

طراحی کنترل کننده مقاوم مبتنی بر رویتگر مد لغزشی در حضور نایقینی ها و اشباع محرک

طاهره بینازاده^۱، مجید بهمنی^۲

^۱ دانشیار، دانشکده مهندسی برق و الکترونیک، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی شیراز، binazadeh@sutech.ac.ir

^۲ فارغ التحصیل کارشناسی ارشد، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی شیراز، m.bahmani@sutech.ac.ir

پذیرش: ۱۳۹۷/۰۴/۱۶

ویرایش دوم: ۱۳۹۶/۰۳/۳۱

ویرایش اول: ۱۳۹۶/۱۲/۱۲

دریافت: ۱۳۹۶/۰۵/۱۲

چکیده: در این مقاله طراحی کنترل کننده مقاوم فیدبک خروجی با در نظر گرفتن اشباع محرک مورد بررسی قرار گرفته است. برای این منظور از رویتگر مقاوم مد لغزشی بهره بزرگ جهت تخمین متغیرهای حالت استفاده شده است. همچنین از تلفیق قوانین کنترلی فیدبک غیرخطی مرکب (CNF) و مد لغزشی انتگرالی (ISM) جهت ردیابی مقاوم خروجی استفاده شده است. این کنترل کننده از دو بخش تشکیل شده است که بخش CNF به منظور بهبود پاسخ گذرا و بخش ISM به منظور حذف تاثیر نایقینی های ناشی از عدم قطعیت های پارامتری و اغتشاشات خارجی لحاظ گردیده است. دو مسئله مهم در این مقاله در نظر گرفتن اشباع محرک و طراحی قانون کنترلی مبتنی بر رویتگر می باشد. همچنین قضیه ای ارائه گردیده و اثبات شده است که چنانچه اشباع محرک واقع گردد، سیستم حلقه بسته همچنان پایدار می ماند و خروجی به صورت مجانبی ورودی مرجع پله ای را دنبال خواهد کرد. در پایان به منظور نشان دادن کارایی رویکرد کنترلی مطرح شده، روش مذکور به سیستم کنترل یاهو هلیکوپتر اعمال شده است و نتایج شبیه سازی نیز ارائه گردیده است که مؤید دستاوردهای تئوری مقاله می باشد.

کلمات کلیدی: رویتگر مد لغزشی، اشباع محرک، کنترل مقاوم، مد لغزشی انتگرالی، فیدبک غیرخطی مرکب.

Robust Controller Design Based on Sliding Mode Observer in The Presence of Uncertainties and Actuator Saturation

Tahereh Binazadeh, Majid Bahmani

Abstract: This paper studies the design of a robust output feedback controller subject to actuator saturation. For this purpose, a robust high-gain sliding mode observer is used to estimate the state variables. Moreover, the combination of Composite Nonlinear Feedback (CNF) and Integral Sliding Mode (ISM) controllers are used for robust output tracking. This controller consists of two parts, the CNF part which is taken into account to modify the transient responses and the ISM part which is implemented to reject the disturbances. The two important issues in this paper are: considering the actuator saturation and designing the robust observer-based control law. Moreover, a theorem is given and proved that guarantees even if the actuator saturation takes place, the closed-loop system is stable and the output asymptotically tracks the step reference input. Finally, in order to show the performance of the proposed controller, it is applied to the yaw control of a helicopter and the simulation results verify the theoretical results.

Keywords: Sliding mode observer, actuator saturation, robust controller, integral sliding mode, composite nonlinear feedback.

۱- مقدمه

مسئله مهمی که در سیستم‌های عملی همواره وجود دارد محدودیت روی دامنه ورودی محرک‌ها می‌باشد. در طراحی قانون کنترلی چنانچه این قید در حین طراحی در نظر گرفته نشود پس از قرار گرفتن بلوک اشباع در خروجی کنترل کننده، در بسیاری از موارد پاسخ سیستم مطلوب نخواهد بود و حتی ممکن است سیستم حلقه بسته ناپایدار شود. رویکردهای متنوعی در مقالات برای این منظور ارائه گردیده است که بعضاً برای سیستم‌های نامی و بدون در نظر گرفتن عدم قطعیت مدل می‌باشد [۱-۶]. همچنین پژوهش‌هایی در زمینه طراحی کنترل کننده مقاوم با در نظر گرفتن اشباع محرک صورت پذیرفته است که در آن ساختار کنترل کننده طراحی شده به صورت فیدبک حالت می‌باشد [۷-۹]. در بسیاری از مواقع همه‌ی متغیرهای حالت در دسترس نیست و این امر ضرورت تخمین متغیرهای حالت با طراحی یک رویکرد مناسب را آشکار می‌سازد.

برای سیستم‌هایی که در معرض اغتشاشات خارجی و همچنین عدم قطعیت در مدل سیستم هستند، تخمین متغیرهای حالت باید با استفاده از رویکردهای مقاوم انجام شود. از جمله رویکردهایی که دارای عملکرد مطلوبی در سیستم‌های دارای ترم‌های نایقینی‌های ناشی از عدم قطعیت‌های مدل و اغتشاشات خارجی هستند، رویکردهای بهره‌برگ می‌باشند [۱۰]. در مراجع [۱۱، ۱۲] این رویکردها برای کلاس‌هایی از سیستم‌های غیرخطی تعمیم داده شد. همچنین مرجع [۱۳] با بکارگیری بخش‌های غیر خطی سیستم در روند طراحی رویکرد، موجب بهبود عملکرد رویکرد شده است. در مراجع [۱۴-۱۷] این رویکرد در سیستم‌های کنترلی مختلف مورد استفاده قرار گرفته و کنترل کننده‌های مبتنی بر رویکرد طراحی گردیده است. ترکیب رویکرد بهره‌برگ و تکنیک مدل‌لغزش موجب بهبود در تخمین متغیرهای حالت سیستم می‌شود [۱۸].

در زمینه طراحی فیدبک خروجی مبتنی بر رویکرد با در نظر گرفتن اشباع محرک و ترم‌های نایقینی‌های موجود در مدل سیستم، پژوهش‌هایی انجام شده است. مرجع [۱۹] به پایداری مقاوم وضعیت یک سفینه فضایی با قید اشباع ورودی و بر پایه رویکرد پرداخته است. مرجع [۲۰] دسته‌ای از سیستم‌های چند عاملی را با قید اشباع محرک در نظر گرفته است و به پایداری سازی مقاوم آن بر اساس کنترل کننده مبتنی بر رویکرد پرداخته است. بحث پایداری سازی مقاوم مبتنی بر رویکرد با قید اشباع محرک در مرجع [۲۱] برای دسته‌ای از سیستم‌های سینگولار و در مرجع [۲۲] برای کلاسی از سیستم‌های ابعاد وسیع، مورد مطالعه قرار گرفته است.

یکی از روش‌های کنترلی که به حل مساله ردیابی خروجی در حضور قید اشباع محرک می‌پردازد روش فیدبک غیرخطی مرکب (CNF) است. این روش کنترلی تاکنون برای سیستم‌های دینامیکی مختلفی اعم از گسسته، پیوسته، خطی، غیرخطی و ... مورد مطالعه واقع شده است [۲۳-۲۹]. بر اساس بررسی‌های انجام شده توسط نویسندگان

مقاله حاضر، در زمینه تلفیق رویکرد مد لغزشی بهره‌برگ توام با قانون کنترلی CNF و مقاوم سازی آن تاکنون مطالعه‌ای انجام نشده است. این در حالی است که رویکرد مذکور دارای عملکرد مناسبی جهت تخمین متغیرهای حالت در حضور نایقینی‌ها است و طراحی قانون کنترلی که از مقاوم سازی CNF با تلفیق آن با روش مدل‌لغزشی انتگرالی و بر پایه متغیرهای حالت تخمین زده شده توسط رویکرد حاصل می‌شود، عملکرد مناسبی را در حضور اشباع محرک به دنبال خواهد داشت.

این مقاله به پایداری سازی مقاوم مبتنی بر طراحی رویکرد مد لغزشی بهره‌برگ در حضور ترم‌های نایقینی و اشباع محرک می‌پردازد. موضوع مورد بحث از پیچیدگی‌های قابل توجهی برخوردار است. در این مقاله ابتدا تئوری‌های طراحی رویکرد مقاوم مدل‌لغزشی بهره‌برگ ارائه خواهد شد و سپس با استفاده از رویکرد و قانون فیدبک خروجی مقاوم (که از تلفیق روش CNF مبتنی بر متغیرهای حالت تخمین زده شده با روش مدل‌لغزشی انتگرالی استخراج گردیده)، قانون کنترلی مقاوم مبتنی بر رویکرد با در نظر گرفتن اشباع محرک طراحی خواهد شد. اثبات پایداری سیستم حلقه بسته با لحاظ نمودن دینامیک رویکرد و به ازای سه حالت مختلف تابع غیرخطی اشباع، به طور کامل بررسی شده است. در آخر به منظور نشان دادن عملکرد کنترل کننده پیشنهادی، این کنترل کننده به سیستم کنترل یاو هلیکوپتر اعمال شده است و نتایج شبیه‌سازی نیز ارائه گردیده است.

در ادامه این مقاله به موارد زیر پرداخته می‌شود: در بخش دوم به معرفی سیستم و بیان هدف طراحی پرداخته شده است. اصول طراحی رویکرد مقاوم نیز در بخش سوم مقاله آمده است. بخش چهارم مقاله شامل دستاوردها و نوآوری‌های این مقاله است و در آن به طراحی کنترل کننده مقاوم مبتنی بر رویکرد در حضور اشباع محرک و نایقینی‌های مدل سیستم پرداخته شده است. همچنین در این بخش قضیه‌ای ارائه و اثبات شده است که عملکرد مطلوب کنترل کننده پیشنهادی را تضمین می‌نماید. نتایج شبیه‌سازی‌ها در بخش پنجم آورده شده است. همچنین نتیجه‌گیری در بخش ششم مقاله ذکر شده است.

۲- معرفی سیستم و بیان مسئله

سیستم (۱) را در نظر بگیرید.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B \text{sat}(u(t), u_{\max}) + Bd(x, t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (1)$$

که در آن $x \in D \subseteq R^n$ متغیر حالت سیستم، $u \in R$ ورودی کنترلی و $y \in R$ خروجی سیستم می‌باشد. همچنین ماتریس A و بردارهای B و C ثابت و دارای ابعاد مناسب می‌باشند. تابع غیرخطی اشباع نیز به صورت زیر تعریف می‌گردد:

$$\text{sat}(u(t), u_{\max}) = \text{sign}(u(t)) \min\{u_{\max}, |u|\} = \begin{cases} u_{\max} & \text{for } u(t) > u_{\max} \\ u(t) & \text{for } |u(t)| \leq u_{\max} \\ -u_{\max} & \text{for } u(t) < -u_{\max} \end{cases} \quad (2)$$

تبصره ۱: ساختار (۸) با نرمالیزه کردن $p(x)$ نسبت به $p_1(x)$ قابل دست یابی می باشد. همچنین اگر $p_1(x) = 0$ باشد، اغتشاشات از طریق خروجی اندازه گیری شده قابل رویت نیست بنابراین تخمین حاصل، نتیجه خوبی به همراه نخواهد داشت.

تبصره ۲: ساختار (۴) معرف سیستم هایی است که به طور مستقل رویت پذیر می باشند. همچنین شرایط ارائه شده در فرض (۱) شرط کافی می باشند و اگر سیستمی به طور مستقل رویت پذیر باشد لزومی ندارد که حتما شرایط فرض (۱) را برآورده کنند.

ساختار معادلات (۴) دسته وسیعی از سیستم های فیزیکی را شامل می شود. بازو روبات، موتورها و بعضی از فرآیندهای شیمیایی از جمله سیستم هایی هستند که معادله حالت آن ها مشابه (۴) می باشد یا می توان معادله حالت آن ها را به این فرم تبدیل کرد [۳۰].

برای سیستم (۴) رویتگری مطابق رابطه زیر طراحی می گردد [۱۰].

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + \alpha(\hat{x}) + \gamma(\hat{x})u + L(y - C\hat{x}) + p(\hat{x})u_r(t) \quad (9)$$

در این روتگر متغیر حالت $\hat{x}(t) \in R^n$ تخمینی از متغیر حالت $x(t)$ می باشد و با توجه به روش بهره بالا، بردار L مطابق رابطه زیر طراحی می شود.

$$L = S_\theta^{-1} C^T \quad (10)$$

که ماتریس S_θ مثبت معین و متقارن می باشد و از حل معادله جبری زیر تعیین می گردد:

$$\theta S_\theta + A^T S_\theta + S_\theta A - C^T C = 0 \quad (11)$$

پارامتر θ در عبارت فوق ثابتی مثبت می باشد. ورودی $u_r(t)$ بر اساس تکنیک مد لغزشی طبق رابطه زیر انتخاب می گردد تا عملکرد مقاوم روتگر (۹) را تضمین نماید:

$$u_r(t) = -\rho_0 \text{sign}(y - C\hat{x}) \quad (12)$$

چنانچه بردار خطای روتگر $(e(t))$ مطابق رابطه زیر تعریف شود:

$$e(t) = [e_1(t) \ e_2(t) \ \dots \ e_n(t)]^T \\ = \hat{x}(t) - x(t) \quad (13)$$

آنگاه معادلات دینامیکی بردار خطای روتگر بر اساس معادلات (۴) و (۹) به صورت زیر حاصل می شود:

$$\dot{e} = (A - S_\theta^{-1} C^T C)e + \alpha(\hat{x}) - \alpha(x) + \gamma(\hat{x})u \\ - \gamma(x)u + p(\hat{x})u_r - p(x)d(x,t) \quad (14)$$

به منظور تحلیل خطای روتگر، ماتریس Δ_θ به صورت رابطه زیر تعریف می شود:

$$\Delta_\theta = \text{diag}\left(1, \frac{1}{\theta}, \dots, \frac{1}{\theta^{n-1}}\right) \quad (15)$$

که به ازای آن روابط زیر برقرار است:

که $u_{\max} > 0$ حد اشباع محرک است. تابع نامعلوم $d(x,t)$ ناشی از اغتشاشات خارجی و عدم قطعیت های سیستم می باشد که دارای نرم محدود است و در رابطه زیر صدق می کند:

$$\|d(x,t)\| \leq p_0(x) \quad (3)$$

که $p_0(x)$ معلوم و مثبت است و برای هر $x \in D$ آنگاه $p_0(x) < u_{\max}$ است.

هدف طراحی قانون کنترلی با عملکرد مقاوم و مبتنی بر رویتگری مقاوم است به نحوی که خروجی سیستم حلقه بسته، ورودی مرجع پله با دامنه ثابت r را در حضور اشباع محرک و تابع نامعلوم $d(x,t)$ دنبال کند (به عبارت دیگر $\lim_{t \rightarrow \infty} y(t) = r$ گردد). برای این منظور در بخش بعد ابتدا به طراحی روتگر مقاوم پرداخته می شود. سپس قانون کنترلی مقاوم، مبتنی بر متغیرهای حالت تخمین زده شده طراحی و عملکرد آن به ازای سه حالت مختلف تابع غیرخطی اشباع که در رابطه (۲) نشان داده شده، بررسی می گردد.

۳- طراحی روتگر مقاوم

در این بخش روند طراحی روتگر بهره بزرگ مد لغزشی ارائه می گردد. سیستم (۴) را در نظر بگیرید.

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + \alpha(x) + \gamma(x)u + p(x)d(x,t) \\ y = Cx \end{cases} \quad (4)$$

در این سیستم $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in R^n$ بردار متغیرهای حالت، $\alpha(x)$ ، $\gamma(x)$ و $p(x)$ توابع برداری غیرخطی، $u \in R$ ورودی کنترلی و $y \in R$ خروجی سیستم می باشند. همچنین تابع نامعلوم $d(x,t)$ ناشی از اغتشاشات و عدم قطعیت های مدل نشده در سیستم می باشد که در شرط (۲) صدق می کند. ماتریس A دارای ساختار نشان داده شده در رابطه زیر می باشد و زوج (A, C) رویت پذیر است.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & I_{(n-1) \times (n-1)} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

در ادامه فرضیاتی که برای سیستم (۴) در نظر گرفته شده است، ارائه خواهد شد [۱۰].

فرض ۱) توابع برداری غیر خطی $\alpha(x)$ ، $\gamma(x)$ و $p(x)$ به صورت روابط زیر می باشند.

$$\alpha(x) = [\alpha_1(x_1) \ \alpha_2(x_1, x_2) \ \dots \ \alpha_n(x_1, x_2, \dots, x_n)]^T \quad (6)$$

$$\gamma(x) = [\gamma_1(x_1) \ \gamma_2(x_1, x_2) \ \dots \ \gamma_n(x_1, x_2, \dots, x_n)]^T \quad (7)$$

$$p(x) = [1 \ p_2(x_1, x_2) \ \dots \ p_n(x_1, x_2, \dots, x_n)]^T \quad (8)$$

که توابع $\alpha_i(x_1, \dots, x_i)$ ، $\gamma_i(x_1, \dots, x_i)$ و $p_i(x_1, \dots, x_i)$ نسبت به متغیر حالت x لپشیتز می باشند. ($i = 1, 2, \dots, n$)

در ادامه با استفاده از مقادیر تخمین زده شده یک کنترل کننده مقاوم در حضور اشباع محرک طراحی خواهد شد که به ازای آن تاثیر عوامل ناپیوستگی بر سیستم به شدت کاهش می یابد.

۴- طراحی کنترل کننده مقاوم مبتنی بر رویکرد با در نظر گرفتن اشباع محرک

در این بخش به منظور کاهش اثر ترم نامعلوم $d(x, t)$ از تلفیق قانون کنترلی CNF با کنترل کننده مدل لغزشی انتگرالی ISM استفاده خواهد شد. قانون کنترلی حاصل از این تلفیق که کنترل کننده ISM-CNf نامیده می شود، در مرجع [۲۳] ارائه شده است. اما این قانون کنترلی تاکنون صرفاً بر اساس فیدبک حالت طراحی و استفاده گردیده است. در این مقاله برای اولین بار از این قانون با استفاده از متغیرهای حالت تخمین زده شده و بر پایه رویکرد مدل لغزشی مقاوم استفاده می شود. برای این منظور قضیه ای در این بخش ارائه و اثبات گردیده است که عملکرد مطلوب قانون کنترلی پیشنهادی مبتنی بر رویکرد را در حضور اشباع محرک، تضمین می نماید.

چنانچه مقادیر مطلوب متغیرهای حالت $z(t)$ در حالت ماندگار z_e تعریف شود (در این صورت $\lim_{t \rightarrow \infty} y(t) = \bar{C}z_e = r$ که دامنه ورودی مرجع ثابت است که باید توسط خروجی دنبال شود) با تغییر متغیر $\tilde{z} = z - z_e$ رابطه زیر حاصل خواهد شد و هدف طراحی قانون کنترلی برای سیستم زیر است به نحوی که $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{z}(t) = 0$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{z}} &= \bar{A}\tilde{z} + \alpha(\tilde{z} + z_e) + \bar{A}z_e \\ &+ \bar{B}sat(u, u_{\max}) + \bar{B}d(x, t) \end{aligned} \quad (22)$$

با توجه به رابطه (۱۹):

$$\begin{aligned} \alpha(\tilde{z} + z_e) &= [0 \ 0 \ \dots \ CA^n(\tilde{z} + z_e)]^T \\ &= [0 \ 0 \ \dots \ CA^n\tilde{z} + CA^n z_e]^T \\ &= [0 \ 0 \ \dots \ CA^n\tilde{z}]^T + [0 \ 0 \ \dots \ CA^n z_e]^T \\ &= \alpha(\tilde{z}) + \alpha(z_e) \end{aligned} \quad (23)$$

همچنین می توان A_z را به نحوی تعریف کرد که به ازای آن رابطه زیر همواره برقرار باشد.

$$\begin{aligned} A_z \tilde{z} &= \bar{A}\tilde{z} + \alpha(\tilde{z}) \\ A_z z_e &= \bar{A}z_e + \alpha(z_e) \end{aligned} \quad (24)$$

بنابراین معادله (۲۲) به صورت زیر بازنویسی می شود:

$$\dot{\tilde{z}} = A_z(\tilde{z} + z_e) + \bar{B}sat(u, u_{\max}) + \bar{B}d(x, t) \quad (25)$$

قانون کنترلی ISM-CNf مبتنی بر رویکرد مطابق رابطه زیر ارائه می گردد:

$$\begin{aligned} S_\theta &= \frac{1}{\theta} \Delta_\theta^{-1} S_1 \Delta_\theta \\ \Delta_\theta A \Delta_\theta^{-1} &= \theta A \\ C \Delta_\theta &= C \Delta_\theta^{-1} = C \end{aligned} \quad (16)$$

همچنین ماتریس S_1 پاسخ معادله (۱۱) به ازای $\theta = 1$ می باشد.

لم ۱ [۱۰]: سیستم (۴) را در نظر بگیرید چنانچه فرض (۱) برقرار باشد، آنگاه $\theta_0 > 0$ وجود خواهد داشت بطوریکه به ازای هر $\theta > \theta_0$ ، و هر $\rho_0 > p_0(x)$ ، خطای رویکرد به صورت مجانبی به صفر همگرا می شود.

در ادامه به منظور طراحی رویکرد برای سیستم (۱)، ابتدا با اعمال تبدیل مناسب ساختار سیستم به فرم مطلوب (۴) تبدیل شود. ساختار سیستم (۱) بگونه ای می باشد که می توان با تغییر متغیر در سیستم از رویکرد ذکر شده استفاده کرد. چنانچه بردار $z(t)$ به صورت زیر تعریف شود:

$$z(t) = Tx(t) = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} x(t) \quad (17)$$

که ماتریس مربعی $T \in R^{n \times n}$ غیر منفرد است. در این صورت با تغییر متغیر $z = Tx$ معادله سیستم (۱) به فرم زیر تبدیل می شود:

$$\begin{cases} \dot{z} = \bar{A}z + \alpha(z) + \bar{B}sat(u, u_{\max}) + \bar{B}d(x, t) \\ y = \bar{C}z \end{cases} \quad (18)$$

که در آن،

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & I_{(n-1) \times (n-1)} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \alpha(z) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ CA^n z \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\bar{B} = TB; \bar{C} = CT^{-1}$$

بنابراین سیستم (۱۸) ساختار مطلوب برای طراحی رویکرد مقاوم را دارد و ساختار رویکرد مقاوم برای آن به صورت زیر است:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{z}} &= \bar{A}\hat{z} + \alpha(\hat{z}) + \bar{B}sat(u, u_{\max}) \\ &+ L(y - \bar{C}\hat{z}) + \bar{B}u_r(t) \end{aligned} \quad (20)$$

همچنین متغیر حالت رویکرد $(\hat{x}(t))$ که تخمین از متغیر حالت سیستم $(x(t))$ می باشد، از رابطه زیر محاسبه می شود.

$$\hat{x}(t) = T^{-1}\hat{z}(t)$$

بنابراین معادله رویکرد برای سیستم (۱) بر حسب متغیر حالت \hat{x} به صورت زیر نوشته می شود:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= A\hat{x} + \alpha(\hat{x}) + Bsat(u, u_{\max}) \\ &+ T^{-1}L(y - C\hat{x}) + Bu_r(t) \end{aligned} \quad (21)$$

تبصره ۳: در کنترل کننده ارائه شده در رابطه (۲۶)، جزء u_N در تنظیم خروجی به مقدار مطلوب در در حالت دائم تاثیر گذار نیست و به منظور بهبود پاسخ گذرا مورد استفاده واقع می شود. لذا عمل تنظیم خروجی ناشی از بخش های دیگر کنترل کننده (۳۱) یعنی $\bar{u} = u_L + u_{ISM}$ می باشد که طبق تئوری ارائه شده در مرجع [۲۳] به نحوی طراحی می گردد که در ناحیه ای مشخص از شرایط اولیه $(x_0 \in X_{F\delta})$ وارد ناحیه اشباع نشود.

در این صورت با اعمال کنترل کننده (۲۶) $u = u_{ISM-CNF}$ به سیستم (۲۵) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{z}} &= A_z(\tilde{z} + z_e) \\ &+ \bar{B} \left(\text{sat}(u_{ISM-CNF}, u_{\max}) + \frac{F(\tilde{z} + \bar{e}) + Hr - u_L}{u_L} \right) \\ &+ \bar{B}d(x, t) \\ &= (A_z + \bar{B}F)\tilde{z} + (A_z z_e + \bar{B}Hr) + \bar{B}F\bar{e} + \\ &\bar{B}(\text{sat}(u_{ISM-CNF}, u_{\max}) - u_L) + \bar{B}d(x, t) \end{aligned} \quad (۳۳)$$

لذا با توجه به رابطه (۲۸) و همچنین با در نظر گرفتن معادلات دینامیکی خطای $\bar{e} = \hat{z} - z$ که از معادلات (۱۸) و (۲۰) حاصل می شود، معادلات زیر بدست می آیند:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{z}} = (A_z + \bar{B}F)\tilde{z} + \bar{B}F\bar{e} + \\ \bar{B}(\text{sat}(u_{ISM-CNF}, u_{\max}) - u_L) + \bar{B}d(x, t) \\ \dot{\bar{e}} = (\bar{A} - \bar{L}\bar{C})\bar{e} + \alpha(\bar{e}) + \bar{B}(u_r(t) - d(x, t)) \end{cases} \quad (۳۴)$$

به منظور اثبات پایداری مجانبی سیستم فوق قضیه زیر ارائه می گردد.
قضیه: چنانچه کنترل کننده مقاوم و مبتنی بر رویکرد (۲۶) به سیستم (۳۴) اعمال شود، در این صورت سیستم حلقه بسته در حضور نایقینی های سیستم و اشباع محرک پایدار مجانبی می باشد. پایداری مجانبی سیستم حلقه بسته (۳۴) منجر به تنظیم خروجی به مقدار مطلوب r می گردد (به عبارت دیگر $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{z}(t) = 0 \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} y(t) = \bar{C}z_e = r$).
اثبات: تابع لیاپانوف زیر را در نظر بگیرید. با انتخاب این ساختار، پایداری کل سیستم حلقه بسته که شامل معادلات سیستم، معادلات رویکرد و قانون کنترلی می باشد، مورد تحلیل پایداری قرار می گیرد.

$$V = \tilde{z}^T P \tilde{z} + \xi^T S_1 \xi, \quad \xi = \Delta_\theta \bar{e} \quad (۳۵)$$

با در نظر گرفتن روابط (۳۴)، (۱۰) و (۱۶) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{\xi} &= \Delta_\theta \dot{\bar{e}} \\ &= \Delta_\theta (\bar{A} - \bar{L}\bar{C})\Delta_\theta^{-1} \xi + \Delta_\theta \alpha(\bar{e}) \\ &\quad + \Delta_\theta \bar{B}(u_r(t) - d(x, t)) \\ &= \Delta_\theta (\bar{A} - S_\theta^{-1} \bar{C}^T \bar{C})\Delta_\theta^{-1} \xi + \Delta_\theta \alpha(\bar{e}) \\ &\quad + \Delta_\theta \bar{B}(u_r(t) - d(x, t)) \\ &= \theta(\bar{A} - S_1^{-1} \bar{C}^T \bar{C})\xi + \Delta_\theta \alpha(\bar{e}) \\ &\quad + \Delta_\theta \bar{B}(u_r(t) - d(x, t)) \end{aligned} \quad (۳۶)$$

$$\begin{aligned} u_{ISM-CNF} &= u_{CNF} + u_{ISM} \\ &= \underbrace{u_L + u_N}_{u_{CNF}} + u_{ISM} \end{aligned} \quad (۲۶)$$

همانطور که مشاهده می شود قانون فوق شامل سه بخش است: بخش خطی (u_L)، بخش غیر خطی (u_N) و بخش مقاوم ساز بر اساس روش کنترلی مد لغزشی انتگرالی (u_{ISM}). در ادامه هریک از این بخش ها معرفی می گردد.

ساختار بخش خطی u_L مبتنی بر رویکرد به صورت زیر است:

$$\begin{aligned} u_L &= F(\hat{z} - z_e) + Hr \\ &= F(\hat{z} - z + z - z_e) + Hr \\ &= F(\tilde{z} + \bar{e}) + Hr \end{aligned} \quad (۲۷)$$

در عبارت فوق

$$\bar{e}(t) = \hat{z}(t) - z(t) = T(\hat{x}(t) - x(t)) = Te(t)$$

می باشد و بردار F به نحوی طراحی می گردد که ماتریس $\bar{A} + \bar{B}F$ هرویتز باشد. همچنین تابع اسکالر H در رابطه زیر صدق می کند:

$$A_z z_e + \bar{B}Hr = 0 \quad (۲۸)$$

بخش غیر خطی u_N دارای ساختار زیر است:

$$\begin{aligned} u_N &= \rho(r, y) \bar{B}P(\hat{z} - z_e) \\ &= \rho(r, y) \bar{B}P(\hat{z} - z + z - z_e) \\ &= \rho(r, y) \bar{B}P(\tilde{z} + \bar{e}) \end{aligned} \quad (۲۹)$$

در معادله فوق، P یک ماتریس مثبت معین و متقارن است که از حل معادله لیاپانوف زیر بدست می آید.

$$(\bar{A} + \bar{B}F)^T P + P(\bar{A} + \bar{B}F) = -W \quad (۳۰)$$

ماتریس W یک ماتریس دلخواه مثبت معین و متقارن می باشد. همچنین تابع غیر خطی $\rho(r, y)$ یک تابع منفی معین و لپیشتر می باشد که باید با ساختاری مناسب، توسط طراح انتخاب می گردد. بخش مقاوم ساز قانون کنترلی نیز به صورت زیر است:

$$u_{ISM} = -L \text{sign}(\bar{B}^T \bar{B} S), \quad p_0(x) < L < u_{\max} \quad (۳۱)$$

که u_{\max} و $p_0(x)$ در بخش ۲ معرفی شده اند. سطح لغزش طبق عبارت زیر تعریف می شود:

$$S = \bar{B}^T \left\{ \tilde{z}_v(t) - \tilde{z}_v(0) - \int_0^t (\dot{\tilde{z}}_{v-NOM}(t)) dt \right\} \quad (۳۲)$$

در عبارت فوق، $\tilde{z}_v(t)$ اختلاف بین مقدار تخمین زده شده \hat{z} و مقدار مطلوب z_e می باشد. همچنین \tilde{z}_{v-NOM} مقدار نامی این اختلاف را در غیاب نایقینی ها را نشان می دهد.

در این صورت مشتق تابع لیاپانوف به صورت زیر می باشد.

$$\dot{V} = 2\dot{\bar{z}}^T P \dot{\bar{z}} + 2\dot{\bar{\xi}}^T S_1 \dot{\bar{\xi}} \quad (37)$$

از طرفی با در نظر گرفتن رابطه (۳۶) خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} 2\dot{\bar{\xi}}^T S_1 \dot{\bar{\xi}} &= 2\dot{\bar{\xi}}^T S_1 \theta (\bar{A} - S_1^{-1} \bar{C}^T \bar{C}) \bar{\xi} + \\ &2\dot{\bar{\xi}}^T S_1 \Delta_\theta \alpha(\bar{e}) + 2\dot{\bar{\xi}}^T S_1 \Delta_\theta \bar{B} (u_r(t) - d(x, t)) \\ &= 2\theta \dot{\bar{\xi}}^T S_1 \bar{A} \bar{\xi} - 2\theta \dot{\bar{\xi}}^T \bar{C}^T \bar{C} \bar{\xi} + \\ &2\dot{\bar{\xi}}^T S_1 \Delta_\theta \alpha(\bar{e}) + 2\dot{\bar{\xi}}^T S_1 \Delta_\theta \bar{B} (u_r(t) - d(x, t)) \end{aligned} \quad (38)$$

با بازنویسی رابطه (۱۱) به ازای ماتریس \bar{A} و \bar{C} داریم

$$\theta S_\theta + \bar{A}^T S_\theta + S_\theta \bar{A} - \bar{C}^T \bar{C} = 0$$

با در نظر گرفتن این نکته که ماتریس مقارن S_1 پاسخ معادله فوق به ازای $\theta = 1$ می باشد، آنگاه:

$$2\theta \dot{\bar{\xi}}^T S_1 \bar{A} \bar{\xi} = \theta \dot{\bar{\xi}}^T (\bar{C}^T \bar{C} - S_1) \bar{\xi} \quad (39)$$

بنابراین

$$\begin{aligned} 2\dot{\bar{\xi}}^T S_1 \dot{\bar{\xi}} &= -\theta \dot{\bar{\xi}}^T S_1 \bar{\xi} - \theta \dot{\bar{\xi}}^T \bar{C}^T \bar{C} \bar{\xi} + 2\dot{\bar{\xi}}^T S_1 \Delta_\theta \alpha(\bar{e}) \\ &+ 2\dot{\bar{\xi}}^T S_1 \Delta_\theta \bar{B} (u_r(t) - d(x, t)) \end{aligned} \quad (40)$$

با توجه به معادلات (۳۴) و (۴۰)، مشتق تابع لیاپانوف مطابق زیر بدست می آید:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{\bar{z}}^T (A_z + \bar{B}F)^T P \bar{z} + \dot{\bar{z}}^T P (A_z + \bar{B}F) \bar{z} + 2\dot{\bar{z}}^T P \bar{B} g(t) \\ &+ 2\dot{\bar{z}}^T P \bar{B} \bar{F} \bar{e} - \theta \dot{\bar{\xi}}^T (S_1 + \bar{C}^T \bar{C}) \bar{\xi} \\ &+ 2\dot{\bar{\xi}}^T S_1 \Delta_\theta \alpha(\bar{e}) + 2\dot{\bar{\xi}}^T S_1 \Delta_\theta \bar{B} (u_r(t) - d(x, t)) \end{aligned} \quad (41)$$

که در آن

$$\begin{aligned} g(t) &= \omega(t) + d(x, t) \\ \omega(t) &= \text{sat}(u_L(t) + u_N(t) + u_{ISM}(t)) - u_L(t) \end{aligned} \quad (42)$$

عبارت (۴۱) را به صورت زیر می توان بازنویسی نمود:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \begin{bmatrix} \dot{\bar{z}} \\ \dot{\bar{e}} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} -W & P\bar{B}F \\ (P\bar{B}F)^T & -\eta\theta\Delta_\theta(S_1 + \bar{C}^T \bar{C})\Delta_\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{z} \\ \bar{e} \end{bmatrix} \\ &\quad - \frac{(1-\eta)\theta \dot{\bar{\xi}}^T (S_1 + \bar{C}^T \bar{C}) \bar{\xi} + 2\dot{\bar{\xi}}^T S_1 \Delta_\theta \alpha(\bar{e}) + 2\dot{\bar{\xi}}^T S_1 \Delta_\theta \bar{B} (u_r(t) - d(x, t))}{R_1(t)} \end{aligned}$$

$$+ 2\dot{\bar{z}}^T P \bar{B} g; \quad \eta \in (0, 1)$$

با انتخاب مناسب پارامتر مثبت $\theta = \theta_1$ ، تابع $R_1(t)$ منفی می شود.

لذا

$$\dot{V} \leq \begin{bmatrix} \dot{\bar{z}} \\ \dot{\bar{e}} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} -W & P\bar{B}F \\ (P\bar{B}F)^T & -\eta\theta\Delta_\theta(S_1 + \bar{C}^T \bar{C})\Delta_\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{z} \\ \bar{e} \end{bmatrix} + 2\dot{\bar{z}}^T P \bar{B} g \quad (43)$$

در ادامه وضعیت \dot{V} به ازای حالت های مختلف بررسی خواهد شد.

حالت اول: اگر دامنه سیگنال کنترلی $u = u_{ISM-CNF}$ کوچکتر

مساوی از مقدار مجاز u_{\max} باشد. به عبارت دیگر:

$$|u_L + u_N + u_{ISM}| = \left| \begin{bmatrix} F & F \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{z} \\ \bar{e} \end{bmatrix} + Hr + \rho \begin{bmatrix} B^T P & B^T P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{z} \\ \bar{e} \end{bmatrix} + u_{ISM}(t) \right| \leq u_{\max} \quad (44)$$

بنابراین با توجه به تعریف $\omega(t)$ در عبارت (۴۲)، در این حالت

عبارت زیر حاصل می گردد:

$$\begin{aligned} \omega(t) &= u_N(t) + u_{ISM}(t) \\ &= \rho \begin{bmatrix} \bar{B}^T P & \bar{B}^T P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{z} \\ \bar{e} \end{bmatrix} + u_{ISM}(t) \end{aligned} \quad (45)$$

در تحلیل پایداری سیستم حلقه بسته، می توان به جای u_{ISM} ، مقدار معادل آن را به صورت رابطه زیر جایگزین کرد [۳۱-۳۳]:

$$(u_{ISM})_{eq} = u_{eq} = -d(x, t) \quad (46)$$

بنابراین $g(t) = u_N(t)$ ، در نتیجه:

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \begin{bmatrix} \dot{\bar{z}} \\ \dot{\bar{e}} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} -W & P\bar{B}F \\ (P\bar{B}F)^T & -\eta\theta\Delta_\theta(S_1 + \bar{C}^T \bar{C})\Delta_\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{z} \\ \bar{e} \end{bmatrix} \\ &+ 2\rho \dot{\bar{z}}^T P \bar{B} \bar{B}^T P \bar{z} + 2\rho \dot{\bar{z}}^T P \bar{B} \bar{F} \bar{e} \\ &\leq \begin{bmatrix} \dot{\bar{z}} \\ \dot{\bar{e}} \end{bmatrix}^T \underbrace{\begin{bmatrix} -W & P\bar{B}(F + \rho \bar{B}^T P) \\ (F + \rho \bar{B}^T P)^T \bar{B}^T P & -\eta\theta\Delta_\theta(S_1 + \bar{C}^T \bar{C})\Delta_\theta \end{bmatrix}}_{\Omega_1} \begin{bmatrix} \bar{z} \\ \bar{e} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (47)$$

$$+ 2\rho \dot{\bar{z}}^T P \bar{B} \bar{F} \bar{e}$$

از آنجاییکه تابع ρ غیر مثبت است لذا $2\rho \dot{\bar{z}}^T P \bar{B} \bar{F} \bar{e} \leq 0$

است و برای منفی شدن تابع لیاپانوف کافی است ماتریس Ω_1 منفی معین باشد. در این حالت بر اساس لم مکمل شور [۳۴]، از آنجاییکه ماتریس $(-W)$ منفی معین است، لذا کافی است رابطه زیر برقرار گردد:

$$\eta\theta\Delta_\theta(S_1 + \bar{C}^T \bar{C})\Delta_\theta > (F + \rho \bar{B}^T P)^T B^T P W^{-1} P B (F + \rho \bar{B}^T P) \quad (48)$$

با انتخاب مناسب پارامتر $\theta = \theta_2$ و تابع منفی معین $\rho = \rho(r, y)$ و ثابت مثبت ρ_1^* ، آنگاه به ازای هر $|\rho(r, y)| \leq \rho_1^*$ ، رابطه فوق برقرار می باشد.

حالت دوم: اگر دامنه سیگنال کنترلی $u = u_{ISM-CNF}$ مثبت باشد و اندازه آن از مقدار مجاز u_{\max} نیز بیشتر شود. آنگاه داریم:

$$\begin{bmatrix} F & F \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{z} \\ \bar{e} \end{bmatrix} + Hr + \rho \begin{bmatrix} B^T P & B^T P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{z} \\ \bar{e} \end{bmatrix} + u_{ISM} \geq u_{\max} \quad (49)$$

با توجه به تبصره ۳ داریم:

$$|u_L + u_{ISM}| = \left| \begin{bmatrix} F & F \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{z} \\ \bar{e} \end{bmatrix} + Hr + u_{ISM} \right| \leq u_{\max} \quad (50)$$

بنابراین

$$g = u_{\max} - u_L + d(x, t) \quad (51)$$

با توجه به روابط (۴۶) و (۴۷)، $g > 0$ بوده و برای این حالت رابطه زیر برقرار می باشد.

$$u_N > g > 0 \quad (52)$$

۵- مثال کاربردی و شبیه سازی

در این بخش رویکرد پیشنهادی در مقاله بر روی یک سیستم عملی اعمال می گردد تا عملکرد مطلوب آن در شبیه سازی نیز نشان داده شود. همچنین مقایسه ای بین عملکرد روش پیشنهادی با یک روش مطرح دیگر صورت پذیرفته است.

معادلات زیر مربوط به کنترل کانال یاو در هلیکوپتر می باشد [۳۵].

$$\dot{x}(t) = \underbrace{\begin{bmatrix} -2.6571 & 21.9350 & 3.8290 & 6.0497 \\ -31.0290 & -3.5154 & 17.0990 & -3.0897 \\ 6.1059 & -6.9623 & -9.7553 & -96.3750 \\ 17.1690 & 25.7330 & 37.1760 & -33.0820 \end{bmatrix}}_A x(t) + \underbrace{\begin{bmatrix} 0.6258 \\ 6.2175 \\ -29.199 \\ -14.6430 \end{bmatrix}}_B (sat(u, u_{\max}) + d(x, t)) \quad (58)$$

$$y(t) = \underbrace{\begin{bmatrix} 15.3190 & -10.3210 & 0.7307 & -4.7274 \end{bmatrix}}_C x(t)$$

حداکثر مقدار مقدار مجاز سیگنال کنترلی ($u_{\max} = 0.4$) فرض شده است. هدف طراحی کنترل کننده فیدبک خروجی می باشد به نحوی که خروجی $y(t)$ ورودی مرجع $r = 1.2$ را ردیابی کند. ترم ناپیوستگی $(d(x, t) = 0.1 \sin(Cx(t)) + 0.1 \sin(10t))$ در نظر گرفته شده است. برای این منظور ابتدا رویکرد مقاوم جهت تخمین متغیرهای حالت طراحی خواهد شد سپس با استفاده از کنترل کننده مقاوم تاثیر $d(x, t)$ بر خروجی سیستم حذف خواهد شد.

به منظور طراحی رویکرد بهره بزرگ مد لغزشی، $\theta = 10$ در نظر گرفته شده است. پس از انجام محاسبات ذکر شده در مقاله، بهره رویکرد و همچنین بهره غیر خطی قانون کنترلی به صورت رابطه زیر حاصل می شود.

$$L = \begin{bmatrix} 4112 \\ 64220 \\ 47637 \\ -29794 \end{bmatrix}, \quad \rho(r, h) = -5 \left| e^{-\frac{\theta}{2}|h-r|} - e^{-\frac{\theta}{2}|r|} \right| \quad (59)$$

همچنین ماتریس $W = I$ انتخاب شده است و $u_{ISM} = -0.2 \text{sat}(\bar{B}^T \bar{B} S)$ لحاظ گردیده است. به منظور جلوگیری از رخداد پدیده چترینگ، از تابع اشباع به جای تابع علامت در شبیه سازی ها استفاده شده است. اشکال (۱) تا (۳) نتایج شبیه سازی را نشان می دهند. شکل (۱) مربوط به سیگنال های خطای بین مقدار تخمین زده شده و مقدار واقعی می باشد. همانگونه که مشخص است تمامی مولفه های بردار خطای رویکرد به صفر میل کرده است بنابراین خروجی رویکرد که تخمینی از متغیرهای حالت سیستم می باشد، به سمت مقدار واقعی متغیرهای حالت همگرا شده است. لذا عملکرد مقاوم و مطلوب رویکرد طراحی شده در طی شبیه سازی نیز نشان داده شده است.

با ضرب کردن $q(t) \in (0, 1)$ در u_N می توان نامعادله ی فوق را به معادله زیر تبدیل کرد.

$$g = q(t) \rho B^T P \bar{z} + q(t) \rho B^T P \bar{e} \quad (53)$$

در این صورت با استدلالی مشابه قبل، برای حالت دوم معادله \dot{V} در نامساوی زیر صدق می کند:

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \begin{bmatrix} \bar{z} \\ \bar{e} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} -W & P\bar{B}(F + q\rho B^T P) \\ \underbrace{(F + q\rho \bar{B}^T P)\bar{B}^T P}_{\Omega_2} & -\eta\theta\Delta_\theta(S_1 + \bar{C}^T \bar{C})\Delta_\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{z} \\ \bar{e} \end{bmatrix} \\ &+ 2q\rho \bar{z}^T P B \bar{B}^T P \bar{z} \\ &\leq \begin{bmatrix} \bar{z} \\ \bar{e} \end{bmatrix}^T \Omega_2 \begin{bmatrix} \bar{z} \\ \bar{e} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (54)$$

برای منفی معین شدن ماتریس Ω_2 باید طبق لم مکمل شور شرط زیر برقرار باشد.

$$\eta\theta\Delta_\theta(S_1 + \bar{C}^T \bar{C})\Delta_\theta \geq (F + q\rho \bar{B}^T P)^T \bar{B}^T P W^{-1} P \bar{B} (F + q\rho \bar{B}^T P) \quad (55)$$

مطابق حالت قبل یک پارامتر مثبت $\theta = \theta_3$ و مقدار مثبت ρ_2^* وجود خواهد داشت که به ازای هر $\rho(r, y) \leq \rho_2^*$ ، رابطه بالا برقرار می شود.

حالت سوم: اگر دامنه سیگنال کنترلی $u = u_{ISM-CNF}$ منفی باشد و از مقدار مجاز $-u_{\max}$ نیز منفی تر شود. آنگاه رابطه زیر صادق است:

$$\begin{bmatrix} F & F \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{z} \\ e \end{bmatrix} + H r + \rho \begin{bmatrix} B^T P & B^T P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{z} \\ e \end{bmatrix} + u_{ISM} < -u_{\max} \quad (56)$$

این حالت نیز مشابه حالت سوم مقادیر مثبت $\theta = \theta_4$ و $\rho_3^* > 0$ وجود خواهد داشت که به ازای هر $\rho(r, y) \leq \rho_3^*$ ، مشتق تابع لیاپانوف کوچکتر مساوی یک تابع منفی معین می شود.

در نهایت با انتخاب مناسب پارامتر θ به نحوی که $\theta > \max(\theta_0, \theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4)$ بوده و همچنین انتخاب مناسب تابع $\rho(r, y)$ به نحوی که $|\rho(r, y)| \leq \rho^*$ باشد که $\rho^* = \min\{\rho_1^*, \rho_2^*, \rho_3^*\}$ است، آنگاه حد بالای \dot{V} در هر سه حالت مورد بررسی یک تابع منفی معین خواهد بود که منجر به تضمین پایداری معادلات دینامیکی سیستم حلقه بسته به ازای هر سه حالت تابع غیر خطی اشباع می گردد. در نتیجه:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\hat{z}(t) - z_e) = 0 \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} z(t) = z_e \quad (57)$$

لذا همگرایی خروجی به مقدار مطلوب تضمین می شود. ■

در ادامه به منظور نشان دادن عملکرد رویکرد ارائه شده، کنترل کننده پیشنهادی، به سیستم کنترل یاو هلیکوپتر اعمال شده و نتایج شبیه سازی ارائه می گردد.

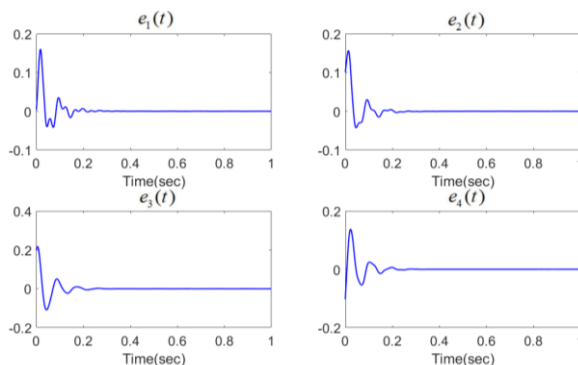
همانطور که مشاهده می شود در هر دو مورد سیگنال کنترلی به اشباع رفته است. بنابراین مشخص می شود که کنترل کننده پیشنهادی، علیرغم رخداد اشباع محرک در مواجهه با نایقینی های سیستم نیز از عملکرد مطلوبی برخوردار است.

۸- نتیجه گیری

در این مقاله به موضوع طراحی کنترل کننده مقاوم مبتنی بر رویکر مد لغزشی در حضور اشباع محرک و نایقینی های سیستم پرداخته شد. برای این منظور ابتدا اصول طراحی رویکر مد لغزشی مقاوم بهره بزرگ ذکر گردید و سپس قانون کنترلی مقاوم بر اساس متغیرهای حالت تخمین زده به گونه ای طراحی گردید که مساله ردیابی مقاوم خروجی را در حضور اشباع محرک تضمین نماید. برای این منظور قضیه ای ارائه گردید و در روند اثبات نشان داده شد که حتی در صورت وقوع اشباع در محرک، کنترل کننده مقاوم ارائه شده عملکرد مطلوبی را داراست. در انتها سیستم عملی کنترل یو هلیکوپتر در نظر گرفته شد و رویکرد پیشنهادی بر روی آن اعمال گردید. نتایج شبیه سازی ها حاکی از عملکرد مقبول روش کنترلی پیشنهادی است.

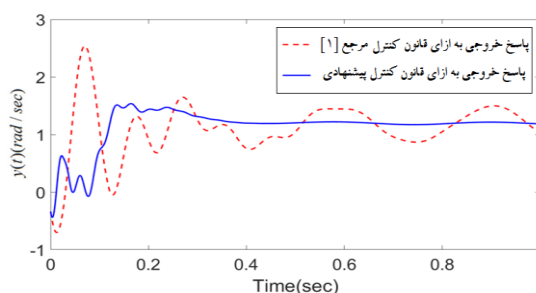
مراجع

- [1] B.M. Chen, T.H. Lee, K. Peng, V. Venkataramanan, "Composite nonlinear feedback control for linear systems with input saturation: theory and an application," *IEEE Transactions Automatic Control*, vol. 48, no. 3, pp. 427-439, 2003.
- [2] E. Jafari, and T. Binazadeh, "Modified composite nonlinear feedback control for output tracking of nonstep signals in singular systems with actuator saturation," *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, <https://doi.org/10.1002/rnc.4290>, 2018.
- [3] D. Lin and W. Lan, "Output feedback composite nonlinear feedback control for singular systems with input saturation" *Journal of the Franklin Institute* vol. 352, no. 1, pp. 384-398, 2015.
- [4] R. Wang, C. Hu, F. Yan and M. Chadli, "Composite nonlinear feedback control for path following of four-wheel independently actuated autonomous ground vehicles," *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, vol. 17, no. 7, pp. 2063-2074, 2016.
- [5] X. Lin, D. Lin, and W. Lan, "Semi-global output regulation for discrete-time singular linear systems with input saturation via composite nonlinear feedback control" *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, vol. 39, no. 3, pp. 352-360, 2017.
- [6] Q. Xu, C. Zhang, C. Wen, and P. Wang, "A novel composite nonlinear controller for stabilization of constant power load in DC microgrid," *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2017.



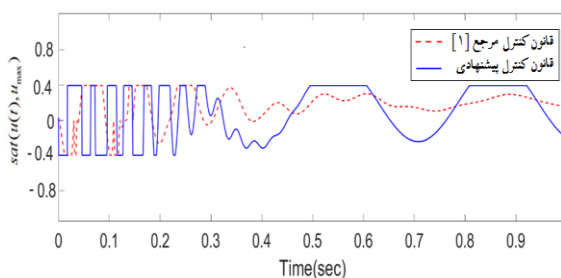
شکل ۱: پاسخ زمانی مولفه های بردار خطای رویکر

شکل (۲) پاسخ خروجی سیستم حلقه بسته به ازای قوانین کنترل پیشنهادی در مرجع [۱] و قانون کنترل پیشنهادی در مقاله حاضر را نشان می دهد. همانگونه که از پاسخ خروجی سیستم نیز مشخص است، به ازای قانون کنترلی مبتنی بر رویکر پیشنهادی در رابطه (۲۶)، تاثیر ترم نایقینی $d(x, t)$ بر خروجی به شدت کاهش یافته است، در حالیکه قانون کنترلی مرجع [۱] در حضور $d(x, t)$ عملکرد مطلوبی نداشته است و ردیابی سیگنال مرجع را نشان نمی دهد. همچنین همانطور که در شکل (۲) مشاهده می شود، علاوه بر پاسخ حالت دائم، پاسخ گذرای خروجی سیستم حلقه بسته توسط قانون کنترل پیشنهادی نیز دارای مشخصه های مطلوبی بوده و میزان فراجشش نیز در مقایسه با روش کنترلی ارائه شده در مرجع [۱] کاهش یافته است.



شکل ۲: پاسخ زمانی خروجی سیستم $y(t)$

شکل (۳) سیگنال کنترلی اشباع شده را در روش کنترلی پیشنهادی و روش کنترلی مرجع [۱] نشان می دهد.



شکل ۳: پاسخ زمانی سیگنال های کنترلی اشباع شده

- uncertainty,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 10, pp. 7994-8002, 2017.
- [20] X. Wang, H. Su, M. Z. Chen, and X. Wang, “Observer-based robust coordinated control of multiagent systems with input saturation,” *IEEE transactions on neural networks and learning systems*, 2017.
- [21] Y. Ma, X. Jia, and Q. Zhang, “Robust observer-based finite-time H_∞ control for discrete-time singular Markovian jumping system with time delay and actuator saturation,” *Nonlinear Analysis: Hybrid Systems*, vol. 28, pp. 1-22, 2018.
- [22] H. F. Ghavidel, “Robust control of large-scale nonlinear systems by a hybrid adaptive fuzzy observer design with input saturation,” *Soft Computing*, pp. 1-15, 2018.
- [23] C. Hu, R. Wang, and F. Yan, “Integral sliding mode-based composite nonlinear feedback control for path following of four-wheel independently actuated autonomous vehicles,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 2, no. 2, pp. 221-230, 2016.
- [24] C. Hu, R. Wang, and F. Yan, “Integral sliding mode-based composite nonlinear feedback control for path following of four-wheel independently actuated autonomous vehicles,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 2, no. 2, pp. 221-230, 2016.
- [25] Z. Hou, and I. Fantoni, “Interactive leader-follower consensus of multiple quadrotors based on composite nonlinear feedback control,” *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2017.
- [26] E. Jafari, and T. Binazadeh, “Modified composite nonlinear feedback for nonstep output tracking of multi-input multi-output linear discrete-time singular systems with actuator saturation” *IEEE, 5th International Conference on Control, Instrumentation, and Automation*, pp. 114-119, 2017.
- [27] H. Ebrahimi, and A. H. Mazinan, “Adaptive composite nonlinear feedback-based sliding mode control for a class of nonlinear systems,” *Electronics Letters*, 2018.
- [28] T. Lu, and W. Lan, “Composite nonlinear feedback control for strict-feedback nonlinear systems with input saturation,” *International Journal of Control*, 1-8, 2018.
- [29] H. Min, S. Xu, Q. Ma, B. Zhang, and Z. Zhang, “Composite-observer-based output-feedback control for nonlinear time-delay systems with input saturation and its application,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 7, pp. 5856-5863, 2018.
- [30] J. Lei and H.K. Khalil, “High-gain observers in the presence of sensor nonlinearities,” *IEEE, American Control Conference (ACC)*, pp. 3282-3287, 2017.
- [31] M.T. Hamayun, C. Edwards, and H. Alwi, “Design and analysis of an integral sliding mode fault tolerant control scheme,” *Fault Tolerant*
- [7] T. Binazadeh, and M. Bahmani, “Design of robust controller for a class of uncertain discrete-time systems subject to actuator saturation,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 62, no. 3, pp. 1505-1510, 2017.
- [8] S. Mohammadpour and T. Binazadeh, “Observer-based synchronization of uncertain chaotic systems subject to input saturation,” *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, vol. 40, no. 8, pp.2525-2535, 2018.
- [9] T. Binazadeh, and M. Bahmani, “Robust time-varying output tracking control in the presence of actuator saturation,” *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, vol. 40, no. 1, pp. 61-70, 2018.
- [10] H.K. Khalil, and L. Pral, “High-gain observers in nonlinear feedback control,” *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 24, no. 6, pp. 993-1015, 2014.
- [11] V. Andrieu, , C. Prieur, S. Tarbouriech, and L. Zaccarian, “A hybrid scheme for reducing peaking in high-gain observers for a class of nonlinear systems,” *Automatica*, vol. 72, pp.138-146, 2016.
- [12] H.K. Khalil, and S. Priess, “Analysis of the use of low-pass filters with high-gain observers,” *IFAC-PapersOnLine*, vol. 49, no. 18, pp. 488-492, 2016.
- [13] H.K. Khalil, “High-gain observers in feedback control: application to permanent magnet synchronous motors,” *IEEE Control Systems*, vol. 37, no. 3, pp. 25-41, 2017.
- [14] D.P. Nam, P.T. Thanh, T.X. Tinh, T.T. Dat, and V.M. Van, “High-gain observer based output feedback controller for a two-motor drive system: a separation principle approach,” *International Conference on Advanced Engineering Theory and Applications*, pp. 840-849, 2017.
- [15] A.A. Alfahaid, E.G. Strangas, and H.K. Khalil, “Speed control of permanent magnet synchronous motor using extended high-gain observer,” *IEEE American Control Conference (ACC)* pp. 2205-2210, 2016.
- [16] D. Won, W. Kim, and M. Tomizuka, “High-gain observer based integral sliding mode control for position tracking of electro-hydraulic servo systems,” *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2017.
- [17] D.P. Nam, P.T. Thanh, and T.X. Tinh, “Output feedback controller using high-gain observer in multi-motor drive systems,” *IEEE, International Conference on System Science and Engineering*, pp. 428-431, 2017.
- [18] P. Mercorelli, “A two-stage sliding-mode high-gain observer to reduce uncertainties and disturbances effects for sensorless control in automotive applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 9, pp. 5929-5940, 2015.
- [19] L. Sun and Z. Zheng, “Disturbance-observer-based robust backstepping attitude stabilization of spacecraft under input saturation and measurement

Control Schemes Using Integral Sliding Modes, pp. 39-61, 2016.

- [32] S. Vaidyanathan, and A. Rhif, "A novel four-leaf chaotic system, its control and synchronisation via integral sliding mode control," *International Journal of Modelling, Identification and Control*, vol. 28, no. 1, pp.28-39, 2017.
- [33] B. Mu, K. Zhang, and Y. Shi, "Integral sliding mode flight controller design for a quadrotor and the application in a heterogeneous multi-agent system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no.12, pp.9389-9398, 2017
- [34] E. Fridman, *Introduction to time-delay systems: Analysis and control*. Springer, 2014.
- [35] G. Cai, B. M. Chen, K. Peng, M. Dong, and T. H. Lee, "Modeling and control of the yaw channel of a UAV helicopter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 3426-3434, 2008.