

طراحی کنترل کننده حالت لغزشی برای موتور کلاف صوتی با استفاده از رویتگر غیر خطی

علی کریمی ملائی^{۱*} و علیرضا خاکشور رباط^۲

اطلاعات مقاله	چکیده
دریافت مقاله: ۱۳۹۹/۱۲/۰۸ پذیرش مقاله: ۱۴۰۰/۰۳/۰۸	موتورهای کلاف صوتی، در تجهیزات بسیار کوچک مانند دوربین تلفن‌های همراه استفاده می‌شوند و استفاده از روش‌های کنترلی مقاوم، مانند کنترل حالت لغزشی در آن‌ها اجتناب ناپذیر است. مهمترین خصوصیت کنترل حالت لغزشی تغییرناپذیری آن نسبت به نامعینی‌های سازگار بوده که به دلیل استفاده از تابع علامت در ورودی سیستم می‌باشد. تغییرناپذیری خاصیتی قویتر از مقاوم بودن است. اما این روش کنترلی، نسبت به نامعینی‌های سازگار تغییرپذیر و حساس می‌باشد. همین امر استفاده از کنترل حالت لغزشی در موتورهای کلاف صوتی را با چالش مواجه کرده است زیرا در مدل دینامیکی آن‌ها نامعینی‌های سازگار وجود دارد. در این مقاله برای حل این مشکل، ابتدا ورودی سیستم را با استفاده از کنترل حالت لغزشی محاسبه نموده و سپس ضرایب سطح لغزشی را طوری تعیین می‌کنیم که اثر نامعینی‌های سازگار بر روی سیستم حلقه بسته حذف شده و تغییرناپذیری سیستم محفوظ بماند. در ضمن به دلیل اینکه متغیرهای حالت سیستم در دسترس نیستند یک رویتگر غیرخطی جدید نیز برای شناسایی مدل سیستم پیشنهاد شده است. در شبیه‌سازی از مدل الکترومکانیکی موتور استفاده می‌نماییم که هم شامل نامعینی‌های سازگار بوده و هم نامعینی‌های سازگار. نتایج شبیه‌سازی گویای مزایای روش پیشنهادی خواهد بود.
واژگان کلیدی: موتور کلاف صوتی، رویتگر غیرخطی، نامعینی‌های سازگار، کنترل حالت لغزشی.	

۱- مقدمه

امروزه بسیاری از کاربردهای موتورهای کلاف صوتی^۳ در بسیاری از تجهیزات الکترونیکی کوچک از قبیل تلفن‌های همراه و دوربین‌های دیجیتال بسیار دقیق مشاهده می‌شوند. در همه این ابزارها، عملکرد بسیار خوب و مقاوم این موتورها و دقت در موقعیت آن‌ها اهمیت بسیاری دارد. اجزای محرک این موتورها شامل ماده مغناطیسی^۴، یوغ^۵ و نگهدارنده عدسی^۶ می‌باشند در حالی که گیره‌های راهنما^۷، کلاف^۸ و پوشش سنسورها^۹ قسمت‌های ساکن را تشکیل می‌دهند. جریان عبوری از کلاف نیروی لازم برای حرکت

محرک در راستای گیره‌های راهنما را تولید می‌کند که این حرکت همراه با اصطکاک غیرخطی بوده و مانعی برای حرکت خواهد بود. این اصطکاک نوعی لغزش تولید می‌کند که به آن لغزش چسبان^{۱۰} می‌گویند. همین لغزش چسبان همراه با کنترل کننده تناسبی-انتگرالی موجب بروز نوسان می‌شود [۱]. روش‌هایی برای حذف و یا جبران اصطکاک غیرخطی محرک در موتورهای کلاف صوتی پیشنهاد شده است. به عنوان مثال در مرجع [۲] از کنترل کننده بنگ-بنگ^{۱۱} برای جبران و غلبه بر این اصطکاک استفاده شده است.

* پست الکترونیک نویسنده مسئول: karami@hsu.ac.ir

۱. دانشیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه حکیم سبزواری، ایران.

۲. دانشجوی کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه حکیم سبزواری، ایران.

³ Voice Coil Motor or VCM

⁴ Magnet

⁵ Yoke

⁶ Lens Holder

⁷ Guide Pins

⁸ Coil

⁹ Sensor Cover

¹⁰ Stick Slip

¹¹ Bang-Bang Controller

آن‌ها روشی برای مقابله با این نامعینی مورد نیاز است. کارهای معدودی برای مقابله با نامعینی‌های ناسازگار انجام شده است [۱۵-۳۶]. روش‌های پیشنهادی در [۱۵-۲۷] از دیدگاه مفهومی و پیاده‌سازی بسیار پیچیده می‌باشند. روش پیشنهادی در [۱۶] بر اساس نامساوی‌های ماتریسی خطی^{۱۶} بوده و یا در [۲۲] از نوعی رویکرد پیچیده استفاده شده است. در [۲۳، ۲۱] از نوعی رویکرد به نام رویکرد توسعه یافته^{۱۷} استفاده شده است. رویکرد موجود در [۲۸] بسیار پیچیده بوده و در عمل پیاده‌سازی آن بسیار سخت است. در [۲۹] با استفاده از نامساوی‌های ماتریسی خطی اثر نامعینی فقط کمینه^{۱۸} شده است. در [۳۰-۳۵] از تعریف چند سطح لغزشی استفاده شده است. در [۳۶] از شبکه‌های عصبی^{۱۹} برای غلبه بر نامعینی ناسازگار استفاده شده است که فقط به سیستم‌های مرتبه دوم اعمال شده است.

در این مقاله بدون استفاده از نامساوی‌های ماتریسی خطی و یا تعریف چند سطح لغزشی، روشی بسیار ساده برای مقابله با نامعینی موجود در موتورهای کلاف صوتی پیشنهاد شده است. ایده روش پیشنهادی، فقط بر اساس تعیین مناسب ضرایب سطح لغزشی است به طوری که تغییرناپذیری (و یا به عبارت دیگر عملکرد مقاوم) و دقت مورد نظر حاصل می‌شود. به علاوه چون فرض بر این است که فقط خروجی سیستم قابل اندازه‌گیری و در دسترس^{۲۰} است، برای اندازه‌گیری حالت‌های دیگر سیستم، از رویکرد غیرخطی پیشنهادی برای مدل‌سازی سیستم استفاده می‌کنیم. ادامه مقاله به این صورت است که ابتدا در بخش ۲ شرح مساله و طراحی رویکرد بیان می‌شود. بخش ۳ به طراحی کنترل کننده اختصاص داده شده است و سپس در بخش ۴ نحوه انتخاب پارامترهای سطح لغزش برای حذف اثر نامعینی‌های ناسازگار بیان می‌شود. در بخش ۵ مدل موتورهای کلاف صوتی ارائه شده و توضیح داده می‌شود. در نهایت در همین بخش شبیه‌سازی روش پیشنهادی توضیح داده خواهد شد. بخش ۶ به نتیجه‌گیری اختصاص داده شده است.

در [۳] از یک جدول جستجو^۱ برای تنظیم موقعیت موتور و غلبه بر این اصطکاک استفاده شده است و یا در [۴] از یک رویکرد نامعینی استفاده شده است.

از طرفی نامعینی^۲ و اغتشاش^۳ در بسیاری از سیستم‌ها وجود دارند و روش‌هایی برای مقابله با آن‌ها نیز پیشنهاد شده‌اند [۵-۷]. به عنوان مثال در [۵] از یک رویکرد تطبیقی^۴ پیچیده برای مقابله با نامعینی استفاده شده است و یا در [۶] از یک تخمینگر اغتشاش استفاده شده است. به همین صورت در [۷] از یک رویکرد تطبیقی افزوده^۵ برای تخمین سرعت و گشتاور^۶ موتور مغناطیس دایم همزمان^۷ استفاده شده است. البته در برخی از این روش‌ها کنترل کننده نیز مقاوم است [۷، ۶].

یکی از روش‌های طراحی مقاوم، کنترل حالت لغزشی^۸ بوده که ابزاری قدرتمند برای مقابله با نامعینی‌های ساختاری^۹ یا بدون ساختار^{۱۰}، اغتشاش و نویز بوده و از آن در کاربردهای دقیق استفاده می‌شود [۱۱]. یکی از مزایای مهم کنترل حالت لغزشی تغییرناپذیری^{۱۱} آن نسبت به نامعینی سازگار^{۱۲} است [۸-۱۰]. لازم به ذکر است که تغییرناپذیری خاصیتی قویتر از مقاوم بودن^{۱۳} است [۸-۱۰]. مقاوم بودن یعنی رسیدن به نتیجه مطلوب در بدترین شرایط و تغییرناپذیری یعنی حصول نتیجه مطلوب بدون اینکه سیستم تحت تاثیر اغتشاش و نامعینی قرار گیرد. سیستم مقاوم ممکن است با اثر پذیری از نویز، اغتشاش و نامعینی، عملکرد^{۱۴} مناسبی نداشته باشد در حالی که تغییرناپذیری یعنی مقاوم بودن به همراه عملکرد مطلوب [۸-۱۰]. اما مشکل اساسی، تغییرپذیری کنترل حالت لغزشی نسبت به نامعینی ناسازگار^{۱۵} است [۹-۳۲]. اگر نامعینی در راستای سیگنال ورودی به سیستم اعمال شود، سازگار نامیده می‌شود و در غیر این صورت، این نامعینی ناسازگار خواهد بود.

مشکل اصلی موتورهای کلاف صوتی این است که اصطکاک غیرخطی در آن‌ها به صورت نامعینی ناسازگار ظاهر می‌شود. بنابراین برای اعمال کنترل کننده حالت لغزشی به

¹¹ Invariance

¹² Matched

¹³ Robustness

¹⁴ Performance

¹⁵ Mismatched

¹⁶ Linear Matrix Inequality or LMI

¹⁷ Extended State Observer

¹⁸ Minimized

¹⁹ Neural Networks

²⁰ Accessible

¹ Look-up Table

² Uncertainty

³ Disturbance

⁴ Adaptive

⁵ Augmented

⁶ Torque

⁷ Permanent Magnet Synchronous Motor or PMSM

⁸ Sliding Mode Control or SMC

⁹ Structured

¹⁰ Unstructured

۲- شرح صورت مساله و طراحی رويترگر

مدل یک موتور کلاف صوتی با نامعینی‌های ناسازگار $d_1(t)$ و $d_2(t)$ و نامعینی سازگار $d_3(t)$ را در نظر بگیرید:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 + d_1(x, t) \\ \dot{x}_2 &= x_3 + d_2(x, t) \\ \dot{x}_3 &= v + d_3(x, t) \end{aligned} \quad (1)$$

که $x = [x_1, x_2, x_3]^T$ بردار حالت سیستم بوده و $y = x_1$ خروجی قابل اندازه‌گیری و در دسترس سیستم است. به علاوه متغیرهای x_2 و x_3 قابل اندازه‌گیری نبوده و $v(t)$ ورودی سیستم می‌باشد. اکنون می‌توان سطح لغزشی را به صورت زیر تعریف نمود:

$$s = \beta_1 x_1 + \beta_2 x_2 + \beta_3 x_3 \quad (2)$$

اما مشکل اصلی این است که متغیرهای x_2 و x_3 در دسترس نیستند. برای رفع مشکل فوق از رويترگر پیشنهادی جدیدی استفاده می‌کنیم که در ادامه توضیح داده می‌شود. رويترگر زیر را برای شناسایی مدل سیستم در نظر بگیرید:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_1 &= \hat{x}_2 + \frac{k_1}{\delta} (y - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 &= \hat{x}_3 + \frac{k_2}{\delta^2} (y - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_3 &= v + \frac{k_3}{\delta^3} (y - \hat{x}_1) \end{aligned} \quad (3)$$

که \hat{x}_1 ، \hat{x}_2 و \hat{x}_3 به ترتیب تخمینی از متغیرهای حالت x_1 ، x_2 و x_3 می‌باشند. پایداری و همگرایی حالت‌های رويترگر به حالت‌های سیستم اصلی در قضیه زیر اثبات شده است.

قضیه ۱: رويترگر غیرخطی فوق پایدار است، یعنی تخمین متغیرهای حالت به خود متغیرها همگرا می‌شوند.

اثبات: ابتدا متغیرهای زیر را تعریف می‌کنیم:

$$\eta_1 = \frac{x_1 - \hat{x}_1}{\delta^3}, \eta_2 = \frac{x_2 - \hat{x}_2}{\delta^2}, \eta_3 = \frac{x_3 - \hat{x}_3}{\delta} \quad (4)$$

اکنون روابط زیر قابل حصول هستند:

$$\begin{aligned} \delta \dot{\eta}_1 &= \frac{1}{\delta^2} \left[(x_2 + d_1) - \left(\hat{x}_2 + \frac{k_1}{\delta} (y - \hat{x}_1) \right) \right] \\ &= \frac{1}{\delta^2} (x_2 - \hat{x}_2) - \frac{k_1}{\delta^3} (x_1 - \hat{x}_1) + \frac{d_1}{\delta^2} \\ &= \eta_2 - k_1 \eta_1 + \frac{d_1}{\delta^2} \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \delta \dot{\eta}_2 &= \frac{1}{\delta} \left[(x_3 + d_2) - \left(\hat{x}_3 + \frac{k_2}{\delta^2} (y - \hat{x}_1) \right) \right] \\ &= \frac{1}{\delta} (x_3 - \hat{x}_3) - \frac{k_2}{\delta^3} (x_1 - \hat{x}_1) + \frac{d_2}{\delta} \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} &= \eta_3 - k_2 \eta_1 + \frac{d_2}{\delta} \\ \delta \dot{\eta}_3 &= \left[(v + d_3) - \left(v + \frac{k_3}{\delta^3} (y - \hat{x}_1) \right) \right] \\ &= -\frac{k_3}{\delta^3} (x_1 - \hat{x}_1) + d_3 \\ &= -k_3 \eta_1 + d_3 \end{aligned} \quad (7)$$

و یا:

$$\begin{bmatrix} \dot{\eta}_1 \\ \dot{\eta}_2 \\ \dot{\eta}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{k_1}{\delta} & \frac{1}{\delta} & 0 \\ -\frac{k_2}{\delta} & 0 & \frac{1}{\delta} \\ -\frac{k_3}{\delta} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \eta_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d_1}{\delta^3} \\ \frac{d_2}{\delta^2} \\ \frac{d_3}{\delta} \end{bmatrix} \quad (8)$$

و یا به صورت ماتریسی داریم:

$$\dot{\eta} = A\eta + d \quad (9)$$

که:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{k_1}{\delta} & \frac{1}{\delta} & 0 \\ -\frac{k_2}{\delta} & 0 & \frac{1}{\delta} \\ -\frac{k_3}{\delta} & 0 & 0 \end{bmatrix}, d = \begin{bmatrix} \frac{d_1}{\delta^3} \\ \frac{d_2}{\delta^2} \\ \frac{d_3}{\delta} \end{bmatrix}, \eta = \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \eta_3 \end{bmatrix} \quad (10)$$

مقادیر ویژه ماتریس A سمت چپ محور موهومی در صفحه مختلط قرار دارند، یعنی ماتریس A پایدار و یا هرويتز^۱ است و بنابراین در معادله لیاپانوف^۲ صدق می‌کند. یعنی برای هر ماتریس متقارن مثبت معین Q یک ماتریس یکتای متقارن مثبت معین P وجود دارد که در معادله زیر صادق است:

$$A^T P + PA = -Q \quad (11)$$

اکنون تابع لیاپانوفی به صورت $V = \eta^T P \eta$ در نظر گرفته.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{\eta}^T P \eta + \eta^T P \dot{\eta} \\ &= (A\eta + d)^T P \eta + \eta^T P (A\eta + d) \\ &= -\eta^T Q \eta + 2\eta^T P d \\ &\leq -\eta^T Q \eta + 2\|\eta\| \|P\| \|d\| \\ &\leq -\lambda_{\min}(Q)\|\eta\|^2 + 2\|\eta\| \|P\| \|d\| \\ &\leq (-\lambda_{\min}(Q)\|\eta\| + 2\|P\| \|d\|) \|\eta\| \end{aligned} \quad (12)$$

² Lyapunov Equation

¹ Hurwitz

که ضرایب a_3, a_2, a_1 ثابت‌های دلخواه هستند.

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}_1 &= \hat{x}_2 + d_1(\hat{x}, t) \\ \dot{\hat{x}}_2 &= \hat{x}_3 + d_2(\hat{x}, t) \\ \dot{\hat{x}}_3 &= a_1\hat{x}_1 + a_2\hat{x}_2 + a_3\hat{x}_3 + u + d_3(\hat{x}, t)\end{aligned}\quad (18)$$

اکنون می‌توان سطح لغزشی را به صورت زیر تعریف نمود:

$$s = \beta_1\hat{x}_1 + \beta_2\hat{x}_2 + \beta_3\hat{x}_3 \quad (19)$$

به طوری که نحوه انتخاب ضرایب سطح لغزشی یعنی ثابت‌های $\beta_3, \beta_2, \beta_1$ در بخش بعدی و در قضایای ۳ و ۴ توضیح داده می‌شود. واضح است که:

$$\begin{aligned}\dot{s} &= (\beta_3 a_1)\hat{x}_1 + (\beta_1 + \beta_3 a_2)\hat{x}_2 \\ &+ (\beta_2 + \beta_3 a_3)\hat{x}_3 + \beta_3 u \\ &+ (\beta_1 d_1 + \beta_2 d_2 + \beta_3 d_3)\end{aligned}\quad (20)$$

قضیه ۲: ورودی زیر، سیستم حلقه بسته را پایدار نموده و رسیدن به سطح لغزشی را در زمان محدود تضمین می‌کند.

$$\begin{aligned}u &= -\frac{1}{\beta_3}((\beta_3 a_1)\hat{x}_1 + (\beta_1 + \beta_3 a_2)\hat{x}_2) \\ &- \frac{1}{\beta_3}((\beta_2 + \beta_3 a_3)\hat{x}_3 + c_1 \text{sign}(s) + c_2 s)\end{aligned}\quad (21)$$

به طوری که:

$$c_1 = (\beta_1 D_1 + \beta_2 D_2 + \beta_3 D_3) + \varepsilon \quad (22)$$

که $|d_i| \leq D_i : i=1,2,3$ بوده و همچنین مقادیر ثابت‌های $c_1 > 0, c_2 > 0$ و $\varepsilon > 0$ می‌باشند.

اثبات: با جایگذاری (۲۱) در (۲۰) داریم:

$$\begin{aligned}\dot{s} &= -c_1 \text{sign}(s) - c_2 s \\ &+ (\beta_1 d_1 + \beta_2 d_2 + \beta_3 d_3)\end{aligned}\quad (23)$$

اکنون تابع لیاپانوف $V = 0.5s^2$ را در نظر بگیرید، مشتق این تابع به صورت زیر است:

$$\begin{aligned}\dot{V} &= s\dot{s} \\ &= -c_1 |s| - c_2 s^2 + (\beta_1 d_1 + \beta_2 d_2 + \beta_3 d_3)s \\ &\leq -c_1 |s| + (\beta_1 d_1 + \beta_2 d_2 + \beta_3 d_3)s \\ &\leq -c_1 |s| + (\beta_1 d_1 + \beta_2 d_2 + \beta_3 d_3)|s| \\ &\leq -(c_1 - (\beta_1 d_1 + \beta_2 d_2 + \beta_3 d_3))|s| \\ &\leq -(c_1 - (\beta_1 D_1 + \beta_2 D_2 + \beta_3 D_3))|s|\end{aligned}\quad (24)$$

حال با استفاده از (۲۲) خواهیم داشت $\dot{V} \leq -\varepsilon |s|$ ، که از آن نتیجه‌ای به صورت $t_f \leq |s(0)|/\varepsilon$ حاصل می‌شود به

که $\lambda_{\min}(Q)$ کمترین مقدار ویژه^۱ ماتریس Q است. اکنون با تعریف زیر:

$$B_\eta = \frac{2\|P\|\|d\|}{\lambda_{\min}(Q)} \quad (13)$$

داریم:

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

متغیر $w = \lambda_{\min}(Q)(\|\eta\| - B_\eta)\|\eta\|$ را تعریف کرده و فرض کنید $\|\eta\| > B_\eta$ باشد، بنابراین داریم $\dot{V} \leq -w(t) < 0$ و با محاسبه انتگرال این نامساوی بین صفر و t داریم:

$$0 \leq \int_0^t w(\tau) d\tau \leq \int_0^t w(\tau) d\tau + V(t) \leq V(0) \quad (15)$$

هنگامی که $t \rightarrow \infty$ انتگرال فوق موجود بوده و از $V(0)$ نیز کوچکتر است و چون $V(0)$ مثبت و کراندار است بر اساس لم باربالات^۲ [۳۷] داریم:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} w(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} \lambda_{\min}(Q)(\|\eta\| - B_\eta)\|\eta\| = 0 \quad (16)$$

و چون $\lambda_{\min}(Q)$ و $\|\eta\|$ بزرگتر از صفر هستند پس باید:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\|\eta\| - B_\eta) = 0 \quad (17)$$

بنابراین $\|\eta\|$ تا زمانی که $\|\eta\| \leq B_\eta$ شود کاهش می‌یابد، یعنی $\|\eta\|$ کراندار بوده و کران آن همان B_η می‌باشد. اکنون با انتخاب ماتریس Q به صورتی که $\lambda_{\min}(Q)$ بزرگ باشد می‌توان این کران را به اندازه دلخواه کوچک نمود و در نتیجه $\|\eta\|$ به اندازه دلخواه کوچک خواهد شد.

تذکره ۱: با توجه به اینکه در فضای برداری^۳ تعریف شده در اعداد حقیقی (همراه با جمع برداری و ضرب اسکالر) همه نرم‌ها (به خصوص نرم‌های یک، دو و بی‌نهایت) معادل^۴ هم هستند، نرم مورد استفاده در این معادلات نیز می‌تواند هر کدام باشد. لازم به ذکر است که در دو نرم معادل، اگر خاصیتی برای یک نرم برقرار باشد برای نرم دیگر نیز برقرار است [۳۷].

۳- طراحی کنترل کننده

ابتدا فیدبک حالتی^۵ به شکل $v = a_1\hat{x}_1 + a_2\hat{x}_2 + a_3\hat{x}_3 + u$ را به (۱) اعمال می‌کنیم به صورتی که u سیگنال ورودی جدیدی است که با کنترل کننده حالت لغزشی محاسبه خواهد شد. بنابراین معادله (۱) به صورت زیر تبدیل می‌شود

⁴ Equivalent

⁵ State Feedback

¹ Eigen Value

² Barbalat's Lemma

³ Vector Space

که در صورت انتخاب پارامترها بر اساس (۲۵)، معادله مشخصه^۲ (۲۹) به صورت زیر خواهد بود:

$$S^2 + 2\lambda S + \lambda^2 = 0 \quad (30)$$

و بنابراین پاسخ زمانی (۲۹) به صورت زیر قابل محاسبه می‌باشد:

$$\hat{x}_1(t) = k_1 e^{-\lambda t} + k_2 t e^{-\lambda t} + \int_0^\infty f_1(t-\tau) \tau e^{-\lambda \tau} d\tau \quad (31)$$

که k_1 و k_2 پارامترهای ثابت بوده و:

$$f_1(t) = \frac{\beta_2}{\beta_3} d_1 + d_2 + \dot{d}_1 \quad (32)$$

که با توجه به تذکر ۱، سیگنال $f_1(t)$ کراندار است، بنابراین:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\hat{x}_1(t)| \leq \frac{F_1}{\lambda^2} \quad (33)$$

به طوری که:

$$F_1 = \text{Max} \left| \frac{\beta_2}{\beta_3} d_1 + d_2 + \dot{d}_1 \right| = \frac{\beta_2}{\beta_3} D_1 + D_2 + D_{d1} \quad (34)$$

بنابراین $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{x}_1(t) = 0$ ، یعنی با انتخاب به اندازه کافی

بزرگ λ سیگنال \hat{x}_1 به صفر همگرا می‌شود.

قضیه ۴: بر روی سطح لغزشی (۱۹) متغیر \hat{x}_2 حتی در حضور نامعینی ناسازگار d_2 به صفر همگرا می‌شود اگر شرایط قضیه ۳ برقرار باشد.

اثبات: با استفاده از (۲۷) و بر روی سطح لغزشی $s=0$ داریم:

$$\ddot{\hat{x}}_2 + \frac{\beta_2}{\beta_3} \dot{\hat{x}}_2 + \frac{\beta_1}{\beta_3} \hat{x}_2 = -\frac{\beta_1}{\beta_3} d_1 + \dot{d}_2 \quad (35)$$

واضح است که با استفاده از تبدیل لاپلاس داریم:

$$\hat{X}_2(S) = \frac{S\hat{x}_2(0) + \dot{\hat{x}}_2(0) + \frac{\beta_2}{\beta_3} \hat{x}_2(0)}{S^2 + \frac{\beta_2}{\beta_3} S + \frac{\beta_1}{\beta_3}} + \frac{L\left(-\frac{\beta_1}{\beta_3} d_1 + \dot{d}_2\right)}{S^2 + \frac{\beta_2}{\beta_3} S + \frac{\beta_1}{\beta_3}} \quad (36)$$

طوری که t_f زمان محدود رسیدن به سطح لغزش است. یعنی سطح لغزشی در حداکثر زمان $|s(0)|/\varepsilon$ به صفر همگرا می‌شود که $s(0)$ مقدار اولیه سطح لغزش است.

تذکر ۲: با توجه به اینکه اثبات پایداری بر اساس قضیه لیاپانوف می‌باشد، همه سیگنال‌های موجود در سیستم کراندار خواهند بود، یعنی فرض $|\dot{d}_i| \leq D_{di} : i=1,2,3$ منطقی است.

۴- انتخاب پارامترها

اکنون در این بخش به نحوه انتخاب پارامترها و ضرایب سطح لغزشی می‌پردازیم به طوری که نامعینی‌ها (سازگار و یا ناسازگار) بر تغییر ناپذیری سیستم حلقه بسته تاثیری نداشته باشند.

قضیه ۳: بر روی سطح لغزشی (۱۹) متغیر \hat{x}_1 حتی در حضور نامعینی ناسازگار d_1 به صفر همگرا می‌شود اگر:

$$\beta_1 = \lambda^2 \beta_3 \quad (25)$$

$$\beta_2 = 2\lambda \beta_3$$

که $\lambda > 0$ باید به اندازه کافی بزرگ انتخاب شود.

اثبات: با استفاده از (۱۹) و بر روی سطح لغزشی $s=0$ داریم:

$$\hat{x}_3 = -\frac{\beta_1}{\beta_3} \hat{x}_1 - \frac{\beta_2}{\beta_3} \hat{x}_2 \quad (26)$$

بنابراین:

$$\dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 + d_1(\hat{x}, t)$$

$$\dot{\hat{x}}_2 = -\frac{\beta_1}{\beta_3} \hat{x}_1 - \frac{\beta_2}{\beta_3} \hat{x}_2 + d_2(\hat{x}, t) \quad (27)$$

و یا:

$$\ddot{\hat{x}}_1 + \frac{\beta_2}{\beta_3} \dot{\hat{x}}_1 + \frac{\beta_1}{\beta_3} \hat{x}_1 = +\frac{\beta_2}{\beta_3} d_1 + d_2 + \dot{d}_1 \quad (28)$$

اکنون فرض کنید که S متغیر مستقل عملگر تبدیل لاپلاس^۱ باشد، با محاسبه تبدیل لاپلاس دو طرف این معادله خواهیم داشت:

$$\hat{X}_1(S) = \frac{S\hat{x}_1(0) + \dot{\hat{x}}_1(0) + \frac{\beta_2}{\beta_3} \hat{x}_1(0)}{S^2 + \frac{\beta_2}{\beta_3} S + \frac{\beta_1}{\beta_3}} + \frac{L\left(\frac{\beta_2}{\beta_3} d_1 + d_2 + \dot{d}_1\right)}{S^2 + \frac{\beta_2}{\beta_3} S + \frac{\beta_1}{\beta_3}} \quad (29)$$

² Characteristic Equation

¹ Laplace Variable

که $y = x_1 + n(t)$ خروجی قابل اندازه‌گیری و در دسترس سیستم بوده و $n(t)$ نویز یکنواختی^۶ با میانگین صفر و ماکزیمم دامنه حداکثر 0.1 می‌باشد.

معادله (۴۳) را می‌توان به صورت (۱) تبدیل نمود که:

$$\begin{aligned} d_1(x, t) &= 0 \\ d_2(x, t) &= -\frac{B}{m}(x_2 + \dot{r}_d) \\ &\quad + \left(\frac{K_c}{m} - 1\right)x_3 - \frac{f_d}{m} \end{aligned} \quad (44)$$

$$\begin{aligned} d_3(x, t) &= -\frac{K_b}{L}(x_2 + \dot{r}_d) \\ &\quad - \frac{R}{L}x_3 + \left(\frac{1}{L} - 1\right)v \end{aligned}$$

و برای سادگی:

$$\begin{aligned} d_2(x, t) &= \gamma_1 x_2 + \gamma_2 x_3 + \gamma_3 f_d + \gamma_4 \dot{r}_d \\ d_3(x, t) &= \gamma_5 x_2 + \gamma_6 x_3 + \gamma_7 v + \gamma_8 \dot{r}_d \end{aligned} \quad (45)$$

شرایط اولیه سیستم به صورت $x_1(0) = -0.1$ ، $x_2(0) = 0.5$ و $x_3(0) = -1$ بوده و شبیه‌سازی با پارامترهای زیر انجام شده است.

$$\begin{aligned} \gamma_1 &= -\frac{B}{m} = -24, \gamma_2 = \frac{K_c}{m} - 1 = 800 \\ \gamma_3 &= -\frac{1}{m} = -1000, \gamma_4 = -\frac{B}{m} = -24 \\ \gamma_5 &= -\frac{K_b}{L} = -2666, \gamma_6 = -\frac{R}{L} = -66666 \\ \gamma_7 &= \left(\frac{1}{L} - 1\right) = 3333, \gamma_8 = -\frac{K_b}{L} = -2666 \\ f_d &= 0.011 \end{aligned} \quad (46)$$

به علاوه پارامترهای کنترل کننده نیز به صورت زیر انتخاب شده‌اند:

$$\begin{aligned} a_1 &= 2, a_2 = 3, a_3 = 1 \\ \beta_3 &= 0.1, \lambda = 100, \varepsilon = 0.2, c_2 = 10 \end{aligned} \quad (47)$$

پارامترهای رویکرد نیز به صورت زیر در نظر گرفته شده‌اند:

$$k_1 = 10, k_2 = 10, k_3 = 10, \delta = 100 \quad (48)$$

در ضمن، شرایط اولیه حالت‌های رویکرد نیز به صورت، $\hat{x}_1(0) = 1$ ، $\hat{x}_2(0) = -1$ و $\hat{x}_3(0) = -2$ انتخاب شده‌اند. لازم به ذکر است که شبیه‌سازی با نرم افزار متلب و با گام 0.01 انجام شده است.

مانند قبل در صورت انتخاب پارامترها بر اساس (۲۵)، معادله مشخصه (۳۶) به صورت (۳۰) خواهد بود و بنابراین:

$$\begin{aligned} \hat{x}_2(t) &= k_3 e^{-\lambda t} + k_4 t e^{-\lambda t} \\ &\quad + \int_0^{\infty} f_2(t-\tau) \tau e^{-\lambda \tau} d\tau \end{aligned} \quad (37)$$

که k_3 و k_4 پارامترهای ثابت می‌باشند و:

$$f_2(t) = -\frac{\beta_1}{\beta_3} d_1 + \dot{d}_2 \quad (38)$$

که با توجه به تذکر ۱، سیگنال $f_2(t)$ کراندار بوده و بنابراین:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\hat{x}_2(t)| \leq \frac{F_2}{\lambda^2} \quad (39)$$

به طوری که:

$$F_2 = \text{Max} \left| -\frac{\beta_1}{\beta_3} d_1 + \dot{d}_2 \right| = \frac{\beta_1}{\beta_3} D_1 + D_{d2} \quad (40)$$

بنابراین $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{x}_2(t) = 0$ ، یعنی با انتخاب به اندازه کافی

بزرگ λ سیگنال \hat{x}_2 به صفر همگرا می‌شود.

۵- شبیه‌سازی

فرض کنید موقعیت محرک r بوده و به علاوه جریان کلاف^۱ p باشد، در این صورت معادلات الکتریکی و مکانیکی (الکترومکانیکی) موتور به صورت زیر خواهند بود [۳۸]:

$$\begin{aligned} m\ddot{r} + B\dot{r} &= K_c p - f_D \\ L\dot{p} + Rp &= v - K_b \dot{r} \end{aligned} \quad (41)$$

که m جرم محرک^۲، f_D اصطکاک محرک^۳، B ضریب گرانروی (چسبناکی)^۴، R مقاومت کلاف، L ظرفیت القای مغناطیسی کلاف^۵، K_c نیروی مغناطیسی، K_b نیروی الکترومغناطیسی و v ولتاژ ورودی موتور هستند. اکنون متغیرهای حالت زیر را تعریف می‌کنیم:

$$x_1 = r - r_d, x_2 = \dot{r} - \dot{r}_d, x_3 = p \quad (42)$$

بنابراین معادلات حالت زیر را خواهیم داشت.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -\frac{B}{m}(x_2 + \dot{r}_d) + \frac{K_c}{m}x_3 - \frac{f_d}{m} \\ \dot{x}_3 &= -\frac{K_b}{L}(x_2 + \dot{r}_d) - \frac{R}{L}x_3 + \frac{1}{L}v \end{aligned} \quad (43)$$

⁴ Viscous Coefficient

⁵ Coil Inductance

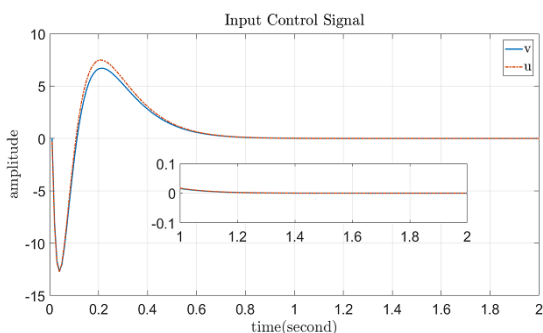
⁶ Uniform Noise

¹ Coil Current

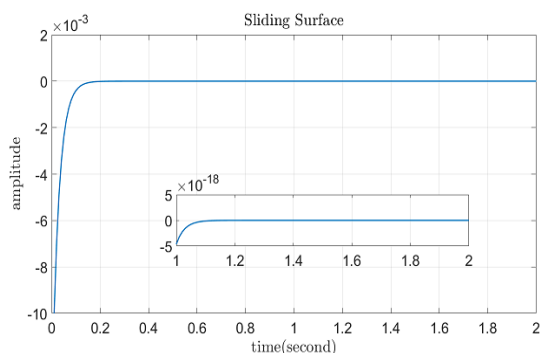
² Actuator Mass

³ Friction of Actuator

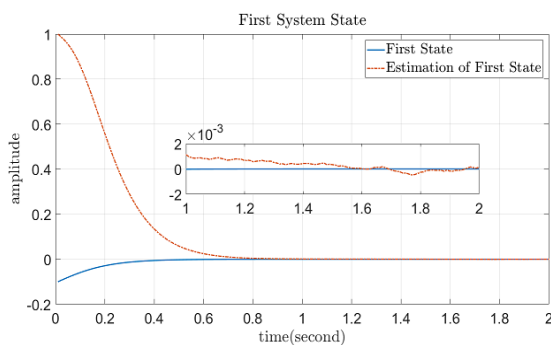
نمی‌گیرد و این به معنی تغییرناپذیری سطح لغزشی است. اما حالت‌های تخمینی از نویز اندازه‌گیری اثرپذیر هستند زیرا آن‌ها با کمک خروجی نویزدار سیستم محاسبه شده‌اند. **تذکر ۳:** لازم به ذکر است که سطح لغزشی (۱۹) و ورودی کنترل (۲۱) هر دو بر اساس متغیرهای حالت تخمینی رویتگر محاسبه شده‌اند. بنابراین، در روش پیشنهادی و در شبیه‌سازی، همه دینامیک‌های موتور به عنوان نامعینی (سازگار و یا ناسازگار) در نظر گرفته شده است. به بیان دیگر رویتگر پیشنهادی، مدل سیستم را شناسایی می‌کند. یعنی این رویتگر مشتقات متغیرهای حالت سیستم را در معادله (۱) حتی با وجود عدم قطعیت‌ها تخمین می‌زند.



شکل ۱- سیگنال‌های کنترل ورودی سیستم



شکل ۲- همگرایی سطح لغزشی به سمت صفر در زمان محدود



شکل ۳- همگرایی حالت اول سیستم و تخمین آن

همچنین برای کاهش چترینگ، در معادله (۲۱) به جای تابع علامت^۱ یا $sign(s)$ از تابع اشباع^۲ یا $sat(s/0.1)$ استفاده شده است. به عبارتی برای کاهش چترینگ از روش لایه مرزی استفاده شده است [۳۷، ۱۱، ۱۰]. در این صورت معادله (۲۳) به صورت زیر خواهد بود:

$$\dot{s} = -c_1 sat(s/0.1) - c_2 s + (\beta_1 d_1 + \beta_2 d_2 + \beta_3 d_3) \quad (49)$$

بنابراین برای $|s| > 0.1$ یا خارج لایه مرزی داریم:

$$s \times sign(s) = s \times sat(s) = |s| \quad (50)$$

یعنی اثبات قضیه ۲ و معادله (۲۴) بدون تغییر و به همان صورت برقرار بوده و صحیح است [۳۷].

نتایج در شکل‌های ۱ تا ۵ نشان داده شده است. ورودی بدون چترینگ موتور و فیدبک حالت در شکل (۱) رسم شده است و همانطور که مشاهده می‌شود دامنه اولیه آن‌ها بزرگ نیست و حتی اگر محرک ورودی سیستم دارای اشباع باشد، مشکلی در سیستم کنترلی بوجود نمی‌آید یعنی این ورودی محرک را اشباع نکرده و از محدوده اشباع آن عبور نخواهد کرد. در شکل ۲ سطح لغزشی دیده می‌شود که آن هم بدون اثرپذیری از نامعینی‌های موجود و نویز در زمان محدود به صفر همگرا شده است. در شکل‌های (۳)، (۴) و (۵) نیز مشاهده می‌شود که حالت‌های سیستم بدون اثرپذیری از نامعینی‌ها به صفر همگرا می‌شوند. در همین شکل‌ها همگرایی حالت‌های رویتگر به حالت‌های سیستم نیز دیده می‌شود.

به علاوه مشاهده می‌شود که ابتدا متغیرهای حالت سیستم روی سطح لغزشی قرار گرفته و این سطح صفر می‌شود، سپس این حالت‌ها روی این سطح لغزیده و به صفر همگرا می‌شوند. به همین دلیل ابتدا سطح لغزش در زمان 0.2 صفر شده و سپس در ثانیه 0.8 حالت‌های سیستم نیز صفر می‌شوند. به عبارتی بین صفر و ثانیه 0.2 زمان رسیدن^۳ به سطح بوده و سپس دوره لغزش^۴ روی سطح شروع شده و تا زمان 0.8 ادامه دارد و پس از آن حالت ماندگار^۵ را خواهیم داشت. در این زمان ورودی سیستم نیز در شکل (۱) به حالت ماندگار خود می‌رسد.

همچنین مشاهده می‌شود که نویز اندازه‌گیری روی سطح لغزشی اثرگذار نیست و این سطح تحت تاثیر نویز هم قرار

⁴ Reaching Phase

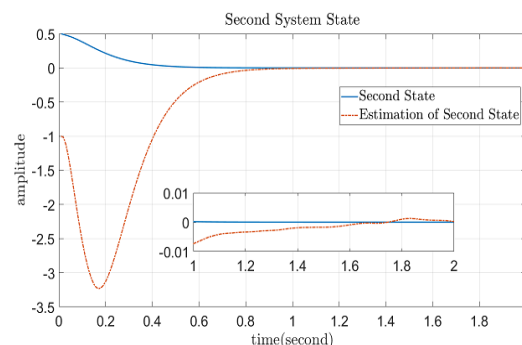
⁵ Steady State Phase

¹ Signum or Sign Function

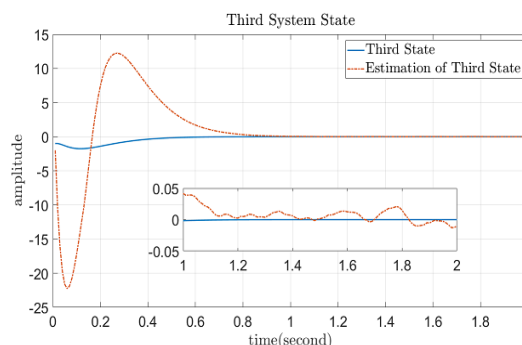
² Saturation Function

³ Sliding Phase

موتورهای کلاف صوتی نامعینی ناسازگار وجود دارد. همین امر کنترل دقیق این موتورها و استفاده از کنترل حالت لغزشی را در آن‌ها با مشکل مواجه کرده است. در این مقاله رویکرد جدیدی برای مقابله با نامعینی‌های ناسازگار موجود در موتورهای کلاف صوتی ارائه شده است. در ابتدا با فرض اینکه فقط خروجی سیستم در دسترس بوده از یک رویکرد برای تخمین حالت‌های سیستم استفاده شده است. رویکرد پیشنهادی در حقیقت مدل سیستم را تخمین می‌زند. سپس ضرایب سطح لغزشی طوری تعیین شده است که حتی در حضور نامعینی‌های ناسازگار و نویز، سطح لغزشی در زمان محدودی صفر می‌شود. بنابراین تغییرناپذیری سیستم نیز محفوظ خواهد ماند. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد عدم قطعیت‌ها (سازگار و ناسازگار) بر سطح لغزشی و حالت‌های سیستم اثرگذار نیستند. اما اگرچه نویز بر سطح لغزشی بی‌اثر است اما حالت‌های رویکرد بی‌اثر از نویز نخواهند بود. روش پیشنهادی بسیار ساده بوده و قابل اعمال به هر سیستم غیرخطی مرتبه سوم خواهد بود. اثبات‌ها بر اساس قضیه لیاپانوف بوده و بنابراین تمام سیگنال‌های موجود در سیستم حلقه بسته، کراندار هستند. نتایج شبیه‌سازی نشان دهنده مزایای این روش است.



شکل ۴- همگرایی حالت دوم سیستم و تخمین آن



شکل ۵- همگرایی حالت سوم سیستم و تخمین آن

۶- نتیجه‌گیری

یکی از مهمترین معایب کنترل حالت لغزشی، تغییرپذیری آن نسبت به نامعینی ناسازگار است. از طرفی در دینامیک

مراجع

- [1] H. K. Kim, S. H. Park, and S. I. Han, "Precise friction control for the nonlinear friction system using the friction state observer and sliding mode control with recurrent fuzzy neural networks", Elsevier, *Mechatronics*, Vol. 19, 2009, pp. 805–815.
- [2] S. Southward, C. Radcliffe, and C. MacCluer, "Robust nonlinear stick-slip friction compensation", *Transactions of the ASME (American Society of Mechanical Engineering), Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, Vol. 113, No. 4, 1991, pp. 639–645.
- [3] J. D. Hsu, C. L. Tsai, and Y. Y. Tzou, "Design and implementation of a voice-coil motor servo control IC for auto-focus mobile camera applications", *IEEE 38th Annual Power Electronics Specialists Conference*, Florida, USA, 2007, pp. 1357-1362.
- [4] S. K. Lin, C. M. Wang, and S. J. Wang, "Design and implementation of anti-hand shaking position control for a voice coil motor", Elsevier, *Journal of Applied Physics*, Vol. 103, No. 7, 2008, pp. 128-131.
- [5] A. Abbasi, and S. S. Aghaamoo, "Designing L1 adaptive control for stabilizing chaotic systems with uncertainty in the model", *Journal of Modeling in Engineering*, Vol. 16, No. 52, 2018, pp. 171-181 (in Persian).
- [6] H. Nourisola, B. Ahmadi, A. Azizi, and A. Rikhtegare-Giasi, "Robustness of magnetic levitation by using feedback linearization back-stepping and nonlinear disturbance observer", *Journal of Modeling in Engineering*, Vol. 15, No. 49, 2017, pp. 29-38 (in Persian).
- [7] A. Izadinasab, and M. Ghanbari, "Control of sensorless PMSM using state dependent model reference adaptive system and adaptive augmented observer", *Journal of Modeling in Engineering*, Vol. 18, No. 63, 2021 (in Persian).
- [8] A. Karami-Mollaei, and E. Rajabi, "Dynamic sliding mode control design for nonlinear systems using sliding mode observer", *Tabriz Journal of Electrical Engineering*, Vol. 47, No. 1, 2017, pp. 239-248 (in Persian).

- [9] A. Karami-Mollaei, N. Pariz, and H. M. Shanechi, "Position control of servomotors using neural dynamic sliding mode", Transactions of the ASME (American Society of Mechanical Engineering), Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Vol. 133, No. 6, 2011, pp. 141-150.
- [10] H. Lee, and V. I. Utkin, "Chattering suppression methods in sliding mode control systems", Elsevier, Annual Reviews in Control, Vol. 31, No. 2, 2007, pp. 179-188.
- [11] W. Perruquetti, and J. Pierre-Barbot, Sliding mode control in engineering, Marcel Dekker, 2002.
- [12] A. Levant, "Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control", International Journal of Control, Vol. 58, 1993, pp. 1247-1263.
- [13] G. Bartolini, A. Ferrara, and E. Usai, "Chattering avoidance by second-order sliding mode control", IEEE Transaction on Automatic Control, Vol. 43, No. 2, 1998, pp. 241-246.
- [14] A. Levant, "Robust exact differentiation via sliding mode techniques", Elsevier, Automatica, Vol. 34, 1998, pp. 379-384.
- [15] M. L. Chan, V. W. Tao, and T. T. Lee, "Sliding mode controller for linear systems with mismatched time-varying uncertainties", Elsevier, Journal of the Franklin Institute, Vol. 337, 2000, pp. 105-115.
- [16] B. J. Han, "LMI-based sliding surface design for integral sliding mode control of mismatched uncertain systems", IEEE Transaction on Automatic Control, Vol. 52, No. 4, 2007, pp. 736-742.
- [17] C. C. Wen, and C. C. Cheng, "Design of sliding surface for mismatched uncertain systems to achieve asymptotical stability", Elsevier, Journal of the Franklin Institute, Vol. 345, 2008, pp. 926-941.
- [18] 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, Vol. 200, 2008, pp. 387-400.
- [19] J. Yang, S. Li, and X. Yu, "Sliding-mode control for systems with mismatched uncertainties via a disturbance observer", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 60, No. 1, 2012, pp. 160-169.
- [20] J. Yang, S. Li, J. Su, and X. Yu, "Continuous nonsingular terminal sliding mode control for systems with mismatched disturbances", Elsevier, Automatica, Vol. 49, 2013, pp. 2287-2291.
- [21] D. Ginoya, P. D. Shendge, and S. B. Phadke, "Sliding mode control for mismatched uncertain systems using an extended disturbance observer", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 61, No. 4, 2013, pp. 1983-1992.
- [22] J. Yang, J. Su, S. Li, and X. Yu, "High-order mismatched disturbance compensation for motion control systems via a continuous dynamic sliding-mode approach", IEEE Transaction on Industrial Informatics, Vol. 10, No. 1, 2014, pp. 604-614.
- [23] X. Du, X. Fang, and F. Liu, "Continuous full-order nonsingular terminal sliding mode control for systems with matched and mismatched disturbances", IEEE Access, Vol. 8, 2019, pp. 130970-130976.
- [24] K. K. Shyu, Y. W. Tsai, and C. K. Lai, "A dynamic output feedback controller for mismatched uncertain variable structure systems", Elsevier, Automatica, Vol. 7, 2001, pp. 775-779.
- [25] X. G. Yan, S. K. Spurgeon, and C. Edwards, "Dynamic sliding mode control for a class of systems with mismatched uncertainty", Wiley, European Journal of Control, Vol. 11, 2005, pp. 1-10.
- [26] W. Xiang, and F. Chen, "An adaptive sliding mode control scheme for a class of chaotic systems with mismatched perturbations and input nonlinearities", Elsevier, Communication in Nonlinear Science and Numerical Simulation, Vol. 16, 2011, pp. 1-9.
- [27] S. Mondal, and M. R. Soltanpour, "Chattering free adaptive multivariable sliding mode controller for systems with matched and mismatched uncertainty", Elsevier, ISA Transactions, Vol. 52, 2013, pp. 335-341.
- [28] S. Zaare, and C. Mahanta, "The position control of the ball and beam system using state-disturbance observer-based adaptive fuzzy sliding mode control in presence of matched and mismatched uncertainties", Elsevier, Mechanical Systems and Signal Processing, Vol. 150, 2021, pp. 107243.
- [29] A. Polyakov, and A. Poznyak, "Invariant ellipsoid method for minimization of unmatched disturbances effects in sliding mode control", Elsevier, Automatica, Vol. 47, 2011, pp. 1450-1454.
- [30] S. Shi, J. Gu, S. Xu, and H. Min, "Globally fixed-time high-order sliding mode control for new sliding mode systems subject to mismatched terms and its application", IEEE Transactions on industrial electronics, Vol. 67, No. 12, 2020, pp. 10776-10786.

- [31] A. C. Huang, and Y. C. Chen, "Adaptive multiple-surface sliding control for non-autonomous systems with mismatched uncertainties", Elsevier, Automatica, Vol. 40, 2004, pp. 1939-1945.
- [32] Y. C. Tsai, and A. C. Huang, "FAT-based adaptive control for pneumatic servo systems with mismatched uncertainties", Elsevier, Mechanical Systems and Signal Processing, Vol. 22, 2008, pp. 1263-1273.
- [33] H. L. Ngoc, N. Thanh, and S. K. Hong, "An extended multi-surface sliding control for matched/mismatched uncertain nonlinear systems through a lumped disturbance estimator", IEEE Access, Vol. 8, 2020, pp. 91468-91475.
- [34] A. Karami-Mollaei, "Design of dynamic sliding mode controller in the presence of both matched and mismatched uncertainty without chattering for nonlinear second order systems", Journal of Control, Vol. 9, No. 1, 2015, pp. 47-57 (in Persian).
- [35] A. Karami-Mollaei, "Design of dynamic sliding mode controller for active suspension system", Modares Mechanical Engineering, Vol. 16, No. 2, 2016, pp. 51-58 (in Persian).
- [36] A. Karam-Mollaei, H. Tirandaz, and O. Barambones, "Neural dynamic sliding mode control of nonlinear systems with both matched and mismatched uncertainties", Elsevier, Journal of the Franklin Institute, Vol. 356, 2019, pp. 4577-4600.
- [37] J.-J. E. Slotine, and W. Li, Applied nonlinear control, Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1991.
- [38] C.-F. Hsu, and K.-Y. Wong, "On-line constructive fuzzy sliding-mode control for voice coil motors", Elsevier, Applied Soft Computing, Vol. 47, 2016, pp. 415-423.