



طراحی کنترل کننده مود لغزشی تطبیقی برای یک ربات خودکار پرنده با دینامیک متغیر با زمان

علی کیماسی خلجی^{۱*} و سعید بهرامی^۲

^۱استادیار، گروه مهندسی مکانیک، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه خوارزمی، تهران، ایران
^۲استادیار، گروه مهندسی مکانیک، دانشکده مکترونیک، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد کرج، البرز، ایران
 مقاله مستقل، تاریخ دریافت: ۱۳۹۵/۰۵/۲۰؛ تاریخ بازنگری: ۱۳۹۵/۰۹/۱۱؛ تاریخ پذیرش: ۱۳۹۶/۰۹/۰۸

چکیده

امروزه کاربرد ربات‌های پرنده در سیستم‌های مهندسی در حال گسترش است. پارامترهای این دسته از سیستم‌ها متغیر بوده و دینامیکی متغیر با زمان را رقم می‌زنند. یک کنترل کننده نامتغیر با زمان به دلیل شرایط واقعی و تغییرات پارامترهای سیستم پاسخ مناسبی به دست نمی‌دهد. از سوی دیگر دینامیک سیستم تحت تأثیر عدم قطعیت‌ها و اغتشاشات ناشی از شرایط محیطی می‌باشد. بنابراین در این مقاله به مدلسازی و کنترل مدل مبنای مقاوم تطبیقی یک ربات خودکار پرنده می‌پردازیم. کنترل یک ربات پرنده به علت حساسیت بالا و دینامیک ذاتی ناپایدار و در حضور نامعینی‌ها، باید توسط الگوریتم‌های کنترلی‌ای انجام پذیرد که دارای قابلیت جبران‌سازی سیستم در حضور نامعینی‌ها باشد. برای این منظور الگوریتم کنترل مود لغزشی به همراه شناسایی پارامترها به عنوان یک روش کنترلی مناسب که شرایط مذکور را دارا می‌باشد برای کنترل سیستم دارای پارامترهای متغیر با زمان طراحی و روی سیستم اعمال گردیده است. ابتدا معادلات دینامیکی سیستم استخراج شده است. سپس الگوریتم کنترل مود لغزشی به همراه شناسایی پارامترها برای سیستم طراحی و اعمال گردیده است. در ادامه پایداری روش کنترلی پیشنهاد شده توسط تئوری لیاپانوف تحلیل گردیده است. نتایج بدست آمده نشان دهنده کارایی کنترل کننده‌ی پیشنهاد شده می‌باشد.

کلمات کلیدی: ربات خودکار؛ کنترل مود لغزشی؛ سطح لغزش؛ کنترل تطبیقی؛ شناسایی پارامترها.

Robust Adaptive Controller Design for an Autonomous Robot with Time-Varying Dynamics

A. Keymasi Khalaji^{۱*}, S. Bahrani^۲

^۱Assistant Professor, Department of Mechanical Engineering, Faculty of Engineering, Kharazmi University, Tehran, Iran.

^۲Assistant Professor, Department of Mechanical Engineering, Islamic Azad University, Karaj Branch (KIAU), Iran.

Abstract

Applications of autonomous robots in engineering systems are growing today. Control of an autonomous robot is one of the main problems in this field. Parameters of this type of systems are variable and lead to a time-varying dynamics. A time-invariant controller due to the actual conditions and varying parameters of the system will not result in appropriate responses. On the other hand, real system dynamics is subjected to unpredictable uncertainties and disturbances due to environmental conditions. Therefore, utilized control algorithms should be robust against these effects. In this paper modeling and model-based robust adaptive control of an autonomous robot have been considered. Control of an autonomous system due to the large sensitivity and system specific conditions should be accomplished using particular control algorithms. These conditions have been analyzed for this system. Sliding mode control with system parameters identification as an appropriate control algorithm which contains such conditions has been designed and employed for the control of the system with time-varying parameters. Therefore, first system dynamic model has been obtained. Next, robust adaptive control algorithm has been designed and applied to the system. Obtained results show the effectiveness of the proposed method

Keywords: Autonomous Robot; Sliding Mode Control; Sliding Surface; Adaptive Control; Parameter Identification.

۱- مقدمه

امروزه کاربرد ربات‌های متحرک در سیستم‌های مهندسی در حال گسترش است، [۱-۳]. صنعت، فیلم‌برداری، کاربردهای پلیسی، کشاورزی و جنگل‌داری، معدن‌کاری، تجسس و نجات، استفاده در مکان‌های خطرناک یا دور از دسترس (ارتش، دهانه آتشفشان) و همچنین سرگرمی نمونه‌هایی از این کاربردها می‌باشند. بنابراین، مدلسازی و کنترل این سیستم‌ها مورد توجه بسیاری از محققین قرار گرفته است، [۴-۶]. از جمله ربات‌های متحرک ربات‌های پرنده می‌باشند. در [۷] مقدمه‌ای از سیستم‌های پرنده و کاربردها و تاریخچه پژوهشی آنها ارائه شده است. طراحی کنترل‌کننده برای یک ربات پرنده همواره از مسایل مطرح در این زمینه می‌باشد، [۸]. پارامترهای یک ربات پرنده متغیر بوده و دینامیکی متغیر با زمان را رقم می‌زند، [۹]. یک کنترل‌کننده نامتغیر با زمان به دلیل شرایط پرواز واقعی و تغییرات پارامترهای سیستم پاسخ مناسبی بدست نمی‌دهد. هرچند روشهای کنترل مقاوم، روی چنین سیستمی قابل اعمال می‌باشند اما به دلیل محافظه‌کارانه بودن این روش‌ها پاسخ سیستم از سرعت عمل مناسبی برخوردار نخواهد بود، [۱۰-۱۲]. طراحی کنترل‌کننده‌ای برای سیستم‌های غیرخطی که بتواند تمام فضای تحت پوشش سیستم را پاسخگو باشد، یکی از موضوعات مورد توجه محققین است.

دینامیک ربات پرنده تحت تأثیر اغتشاشات غیر قابل پیش‌بینی ناشی از شرایط محیطی می‌باشد. کنترل سیستم‌های پرنده معمولاً با فرضیات ساده‌کننده‌ای در مدلسازی دینامیک سیستم صورت می‌پذیرد که به مدل‌های دارای ساختار خطی شامل پارامترهای متغیر با زمان منتهی می‌گردد، [۱۱]. به همین علت، کنترل یک ربات پرنده به علت حساسیت بالا و دینامیک ذاتی ناپایدار و در حضور نامعینی‌ها، باید توسط الگوریتم‌های کنترلی‌ای انجام پذیرد که دارای قابلیت جبران‌سازی سیستم در حضور نامعینی‌ها باشد. یکی از خواص مهم سیستم‌های کنترلی، مقاوم بودن آن‌هاست. به طور معمول برای کنترل یک سیستم دینامیکی، باید اطلاعات کافی از آن سیستم داشته باشیم. در حالی که روش‌های مختلف کنترلی، ساختارهای مختلف کنترل‌کننده و ورودی‌های کنترلی را تعیین می‌کنند، اما صرف‌نظر از کنترلی که اعمال می‌شود، داشتن اطلاعات کافی از سیستم، امری

لازم و بدیهی در همه روش‌های کنترلی است. معمولاً مدل ریاضی سیستم دینامیکی که حاوی همه اطلاعات لازم از سیستم است مبنای شروع طراحی سیستم کنترلی است. بدیهی است هر چه مدل ریاضی سیستم دینامیکی، به واقعیت آن سیستم نزدیک‌تر باشد، کنترلی که بر مبنای مدل ریاضی طراحی می‌شود، عملکرد مطلوب‌تری را به نمایش می‌گذارد.

در سیستم‌های مهندسی، نویزهای ناشی از سیستم اندازه‌گیری، موتور، جعبه دنده، برخی پدیده‌های موجود در سیستم‌های واقعی از جمله عدم قطعیت‌ها، اغتشاشات خارجی و عوامل ناشناخته و غیر قابل پیش‌بینی دیگر، نتایج سیستم را تحت تأثیر قرار می‌دهند. از سوی دیگر در عمل امکان مدلسازی دقیق و کامل سیستم، تقریباً غیر ممکن است. به عبارت دیگر، هر مدلی که از سیستم واقعی بسازیم تا اندازه‌ای دقیق است و هیچ مدلی نیست که دقیقاً بیان‌کننده یک سیستم واقعی باشد. بنابراین هر مدل ریاضی تا اندازه‌ای غیر دقیق است، [۱۰].

کنترل‌کننده مورد استفاده باید عملکرد مناسب سیستم در برابر اغتشاشات و عدم قطعیت‌ها و تغییر پارامترهای سیستم و همچنین پایداری سیستم حلقه بسته را تضمین نماید. بدین منظور در مراجع [۱۳-۱۴] از روش‌های فازی برای کنترل سیستم‌های پرنده استفاده شده است. یکی از روش‌هایی که برای کنترل سیستم‌های دارای عدم قطعیت به کار می‌رود کنترل مود لغزشی است. کنترل مود لغزشی از جمله کنترل‌کننده‌های ساختار متغیر^۱ با مود لغزان می‌باشد. معمولاً در سیستم‌های کنترلی، طراحی کنترل‌کننده بر این مبنا انجام می‌شود که سیستم اصلی (که باید کنترل شود) هم از نظر پارامترها و هم از نظر ساختار در طی فرایند کنترلی تغییر نکند. اگر سیستمی که طراحی کنترل‌کننده بر مبنای آن انجام می‌شود عملاً در طی فرایند چه از نظر ساختاری و چه از نظر پارامترها تغییر نماید، بدیهی است باید ساختار کنترل یا پارامترهای کنترل‌کننده نیز تغییر نمایند. بنابراین این دسته از کنترل‌کننده‌ها را به طور کلی سیستم‌های کنترلی ساختار متغیر می‌نامند، [۱۱].

کنترل مود لغزشی دارای ویژگی‌هایی همچون مقاومت در برابر عدم قطعیت‌های ساختاری و پارامتری و اغتشاشات

^۱ Variable Structure Control Systems (VSCS)

کنترلی نشان دهنده کارایی کنترل‌کننده‌ی پیشنهاد شده می‌باشد.

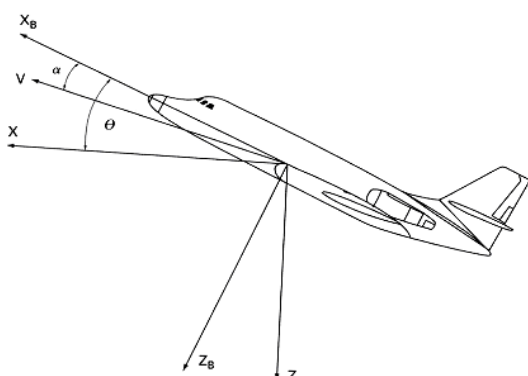
۲- مدل‌سازی ربات پرنده

به منظور استخراج معادلات دینامیک طولی سیستم از روش نیوتن-اوپلر استفاده می‌گردد. بر اساس قوانین نیوتن نیروها و گشتاورهای خارجی اعمال شده بر سیستم با شتاب‌های خطی و زاویه‌ای آن ارتباط پیدا می‌کنند. این معادلات در مراجع موجود در این زمینه به صورت مکرر استخراج و استفاده شده است، [۹]. این معادلات را می‌توان به صورت سیستمی با پارامترهای متغیر با زمان به صورت زیر نوشت:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ 0 \end{bmatrix} u$$

$$y = [0 \quad 0 \quad 1]x \quad (1)$$

که در آن $x = [x_1 \quad x_2 \quad x_3]^T$ بردار متغیرهای حالت سیستم می‌باشد. که در آن $x_1 = \alpha$ زاویه حمله (زاویه‌ی میان راستای مماس بر مسیر و محور ربات پرنده)، $x_2 = d\theta/dt$ سرعت زاویه‌ای پیچ/یاو و $x_3 = \theta$ زاویه پیچ/یاو ربات پرنده می‌باشد. ضرایب معادلات فوق توابعی از ضرایب آیرودینامیکی و پارامترهای مدل دینامیکی سیستم می‌باشند. u نیز ورودی سیستم است که نقش آن به عنوان بالابر تغییر زاویه پیچ سیستم است. تصویری از سیستم دینامیکی به همراه متغیرهای سیستم در شکل ۱ نمایش داده شده است.

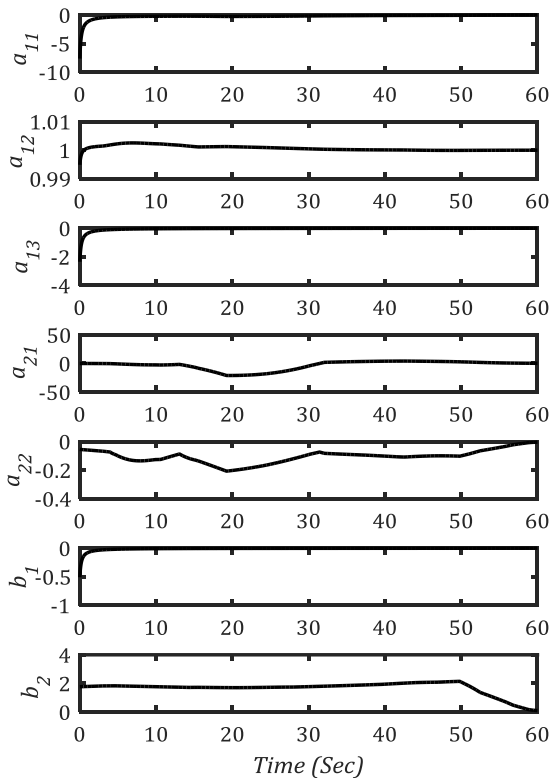


شکل ۱- نمایش دستگاه متصل به جسم و دستگاه اینرسی و متغیرهای معرف حرکت سیستم

مدل فوق یک سیستم دینامیکی دارای ساختار خطی اما با پارامترهای متغیر با زمان را نمایش می‌دهد. که تغییرات پارامترهای سیستم برای یک مانور در شکل ۲ آمده است.

محیطی، عدم نیاز به مدل دقیق ریاضی و پاسخ گذرای مناسب می‌باشد که آن را از روش‌های کنترل دیگر متمایز می‌نماید، [۳]. در [۱۵] یک قانون کنترلی به روش مود لغزشی برای یک ربات متحرک پیشنهاد گردیده که پایداری آن از طریق روش لیاپانوف بررسی شده است. از معایب کنترل مود لغزشی، پدیده نوسانات فرکانس بالا حول سطح لغزش و محافظه کار بودن این الگوریتم است. این محافظه کار بودن الگوریتم از آنجا ناشی می‌شود که روش‌های کنترل مقاوم عمدتاً با دانش قبلی از کران بالای عدم قطعیت‌های سیستم در بدترین شرایط عمل می‌کنند، [۱۱]. در صورتیکه بتوان این کران‌ها را به صورت به هنگام شناسایی نمود می‌توان عملکرد بهتری داشت، [۱۶]. محافظه کار بودن الگوریتم، باعث کاهش سرعت آن و عدم استفاده از تمامی ظرفیت عملگرها در زمان‌های مختلف کاری سیستم است. هر چند تعیین کران‌های بالای عدم قطعیت‌ها، به خاطر پیچیدگی و غیر قابل پیش‌بینی بودن ساختار عدم قطعیت‌ها در دینامیک سیستم‌های رباتیکی ساده نیست. برای برطرف کردن این مشکل از کنترل تطبیقی برای تخمین پارامترهای کران‌های بالای عدم قطعیت‌ها استفاده شده است، [۱۷]. بنابراین، با مسأله عدم قطعیت‌های پارامتری از نوع کران بالای عدم قطعیت‌های سیستم روبرو هستیم که روش کنترل تطبیقی مورد استفاده قرار می‌گیرد، [۱۸]. بدین منظور با ترکیب دو روش می‌توان از نقاط قوت هر دو به صورت یک روش مقاوم تطبیقی بهره برد. در مراجع [۱۶، ۱۹ و ۲۰] چنین روش‌هایی برای ربات متحرک مورد استفاده قرار گرفته‌اند. در مرجع [۲۱] یک کنترلر بر مبنای مود لغزشی-تطبیقی برای ربات متحرک ارائه گردیده و تحلیل پایداری کنترلر از روش لیاپانوف انجام شده است.

در این مقاله کنترل مود لغزشی به همراه شناسایی پارامترها به عنوان یک روش کنترلی مناسب که شرایط مذکور را دارا می‌باشد برای کنترل سیستم دارای پارامترهای متغیر با زمان طراحی و روی سیستم اعمال گردیده است. بنابراین ابتدا معادلات دینامیکی سیستم استخراج شده است. سپس الگوریتم کنترل مود لغزشی به همراه شناسایی پارامترها برای سیستم طراحی و اعمال گردیده است. در ادامه پایداری روش کنترلی پیشنهاد شده توسط تئوری لیاپانوف تحلیل گردیده است. نتایج بدست آمده از پیاده‌سازی روش



شکل ۲- تغییرات پارامترهای مدل دینامیکی سیستم

هم چنین از رابطه (۵) می توان نوشت:

$$\frac{1}{\beta} \leq \frac{b}{\hat{b}} \leq \beta \quad (9)$$

حالا می خواهیم قانون کنترلی را در این حالت با معلوم بودن حدود b تعیین کنیم.

تابع f نیز به طور دقیق شناخته شده نیست و مقدار متوسط آن با \hat{f} تخمین زده شده است. تخمین \hat{f} به صورت زیر بدست می آید.

$$\hat{f}(x) = \hat{a}_{21}x_1 + \hat{a}_{22}x_2 \quad (10)$$

که در آن \hat{a}_{21} و \hat{a}_{22} خود مقادیر تخمینی این پارامترها می باشند. این مقادیر را می توان به صورت تقریبی از این پارامترها تا اندازه ای که از آنها شناخت داریم اعمال نماییم. فرض می شود خطای تخمین روی f یعنی تفاوت بین f و \hat{f} در محدوده تابع شناخته شده ای مانند $F = F(x, \dot{x})$ قرار داشته باشد. بنابراین

$$|f - \hat{f}| < F \quad (11)$$

از روابط فوق خواهیم داشت:

$$f - \hat{f} = (a_{21} - \hat{a}_{21})x_1 + (a_{22} - \hat{a}_{22})x_2 \quad (12)$$

در این مرحله هدف کنترل x_3 می باشد. اما در معادله ی سوم معادلات حالت، ورودی کنترلی u ظاهر نشده است. بنابراین از معادله ی سوم در رابطه ی (۱) مشتق می گیریم و با استفاده از معادله ی دوم در رابطه ی (۱) خواهیم داشت:

$$\ddot{x}_3 = a_{21}x_1 + a_{22}x_2 + b_2u \quad (2)$$

معادله ی فوق معرف یک سیستم رسته دو می باشد و می توان آن را به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\ddot{x}_3 = f(x) + b u \quad (3)$$

که در آن

$$f(x) = a_{21}x_1 + a_{22}x_2$$

$$b = b_2 \quad (4)$$

می خواهیم ورودی کنترلی u را برای سیستم فوق طراحی کنیم تا x_3 ورودی مرجع خود را تعقیب نماید و کنترل کننده ویژگی های مورد نظر ما را برآورده سازد.

۳- طراحی کنترل کننده برای کانال های پیچ و یاب ربات پرنده

در این قسمت به طراحی قانون کنترلی مود لغزشی به عنوان یکی از الگوریتم های مقاوم در برابر عدم قطعیت ها می پردازیم.

سیستم دینامیک رسته دو با معادله (۳) را در نظر می گیریم. بهره کنترلی b با زمان تغییر می کند. فرض می کنیم بهره کنترلی b نامعلوم است ولی مرز تغییرات آن مشخص است (کراندارست) این مرزها خود می توانند با زمان تغییر کنند یا به متغیرهای حالت سیستم بستگی داشته باشند.

$$0 < b_{\min} \leq b \leq b_{\max} \quad (5)$$

چون ورودی کنترلی به صورت ضرب در معادلات دینامیکی سیستم وارد می شود، لذا تخمین \hat{b} از بهره b را به صورت میانگین هندسی محدوده های مذکور در نظر می گیریم.

$$\hat{b} = (b_{\min} b_{\max})^{0.5} \quad (6)$$

در این صورت معادله (۵) را می توان چنین نوشت:

$$\beta^{-1} \leq \frac{\hat{b}}{b} \leq \beta \quad (7)$$

که در آن

$$\beta = \left(\frac{b_{\max}}{b_{\min}}\right)^{0.5} \quad (8)$$

از معادله فوق به سادگی می توان نوشت $\beta > 1$.

برآورده سازد تابعی از x و \dot{x} است و در ادامه محاسبه خواهد شد.

از معادله (۱۷) و (۳) داریم:

$$\dot{S} = f + bu - \ddot{x}_{3d} + 2\lambda \dot{\tilde{x}}_3 + \lambda^2 \tilde{x}_3 \quad (21)$$

با جایگذاری u در این معادله داریم:

$$\dot{S} = f + b[\hat{b}^{-1}(\hat{u} - k \operatorname{sgn}(S))] - \ddot{x}_{3d} + 2\lambda \dot{\tilde{x}}_3 + \lambda^2 \tilde{x}_3 \quad (22)$$

به جای \hat{u} از معادله (۱۸) مقدار می‌گذاریم:

$$\dot{S} = b\hat{b}^{-1}[(\ddot{x}_{3d} - \hat{f} - 2\lambda \dot{\tilde{x}}_3 - \lambda^2 \tilde{x}_3) - k \operatorname{sgn}(S)] + f + \ddot{x}_{3d} + 2\lambda \dot{\tilde{x}}_3 + \lambda^2 \tilde{x}_3 \quad (23)$$

بنابراین

$$\dot{S} = (1 - b\hat{b}^{-1})(-\ddot{x}_{3d} + 2\lambda \dot{\tilde{x}}_3 + \lambda^2 \tilde{x}_3) + (f - b\hat{b}^{-1}\hat{f}) - b\hat{b}^{-1}k \operatorname{sgn}(S) \quad (24)$$

طرفین معادله را در S ضرب می‌کنیم:

$$S\dot{S} = (1 - b\hat{b}^{-1})(-\ddot{x}_{3d} + 2\lambda \dot{\tilde{x}}_3 + \lambda^2 \tilde{x}_3)S + (f - b\hat{b}^{-1}\hat{f})S - b\hat{b}^{-1}k \operatorname{sgn}(S)S \quad (25)$$

بنابراین

$$S\dot{S} = (1 - b\hat{b}^{-1})(-\ddot{x}_{3d} + 2\lambda \dot{\tilde{x}}_3 + \lambda^2 \tilde{x}_3)S + (f - b\hat{b}^{-1}\hat{f})S - b\hat{b}^{-1}k |S| \quad (26)$$

بر اساس شرط لغزش در این معادله باید داشته باشیم

$$S\dot{S} \leq -\eta |S|$$

$$(1 - b\hat{b}^{-1})(-\ddot{x}_{3d} + 2\lambda \dot{\tilde{x}}_3 + \lambda^2 \tilde{x}_3)S + (f - b\hat{b}^{-1}\hat{f})S - b\hat{b}^{-1}k |S| \leq -\eta |S| \quad (27)$$

بنابراین

$$b\hat{b}^{-1}k |S| \geq (f - b\hat{b}^{-1}\hat{f})S + \eta |S| + (1 - b\hat{b}^{-1})(-\ddot{x}_{3d} + 2\lambda \dot{\tilde{x}}_3 + \lambda^2 \tilde{x}_3)S \quad (28)$$

طرفین را در $b\hat{b}^{-1}$ ضرب می‌کنیم بنابراین:

$$k |S| \geq (b\hat{b}^{-1} - 1)(-\ddot{x}_{3d} + 2\lambda \dot{\tilde{x}}_3 + \lambda^2 \tilde{x}_3)S + b\hat{b}^{-1}\eta |S| + (b\hat{b}^{-1}\hat{f} - \hat{f})S \quad (29)$$

با کمی ساده‌سازی خواهیم داشت:

$$k |S| \geq (b\hat{b}^{-1} - 1)(\hat{f} - \ddot{x}_{3d} + 2\lambda \dot{\tilde{x}}_3 + \lambda^2 \tilde{x}_3)S + b\hat{b}^{-1}(f - \hat{f})S + b\hat{b}^{-1}\eta |S| \quad (30)$$

بنابراین

$$k \geq (b\hat{b}^{-1} - 1)(\hat{f} - \ddot{x}_{3d} + 2\lambda \dot{\tilde{x}}_3 + \lambda^2 \tilde{x}_3) + b\hat{b}^{-1}\eta + b\hat{b}^{-1}(f - \hat{f}) \quad (31)$$

و می‌توان نوشت:

$$k \geq |b\hat{b}^{-1} - 1| |\hat{f} - \ddot{x}_{3d} + 2\lambda \dot{\tilde{x}}_3 + \lambda^2 \tilde{x}_3| + b\hat{b}^{-1}\eta + b\hat{b}^{-1}|(f - \hat{f})| \quad (32)$$

ولی چون $|f - \hat{f}| \leq F$ بنابراین رابطه‌ی بالا را چنین می‌نویسیم:

$$k \geq |b\hat{b}^{-1} - 1| |\hat{f} - \ddot{x}_{3d} + 2\lambda \dot{\tilde{x}}_3 + \lambda^2 \tilde{x}_3| + b\hat{b}^{-1}F + b\hat{b}^{-1}\eta \quad (33)$$

بنابراین

$$|f - \hat{f}| \leq |a_{21} - \hat{a}_{21}| |x_1| + |a_{22} - \hat{a}_{22}| |x_2| \quad (13)$$

بنابراین

$$F = |a_{21} - \hat{a}_{21}| |x_1| + |a_{22} - \hat{a}_{22}| |x_2| \quad (14)$$

با توجه به تغییرات پارامترهای سیستم، برای مقادیر تخمین پارامترها در رابطه فوق مقدار میانگین تغییرات پارامترها لحاظ شده و اختلاف بیشترین مقدار در بازه تغییرات پارامترهای سیستم با مقدار میانگین آنها منتهی می‌شود به $|a_{22} - \hat{a}_{22}| = 0.11$ و $|a_{21} - \hat{a}_{21}| = 13$ بنابراین:

$$F = 13 |x_1| + 0.11 |x_2| \quad (15)$$

برای آنکه سیستم مجبور باشد $\ddot{x}_{3d}(t)$ را تعقیب کند، سطح لغزش $S = 0$ به صورت زیر انتخاب می‌شود. برای رسیدن به پاسخ‌های مناسب‌تر از کنترل انتگرالی روی سطح لغزش استفاده می‌کنیم که برای معادلات رسته‌ی ۲ به صورت زیر خواهد بود.

$$S(x, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right) \int_0^t \tilde{x}_3 dt = \dot{\tilde{x}}_3 + 2\lambda \tilde{x}_3 + \lambda^2 \int_0^t \tilde{x}_3 dt = 0 \quad (16)$$

با مشتق‌گیری از رابطه‌ی فوق خواهیم داشت:

$$\dot{S}(x, t) = \ddot{x}_3 - \ddot{x}_{3d} + 2\lambda \dot{\tilde{x}}_3 + \lambda^2 \tilde{x}_3 \quad (17)$$

ورودی تقریبی \hat{u} بهترین تقریب از ورودی یعنی u است که به ازاء آن $\dot{S} = 0$ می‌شود. که در آن تخمین پارامترها جایگزین آنها می‌شود. بنابراین خواهیم داشت:

$$\hat{u} = \ddot{x}_{3d} - \hat{f} - 2\lambda \dot{\tilde{x}}_3 - \lambda^2 \tilde{x}_3 \quad (18)$$

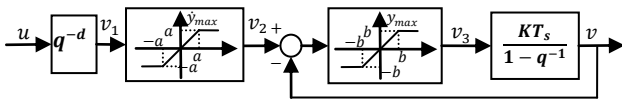
برای آنکه شرط لغزش علیرغم عدم قطعیت در دینامیک f تحقق یابد، به \hat{u} محاسبه شده یک ترم غیر پیوسته اضافه می‌شود، [۱۱].

$$u = \hat{b}^{-1}(\hat{u} - k \operatorname{sgn}(s)) \quad (19)$$

که در رابطه‌ی فوق sgn معرف تابع علامت است و به صورت زیر تعریف می‌گردد.

$$\operatorname{sgn}(S) = \begin{cases} +1 & \text{if } S > 0 \\ 0 & \text{if } S = 0 \\ -1 & \text{if } S < 0 \end{cases} \quad (20)$$

با انتخاب چنین ورودی کنترلی‌ای پایداری سیستم قابل اثبات خواهد بود به عبارت دیگر این ورودی به گونه‌ای انتخاب شده است که پایداری قانون کنترلی تضمین گردد. با انتخاب k به صورت یک ترم بزرگ می‌توان تضمین کرد که شرط لغزش تحقق یابد. اما k مناسب که شرط لغزش را نیز



شکل ۳- مدل عملگر که T_s معرف زمان نمونه برداری، d تأخیر عملگر، K بهره موجود در مدل عملگر می باشد.

صورت به هنگام، زمانی که مدل نسبت به پارامترها خطی باشد، استفاده از روش بازگشتی حداقل مربعات خطا^۱ می باشد. روش دیگر استفاده از فیلتر کالمن در شناسایی است. از آنجا که پارامترهای مورد استفاده در قانون کنترلی طراحی شده برای سیستم a_{22} ، a_{21} و b_2 می باشند. به منظور مقاوم سازی کنترل کننده در برابر تغییرات پارامترها باید آنها را شناسایی نماییم. بدین منظور $\dot{y}(t) = \dot{x}_2$ در نظر گرفته می شود. و برای شناسایی سیستم به روش بازگشتی حداقل مربعات خطا باید سیستم را به صورت مدل رگرسیون نوشت.

یعنی:

$$y(t) = \phi^T(t)\theta \quad (37)$$

که θ بردار پارامترهای سیستم بوده و در هر لحظه از مینیمم سازی اندیس عملکرد زیر بدست می آید:

$$V(\theta, t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^t (y(i) - \phi^T(i)\theta)^2 \quad (38)$$

در روابط فوق داریم:

$$\theta = \begin{pmatrix} a_{21} \\ a_{22} \\ b_2 \end{pmatrix} \quad (39)$$

که در این رابطه ϕ به صورت زیر می باشد:

$$\phi^T = [x_1 \quad x_2 \quad u] \quad (40)$$

روش دیگری که برای شناسایی سیستم های دارای پارامترهای متغیر با زمان استفاده می شود استفاده از فیلتر کالمن در شناسایی است. الگوریتم روش فیلتر کالمن نیز با روابط زیر بیان می گردد:

$$\begin{aligned} \Sigma(i+1) &= \Sigma(i) + \\ & Q - \frac{\Sigma(i)\phi(i+1)\phi^T(i+1)\Sigma(i)}{1 + \phi^T(i+1)\Sigma(i)\phi(i+1)} \\ \hat{\theta}(i+1) &= \hat{\theta}(i) + \\ & (\phi^T(i+1)\hat{\theta}(i) - y(i)) \end{aligned} \quad (41)$$

عمل دیگری که برای شناسایی بهتر پارامترهای چنین سیستم هایی انجام می شود جانشانی متناوب ماتریس کواریانس است. هنگام شناسایی پارامترهای سیستم وقتی

یعنی k را به عنوان بهره کنترلی بزرگتر می گیریم که کنترل ما در بدترین شرایط نیز پاسخگو باشد. و با توجه به معادله (۹) داریم $\beta \leq b^{-1}$ پس رابطه فوق را چنین می نویسیم:

$$k \geq |\beta - 1| |\hat{f} - \hat{x}_{3d} + 2\lambda \hat{x}_3 + \lambda^2 \hat{x}_3| + \beta F + \beta \eta \quad (34)$$

به طور مشابه k را به عنوان بهره کنترلی بزرگتر گرفته ایم که کنترل ما در بدترین شرایط نیز پاسخگو باشد. همچنین می توان نوشت:

$$k \geq |\beta - 1| |\hat{f} - \hat{x}_{3d} + 2\lambda \hat{x}_3 + \lambda^2 \hat{x}_3| + \beta(F + \eta) \quad (35)$$

با استفاده از معادله (۱۸) خواهیم داشت:

$$k \geq \beta(F + \eta) + |\beta - 1| |\hat{u}| \quad (36)$$

بنابراین مقدار k در قانون کنترلی را می توان بر اساس رابطه ی فوق در هر لحظه تعیین نمود.

۳-۱- مدل عملگر

از آنجایی که کلیه عملگرها دارای محدودیت در اعمال ورودی یا به عبارت دیگر دارای حد اشباع می باشند و همچنین دارای یک تأخیر در عملکرد می باشند برای نزدیک شدن نتایج طراحی کنترل کننده باید مدل دینامیکی عملگر نیز در فرایند طراحی وارد شود. بنابراین کنترل کننده باید به گونه ای طراحی شود که با اعمال حد اشباع عملگر و تأخیر ناپایدار نگردد. در شکل ۳ مدل عملگر اعمال شده روی سیستم معرفی شده در مرجع [۲۲]، نمایش داده شده است.

۴- شناسایی پارامترها

شناسایی پارامترهای یک سیستم به صورت برخط یکی از مراحل اصلی در کنترل تطبیقی به شمار می رود. در اکثر سیستم های عملی نیازمند روش های بازگشتی برای شناسایی سیستم در زمان هستیم، چرا که در این صورت حجم محاسبات و ذخیره سازی اطلاعات کاهش می یابد. در این روش ها به جای استفاده یک باره از داده ها به منظور شناسایی سیستم، اطلاعات به طور تک تک برای شناسایی سیستم مورد استفاده قرار می گیرند، بدین شکل که در هر مرحله با ورود یک نمونه جدید تخمین پارامترهای سیستم به صورت یک تابع از تخمین قبلی و نمونه جدید بدست می آید. روش های مختلفی برای شناسایی پارامترهای یک سیستم می توان به کار برد. یکی از روش های متداول جهت شناسایی این پارامترها به

¹ Recursive Least Square (RLS)

$$u = \hat{b}^{-1}(\hat{u} - k \operatorname{sgn}(s)) = \hat{b}^{-1}(-\hat{f} + \dot{x}_{3d} - 2\lambda \dot{x}_3 - \lambda^2 \ddot{x}_3 + \hat{\sigma}(t) \operatorname{sgn}(s)) \quad (48)$$

خطای تخمین را به صورت زیر در نظر می‌گیریم:

$$\tilde{\sigma}(t) = \hat{\sigma}(t) - \bar{\sigma} \quad (49)$$

در هر لحظه الگوریتم تطبیقی تخمین کران عدم قطعیت سیستم $\hat{\sigma}(t)$ را به هنگام می‌نماید تا $S(t)$ پایدار گردد.

قضیه: با اعمال کنترل دینامیک (۴۸) به همراه قانون تطبیقی (۴۷) سیستم دینامیکی (۴۵) به صورت مجانبی به سطح لغزش $S(t) = 0$ همگرا می‌شود.

اثبات: برای تحلیل پایداری سیستم از روش تحلیل پایداری لیاپانوف استفاده می‌گردد. در زمینه رباتیک روش‌های مشابهی در بررسی پایداری سیستم‌های مختلف مورد استفاده قرار گرفته است، [۲۰، ۲۱]. تابع کاندیدای لیاپانوف زیر را در نظر می‌گیریم:

$$V(S(t), \tilde{\sigma}(t)) = \frac{1}{2} \left(S^2(t) + \frac{1}{\alpha} \tilde{\sigma}^2(t) \right) \quad (50)$$

با مشتق‌گیری از تابع لیاپانوف خواهیم داشت:

$$\dot{V}(S(t), \tilde{\sigma}(t)) = S(t) \dot{S}(t) + \frac{1}{\alpha} \tilde{\sigma}(t) \dot{\tilde{\sigma}}(t) \quad (51)$$

با استفاده از معادلات (۲۱) و (۴۳) و جایگذاری در رابطه‌ی فوق خواهیم داشت:

$$\dot{V}(S(t), \tilde{\sigma}(t)) = S(t) [\hat{f} + \hat{b} u - \dot{x}_{3d} + 2\lambda \dot{x}_3 + \lambda^2 \ddot{x}_3 - \hat{\sigma}(t) \operatorname{sgn}(S) + \phi(t)] + \frac{1}{\alpha} \tilde{\sigma}(t) \dot{\tilde{\sigma}}(t) \quad (52)$$

با جایگذاری از معادله‌ی (۴۸) داریم:

$$\dot{V}(S(t), \tilde{\sigma}(t)) = -\dot{x}_{3d} + 2\lambda \dot{x}_3 + \lambda^2 \ddot{x}_3 - \hat{\sigma} \operatorname{sgn}(S) + \phi(t) + S(t) [\hat{f} + \hat{b} \hat{b}^{-1}(-\hat{f} + \dot{x}_{3d} - 2\lambda \dot{x}_3 - \lambda^2 \ddot{x}_3) + \frac{1}{\alpha} \tilde{\sigma}(t) \dot{\tilde{\sigma}}(t)] \quad (53)$$

بنابراین

$$\dot{V}(S(t), \tilde{\sigma}(t)) = -\hat{\sigma}|S(t)| + S(t) \phi(t) + \frac{1}{\alpha} \tilde{\sigma}(t) \dot{\tilde{\sigma}}(t) \quad (54)$$

با مشتق‌گیری از خطای تخمین خواهیم داشت:

$$\dot{\tilde{\sigma}}(t) = \hat{\sigma}(t) \quad (55)$$

با جایگذاری در معادله (۵۴) خواهیم داشت:

$$\dot{V}(S(t), \tilde{\sigma}(t)) = -\hat{\sigma}(t)|S(t)| + S(t) \phi(t) + \frac{1}{\alpha} \tilde{\sigma}(t) \hat{\sigma}(t) \quad (56)$$

با استفاده از معادله‌ی (۴۹) خواهیم داشت:

$$\dot{V}(S(t), \tilde{\sigma}(t)) = -(\hat{\sigma}(t) + \bar{\sigma})|S(t)| + S(t) \phi(t) + \frac{1}{\alpha} \tilde{\sigma}(t) \hat{\sigma}(t) = \bar{\sigma}(t) \left(\frac{1}{\alpha} \hat{\sigma}(t) - |S(t)| \right) - \bar{\sigma}|S(t)| + S(t) \phi(t) \quad (57)$$

با اعمال قانون تطبیقی (۴۷) خواهیم داشت:

پارامترها با گذشت زمان به مقادیری میل می‌کنند عناصر ماتریس کواریانس کوچک و کوچکتر می‌شوند. به همین علت ممکن است پارامترها به مقادیر درستی همگرا نشوند. برای حل این مشکل می‌توان از روش جانشانی متناوب ماتریس کواریانس استفاده کرد به عبارت دیگر در فاصله‌های زمانی مشخص عناصر ماتریس کواریانس را با مقادیر بزرگی جانشانی می‌کنیم. جانشانی ماتریس کواریانس را به صورت دیگری نیز می‌توان انجام داد بدین صورت که هر زمانی که مقدار تریس ماتریس کواریانس از مقدار مشخص شده‌ای کمتر شد ماتریس کواریانس با مقدار اولیه‌ی خود جانشانی می‌گردد.

در شناسایی پارامترهای سیستم از آنجایی که پارامترها متغیر با زمان می‌باشند از روش فیلتر کالمن استفاده گردیده است. همچنین برای بهبود عملکرد کنترل‌کننده از جانشانی ماتریس کواریانس استفاده شده است.

۵- کنترل مود لغزشی بهبود یافته‌ی تطبیقی

در حضور عدم قطعیت‌ها و اغتشاشات خارجی در سیستم خواهیم داشت:

$$\ddot{x}_3 = (\hat{f} + \Delta f) + (\hat{b} + \Delta b) u + d(t) \quad (42)$$

بنابراین

$$\ddot{x}_3 = \hat{f} + \hat{b} u + \Delta f + \Delta b u + d(t) \quad (43)$$

که در آن \hat{f} و \hat{b} تخمینی از f و b می‌باشند. Δf و Δb معرف عدم قطعیت‌های موجود در f و b می‌باشد. با در نظر گرفتن $\phi(t)$ به عنوان عدم قطعیت انباشته سیستم خواهیم داشت:

$$\phi(t) = \Delta f + \Delta b u + d(t) \quad (44)$$

بنابراین

$$\ddot{x}_3 = \hat{f} + \hat{b} u + \phi(t) \quad (45)$$

فرض می‌کنیم که تابع $\phi(t)$ ناشناخته بوده ولی به صورت زیر کراندار باشد.

$$|\phi(t)| < \bar{\sigma} \quad (46)$$

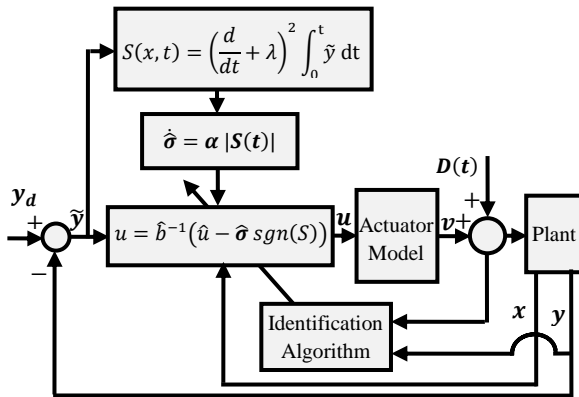
که در آن $\bar{\sigma}$ یک ثابت مثبت ناشناخته است.

همچنین قانون تطبیقی زیر را برای تخمین کران عدم قطعیت $\phi(t)$ در نظر می‌گیریم.

$$\dot{\hat{\sigma}} = \alpha |S| \quad (47)$$

که $\hat{\sigma}$ تخمین کران عدم قطعیت $\bar{\sigma}$ می‌باشد و به عنوان بهره سوپیچینگ کنترل مود لغزشی استفاده می‌شود. α بهره مثبت الگوریتم تطبیقی می‌باشد.

حال کنترل مود لغزشی را با الگوریتم تطبیقی فوق به صورت زیر در نظر می‌گیریم:



شکل ۴- دیاگرام بلوکی سیستم حلقه بسته با اعمال کنترل کننده‌ی مقاوم تطبیقی

بهره موجود در مدل عملگر می‌باشد. a و b پارامترهای استفاده شده برای تعیین حدود اشباع عملگر می‌باشند. اشباع عملگرها یکی از محدودیت‌های موجود در طراحی قوانین کنترلی برای سیستم‌های مختلف می‌باشند. در نظر گرفتن این محدودیت‌ها در طراحی کنترل کننده، شبیه‌سازی‌ها را به حالت واقعی نزدیک می‌نماید و قدرت کنترل کننده طراحی شده را نمایش می‌دهد. اگر کنترل کننده طراحی شده مقاوم نباشد با اعمال این محدودیت‌ها ممکن است به سمت ناپایداری پیش برود. مقادیر استفاده شده نمونه‌ای از مقادیر واقعی در اینگونه از سیستم‌ها می‌باشند.

پارامتر λ معمولاً دقت تعقیب ورودی را افزایش می‌دهد و سرعت پاسخ سیستم را افزایش می‌دهد اما در مقابل ورودی کنترلی را افزایش می‌دهد بنابراین λ مقداری مناسب باید انتخاب شود. پارامتر η با عکس زمان رسیدن پاسخ از شرایط اولیه به سطح لغزش متناسب است بنابراین افزایش این پارامتر معمولاً سرعت تعقیب را افزایش می‌دهد. پارامتر ϕ ضخامت لایه‌ی مرزی را نمایش می‌دهد و برای رسیدن به پاسخ مناسب باید به صورت دستی تنظیم گردد.

برای مشاهده‌ی قدرت کنترل کننده‌های طراحی شده برای این دسته از سیستم‌ها معمولاً ورودی مرجع به صورت مجموعی از سیگنال‌های پله‌ای در نظر گرفته می‌شود. شکل ۵، زاویه پیچ/یاو، مشتق زاویه پیچ/یاو، زاویه حمله و سیگنال کنترلی با اعمال کنترل مقاوم تطبیقی را نمایش می‌دهد. در شکل ۶، شناسایی پارامترهای سیستم به صورت به هنگام با اعمال کنترل مقاوم تطبیقی ارائه شده است. در

$$\begin{aligned} \dot{V}(S(t), \hat{\sigma}(t)) &\leq -\bar{\sigma}|S(t)| + |S(t)| |\phi(t)| \\ &= (|\phi(t)| - \bar{\sigma})|S(t)| \leq 0 \end{aligned} \quad (58)$$

الگوریتم تطبیقی به کار رفته تضمین می‌کند که مشتق تابع لیاپانوف منفی نیمه معین گردد. بنابراین $S(t)$ و $\hat{\sigma}(t)$ کران دار می‌باشند. حال پایداری مجانبی سیستم را با استفاده از لیم باربرالات^۱ بررسی می‌کنیم. برای این منظور مشتق دوم زمانی تابع لیاپانوف را محاسبه می‌کنیم.

$$\begin{aligned} \ddot{V}(S(t), \hat{\sigma}(t)) &= \frac{d}{dt} |\phi(t)| |S(t)| + \\ &(|\phi(t)| - \bar{\sigma}) \frac{d}{dt} |S(t)| \end{aligned} \quad (59)$$

چون $S(t)$ و $\phi(t)$ توابعی پیوسته، هموار و کران دار می‌باشند $\ddot{V}(S(t), \hat{\sigma}(t))$ کران دار خواهد بود بنابراین با استفاده از لیم باربرالات وقتی $t \rightarrow \infty$ داریم $S(t) \rightarrow \infty$ و قضیه اثبات می‌گردد.

۶- نتایج بدست آمده

در ادامه نتایج به دست آمده ارائه شده است. نتایج برای دو حالت اعمال مدل عملگر روی سیستم و بدون اعمال مدل عملگر استخراج گردیده است. دیاگرام بلوکی سیستم حلقه بسته در شکل ۴ نمایش داده شده است.

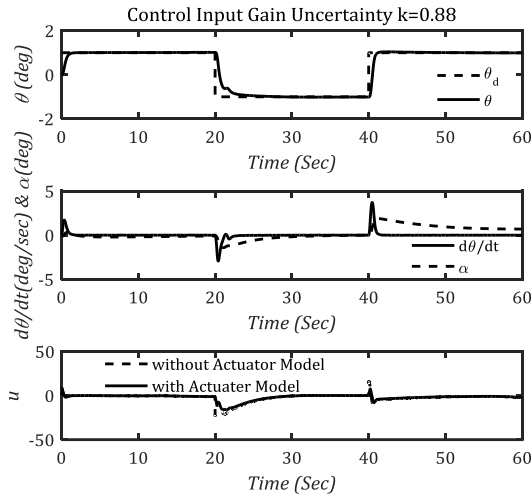
مقادیر پارامترهای استفاده شده در طراحی کنترل کننده و شبیه‌سازی سیستم در جدول ۱ ارائه شده است.

جدول ۱- پارامترهای کنترلی

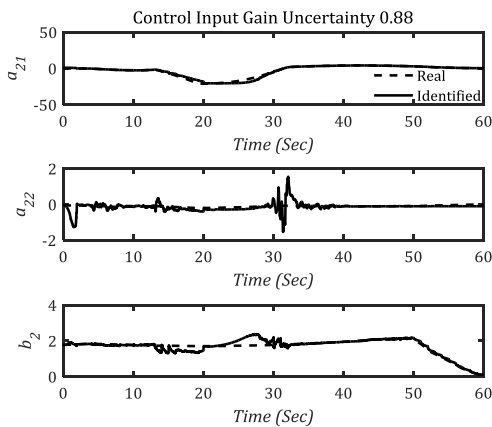
پارامتر	توصیف	مقدار
T_s	زمان نمونه برداری	۰/۰۱
λ	پارامتر کنترلی معادله سطح لغزش	۴
η	پارامتر کنترلی مود لغزشی	۰/۰۱
ϕ	ضخامت لایه‌ی مرزی	۱
d	تأخیر عملگر	۰/۰۱
K	بهره مدل عملگر	۱۵
a	پارامتر حد اشباع عملگر	۱۸
b	پارامتر حد اشباع عملگر	۳
k_p	ضریب تناسبی	۱۰
k_d	ضریب مشتق گیر	۵
k_i	ضریب انتگرال گیر	۴

که T_s معرف زمان نمونه برداری، λ ، η و ϕ پارامترهای استفاده شده در طراحی قانون کنترل مود لغزشی، d تأخیر عملگر، K

^۱ Barbalat's Lemma



شکل ۷- زاویه پیچ/یاو، مشتق زاویه پیچ/یاو، زاویه حمله و سیگنال کنترلی با عدم قطعیت در بهره کنترلی سیستم (۰/۸۸) با اعمال کنترل مقاوم تطبیقی

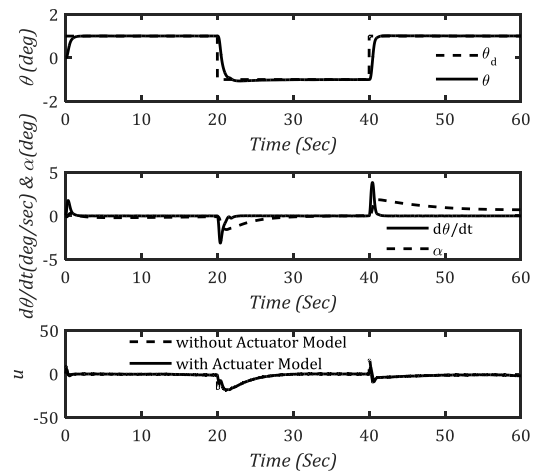


شکل ۸- شناسایی به هنگام پارامترهای سیستم با عدم قطعیت در بهره کنترلی سیستم (۰/۸۸) با اعمال کنترل مقاوم تطبیقی

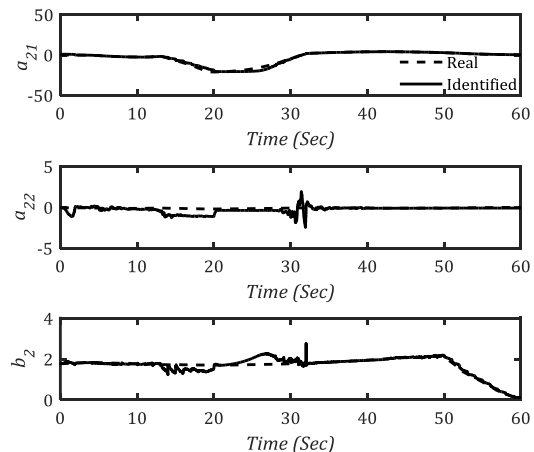
۷- مقایسه نتایج با کنترل تناسبی- انتگرال گیر- مشتق گیر

به منظور بررسی کارایی قانون کنترلی طراحی شده در مراحل قبل، در این قسمت کنترل کننده‌ی تناسبی- انتگرال گیر- مشتق گیر برای سیستم طراحی می‌گردد. دیاگرام بلوکی سیستم حلقه بسته در شکل ۱۱ نمایش داده شده است.

شکل ۷، زاویه پیچ/یاو، مشتق زاویه پیچ/یاو، زاویه حمله و سیگنال کنترلی با عدم قطعیت در بهره کنترلی سیستم (۰/۸۸) نشان داده شده‌اند. در شکل ۸ شناسایی پارامترهای سیستم در شرایط متناظر، به صورت به هنگام با اعمال کنترل مقاوم تطبیقی ارائه شده است. در شکل ۹، زاویه پیچ/یاو، مشتق زاویه پیچ/یاو، زاویه حمله و سیگنال کنترلی در حضور اغتشاش خارجی نوسانی $D(t) = 2 \sin t U(t - 10)$ نشان داده شده‌اند، که در آن $U(t)$ معرف تابع پله واحد است. در شکل ۱۰ نیز شناسایی پارامترهای سیستم در شرایط متناظر به صورت به هنگام با اعمال کنترل مقاوم تطبیقی نمایش داده شده است.



شکل ۵- زاویه پیچ/یاو، مشتق زاویه پیچ/یاو، زاویه حمله و سیگنال کنترلی با اعمال کنترل مقاوم تطبیقی



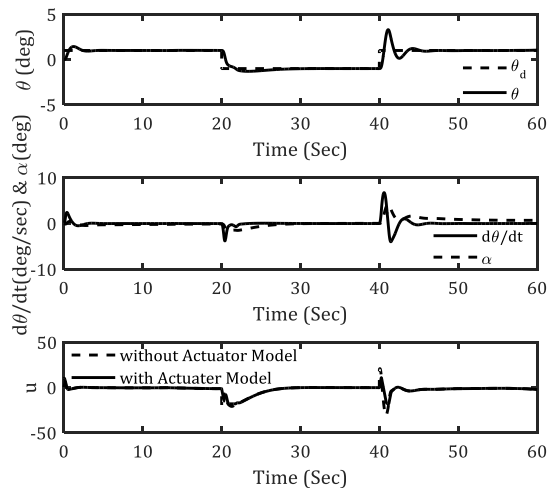
شکل ۶- شناسایی پارامترهای سیستم با اعمال کنترل مقاوم تطبیقی

ورودی کنترلی در هر زمان نمونه برداری به صورت زیر تولید می‌گردد:

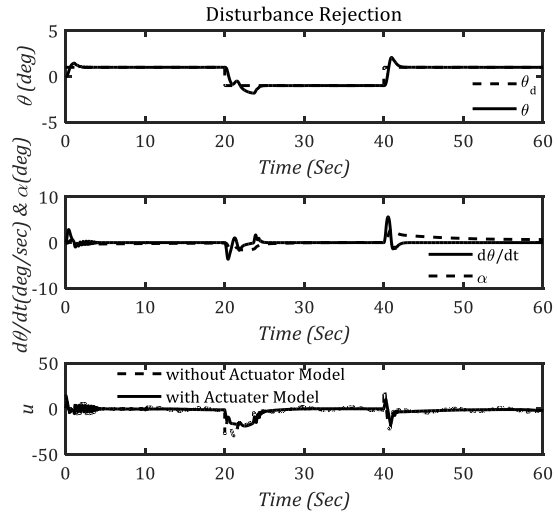
$$u(t) = k_p e(t) + k_d \dot{e}(t) + k_i \int e(t) dt \quad (60)$$

ضرایب کنترلی به منظور برآورده نمودن پایداری سیستم حلقه بسته مقادیری مثبتی فرض شده‌اند. این بهره‌های کنترلی به صورت دستی تنظیم گردیده‌اند، به این صورت که ابتدا بهره تناسبی تنظیم شده است تا به پاسخی پایدار و نوسانی برسیم سپس بهره انتگرال‌گیر تنظیم گردیده است تا خطای ماندگار سیستم حذف گردد و در نهایت بهره مشتق‌گیر تنظیم شده است تا نوسانات سیستم حتی‌الامکان کمتر شود. بنابراین بهره‌های کنترلی با استفاده از روش تنظیم دستی و بررسی همزمان عملکرد سیستم حلقه بسته و مقدار ورودی‌های کنترلی انتخاب گردیده‌اند. بهره‌های کنترلی رابطه فوق در جدول ۱ آمده‌اند.

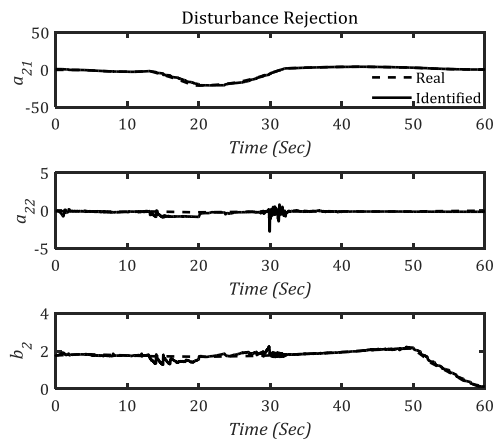
در ادامه نتایج بدست آمده ارائه می‌گردد. در شکل ۱۲ زاویه پیچ/یاو، مشتق زاویه پیچ/یاو، زاویه حمله و سیگنال کنترلی با اعمال کنترل تناسبی-انتگرال‌گیر-مشتق‌گیر نشان داده شده است. در شکل‌های ۱۳ و ۱۴ نیز همین سیگنال‌ها به ترتیب با عدم قطعیت در بهره کنترلی سیستم (۰/۸۸) و در حضور اغتشاش خارجی نوسانی $D(t) = 2 \sin t U(t - 10)$ نمایش داده شده‌اند.



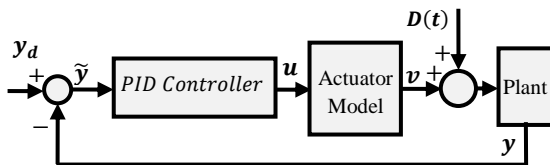
شکل ۱۲- زاویه پیچ/یاو، مشتق زاویه پیچ/یاو، زاویه حمله و سیگنال کنترلی با اعمال کنترل تناسبی-انتگرال‌گیر-مشتق‌گیر



شکل ۹- زاویه پیچ/یاو، مشتق زاویه پیچ/یاو، زاویه حمله و سیگنال کنترلی در حضور اغتشاش خارجی نوسانی با اعمال کنترل مقاوم تطبیقی



شکل ۱۰- شناسایی پارامترهای سیستم در حضور اغتشاش خارجی نوسانی با اعمال کنترل مقاوم تطبیقی



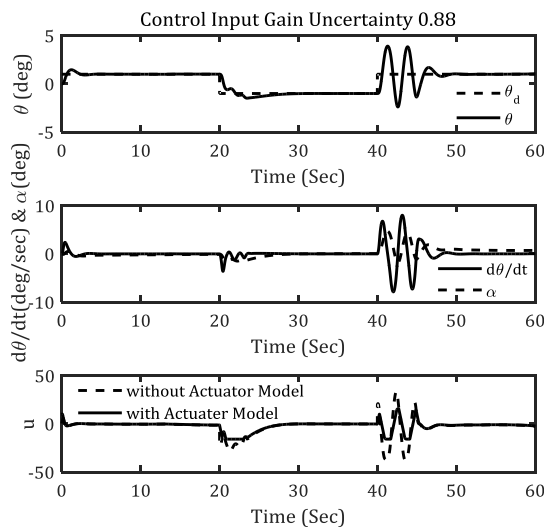
شکل ۱۱- دیاگرام بلوکی سیستم حلقه بسته با اعمال کنترل کننده‌ی تناسبی-انتگرال‌گیر-مشتق‌گیر

- مقاومت کنترل مود لغزشی به همراه تطبیق پارامترها در حضور نویز روی مشتق زاویه پیچ (یاو) بسیار بالاتر از کنترل تناسبی-انتگرال گیر-مشتق گیر است.
- مقاومت کنترل مود لغزشی به همراه تطبیق پارامترها در عدم قطعیت بهره کنترلی سیستم، مخصوصاً بهره‌های کنترلی پایین‌تر از واحد، نسبت به کنترل تناسبی-انتگرال گیر-مشتق گیر کاملاً مشهود است.
- مقاومت کنترل مود لغزشی به همراه تطبیق پارامترها در برابر افزایش دامنه ورودی مرجع سیستم نسبت به کنترل تناسبی-انتگرال گیر-مشتق گیر مشخص است.
- همانگونه که مشاهده می‌شود با شروع از شرایط اولیه پس از تقریباً سه ثانیه سیستم خود را به مسیر مرجع رسانده و در یک حاشیه مناسبی از آن قرار گرفته است. ورودیهای کنترلی تولید شده نیز دارای مقادیر مناسبی می‌باشند.

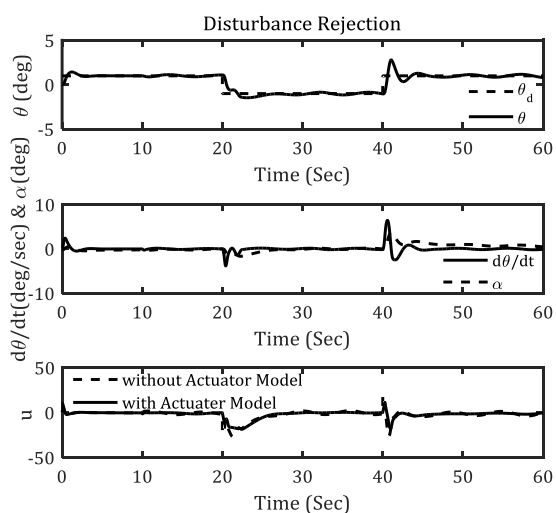
با توجه به شرایط فوق، کنترل مود لغزشی به همراه تطبیق پارامترها نتایج مطلوبی نسبت به کنترل تناسبی-انتگرال گیر-مشتق گیر نشان می‌دهد.

۸- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک روش جدید برای کنترل حرکت یک ربات خودکار پرنده به عنوان یک سیستم با پارامترهای متغیر با زمان، ارائه شده است. ابتدا معادلات دینامیکی سیستم ارائه گردید. سپس یک قانون کنترل دینامیکی مود لغزشی به همراه شناسایی پارامترها به عنوان یک الگوریتم مقاوم تطبیقی بر اساس فیدبک حالت متغیرهای سیستم طراحی گردید. به منظور بهبود عملکرد سیستم در حضور عدم قطعیت‌ها و اغتشاشات و همچنین حذف نوسانات فرکانس بالای سیستم حول سطح لغزش از الگوریتم تطبیقی برای ارتقاء الگوریتم کنترل مود لغزشی استفاده شد. همچنین پایداری قانون کنترلی از طریق روش لیاپانوف مورد بررسی قرار گرفت. در ادامه عملکرد سیستم در حضور اغتشاشات خارجی و عدم قطعیت بهره کنترلی بررسی شد. نتایج الگوریتم کنترلی طراحی شده با کنترل تناسبی-انتگرال گیر-مشتق گیر نیز که در گذشته به طور متداول مورد استفاده قرار می‌گرفت مقایسه گردید که نتایج بدست آمده کارایی روش ارائه شده را تایید می‌نمایند.



شکل ۱۳- زاویه پیچ/یاو، مشتق زاویه پیچ/یاو، زاویه حمله و سیگنال کنترلی با عدم قطعیت در بهره کنترلی سیستم (۰/۸۸) و اعمال کنترل تناسبی-انتگرال گیر-مشتق گیر



شکل ۱۴- زاویه پیچ/یاو، مشتق زاویه پیچ/یاو، زاویه حمله و سیگنال کنترلی در حضور اغتشاش خارجی نوسانی با اعمال کنترل تناسبی-انتگرال گیر-مشتق گیر

همانگونه که مشاهده می‌شود پاسخ سیستم دارای فراجهش و فرو جهش‌های بیشتری نسبت به پاسخ کنترل مود لغزشی می‌باشد. همچنین زمان نشست پاسخ مقدار بیشتری دارد که نشان دهنده مناسب بودن قانون کنترل مود لغزشی می‌باشد. با شبیه‌سازی نتایج برای بررسی مقاومت قوانین کنترلی طراحی شده نتایج زیر استخراج گردید:

۹- مراجع

- [12] Zhihong M, Yu X (1997) Adaptive terminal sliding mode tracking control for rigid robotic manipulators with uncertain dynamics. *JSME Int J* 40(3):493-502.
- [13] Oosterom M, Babuska R (2001) Fuzzy gain scheduling for flight control laws. 10th IEEE Int Conf Fuzzy Syst 716-719.
- [14] Gonsalves PG, Zacharias GL (1994) Fuzzy logic gain scheduling for flight control. *Proc Third IEEE Conf Fuzzy Syst* 952-957.
- [15] Pan Y, Wei W, Furuta K (2008) Hybrid sliding sector control for a wheeled mobile robot. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: J Syst Cont Eng* 222(8):829-837.
- [16] Engeberg ED, Meek SG (2013) Adaptive sliding mode control for prosthetic hands to simultaneously prevent slip and minimize deformation of grasped objects. *IEEE/ASME Trans Mechatronics* 18(1): 376-385.
- [17] Chuxiong H, Bin Y, Qingfeng W (2013) Performance-oriented adaptive robust control of a class of nonlinear systems preceded by unknown dead zone with comparative experimental results. *IEEE/ASME Trans Mechatronics* 18(1): 178-189.
- [18] Astrom KJ, Wittenmark B (1994) Adaptive control. Addison-Wesley Longman Publishing Co.
- [19] Keymasi Khalaji A, Moosavian SAA Switching control of a tractor-trailer wheeled robot. *Int J Robotics Autom* 30(2).
- [20] Keymasi Khalaji A, Moosavian SAA (2014) Adaptive sliding mode control of a wheeled mobile robot towing a trailer. *Proc the Inst Mech Eng Part I: J Syst Cont Eng* 229(2): 169-183.
- [21] Chen CY, Li THS, Yeh YC, Chang CC (2009) Design and implementation of an adaptive sliding-mode dynamic controller for wheeled mobile robots. *Mechatronics* 19(2): 156-166.
- [22] Sarhadi P., Ghahramani NO, Miryousefi Aval R (2011) Nonlinear modeling of a hydraulic actuator considering saturations in amplitude and rate commands. *J Cont* 4(2): 36-43. (in Persian)
- [1] Khanpoor A, Keymasi Khalaji A, Moosavian SAA (2015) Dynamics and control of a wheeled mobile robot attached by a trailer with passive spherical wheels. *Modares Mech Eng* 15(8): 216-224. (in Persian)
- [2] Khanpoor A, Keymasi Khalaji A, Moosavian SAA (2017) Modeling and control of an underactuated tractor-trailer wheeled mobile robot. *Robotica* 35(12): 2297-2318.
- [3] Keymasi Khalaji A, Moosavian SAA (2014) Fuzzy sliding mode control law for a wheeled mobile robot towing a trailer. *Modares Mech Eng* 14(4): 91-98. (in Persian)
- [4] Jimenez-Cano AE, Martin J, Heredia G, Ollero A, Cano R (2013) Control of an aerial robot with multi-link arm for assembly tasks. *Proc Rob Autom (ICRA)* 4916-4921.
- [5] Zarafshan P, Moosavian SAA, Bahrami M (2010) Comparative controller design of an aerial robot. *Aerosp Sci Tech* 14(4): 276-282.
- [6] Lai G, Liu Z, Zhang Y, Chen CLP (2016) Adaptive position/attitude tracking control of aerial robot with unknown inertial matrix based on a new robust neural identifier. *IEEE Trans Neural Netw Learn Syst* 27(1): 18-31.
- [7] Siciliano B, Khatib O (2007) Springer handbook of robotics. Springer-Verlag, New York.
- [8] Talebian SJ, Heirani Nobari J (2014) Design of a horizontal guidance algorithm for optimal crossing of trajectory legs. *J Cont* 8(2): 47-57.
- [9] Ghaffari A, Roshanian J, Tayefi M (2007) Time-varying transfer function extraction of an unstable launch vehicle via closed-loop identification. *Aerosp Sci Tech* 11(2): 238-244.
- [10] Keymasi Khalaji A, Moosavian SAA (2014) Robust adaptive controller for a tractor-trailer mobile robot. *IEEE/ASME Trans Mechatronics* 19(3): 943 - 953.
- [11] Slotine JJ, Li W (1991) Applied nonlinear control. Prentice-Hall International.