبت

جلوه‌های مهر و عطف الهی

بندگان‌های پر مهر زندگیم

پدر و مادر عزیزم

که در تمام مراحل زندگی، به من راه و رسم درست زیستن را آموختند.

تقدیر و تشکر:

در اینجا بر خود لازم می‌دانم از تلاش و زحمات بی‌دریغ و راهنمایی‌های ارزنده استاد
گران‌قدر و دلسوزم، جناب آقای دکتر علی کرمی ملائی، صمیمانه تقدیر و تشکر نمایم.

تعهد نامه

اینجانب **دانیال فاضلی میان آباد** دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته مهندسی برق/کنترل

دانشکده مهندسی برق و رباتیک دانشگاه شاهرود نویسنده پایان نامه **طراحی کنترل حالت لغزشی**

برای سیستم‌های دارای عدم قطعیت ناسازگار تحت راهنمایی دکتر علی کرمی ملای متعهد

می‌شوم .

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

تاریخ:

امضای دانشجو :

مالکیت نتایج و حق نشر

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

چکیده

در این پایان نامه قصد داریم از کنترل مد لغزشی دینامیکی برای غلبه بر چترینگ سیگنال ورودی کنترل سیستم‌های غیرخطی در حضور عدم قطعیت‌های سازگار و ناسازگار استفاده کنیم. علاوه بر کاهش چترینگ، عملکرد سیستم حلقه بسته نیز بهبود خواهد یافت. به عبارت دیگر خاصیت تغییر ناپذیری سیستم حتی در حضور اغتشاش و عدم قطعیت‌های سازگار و ناسازگار حفظ خواهد شد. در این راستا برای غلبه بر عدم قطعیت ناسازگار از چند سطح لغزش استفاده می‌کنیم. علاوه بر این در کنترل مد لغزشی دینامیکی به دلیل وجود انتگرالگیر بر سر راه سیگنال کنترل، چترینگ حذف خواهد شد. مشکلی که در استفاده از کنترل مد لغزشی دینامیکی وجود دارد این است که مرتبه سیستم یک درجه افزایش خواهد یافت. برای حل این مشکل در این پایان نامه از رویکرد غیرخطی بهینه استفاده می‌کنیم. یکی از مزیت‌های روش ارائه شده این است که حد بالای عدم قطعیت نه در کنترل کننده و نه در رویکرد مورد استفاده قرار نگرفته است که یکی از عوامل موثر در پیاده سازی سیستم‌های عملی است.

کلیدواژه: کنترل حالت لغزشی، چترینگ، عدم قطعیت ناسازگار، سیستم‌های غیرخطی، رویکرد بهینه

فهرست مطالب

۱	فصل اول: مقدمه
۲	۱-۱ مقدمه
۳	۲-۱ کنترل ساختار متغیر
۵	۳-۱ کنترل حالت لغزشی
۶	۱-۳-۱ صورت مساله کنترل در حالت لغزشی
۸	۲-۳-۱ مرحله رسیدن به سطح
۹	۳-۳-۱ مرحله لغزش روی سطح
۱۰	۴-۳-۱ مزایا و معایب کنترل مد لغزشی
۱۱	۵-۳-۱ پدیده‌ی 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
۳۲	۱-۱-۳ گام اول:
۳۲	۲-۱-۳ گام دوم
۳۳	۳-۱-۳ طراحی LTRO برای تخمین سطوح لغزش:
۳۶	۲-۳ طراحی سیگنال ورودی کنترل:
۳۶	۱-۲-۳ توضیح گام اول
۳۹	۲-۲-۳ توضیح گام دوم
۴۳	فصل چهارم: نتایج شبیه سازی
۴۴	۱-۴ شبیه سازی سیستم اول
۴۶	۲-۴ شبیه سازی سیستم دوم
۴۹	فصل پنجم: نتیجه گیری و پیشنهادات
۵۰	۱-۵ نتیجه گیری
۵۱	۲-۵ پیشنهادات
۵۳	مراجع

فهرست اشکال

- شکل ۲-۱: نتیجه ترکیب دو سیستم نوسانی با استفاده از کنترل ساختار متغیر ۴
- شکل ۳-۱: مرحله‌ی رسیدن به سطح ۹
- شکل ۴-۱: مرحله‌ی لغزش حالت بر روی سطح و پدیده‌ی چترینگ ۱۳
- 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 ۳۷
- شکل ۲-۳: بلوک دیاگرام مرحله دوم طراحی کنترل کننده ۳۹
- شکل ۳-۳: دیاگرام کلی طراحی کنترل کننده ۴۱
- شکل ۱-۴: (الف) حالت اول یا خروجی سیستم (ب) همگرایی حالت دوم سیستم ۴۵
- شکل ۲-۴: (الف) سطح لغزش در مرحله اول (ب) سطح لغزش مرحله دوم ۴۵
- شکل ۳-۴: (الف) سیگنال کنترل u. (ب) مشتق سیگنال کنترل ۴۶
- شکل ۴-۴: (a) سیگنال کنترل ورودی. (b) مشتق سیگنال کنترل ورودی ۴۷
- شکل ۵-۴: (a) سطح لغزش مرحله اول (b) سطح لغزش در مرحله دوم ۴۸
- شکل ۶-۴: (الف) همگرایی حالت اول یا خروجی (ب) همگرایی حالت دوم سیستم ۴۸

فصل اول

مقدمه

مشکلات زیادی در پیاده سازی کنترل کننده بر روی سیستم‌های حقیقی وجود دارد. یکی از مهمترین این مشکلات عدم توانایی در مدل سازی 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 کنترل کننده‌ی مناسب را برای آن دشوار می‌کند [۱]. 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 مسایلی است که می‌تواند به همراه دو عامل ذکر شده، پیاده‌سازی کنترل کننده‌های 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 [۱]. 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 [۲].

با وجود عدم قطعیت‌هایی که در بالا ذکر شد باید کنترل کننده‌ای 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 کنترل کننده مقاوم دو مقوله مشاهده می‌شود [۱]: 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 سیستم‌های عمومی تر مرتبه n ام را. در کنترل حالت لغزشی از این مزیت استفاده می‌شود و به کمک

^۱ Unmodeled Dynamics

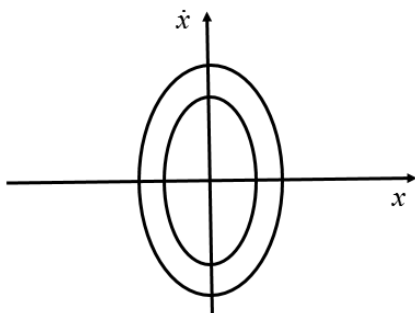
^۲ Robust control

^۳ Sliding Mode Control (SMC)

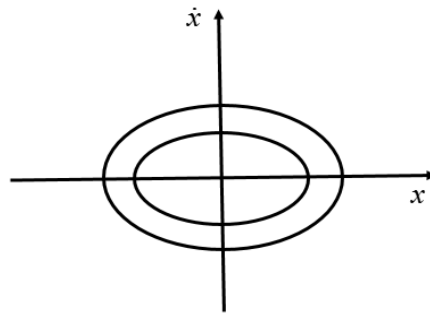
تعریف سطح لغزش نشان داده می‌شود که می‌توان به یک کنترل‌کننده مقاوم دست یافت. کنترل حالت لغزشی یکی از رویکردهای کنترل ساختار متغیر^۱ است [۳].

۲-۱ کنترل ساختار متغیر

واژه «سیستم ساختار متغیر» نخستین بار در اواخر دهه-ی ۱۹۵۰ مطرح شد. سیستم ساختار متغیر به مجموعه‌ای از چند زیرسیستم^۲ گفته می‌شود که هر کدام با یک ساختار ثابت در ناحیه‌ی خاصی از فضای حالت عمل می‌کند. از اتصال این زیرسیستم‌ها 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 [۱]. 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 شاخه‌ای 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.



(ب)

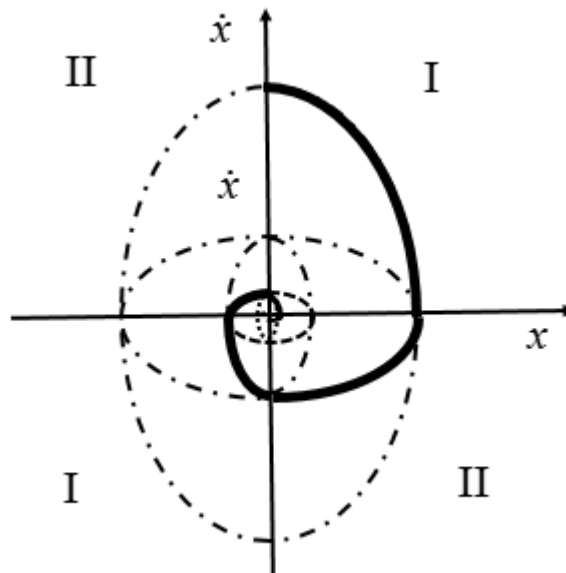


(الف)

^۱ Variable structure control(VSC)

^۲ Subsystem

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 **Error! Reference source not found.** (الف) متغیر حالت در حالت دور شدن از مبدا است ولی در شکل **Error! Reference source not found.** (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 **Error! Reference source not found.** خواهد بود.



شکل ۱-۱: 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 غیر ساختاری (دینامیک‌های مدل نشده). دسته اول به بی‌دقتی اجزای مدل، و دسته دوم به بی‌دقتی در مرتبه‌ی سیستم مربوط می‌شوند [۱]. 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 مدل‌سازی عملکرد ثابتی داشته باشد [۴]. در عمل کنترل حالت لغزشی برای سوق دادن مسیرهای یک سیستم دینامیک به سطح لغزش در امتداد مسیر مشخصی از 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 [۲].

۳-۱ 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 روش و خاموش به سادگی قابل پیاده‌سازی است. مبدل‌های قدرت روشن و خاموش به سادگی قابل پیاده‌سازی است. 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 [۳].

^۱Atkin

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. [۱]

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

$$\begin{aligned}x^{(n)} &= f(x, t) + bu(t) \\ y &= x\end{aligned}\quad (1-1)$$

کنترل لغزشی را می‌توان در سیستم‌های 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.

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

که در آن $\beta = \sqrt{\left(\frac{b_{\max}}{b_{\min}}\right)}$ 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 باقی ماندن 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 می‌آید:

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

در خارج از $s(t)$ ، شرایط رسیدن به سطح لغزش و پایداری آن می‌بایست مشخص شوند. بدین منظور تابع کاندید لیاپانوف $V = \frac{1}{2}s^2$ تعریف می‌شود. مشتق زمانی این تابع $\dot{V} = \dot{s}s$ می‌باشد. لذا با توجه به قانون لیاپانوف، قانون کنترلی u می‌بایست به گونه‌ای در نظر گرفته شود که $\dot{s} \leq -\eta|s|$ باشد. این شرط را قانون رسیدن می‌نامیم.

در کنترل حالت لغزشی پایداری سیستم از نوع مجانبی است [۴]. واضح است که عمده‌ی تلاش کنترلی برای بردن حالت‌های خطا به سمت سطح و محدود کردن دینامیک خطا روی سطح می‌باشد. 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

۱-۳-۲ مرحله رسیدن به سطح

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

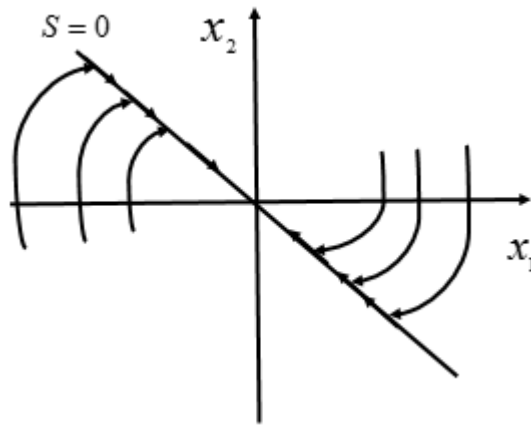
$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} s^2 \leq -\eta |s| \quad (7-1)$$

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 [۲] [۵]. همین مسئله یکی از مشکلات فاز رسیدن است. به عبارتی از معایب عمده این مرحله این است که سیستم نسبت به اغتشاش تغییر ناپذیر^۳ نمی‌باشد. به عبارت دیگر سیستم تحت تأثیر اغتشاش 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 ۱-۲ دیده می‌شود.

^۱ Reaching Phase

^۲ Sliding Phase

^۳ Invariant



شکل ۱-۲: مرحله‌ی رسیدن به سطح

۳-۳-۱ مرحله لغزش روی سطح

در این مرحله که حالت لغزشی نامیده می‌شود مسیر به صورت مجانبی به سمت نقطه‌ی تعادل حرکت می‌کند. در این مرحله سیستم نسبت به اغتشاش سازگار^۱ 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، ایده‌ی SMC از بین خواهد رفت [۶]. به همین دلیل، برای اینکه رسیدن به سطح در زمان محدود تضمین شود از قانون رسیدن استفاده می‌شود بر این مبنا سیگنال ورودی کنترل از معادله‌ی $\dot{s} = -\lambda s$ به دست می‌آید که رسیدن به سطح در زمان محدود تضمین

^۱ Matched disturbance

شود، این معادله به صورت زیر است [۱]:

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

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 روی سطح باشند. روش‌هایی 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 عمل می‌شود که حالت‌های سیستم از سطح جدا شوند. بنابراین 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.

۴-۳-۱ مزایا و معایب کنترل مد لغزشی

مزایای این روش عبارتند از [۶] [۱]:

۱. عملکرد خوب کنترلی در حالت تعقیب^۲ حتی برای سیستم‌های غیرخطی

^۱ Signum Function

^۲ Tracking

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 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 سازگار تغییرناپذیر

است، اما در برابر عدم قطعیت ناسازگار^۲ حساس و تغییرپذیر است. در فصل آینده

سابقه‌ی پژوهش‌های انجام شده حول این موضوع نیز بررسی می‌شود و به نواقص این

روش‌ها نیز اشاره می‌کنیم.

۵-۳-۱ 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 [۲] [۱]. برای کاهش چترینگ ابتدا باید منشأ شفاف‌ی برای

^۱ chattering

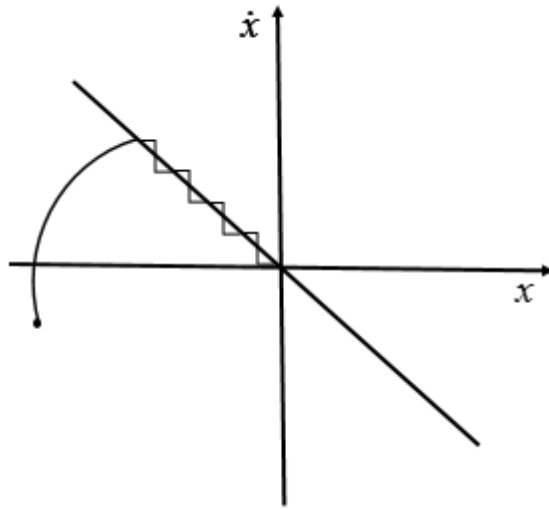
^۲ Unmatched uncertainty

آن ارایه شود. اگر هر نوع نو سان در دینامیکهای سیستم چترینگ شناخته شود، حذف آن بسیار مشکل و حتی غیر ممکن 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 می شود. به این ترتیب که وقتی یکی از متغیرهای حالت به سمت سطح حرکت می کند، پس از برخورد با سطح از آن عبور می کند و در حالی که در حالت ایده آل در هنگام برخورد باید بر روی سطح بلغزد. این تاخیر در عملکرد تابع سوئیچینگ باعث می شود که متغیر حالت از سطح عبور کرده و وارد ناحیه دیگر شود [۶]. وقتی که تابع با تاخیر سوئیچ می شود متغیر حالت به سمت سطح باز می گردد که دوباره همان عمل تکرار می شود و همانطور که در شکل ۱-۳ نشان داده شده است باعث بروز پدیده چترینگ می شود. یکی از فرضیات 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 غیر ممکن است. محدودیت محرکه های فیزیکی نیز می تواند یکی از عوامل باشد که باعث بروز چترینگ می شود.

پیاده سازی کنترل حالت لغزشی در حوزه گسسته نیز می تواند باعث پدیده لرزش شود. باتوجه به اینکه فرکانس سوئیچینگ بوسیله نرخ نمونه برداری محدود می گردد 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 [۶] [۷]. از دلایل دیگر می توان به نادیده گرفتن دینامیک های سریع در مدل سیستم نام برد. دینامیک های مدل نشده^۱ در واقع دینامیک سنسورها و محرکه ها هستند. خیلی از مواقع مهندسان 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

^۱ Unmodeled dynamics

متغیرهای حالت را بر روی سطح لغزش مشاهده می‌کنید [۱].



شکل ۱-۳: مرحله‌ی لغزش حالت بر روی سطح و پدیده‌ی چترینگ

فصل دوم

مروری بر کارهای گذشته

۱-۲ روش‌های کاهش چترینگ:

بدلیل کارآمد و مقاوم بودم 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

۱-۱-۲ روش لایه مرزی

یکی از قدیمی‌ترین روش‌های حذف چترینگ روش لایه مرزی است. در این روش در اطراف سطح لغزش لایه‌ای 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 [۸]. 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 [۹] [۱]. مسئله‌ای که وجود دارد اینست که در این روش، بدلیل جایگزینی

^۱ Boundary Layer Method

^۲ Adaptive Boundary Layer Method

^۳ Higher Order Sliding Mode Control

^۴ Dynamic Sliding Mode Control

^۵ Intellegent 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 [۹]:

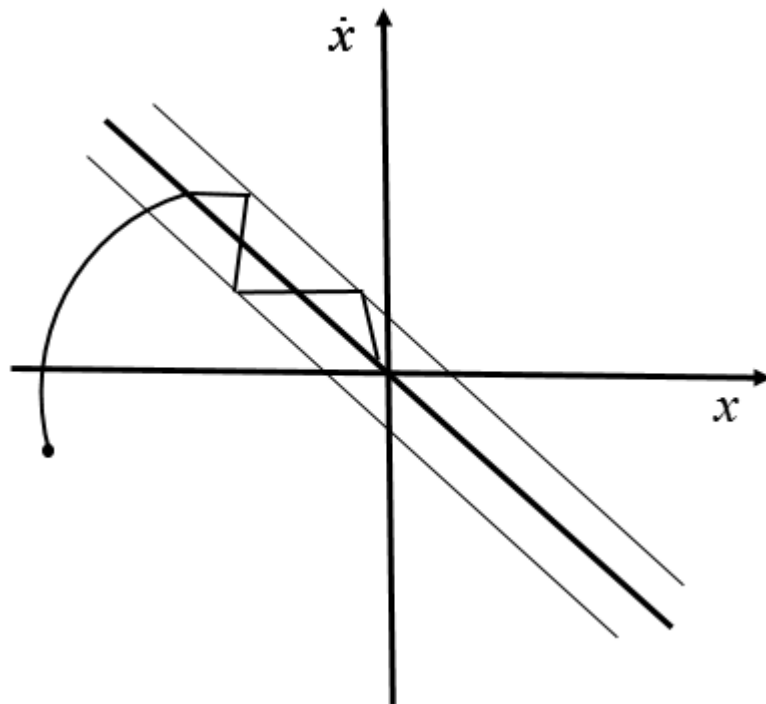
$$\dot{s} = -k \operatorname{sat}\left(\frac{s}{\phi}\right) = \begin{cases} -\frac{k}{\phi} s \\ -k \operatorname{sign}(s) : |s| > \phi \end{cases} \quad (1-2)$$

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 ایجادکننده چترینگ را کاهش می‌دهد ولی عامل دیگر را بوجود می‌آورد.

به عنوان در [۱۰] مثال در 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 خطی نیز قابل اعمال است.

در [۸] 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 [۱۱] 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 می‌کند. 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

^۱ Modified 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 اینچنین 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 بهره‌ای 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 [۱۲] 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 گین مورد استفاده در کنترلر، با توجه به شرایط تغییر می‌کند. روش ارایه شده بر روی یک سیستم غیرخطی اعمال شده است. در [۹] 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 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، ضروری است. اما در کنترل حالت لغزشی مرتبه بالا این سوئیچینگ به مشتقات بالاتر سطح منتقل می‌شود بنابراین

خود سطح صاف و هموار بوده و سویچپینگی در آن مشاهده نمی‌شود. فرض کنید که هدف صفر کردن متغیر $s(X, t)$ است، که X 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 [۱۳] [۱۴]:

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

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

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

که L عملگر مشتق لی است. اکنون هدف از طراحی کنترل کننده، صفر کردن s در معادله (۲-۳) با استفاده از سیگنال u می‌باشد. یکی از مهمترین مشکلات این روش این است که به علت استفاده از مشتق برای رسیدن به معادله (۲-۳)، 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.

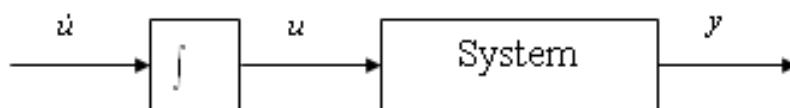
در [۱۳] روش کنترل حالت لغزشی مرتبه بالا برای کنترل ژنراتور قدرت توربین بادی سرعت متغیر مورد استفاده قرار گرفته است. در این روش علاوه بر غلبه بر عدم قطعیت پارامتری در سیستم، چترینگ نیز تا حد زیادی کاهش یافته است.

در بعضی از مقالات کنترل حالت لغزشی مرتبه دو مورد استفاده بوده، به عنوان مثال در [۱۴] 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 [۱۵].



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:

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= x_{i+1} : i = 1, 2, \dots, n-1 \\ \dot{x}_n &= f(X, u), X = [x_1, x_2, \dots, x_n] \end{aligned} \quad (۴-۲)$$

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 (5-2)، 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 مشتقگیر، 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.

۲-۱-۵ 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.

می‌دانیم روش‌های هوشمند به هیچ وجه مدون نبوده و نمی‌توان دسته‌بندی مشخصی از این روش‌ها را ارائه کرد. اما یکی از روش‌های 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 کنترل فازی در کنار کنترل حالت لغزشی حذف چترینگ است. در برخی از این روش‌ها، از یک فیلتر پایین‌گذر برای حذف نوسانات فرکانس بالای سیگنال ورودی سیستم استفاده می‌شود. در این حالت، وظیفه سیستم فازی تنظیم پارامترهای این فیلتر می‌باشد به نحوی که سویچینگ سیگنال ورودی به طور کامل حذف شود. به عنوان مثال فیلتر پایین‌گذر 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 می‌باشد. 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 می‌توان گفت که اگر حالت‌های سیستم به اندازه کافی به سطح نزدیک باشند، λ ی کوچک مطلوب می‌باشد، چرا که در این حالت نیازی به تغییرات موجود در u برای نزدیک کردن حالات به سطح نمی‌باشد، 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 می‌باشد. این کار را می‌توان با استفاده از قواعد فازی انجام داد. یعنی در این حالت، وظیفه سیستم فازی تعیین مقدار مناسب λ می‌باشد.

در [۱۸] از کنترل حالت لغزشی مبتنی بر لایه مرزی متغیر فازی استفاده شده است. با استفاده از قوانین فازی گین کنترلی مناسب انتخاب می‌شود که بستگی به فاصله‌ی متغیرهای حالت از سطح لغزش دارد.

همچنین در [۱۹] 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 [۲۰] روشی برای پایداری سیستم‌های غیرخطی ناخودگردان با عدم قطعیت سازگار و ناسازگار پیشنهاد شده است که بین دو قانون کنترل سوئیچ می‌شود.

۱. 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 [۲۱] 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 پایدار 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 [۲۲] از کنترل حالت لغزشی بر مبنای یک رویکرد غیرخطی اغتشاش (DOB)^۱، 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 گین 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 مزیت های 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 [۲۳] 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

^۱Disturbance Observer

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 [۲۴] 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 [۲۵] 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 [۲۶] 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 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 [۲۷] 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.

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 می‌کنیم. بر مبنی 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 اینست 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 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 اینکه 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 *LTRO* 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.

۱-۳ 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 اینست 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 آن را $M-DSMC$ می‌نامیم.

ابتدا یک فیدبک حالت به شکل زیر به سیستم اعمال می‌کنیم:

$$v = a_1 x_1 + a_2 x_2 + u\tag{۲-۳}$$

که در این فیدبک a_1 و a_2 عددهای ثابت و u به عنوان سیگنال کنترل جدید معرفی می‌شود.

^۱ Multiple Surface DSMC

با اعمال فیدبک به سیستم داریم:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 + d_1(x, t) \\ \dot{x}_2 &= a_1 x_1 + a_2 x_2 + u + d_2(x, t)\end{aligned}\quad (3-3)$$

۳-۱-۱ گام اول:

با ارجاع به قسمت اول معادله ی (۳-۳)

$$\dot{x}_1 = x_2 + d_1(x, t) \quad (4-3)$$

در گام اول معادله ی (۴-۳) را به عنوان یک سیستم مرتبه ی یک در نظر می گیریم. در این

معادله x_2 را به عنوان ورودی سیستم فرض می کنیم. سپس با استفاده از $DSMC$ ، x_2 مطلوب را

طوری پیدا می کنیم 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 می کنیم.

$$s_1 = kX_1, X_1 = [x_1, \dot{x}_1, \ddot{x}_1]^T, k = [k_1, k_2, k_3] \quad (5-3)$$

نکته: وقتی سطح لغزش s_1 به سمت صفر میل کند X_1 نیز به صفر میل می کند. ضریب

های k_1, k_2, k_3 طوری انتخاب می شوند که چند جمله ای $k_3 s^2 + k_2 s + k_1 = 0$ پایدار باشد.

۳-۱-۲ گام دوم

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

$$\dot{x}_2 = a_1 x_1 + a_2 x_2 + u + d_2(x, t) \quad (6-3)$$

در گام دوم مانند گام اول معادله ی (۶-۳) را به عنوان سیستمی در نظر می گیریم که در آن u

سیسگنال 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 می شود به شکل زیر است:

$$s_2 = \lambda(X_2 - X_{d2}), X_2 = [x_2, \dot{x}_2]^T, X_{d2} = [x_{d2}, \dot{x}_{d2}]^T, \lambda = [\lambda_1, \lambda_2] \quad (7-3)$$

نکته: وقتی سطح لغزش به صفر میل می کند، در حقیقت x_2 به سمت x_{2d} میل می کند. x_{2d} را در مرحله قبل محاسبه کرده ایم. 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 می کنیم.

اما مشکلی در محاسبه ی سطوح وجود دارد و آن اینست 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 قطعیت های $d(x, t) = [d_1, d_2]^T$ نداریم. برای حل این مشکل می توانیم از رویترز $LTRO$ ^۱ که در قسمت بعد درباره ی آن توضیح داده خواهد شد استفاده کنیم [۲۸].

۳-۱-۳ طراحی $LTRO$ برای تخمین سطوح لغزش:

همانطور که گفته شد به دلیل در دسترس نبودن $\dot{x}_1, \ddot{x}_1, \dot{x}_2$ رویترز بهینه و مقاوم $LTRO$ برای تخمین آنها پیشنهاد شده است. با مشتق گرفتن از X_2 و X_1 می توان معادله ی زیر را بدست آورد.

^۱ Loop Transfer Observer

$$\dot{X}_1 = E_1 X_1 + H_1(\ddot{x}_2 + \Delta_1) \quad (۸-۳)$$

$$\dot{X}_2 = E_2 X_2 + H_2(a_1 a_2 x_1 + a_1 x_2 + a_2^2 x_2 + a_2 u + \dot{u} + \Delta_2)$$

و

$$E_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, H_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, E_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, H_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (۹-۳)$$

و Δ_i عدم قطعیت سیستم است.

$$\Delta_1 = \ddot{d}_1(x, t), \Delta_2 = a_2 \dot{d}_2(x, t) \quad (۱۰-۳)$$

نکته: فرض میکنیم Δ_i همواره کراندار باشد و این مهم با طراحی یک کنترل کننده پایدار

می تواند محقق شود که در قسمت بعد توضیح داده خواهد شد.

سیستم (۸-۳) با اعمال *LTRO* برای تخمین x_i به شکل زیر در خواهد آمد:

$$\dot{\hat{X}}_1 = E_1 \hat{X}_1 + H_1(\ddot{x}_2) + L_1(x_1 - G_1 \hat{X}_1) \quad (۱۱-۳)$$

$$\dot{\hat{X}}_2 = E_2 \hat{X}_2 + H_2(a_1 a_2 x_1 + a_1 x_2 + a_2^2 x_2 + a_2 u + \dot{u}) + L_2(x_2 - G_2 \hat{X}_2)$$

در اینجا:

$$L_i = P_i G_i^T / \mu, \mu > 0 \quad (۱۲-۳)$$

$$G_1 = [1, 0, 0], G_2 = [1, 0]$$

و همچنین P_i را از معادله ریگاتی زیر می توان بدست آورد:

$$(I_i + E_i)P_i + P_i(I_i + E_i)^T - P_i G_i^T G_i P_i / \mu + \phi H_i H_i^T = 0 \quad (۱۳-۳)$$

که در آن $\varphi > 0$ به اندازه کافی بزرگ و I_i ماتریس یکه با بعد مناسب است. قابل ذکر است که اولین جزء از X_2 و X_2 متغیرهای حالت سیستم هستند و در دسترسند، اما بقیه اجزاء آنها در دسترس نیستند.

لم ۱: از آنجا که $(E_i + I_i, H_i, G_i)$ مینیمم فاز است، P_i در معادله‌ی ریکاتی (۱۲) در رابطه‌ی زیر صدق میکند.

$$\lim_{\varphi \rightarrow \infty} (P_i / \varphi) = 0 \quad (۱۴-۳)$$

بر مبنای لم ۱، می‌توانیم نشان دهیم با استفاده از یک φ بزرگ در معادله‌ی ریکاتی (۱۳-۳) رویتگر LTRO با خطای ناچیزی \tilde{X}_i را تخمین خواهد زد.

قضیه‌ی ۱: رویتگر LTRO در معادله‌ی (۱۱-۳) خطای تخمین $(\tilde{X}_i = X_i - \hat{X}_i)$ کوچکی خواهد داشت. به عبارتی:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|\tilde{X}_i(t)\| = 0 \quad \text{as } \varphi \rightarrow \infty \quad (۱۵-۳)$$

اثبات: از (۸-۳) و (۱۱-۳) می‌توانیم بنویسیم:

$$\dot{\tilde{X}}_i = (E_i - L_i G_i) \tilde{X}_i + H_i \Delta_i \quad (۱۶-۳)$$

تابع لیاپانوف زیر را برای دینامیک خطا (۱۶-۳) پیشنهاد می‌دهیم:

$$V_i = \tilde{X}_i^T P_i^{-1} \tilde{X}_i \quad (۱۷-۳)$$

با مشتق گرفتن از تابع لیاپانوف داریم:

$$(۱۸-۳)$$

$$\dot{V}_i \leq -2V_i - \frac{1}{\mu} \|G_i \tilde{X}_i\|^2 - \varphi \|H_i^T P_i^{-1} \tilde{X}_i\|^2 + 2\|\Delta_i\| \|H_i^T P_i^{-1} \tilde{X}_i\|$$

وقتی که $\|H_i^T P_i^{-1} \tilde{X}_i\| = \|\Delta_i\| / \varphi$ شود، بیشتری مقدار دو ترم آخر معادله‌ی بالا رخ می‌دهد. ماکزیمم این مقدار برابر است با $\|\Delta_i\|^2 / \varphi$. بنابراین:

$$\dot{V}_i \leq -2V_i - \frac{1}{\mu} \|G_i \tilde{X}_i\|^2 + \frac{\|\Delta_i\|^2}{\varphi} \leq -V_i - \left(V_i - \frac{\|\Delta_i\|^2}{\varphi} \right) \quad (۱۹-۳)$$

با توجه به $V_i \leq \|\Delta_i\|^2 / \varphi$ و معادله‌ی بالا داریم:

$$\dot{V}_i < -V_i \quad (۲۰-۳)$$

با استفاده از $V_i(t) \geq \underline{\sigma}(P_i^{-1}) \|\tilde{X}_i\|^2 = 1 / \bar{\sigma}(P_i) \|\tilde{X}_i\|^2$ می‌توان نوشت:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|\tilde{X}_i(t)\| \leq \sqrt{\frac{\bar{\sigma}(P_i)}{\varphi}} \|\Delta_i\| \quad (۲۱-۳)$$

نهایتاً با استفاده از لم ۱ و نکته ۴ نتیجه زیر را می‌گیریم:

$$\lim_{\substack{t \rightarrow \infty \\ \varphi \rightarrow \infty}} \|\tilde{X}_i\| = 0 \quad (۲۲-۳)$$

یا

$$\lim_{\substack{t \rightarrow \infty \\ \varphi \rightarrow \infty}} \hat{X}_i = X_i \quad (۲۳-۳)$$

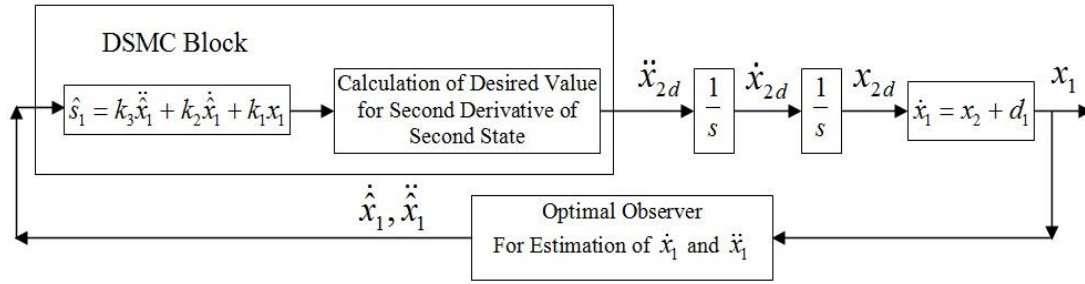
۲-۳ طراحی سیگنال ورودی کنترل:

همانطور که قبلاً گفته شد طراحی سیگنال کنترل u ، شامل دو مرحله می‌شود که در این

قسمت به تفصیل این دو قسمت را شرح می‌دهیم.

۱-۲-۳ توضیح گام اول

در شکل ۱-۳ مرحله‌ی اول طراحی کنترل کننده نشان داده شده است.



شکل ۳-۱: نمایش مرحله اول طراحی کنترل کننده

حال سطح لغزش تخمین زده شده را می توان به شکل زیر نوشت.

$$\hat{s}_1 = k\hat{X}_1, \hat{X}_1 = [x_1, \hat{\dot{x}}_1, \hat{\ddot{x}}_1]^T \quad (۲۴-۳)$$

که در آن $\hat{\dot{x}}_1$ و $\hat{\ddot{x}}_1$ المان های دوم و سوم \hat{X}_1 در رویتگر هستند.

نکته ۵: وقتی سطح لغزش \hat{s}_1 به صفر میل کند، \hat{X}_1 نیز به صفر میل میکند. k_1, k_2, k_3 را

طوری انتخاب می کنیم که چند جمله ای $k_3 S^2 + k_2 S + k_1 = 0$ هورویتز باشد.

قضیه ۲: معادله ی دینامیکی زیر باعث می شود s_1 به صفر میل کند.

$$\ddot{x}_{d2} = -(kH_1)^{-1} (kE_1 \hat{X}_1 + kL_1 (x_1 - G_1 \hat{X}_1) + \delta_1 \text{sign}(\hat{s}_1) + \sigma_1 \hat{s}_1) \quad (۲۵-۳)$$

$$\delta_1 > 0 \text{ and } \sigma_1 > 0$$

اثبات: تابع $V_1 = 0.5\hat{s}_1^2$ لیا پانوف را در نظر می گیریم. آنگاه $\dot{V}_1 = \hat{s}_1 \dot{\hat{s}}_1$ و همچنین از (۳-۱۱)

و (۳-۲۴) می توان نتیجه گرفت:

$$\dot{\hat{s}}_1 = k\dot{\hat{X}}_1 = kE_1 \hat{X}_1 + kH_1 \ddot{x}_{d2} + kL_1 (x_1 - G_1 \hat{X}_1) \quad (۲۶-۳)$$

L_1 قبلا در (۳-۱۲) تعریف شده است. با جایگذاری از (۳-۲۵) و (۳-۲۶) داریم:

$$\dot{\hat{s}}_1 = -\delta_1 \text{sign}(\hat{s}_1) - \sigma_1 \hat{s}_1 \quad (۲۷-۳)$$

بنابراین:

$$\dot{V}_1 = -\delta_1 |\hat{s}_1| - \sigma_1 \hat{s}_1^2 \leq -\delta_1 |\hat{s}_1| \quad (28-3)$$

فرض می‌کنیم t_1 زمان رسیدن باشد. یعنی $\hat{s}_1(t_1) = 0$. حال می‌خواهیم نشان دهیم که

$$\tilde{s}_1 = s_1 - \hat{s}_1 \text{ برای نشان دادن اینکه } s_1 \text{ به صفر میل خواهد کرد طراحی میکنیم } t_1 \leq |\hat{s}_1(0)| / \delta_1$$

آنگاه:

$$\tilde{s}_1 = s_1 - \hat{s}_1 = k(X_1 - \hat{X}_1) \quad (29-3)$$

بنابراین $0 \leq \|\tilde{s}_1\| \leq \|k\| \|\tilde{X}_1\|$ حال با مراجعه به (۲۲-۳) می‌توان نوشت:

$$\lim_{\substack{t \rightarrow \infty \\ \varphi \rightarrow \infty}} \|\tilde{s}_1\| = 0 \quad (30-3)$$

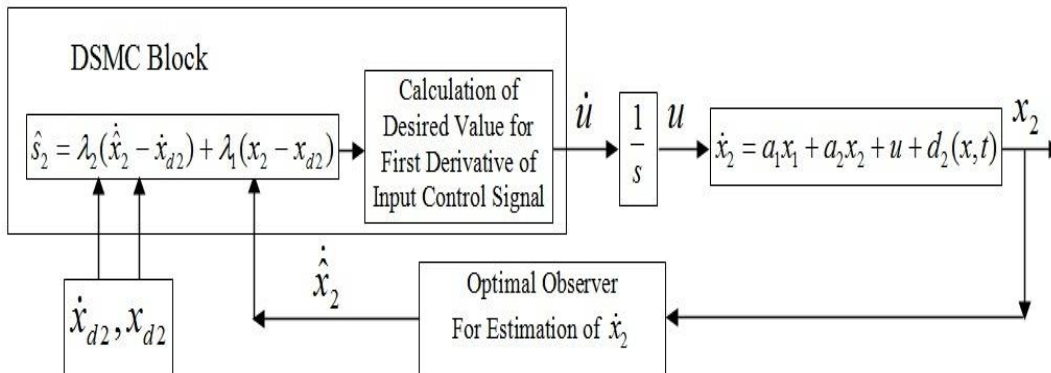
یا به عبارتی:

$$\lim_{\substack{t \rightarrow \infty \\ \varphi \rightarrow \infty}} s_1 = \hat{s}_1 \quad (31-3)$$

و تساوی $\hat{s}_1(t_1) = 0$ نتیجه می‌دهد:

$$\lim_{\substack{t \rightarrow \infty \\ \varphi \rightarrow \infty}} s_1 = 0 \quad (32-3)$$

مرحله دوم طراحی کنترل کننده به صورت بلوک در شکل ۲-۳ نشان داده شده است.



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

مانند مرحله‌ی قبل سطح لغزش تخمین زده شده را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\hat{s}_2 = \lambda(\hat{X}_2 - X_{d2}), \hat{X}_2 = [x_2, \dot{x}_2]^T \quad (33-3)$$

در این سطح، \hat{x}_2 همان دوم \hat{X}_2 در رویتگر است.

لم ۶: اگر \hat{s}_2 به سمت صفر برود آنگاه \hat{X}_2 به X_{d2} میل می‌کند. همچنین λ_1, λ_2 را

طوری انتخاب می‌کنیم که چندجمله‌ای $\lambda_2 s + \lambda_1 = 0$ پایدار باشد.

قضیه ۳: معادله‌ی دینامیکی زیر باعث می‌شود سطح s_2 به صفر میل کند [۱۵، ۱۲].

$$\dot{u} = -(a_1 a_2 x_1 + a_1 x_2 + a_2^2 x_2 + a_2 u) - (\lambda H_2)^{-1} (\lambda E_2 \hat{X}_2 + \lambda L_2 (x_2 - G_2 \hat{X}_2) - \lambda \dot{X}_{d2} + \delta_2 \text{sign}(\hat{s}_2) + \sigma_2 \hat{s}_2) \quad (34-3)$$

$\delta_2 > 0$ and $\sigma_2 > 0$

اثبات: تابع لیاپانوف $V_2 = 0.5 \hat{s}_2^2$ را انتخاب می‌کنیم، سپس مشتق سطح را بدست می‌آوریم:

$$\dot{V}_2 = \hat{s}_2 \dot{\hat{s}}_2 \quad (35-3)$$

همچنین از (۱۱-۳) و (۳۳-۳) می‌توانیم بنویسیم:

$$\dot{\hat{s}}_2 = \lambda(\dot{\hat{X}}_2 - \dot{X}_{d2}) = \lambda E_2 \hat{X}_2 + \lambda H_2 (a_1 a_2 x_1 + a_1 x_2 + a_2^2 x_2 + a_2 u + \dot{u}) + \lambda L_2 (x_2 - G_2 \hat{X}_2) - \lambda \dot{X}_{d2} \quad (36-3)$$

L_2 قبلا در (3-12) تعریف شده است. همچنین با جایگذاری \dot{u} از (3-34) در (3-36) بدست می آید:

$$\dot{\hat{s}}_2 = -\delta_2 \text{sign}(\hat{s}_2) - \sigma_2 \hat{s}_2 \quad (37-3)$$

بنابراین:

$$\dot{V}_2 = -\delta_2 |\hat{s}_2| - \sigma_2 \hat{s}_2^2 \leq -\delta_2 |\hat{s}_2| \quad (38-3)$$

فرض می کنیم t_2 زمان رسیدن باشد. به عبارتی $\hat{s}_2(t_2) = 0$. آنگاه می توان نشان داد

برای نشان دادن اینکه سطح لغزش s_2 به صفر میل می کند تعریف می کنیم

$$\tilde{s}_2 = s_2 - \hat{s}_2 \quad \text{سپس داریم:}$$

$$\tilde{s}_2 = s_2 - \hat{s}_2 = \lambda(X_2 - \hat{X}_2) \quad (39-3)$$

بنابراین:

$$0 \leq \|\tilde{s}_2\| \leq \|\lambda\| \|\tilde{X}_2\| \quad (40-3)$$

حال با مراجعه به (3-22) می توان نوشت $\lim_{\substack{t \rightarrow \infty \\ \varphi \rightarrow \infty}} \|\tilde{s}_2\| = 0$. یا به عبارت دیگر:

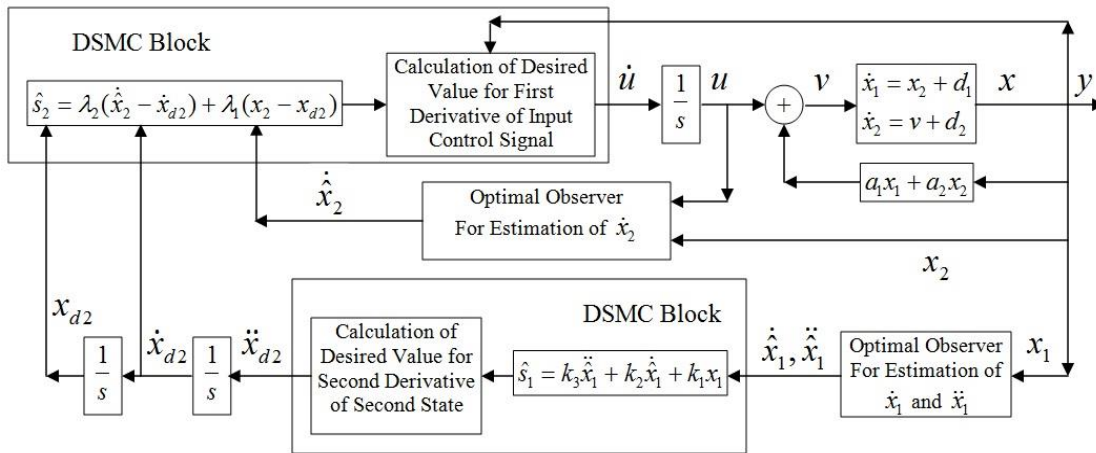
$$\lim_{\substack{t \rightarrow \infty \\ \varphi \rightarrow \infty}} s_2 = \hat{s}_2 \quad (41-3)$$

سپس معادله $\hat{s}_2(t_2) = 0$ نتیجه ی زیر را به همراه دارد:

$$\lim_{\substack{t \rightarrow \infty \\ \varphi \rightarrow \infty}} s_2 = 0 \quad (42-3)$$

نکات کلیدی:

دیاگرام کلی کنترل کننده ی پیشنهادی در شکل ۳-۳ نشان داده شده است.



شکل ۳-۳: دیاگرام کلی طراحی کنترل کننده

طبق این بلوک دیاگرام ابتدا یک فیدبک حالت به سیستم اعمال شده است. سپس با استفاده

از DSMC، سیگنال کنترلی صاف و بدون چترینگ محاسبه شده است به طوری که متغیر حالت x_2 ،

را که از مرحله قبل بدست آمده است به خوبی دنبال می کند.

گفتنی است که تابع علامت یا ناپیوستگی در \dot{u} ظاهر می شود و با انتگرال گرفتن از آن

سیگنال کنترل u صاف و بدون چترینگ خواهیم داشت. همین نتایج برای \ddot{x}_{d2} نیز صادق است.

یعنی \ddot{x}_{d2} ناپیوسته و \dot{x}_{d2} و x_{d2} صاف هستند.

نکته دیگر اینکه اگر اولین سطح لغزش به صورت $s_1 = k_2\dot{x}_1 + k_1x_1$ طراحی می شد، در اینطورت

\dot{x}_{d2} به صورت ناپیوسته بدست خواهد آمد و بدست آوردن \dot{u} از قانون رسیدن

$$\dot{s}_2 = -\delta_2 \text{sign}(\hat{s}_2) - \sigma_2 \hat{s}_2$$

فصل چهارم

نتایج شبیه‌سازی

۱-۴ شبیه‌سازی سیستم اول

سیستم مرتبه دو زیر را در نظر می‌گیریم.

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_1 + 0.1x_1^2 + 0.2x_2^2 \sin(2t) \\ \dot{x}_2 &= -2x_1 - x_2 + e^{x_1} + 0.5x_1 \cos(2t) + u \\ y &= x_1\end{aligned}$$

شبیه‌سازی‌ها را بر روی این سیستم انجام داده‌ایم.

پارامترهای سطوح را به بدین صورت انتخاب می‌کنیم:

$$\begin{aligned}\lambda_2 = 1 \text{ و } \lambda_1 = 0.5 \text{ و } k_2 = 0.5 \text{ و } k_1 = 0.5 \text{ و } K_3 = 0 \\ \text{پارامترهای دیگر طراحی } \delta_1 = 2, \delta_2 = 2, \sigma_1 = 0.5 \text{ هستند. همچنین } \mu = 1, \\ p = 1000000.\end{aligned}$$

مقادیر اولیه به ترتیب اینگونه‌اند:

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

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

در نظر می‌گیریم ($u(0) = 0$).

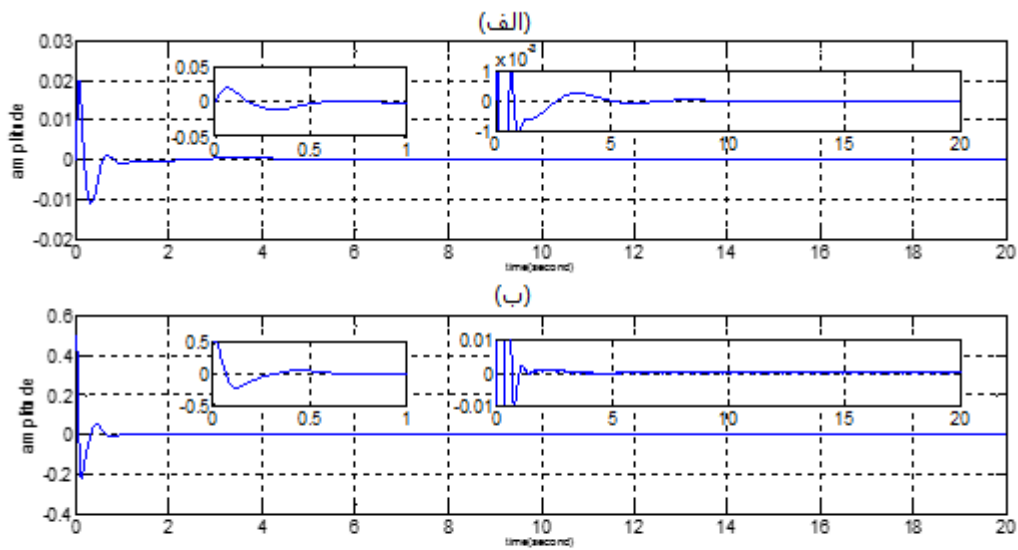
شبیه‌سازی با نرم افزار متلب انجام شده است و گام شبیه‌سازی ۰,۰۰۱ در نظر گرفته شده است.

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

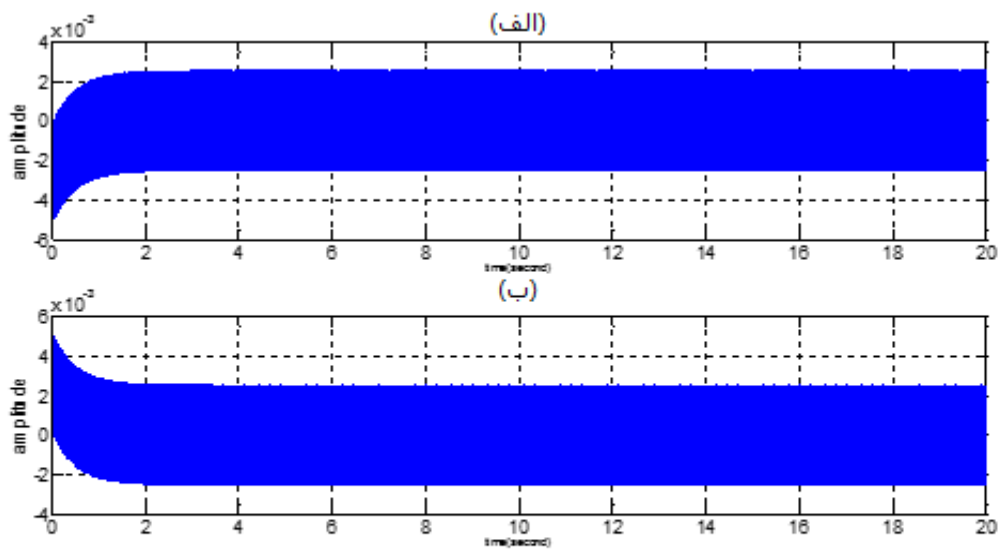
در (شکل ۱-۴ الف) و (شکل ۱-۴ ب) حالت‌های سیستم نشان داده شده است. در (شکل ۱-۴ الف)

مشاهده می‌شود که خروجی سیستم با دقت زیادی در حضور عدم قطعیت‌ها به صفر همگرا شده است.

در (شکل ۴-۱-ب) نیز x_2 را می‌بینیم که به مقدار مطلوب خود همگرا شده است.



شکل ۴-۱: (الف) همگرایی حالت اول یا خروجی سیستم که به صفر همگرا شده. (ب) همگرایی حالت دوم سیستم



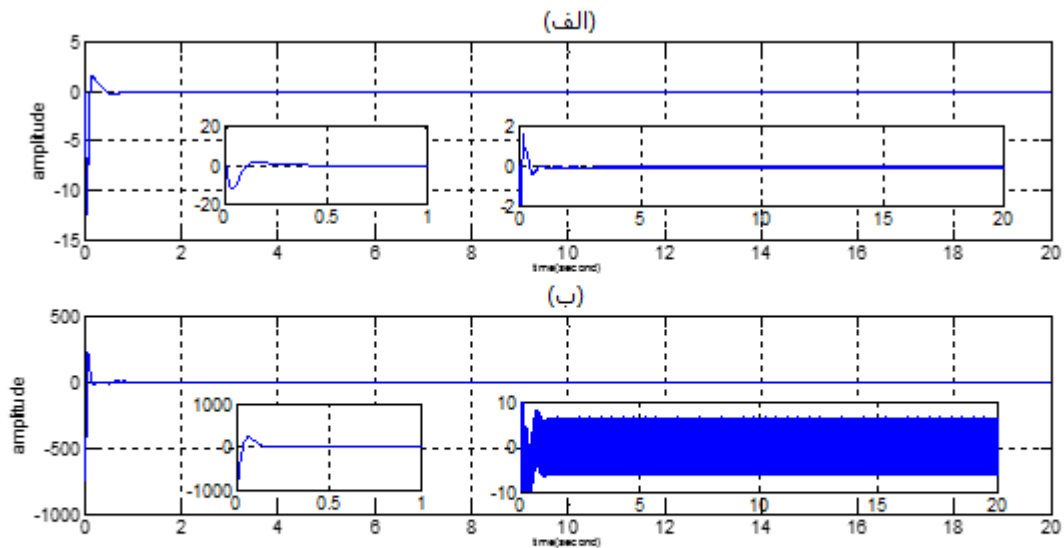
شکل ۴-۲: (الف) سطح لغزش طراحی شده در مرحله اول. (ب) سطح لغزش طراحی شده در مرحله دوم

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 (شکل ۳-۴ الف) سیگنال ورودی کنترل را می‌بینیم که بدون چترینگ است. در (شکل

۳-۴ ب)، u دیده می‌شود که بدلیل وجود تابع علامت در آن دارای چترینگ است.



شکل ۳-۴ الف) سیگنال کنترل ii. (ب) مشتق سیگنال کنترل

از این شبیه‌سازی می‌توان نتیجه گرفت که روش پیشنهاد شده چترینگ را کاهش تا حد زیادی کاهش می‌دهد 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.

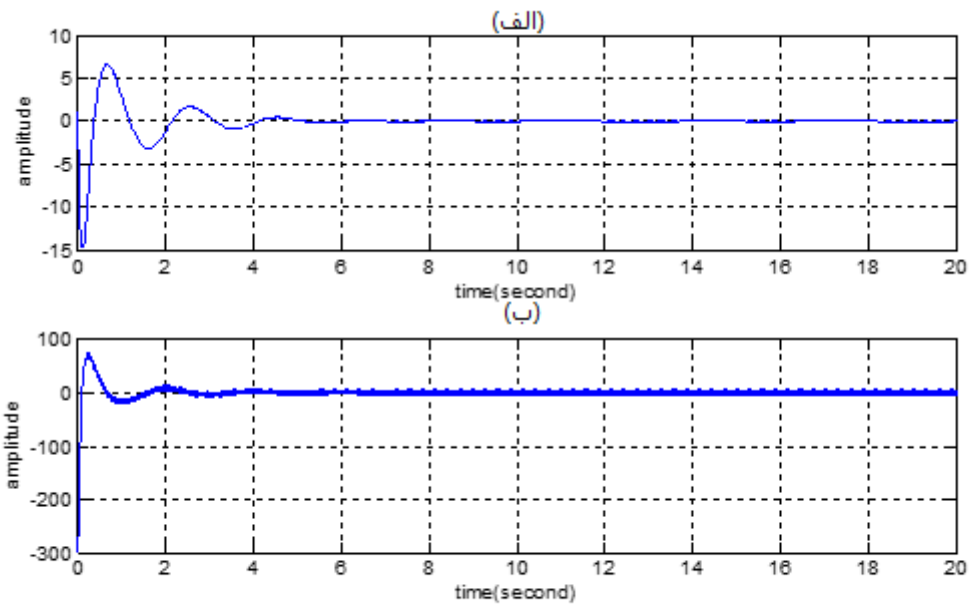
$$\dot{x}_1 = x_2 + 0.1x_1^2 + x_1x_2 + 0.2x_2 \sin(2t)$$

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

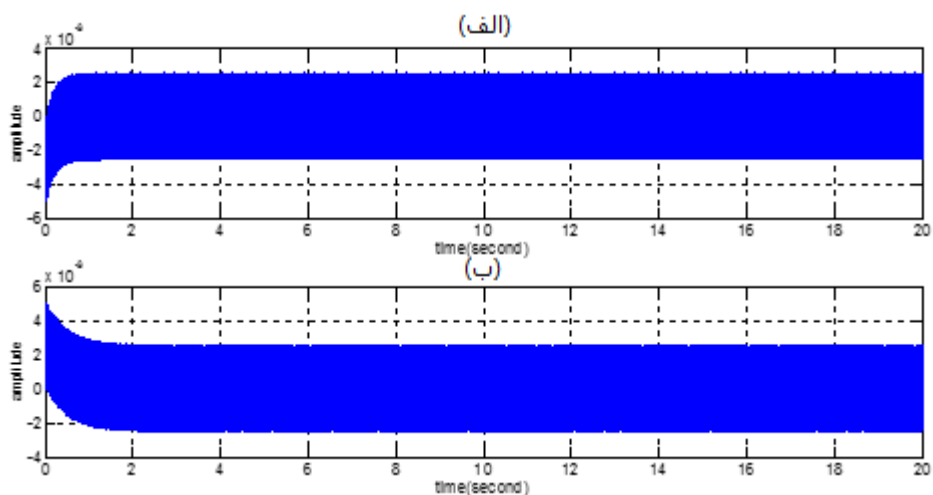
$$y = x_1$$

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

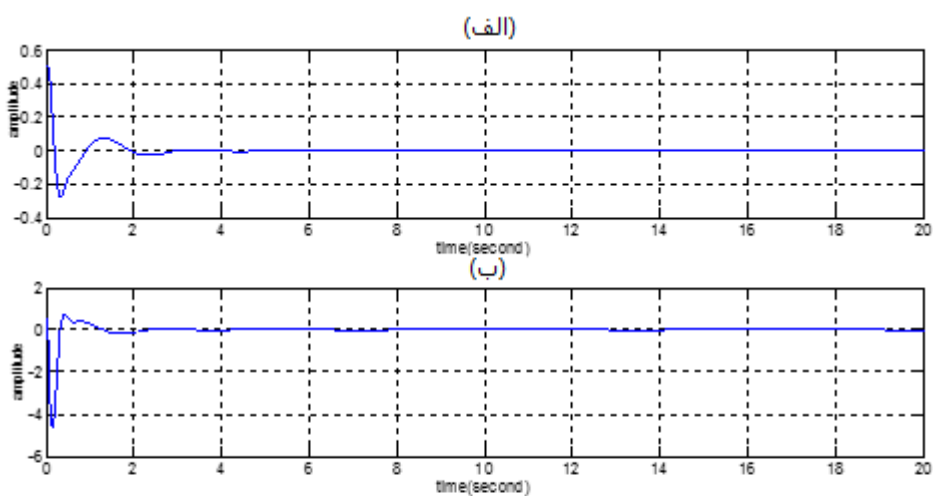
تا (شکل ۶-۴) نشان داده شده است.



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



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



شکل ۴-۶: (الف) همگرایی حالت اول یا خروجی سیستم که به صفر همگرا شده (ب) همگرایی حالت دوم سیستم همانطور که در نتایج شبیه سازی سیستم دوم نیز مشاهده می کنید، حالت‌های سیستم در زمان خوبی به مقادیر مطلوب همگرا شده‌اند. همچنین چترینگ سیگنال کنترل از بین رفته و سطح لغزش به صفر همگراست. نتیج این شبیه سازی نیز عملکرد خوب روش پیشنهادی را تضمین می کند.

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 *LTR* 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.

۲-۵ پیشنهادات

- طرح پیشنهادی در این پایان نامه، قابل تعمیم به سیستم‌های مرتبه n می‌باشد.
- استفاده از الگوریتم‌های هوشمند از قبیل الگوریتم انبوه ذرات، ژنتیک و ... در بهینه‌سازی پارامترهای قانون کنترل ارائه شده
- تعمیم روش ارائه شده برای سیستم‌های چند ورودی-چند خروجی
- استفاده از دیگر رویتگرها برای تخمین سطح لغزش

- [١] J.-J. E. Slotine and W. Li, Applied nonlinear control, Prentice-hall, ١٩٩١.
- [٢] H. Lee and V.-I. Utkin, "Chattering suppression methods in sliding mode control systems," *Elsevier Annual Reviews in Control*, vol. ٣١, no. ١٧٩-١٨٨, ٢٠٠٧.
- [٣] A. Karami-Mollae, 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. ١٣٣, ٢٠١١.
- [٤] J. P. Barbot, Sliding mode control in engineering, Marcel Dekker, ٢٠٠٢.
- [٥] G. Bartolini, A. Ferrana and E. Usai, "Chattering avoidance by second-order sliding mode control," vol. ٤٣, ١٩٩٨.
- [٦] A. Lavant, "Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control," *International Journal of Control*, vol. ٥٨, pp. ١٢٤٧-١٢٤٣, ١٩٩٣.
- [٧] A. Lavant, "Robust exact differentiation via sliding mode techniques," *Elsevier, Automatica*, vol. ٣٤, ١٩٩٨.
- [٨] K. j. kim, J. b. park and Y. h. choi, "Chattering Free Sliding Mode Control," *SICE-ICACE international joint conference*, ٢٠٠٦.
- [٩] 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. ٤٧, ٢٠٠٢.
- [١٠] 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. ٤١, ١٩٩٦.
- [١١] 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 applications*, vol. ٤٥, ٢٠٠٩.
- [١٢] 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. ٣٨, ٢٠٠٨.
- [١٣] 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. ٥٦, ٢٠٠٩.
- [١٤] I. Eker, "Second-order sliding mode control with experimental application,"

ISA, transaction, vol. 49, 2010.

- [15] urnham and A. Zinober, "Dynamic sliding mode control design," *IEEE Control Theory and Applications*, 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 induserial 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 and 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.

- [۲۷] A. c. huang and c. y. chen, "Adaptive multiple-surface sliding control for non-autonomous systems with mismatched uncertainties," *Elsevier , automatica*, vol. ۴۰, ۲۰۰۴.
- [۲۸] J. C. Doyle and G. Stein, "Robustness with observers", *IEEE Transaction on Automatic Control*, *IEEE Transaction on Automatic Control*, vol. ۲۴, pp. ۶۰۷-۶۱۱, ۱۹۷۹.

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, an optimal loop transfer recovery observer (LTRO) is used. One of the advantages of the proposed approach is that the upper bound of the uncertainty is not used in DSMC and LTRO, 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, optimal observer.



University of Shahrood
Faculty of Electrical Engineering

**Dynamic sliding mode control for systems with
mismatched uncertainty**

Danial fazeli

Supervisor:

Dr. Ali Karami-Mollaei

A thesis submitted in partial fulfillment of the

requirements for the degree of

Master of Science in Electrical Engineering

november 2015