طراحی کنترلر مقاوم مبتنی بر تخمین تأخیر زمانی بالگرد سه درجه آزادی به همراه بهره‌های تطبیقی

تاریخ دریافت: ۱۳۹۹/۱۱/۱۱
تاریخ پذیرش: ۱۴۰۰/۹/۵

میر ابوالفضل مختاری[۱]
۱. استادیار، دانشکده پرواز، دانشگاه امام علی، تهران، s.abolfazl.mokhtari@aut.ac.ir

چکیده

در این مقاله یک رویکرد کنترل مقاوم غیر وابسته به مدل به‌منظور تعقیب موقعیت در بالگرد سه درجه آزادی در حضور انواع عدم قطعیت و اغتشاشات، طراحی شده است. در این‌کار، طرح کنترل تأخیر زمانی تطبیقی با ایجاد یک سیگنال تأخیر زمانی سبب حذف دینامیک غیرخطی بالگرد، عدم قطعیت‌ها و اغتشاشات خارجی می‌شود. هدف از به‌کارگیری قانون تطبیق در کنترل تأخیر زمانی، تنظیم آنلاین، خودکار و مناسب بهره به‌منظور افزایش سرعت همگرایی و بهبود عملکرد تعقیب در حضور عدم قطعیت و اغتشاشات است. همچنین به‌منظور مقاوم بودن در برابر خطاهای تخمین تأخیر زمانی ناشی از به‌کارگیری سیگنال تأخیر زمانی، از یک کنترل‌کنندهٔ مد لغزشی در ساختار کنترل استفاده شده است. پایداری UUB[۱] سیستم حلقه بسته نیز با استفاده از تئوری لیاپانوف اثبات شده است. در انتها اثربخشی رویکرد کنترلی با استفاده از شبیه‌سازی در حضور اغتشاشات و عدم قطعیت نشان داده شده است.

واژه‌های کلیدی: *کنترل تأخیر زمانی، سیستم بالگرد سه درجه آزادی، بهره‌های تطبیقی، طرح کنترل مقاوم غیرخطی، تئوری لیاپانوف.*

Time delay estimation based robust control of 3-DOF helicopter with adaptive gains

Mir Abolfazl Mokhtari[1]
1. Asistant proffesor, School of engineering and flight, Imam Ali University, Tehran, s.abolfazl.mokhtari@aut.ac.ir

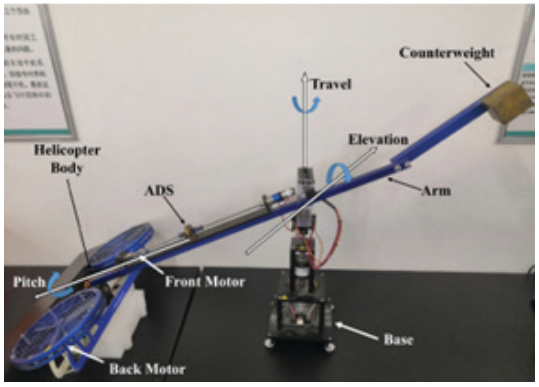
Abstract

In this paper, a free model robust control is designed to track the position of three degrees of freedom (3-DOF) helicopter in the presence of a variety of external uncertainties and disturbances. In this work, the adaptive time-delay control eliminates non-linear dynamics of helicopter, uncertainties, and external disturbances by generating a time-delay signal. The purpose of applying the adaptive law in the time-delay control is to online, automated and appropriate adjustment the gains in order to increase the speed of convergence and efficiency in the tracking operation in the presence of fluctuation tolerance. On the other hand, a sliding mode controller is used in the control structure to achieve robust performance against the time-delay estimation (TDE) error due to use of the time-delay signal. The uniformly ultimately bounded (UUB) stability of the closed-loop system has also been proved using Lyapunov stability theory. Finally, the effectiveness of the designed control approach is demonstrated using simulations on a 3-DOF helicopter in the presence of perturbations and uncertainties.

Keywords: *Time-delay control, 3 degrees of freedom helicopter system, Adaptive gains, Non-linear robust control scheme, Bounded estimation error, Lyapunov theory..*

۱.مقدمه

امروزه، وسایل نقلیه کوچک عمودپرواز به دلیل قابلیت حمل آسان، کم‌هزینه بودن، پرواز و فرود عمودی و توانایی معلق ماندن در هوا بسیار مورداستفاده قرار می‌گیرند[۱]. بالگرد سه درجه آزادی کوانسر[۲] به‌عنوان یکی از سیستم‌های آزمایشگاهی به دلیل شباهت‌های موجود بین ویژگی‌های دینامیکی آن و خصوصیات بالگرد واقعی از قبیل رفتار غیرخطی بالا، اتصال[۳] قوی و زیر تحریک بودن آن، به‌طور گسترده‌ای برای طراحی و آنالیز کنترل‌کننده، موردتوجه قرار گرفته است[۲]. به‌عنوان نمونه بالگرد ساخته‌شده توسط شرکت کوانسر در شکل ۱ نمایش داده شده است.



شکل ۱- بالگرد سه درجه آزادی ساخته‌شده توسط شرکت کوانسر [۳].

در سال‌های اخیر پژوهش‌های مختلفی به‌منظور تعقیب موقعیت بر روی این سیستم انجام شده است. در [۴] با خطی‌سازی مدل غیرخطی بالگرد سه درجه آزادی، عملکرد کنترل‌کننده PID مبتنی بر LQR موردبررسی قرار گرفته است. همچنین با خطی‌سازی متوالی یک مدل غیرخطی یک کنترل‌کننده پیش‌بین در [۵] طراحی شده است. در [۶,۷] برای کنترل بالگرد سه درجه آزادی از روشی مبتنی بر کنترل عملکرد از پیش تعریف شده[۴] استفاده شده است. در سال‌های اخیر استراتژی‌های مختلفی در طراحی سطح لغزش مانند استفاده از روش‌های معادله ریکاتی وابسته به حالت (SDRE[۵]) و رویکرد تقریب متوالی[۶] [۸,۱۰] بررسی شده است. در پژوهشی دیگر در [۱۱]، یک کنترل‌کننده فیدبک حالت بهینه بر اساس خطی‌سازی مدل در مسیرهای موردنظر بالگرد سه درجه آزادی طراحی و ارائه شده است [۱۱]. در [۱۲] پیاده‌سازی عملی یک رویکرد کنترل فیدبک تطبیقی بر اساس شبکه عصبی برای یک بالگرد آزمایشگاهی بررسی شده است. در پژوهشی دیگر، از روش‌های فازی در حضور LQR برای کنترل سیستم بالگرد سه درجه آزادی استفاده شده است. علاوه بر استراتژی‌های مرور شده، می‌توان به رویکرد پیش‌بینی مدل صریح[۷] در [۱۳] یا سیستم کنترل تطبیقی غیرخطی طراحی‌شده در [۱۴] اشاره کرد. در [۱۶,۱۵] نیز الگوریتمی برای تعقیب محورهای ارتفاع[۸] و گردش[۹] ارائه شده است. الگوریتم مذکور مبتنی بر روش MRAC است و کنترل مد لغزشی مبتنی بر SDRE را با طراحی MRAC ترکیب کرده است.

در میان همه روش‌های کنترلی ارائه‌شده، کنترل مد لغزشی به دلیل عدم حساسیت و مقاوم بودن نسبت به اغتشاشات بسیار مورد توجه قرار گرفته است. در الگوریتم‌های مد لغزشی فعلی، الگوریتم فوق‌العاده پیچش[۱۰] به کار گرفته شده است که به دلیل ویژگی‌های همگرایی زمان محدود، صرفاً احتیاج به اطلاعات متغیرهای مد لغزشی داشته و مقاوم بودن آن‌ها منتج به کاربردهای عملی گشته است [۱۷]. در [۱۸]، یک الگوریتم فوق‌العاده پیچش سریع برای حل این مسئله پیشنهاد شده است که وقتی حالت‌های سیستم از نقاط تعادل خود در [۱۷] فاصله دارند، سرعت همگرایی کند می‌شود. بااین‌حال، نیاز به داشتن دانش اولیه در مورد کران اغتشاشات کاربردهای الگوریتم‌های

فوق‌العاده پیچش را محدود می‌سازد. در [۱۹]، یک کنترل مد لغزشی مرتبه دوم هموار برای کاهش بیشتر اثر چترینگ[۱۱] موجود در [۱۷] پیشنهاد شده است. در [۲۰]، یک روش مد لغزشی مرتبه دوم سریع بر اساس روش [۱۹] ارائه شده است. بااین‌حال، این روش نمی‌تواند با اغتشاشات محدود نامعلوم تطبیق داده شود.

در سال‌های اخیر برای مقابله با عدم قطعیت عملی در مدل‌سازی دینامیکی و اجتناب از مدل‌سازی‌های دشوار، روش‌های کنترل تأخیر زمانی بسیار مورد توجه قرار گرفته است. این رویکردها، برای حذف دینامیک‌های غیرخطی پیچیده و اغتشاشات، از سیگنال‌های تأخیر زمانی بهره می‌برند. عنوان کنترل تأخیر زمانی برای اولین بار در [۲۱] معرفی شده است. علاوه بر این، رویکرد مشابهی نیز در همان زمان بدون استفاده از عنوان کنترل تأخیر زمانی ارائه شده است [۲۲]. در [۲۳] نیز رویکرد کنترلی همسانی توسعه داده شده است [۲۳]. کنترل تأخیر زمانی به دلیل اجرای آسان در عمل و تنها احتیاج آن به سیگنال‌های تأخیر زمانی موجب شده است که با موفقیت در کاربردهای متعددی از قبیل وسایل نقلیه هوایی بدون سرنشین [۲۴]، گیرنده‌های تلسکوپی [۲۵]، بالگرد سه درجه آزادی [۲۶] و مبدل‌های dc-dc بوست [۲۷] به کار گرفته شود.

علی‌رغم مزایای متعدد مطرح‌شده در مورد رویکرد تأخیر زمانی، به‌دلیل ایجاد خطای ناشی از تخمین هنگام استفاده از این روش، به‌کارگیری یک کنترل کنندهٔ مقاوم در کنار آن اجتناب‌ناپذیر است. ازاین‌رو در [۲۸]، از یک طرح کنترل سوئیچینگ[۱۲] نظارتی، به‌عنوان کنترل کمکی جهت تنظیم تطبیقی بهره‌ها، استفاده شده‌است. در پژوهشی دیگر در [۲۹]، از یک کنترل مد لغزشی به همراه الگوریتم فازی با عنوان کنترل کمکی استفاده شده است. در این رویکرد، از قوانین فازی به‌منظور کاهش پدیدهٔ چترینگ در کنترل مد لغزشی استفاده شده است. در [۳۰]، یک طرح کنترل مد لغزشی به همراه روش‌های تطبیقی برای دستیابی به تطبیق سریع بهره‌های سوئیچینگ، ترکیب شده است. رویکردهای مبتنی بر کنترل کمکی فوق در مقابله با خطاهای تأخیر زمانی مؤثر بوده، چراکه عملکرد تعقیب را در مقایسه با کنترل تأخیر زمانی معمولی بهبود می‌بخشند. در [۲۶] نیز استراتژی تخمین تأخیر زمانی در کنار کنترل‌کننده مدلغزشی زمان محدود برای کاربرد در سیستم بالگرد سه درجه آزادی توسعه داده شده است. باوجوداین، استفاده از بهره‌های ثابت در رویکردهای کنترلی کارایی سیستم حلقه بسته را محدود می‌کنند. بنابراین، بهره‌ها باید به‌گونه‌ای طراحی شوند که عملکرد کنترلی مقاوم را تضمین کنند.

در این مقاله، یک رویکرد کنترل تخمین تأخیر زمانی به همراه کنترل مدلغزشی ارائه شده است. در ساختار کنترل مد لغزشی بهره‌های متفاوتی مانند بهره‌های جایابی قطب و بهره ترم فرکانس بالا و وزن خطاهای تعقیب در سطح لغزش وجود دارد. انتخاب مناسب این بهره‌ها براثربخشی عملکرد کنترلی تأثیر بسزایی دارد. در رویکرد تخمین تأخیر زمانی نیز از بهره‌های کنترلی دیگری استفاده می‌شود. درنتیجه انتخاب مناسب چنین بهره‌های کنترلی می‌تواند در عمل کارایی سیستم را به‌شدت تحت‌تأثیر قرار داده و حتی ممکن است در برخی موارد به ناپایداری منجر شود. علاوه بر این، تنوع زیاد در پارامترها و تأثیر متقابل آن‌ها بر یکدیگر می‌تواند انتخاب آن‌ها را برای طراح دشوارتر از قبل نماید. ازاین‌رو انتخاب مناسب بهره‌های کنترلی رویکرد تخمین تأخیر زمانی اهمیت بسزایی در حصول

کارایی مناسب سیستم خواهد داشت. در این مقاله برخلاف پژوهش انجام‌شده در [۲۶]، بهره‌های کنترل رویکرد تأخیر زمانی به‌منظور رسیدن به عملکرد تعقیب خوب به‌طور مناسبی به‌وسیله قانون تطبیق تنظیم می‌شوند. این امر در تنظیم بهره‌های کنترل مدلغزشی نقش بسیار زیادی دارد. این موضوع از انتخاب بهره‌های بزرگ در کنترل مد لغزشی که به پدیده چترینگ و تولید سیگنال کنترلی با دامنه بزرگ منجر می‌شود، جلوگیری می‌کند. در ادامه پایداری حلقه بسته سیستم با استفاده از تئوری لیاپانوف بررسی شده و پایداری یکنواخت محدود (UUB) اثبات شده است. اثربخشی مناسب و تغییر تطبیقی بهره‌های کنترل در رویکرد کنترلی تطبیقی پیشنهادی به‌وسیلهٔ شبیه‌سازی و مقایسه با رویکرد ارائه‌شده در پژوهش [۲۶]، بر روی بالگرد سه درجه آزادی نشان داده شده است.

۲. مدل‌سازی دینامیکی بالگرد سه درجه آزادی

دینامیک بالگرد سه درجه آزادی به‌وسیله دو موتور جلو و عقب تحریک شده و دارای سه حرکت ارتفاع[۱۳]، گام[۱۴] و انتقال[۱۵] است. ازاین‌رو دینامیک این سیستم به دلیل تعداد عملگرهای کمتر نسبت به درجات آزادی، زیر تحریک خوانده می‌شود. همچنین، در بدنه بالگرد، یک سیستم اغتشاش فعال (ADS[۱۶]) به‌عنوان عامل ایجادکننده اغتشاش نصب شده است. شکل ۱، یک بالگرد سه درجه آزادی که شرکت کوانسر ساخته است را نشان می‌دهد. با توجه به مکانیزم زیر تحریک سیستم بالگرد سه درجه آزادی، فقط دو درجه از سه درجه آزادی را به‌منظور تعقیب مسیرهای دلخواه در عمل می‌توان کنترل کرد. در این مقاله، حرکت‌های ارتفاع و گام بررسی شده است، ازاین‌رو، حرکت انتقالی آزادانه حرکت می‌کند.

مدل‌های دینامیکی حرکت‌های ارتفاع و گام را می‌توان به شرح زیر بیان کرد [۳]:

(۱)

$$J_\alpha \ddot{\alpha} = K_f L_a \cos(\beta)(V_f + V_b) - mgL_a \sin(\alpha + \alpha_0)$$

$$J_\beta \ddot{\beta} = K_f L_h (V_f - V_b)$$

که α و β به ترتیب زوایای ارتفاع و گام را نشان می‌دهند. تعریف‌ها و مقادیر پارامترهای مربوط به این دینامیک در جدول ۱ نشان داده شده است.

جدول ۱. پارامترهای سیستم بالگرد سه درجه آزادی [۳۱]

نماد	تعریف	مقدار
J_α	ممان اینرسی حول محور ارتفاع	۰٫۹۱ kg.m^2
J_β	ممان اینرسی حول محور گام	۰٫۰۳۶٤ kg.m^2
L_a	فاصله از محور ارتفاع تا مرکز جسم بالگرد	۰٫٦٦ m
L_h	فاصله از محور گام تا هر کدام از موتورها	۰٫۱۷۷ m
m	جرم مؤثر بالگرد	۱٫۰۱ kg
g	ثابت شتاب گرانش	۹٫۸۱ m/s^2
K_f	ثابت نیروی رانش پروانه	۰٫۵ N/V
V_f	ورودی موتور جلو	*
V_b	ورودی موتورعقب	*

در ادامه $x_1 = \alpha$ و $x_2 = \beta$ در نظر گرفته می‌شوند. با توجه به اغتشاش خارجی و عدم قطعیت دینامیکی، مدل سیستم بالگرد را می‌توان به شکل زیر بازنویسی کرد.

$$\ddot{x}_1 = \frac{L_a}{J_\alpha} K_f \cos(x_2)(u_1 + u_2) - \frac{g}{J_\alpha} mL_a \sin(x_1 + \alpha_0) + d_1(t) \quad (۲)$$

$$\ddot{x}_2 = \frac{L_h}{J_\beta} K_f (u_1 - u_2) + d_2(t)$$

$d_1(t)$ و $d_2(t)$ نشان‌دهنده اغتشاشات موجود

در کانال‌های کنترل مربوطه است. همچنین $u_1 = V_f$ $u_2 = V_b$ ورودی‌های کنترلی سیستم دینامیکی هستند .

هدف کنترلی، طراحی قانون کنترل به‌گونه‌ای است که زاویه‌های ارتفاع و گام بتوانند مسیرهای مرجع داده‌شده را بدون داشتن دانش اولیه راجع به مدل دینامیکی و با خطاهای کوچک تعقیب کنند. برای طراحی کنترل‌کننده‌ها، فرض‌های زیر لازم است.

فرض ۱: مقدار اغتشاشات و مشتق اول آن‌ها محدود بوده و حد بالای آن‌ها نامعلوم است، به این معنی که ثابت‌های نامعلوم d_1 و d_2 وجود دارند به‌طوری‌که

$$|d_1(t)| \le \bar{d}_1 \quad , \quad |\dot{d}_1(t)| \le \delta_1 \quad , \quad |d_2(t)| \le \bar{d}_2$$

و

$$|\dot{d}_2(t)| \le \delta_2$$ که $\bar{d}_1 \ge 0$, $\bar{d}_2 \ge 0$, $\delta_1 \ge 0$, $\delta_2 \ge 0$

فرض ۲: مسیرهای مرجع داده شده به شکل $x_{1d}(t)$ و $x_{2d}(t)$، محدود بوده و مشتق اول و دوم آن‌ها در دسترس باشد.

۳. کنترل مقاوم مبتنی بر تخمین تأخیر زمانی بالگرد سه درجه آزادی با بهره‌های تطبیقی

در این بخش، یک طرح کنترل تأخیر زمانی تطبیقی ترکیب‌شده با کنترل مد لغزشی متداول برای کنترل بالگرد سه‌درجه‌آزادی توسعه‌داده‌شده‌است. به‌کارگیری تخمین تأخیر زمانی از ترم‌های غیرخطی سیستم بالگرد باعث مستقل و بی‌نیاز شدن کنترل‌کننده پیشنهادی نسبت به دینامیک‌های غیرخطی سیستم شده است. علاوه بر این، کنترل‌کننده پیشنهادی به دلیل استفاده از تکنیک تأخیر زمانی نسبت به عدم قطعیت‌های ساختاریافته و ساختارنیافته دینامیکی و اغتشاشات خارجی مقاوم است. لازم به ذکر است که کنترل‌کننده پیشنهادی به دلیل استفاده از کنترل‌کننده مد لغزشی در ساختار کنترلی، نسبت به خطاهای تخمین تأخیر زمانی مقاوم خواهد بود. این مسئله باعث می‌شود که علی‌رغم دینامیک‌های پیچیده غیرخطی سیستم بالگرد و همچنین وجود اغتشاشات و عدم قطعیت‌های مختلف روی آن‌ها، تعقیب مسیر مرجع به شکل کاملاً مناسبی اجرا شود.

برای استفاده از رویکرد کنترلی مذکور، دینامیک معرفی‌شده در (۲) به‌صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$\ddot{q} = f(q) + g(q)u_s + d(t) \qquad (۳)$$

که در آن $q = (x_1, x_2)^T$ تعریف شده و $u_s = [u_1 \;\; u_2]^T$ ورودی کنترلی سیستم بالگرد در حضور اشباع در عملگر است. همچنین، توابع غیرخطی $f(q)$ و $g(q)$ و اغتشاش خارجی $d(t)$ مانند زیر در نظر گرفته شده‌اند.

$$f(q) = \begin{pmatrix} -\frac{g}{J_\alpha} m L_a \sin(q_1 + \alpha_0) \\ 0 \end{pmatrix} \qquad (۴)$$

$$g(x) = \begin{pmatrix} \frac{L_a}{J_\alpha} K_f \cos(q_2) & \frac{L_a}{J_\alpha} K_f \cos(q_2) \\ \frac{L_h}{J_\beta} K_f & -\frac{L_h}{J_\beta} K_f \end{pmatrix}$$

$$d(t) = \begin{pmatrix} d_1(t) \\ d_2(t) \end{pmatrix}$$

در این تحقیق اثر اشباع در عملگر نیز موردتوجه قرار می‌گیرد. در این پژوهش این اثر به شکل زیر در ورودی کنترلی مدل می‌شود:

$$u_s = u_m \tanh\left(\frac{v}{u_m}\right) \qquad (۵)$$

که در آن v سیگنال کنترلی اشباع‌نشده ایده‌آل و $u_m = [V_{fmax}, V_{bmax}]^T$ نیز حد بالای اشباع در ورودی خواهد بود. دقت شود که تابع تانژانت هایپربولیک یک تقریب هموار از تابع اشباع بوده و در بخش کنترل به‌منظور اجتناب از نقاط گوشه‌دار تابع اشباع استفاده می‌شود. در ادامه می‌توان رابطه ورودی اشباع‌شده و ورودی ایده‌آل را به شکل زیر نمایش داد:

$$u_s = v + \Delta u \qquad (۶)$$

که در آن Δu اثر نامطلوب غیرخطی اشباع است.

با در نظر گرفتن عدم قطعیت‌های $\Delta f(q)$ و $\Delta g(q)$ روی ماتریس‌های $f(q)$ و $g(q)$ و نیز اغتشاشات خارجی، دینامیک کلی سیستم ارائه‌شده در (۳) پس از جایگذاری رابطه(۶) در آن، به‌صورت زیر بازنویسی می‌شود.

$$\ddot{q} = f(q) + g(q)v + d(t) + \Delta f(q) + g(q)\Delta u + \Delta g(q)u_s \qquad (۷)$$

در ادامه با معرفی ماتریس ثابت Γ، رابطه (۷) مانند زیر قابل بازنویسی است.

$$\ddot{q} = \Gamma^{-1}v + \xi(q,t) \qquad (۸)$$

در رابطه (۸)، $\Gamma = diag(\Gamma_1, \Gamma_2)$ یک ماتریس ثابت قطری است و بردار غیرخطی نماینده مدل سیستم مانند زیر تعریف می‌شود.

$$\xi(q,t) = -\Gamma^{-1}\left(g^{-1}(q) - \Gamma\right)\ddot{q} + \Gamma^{-1}g^{-1}(q)\begin{pmatrix} f(q) + \Delta f(q) \\ + g(q)\Delta u + \Delta g(q)u_s + d(t) \end{pmatrix} \qquad (۹)$$

در این مقاله، هدف کنترلی تعقیب مسیر طراحی‌شده مرجع $q_d(t) = [x_{1d}(t), x_{1d}(t)]^T$ به‌وسیله زوایای ارتفاع و گام q است. به این منظور خطای تعقیب $e = q_d(t) - q(t)$ باید تا حد ممکن به صفر نزدیک شود. به‌منظور طراحی کنترل مدلغزشی، ابتدا متغیر لغزش به شکل زیر تعریف می‌شود:

$$s_t = e_t + K_s e_t \qquad (۱۰)$$

که در آن $s_t = [s_{t,1}, s_{t,2}]^T$ و $K_s = diag(K_{s1}, K_{s2})$ هستند. K_s در (۱۰) یک ماتریس پارامتر قطری مثبت معین است. با در نظر گرفتن متغیر لغزش ارائه‌شده در (۱۰)، قانون کنترل مدلغزشی مبتنی بر تخمین تأخیر زمانی با بهره‌های تطبیقی به شکل زیر پیشنهاد می‌شود:

$$v_t = \hat{\Gamma}_t\left(\ddot{q}_{d,t} + K_s\dot{e}_t + \beta s_t + \bar{K}sgn(s_t)\right) - \hat{\Gamma}_t\ddot{q}_{t-L} + v_{t-L} \qquad (۱۱)$$

که $sgn(s_t) = [sign(s_{1,t}), sign(s_{2,t})]^T$ تابع علامت است. علاوه بر این، β بهره عددی مثبت بخش جایابی قطب، $\bar{K} = diag(\bar{k}_1, \bar{k}_n)$ ماتریس بهره ثابت مثبت بخش فرکانس بالا، که نحوه انتخاب آن برای تضمین پایداری در بخش ۴ بحث شده است. $\hat{\Gamma}_t = diag(\hat{\Gamma}_{1t}, \hat{\Gamma}_{2t})$ بهره تطبیقی مربوط به بخش تخمین تأخیر زمانی بوده و به‌وسیله قانون تطبیق در هرلحظه محاسبه می‌شود. $\hat{\Gamma}_{i,t}$ در (۱۱) با استفاده از معادله زیر در هرلحظه به دست می‌آید:

$$\hat{\Gamma}_{i,t} = \begin{cases} \Gamma_i\left(1 + a_i\zeta_{i,t}\right) & if \quad \delta_{i,t} \geq 0 \\ \Gamma_i & if \quad \delta_{i,t} < 0 \end{cases} \qquad (۱۲)$$

که در آن a_i یک ثابت مثبت بوده، $\zeta_{i,t}$ پارامتر

به‌روزرسانی و $\delta_{i,t} = s_{i,t}\begin{pmatrix} -\ddot{q}_{i,t-L} + \ddot{q}_{di,t} + K_{si}\dot{e}_{i,t} \\ +\beta s_{i,t} + \bar{k}_i sgn\left(s_{i,t}\right) \end{pmatrix}$ است.

قانون تطبیق برای پارامتر به روزرسانی $\zeta_{i,t}$ به شکل زیر ارائه می‌شود:

(۱۳)

$$\dot{\zeta}_{i,t} = \begin{cases} -\gamma_i \left|s_{i,t}\right| & if \quad \zeta_{i,t} = \zeta_i^* \\ \gamma_i \left|s_{i,t}\right| sgn\left(\left|s_{i,t}\right| - \varepsilon_i\right) & if \quad 0 < \zeta_{i,t} < \zeta_i^* \\ \gamma_i \left|s_{i,t}\right| & if \quad \zeta_{i,t} = 0 \end{cases}$$

که در آن γ_i و ε_i پارامترهای طراحی مثبت هستند. در رابطه (۱۲) به دلیل رابطه مستقیم با سطح لغزش، سرعت تطبیق بالا انتظار کشیده می‌شود. قانون تطبیق بالا به‌گونه‌ای طراحی شده که همیشه $\hat{\Gamma}_{i,t}$ و $\zeta_{i,t}$ مقادیری مثبت داشته و علاوه بر این از قانون تطبیق (۱۳) واضح است که از بالا به‌وسیله محدود است. در قانون تطبیق (۱۳)، با توجه به تابع علامت استفاده‌شده، دو حالت ممکن است اتفاق بیفتد:

$$\begin{cases} \left|s_{i,t}\right| \geq \varepsilon_i \\ \quad or \\ \left|s_{i,t}\right| < \varepsilon_i \end{cases} \qquad (۱۴)$$

در حالتی که $\left|s_{i,t}\right| \geq \varepsilon_i$، پارامتر به‌روزرسانی $\zeta_{i,t}$ افزایش می‌یابد تا جایی که سطح لغزش وارد همسایگی کوچکی به اندازه حول مبدأ شود. با توجه به رابطه (۱۳) و دقت در نسبت مستقیم بین $\hat{\Gamma}_{i,t}$ و $\zeta_{i,t}$، $\hat{\Gamma}_{i,t}$ نیز افزایش می‌یابد؛ ازاین‌رو سرعت همگرایی بالا به‌منظور داشتن عملکرد تعقیب مناسب به دست می‌آید. از طرف دیگر، وقتی که حالت $\left|s_{i,t}\right| < \varepsilon_i$ اتفاق افتاده باشد و سطح لغزش در همسایگی کوچکی حول مبدأ باشد، پارامتر به‌روزرسانی $\zeta_{i,t}$ با توجه به مقدار منفی تابع علامت کاهش می‌یابد تا جایی که $\left|s_{i,t}\right|$ در این محدوده حول صفر بماند. با توجه به نسبت مستقیم بین $\hat{\Gamma}_{i,t}$ و $\zeta_{i,t}$، $\hat{\Gamma}_{i,t}$ به همراه نیز کاهش می‌یابد. همچنین با توجه به سرعت تطبیق بالا از پاسخ گذرای نامطلوب به خاطر افزایش خیلی زیاد بهره جلوگیری شده و تأثیر نویز نیز کاهش می‌یابد. به همین دلیل، می‌توان با استفاده از بهره‌های کنترل بزرگ و کوچک، عملکرد تعقیب را بهبود بخشید.

در بخش بعد پایداری سیستم حلقه بسته متشکل از دینامیک بالگرد (۸) و کنترل‌کننده مدلغزشی مبتنی بر تخمین تأخیر زمانی ارائه‌شده در (۱۱) به همراه بهره‌های تطبیقی (۱۲) و (۱۳)، بررسی و تجزیه‌وتحلیل می‌شود.

۴. تحلیل پایداری

به‌منظور بررسی پایداری سیستم حلقه بسته قضیه زیر ارائه شده است.

قضیه: سیستم بالگرد سه درجه آزادی توصیف‌شده در رابطه (۸) در حضور اغتشاشات، عدم قطعیت دینامیکی و در حضور پدیده اشباع در عملگر ارائه‌شده در (۵) و (۶) را در نظر بگیرید. سیستم حلقه بسته با پلنت گفته‌شده و قانون کنترل پیشنهادی در (۱۱) به همراه بهره‌های تطبیقی (۱۲) و (۱۳) پایدار UUB خواهد بود.

اثبات: به‌منظور مطالعه پایداری سیستم حلقه بسته در ابتدا تابع نامزد لیاپانوف زیر را در نظر بگیرید.

(۱۵)

$$V = \frac{1}{2}s_t^T s_t + \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{n}\frac{1}{\gamma_i}\zeta_{i,t}^{\ 2}$$

با مشتق‌گیری از (۱۵) نسبت به زمان و استفاده از (۱۰) و تعریف خطای تعقیب، داریم:

$$\dot{V} = s_t^T\left[\ddot{q}_{d,t} - \ddot{q}_t + K_s\dot{e}_t\right] + \dot{V}_\zeta \qquad (۱۶)$$

که در آن

$$\dot{V}_{\zeta} = \sum_{i=1}^{2} \frac{1}{\gamma_i} \dot{\zeta}_{i,t} \zeta_{i,t} \qquad (۱۷)$$

با جایگذاری (۸) در (۱۶)، داریم:

(۱۸)

$$V = s_t^T \left[\ddot{q}_{d,t} - \xi_t - \tilde{A}^{-1} v_t + K_s e_t \right] + V_{\zeta}$$

با قرار دادن مقدار v_t از رابطه (۱۱) در رابطه (۱۸)، داریم:

(۱۹)

$$\mathrm{V} = s_t^T \begin{bmatrix} \left(I - \Gamma^{-1} \hat{\Gamma}_t \right) \grave{U}_t \\ -H_t - \beta e_s - \bar{K} sgn\left(s_t\right) \end{bmatrix} + V_{\zeta}$$

که در آن

$$\Omega_t = \left[\Omega_{1,t}, \Omega_{2,t} \right] = -\ddot{q}_{t-L} + \ddot{q}_{d,t} + K_s \dot{e}_t + \beta s_t + \bar{K} sgn\left(s_t\right)$$

در ادامه داریم:

(۲۰)

$$\dot{\mathrm{V}} \le -\beta \sum_{i=1}^{2} s_{i,t}^2 + \sum_{i=1}^{2} \left| s_{i,t} \right| \left(H_i^* - \bar{k}_i \right) + \sum_{i=1}^{2} s_{i,t} \Omega_{i,t} \left(I - \Gamma_i^{-1} \hat{\Gamma}_{i,t} \right) + V_{\zeta}$$

اگر بهره سوییچینگ $\bar{k}_i$ به شکل زیر انتخاب شود،

$$\bar{k}_i \ge H_i^* \qquad (۲۱)$$

درنتیجه با استفاده از نامعادله (۲۱) و قانون تطبیق (۱۳) در (۲۰)، داریم:

$$\begin{aligned} \dot{\mathrm{V}} &\le -\beta \sum_{i=1}^{2} s_{i,t}^2 + \sum_{i=1}^{2} \zeta_{i,t} \dot{\zeta}_{i,t} \qquad (۲۲) \\ &= -\beta \sum_{i=1}^{2} s_{i,t}^2 + \sum_{i=1}^{2} \zeta_{i,t} \left| s_{i,t} \right| sgn\left(\left| s_{i,t} \right| - \varepsilon_i \right) \\ &\le -\beta \sum_{i=1}^{2} s_{i,t}^2 + \max_i \left\{ \zeta_{i,t} \right\} \sum_{i=1}^{2} \left| s_{i,t} \right| \\ &\le -\beta s_t^2 + \max_i \left\{ \zeta_{i,t} \right\} \sqrt{2} s_t \end{aligned}$$

به‌منظور بررسی علامت عبارت $-\beta s_t^2 + \max_i \left\{ \zeta_{i,t} \right\} \sqrt{2} s_t$، برای هر δ مثبت اگر $s_t \ge \frac{max_i \left\{ \zeta_{i,t} \right\} \sqrt{2}}{\beta} + \delta$ باشد آنگاه V با سرعتی غیر صفر کاهشی خواهد بود و این روند تا جایی ادامه می‌یابد که متغیر لغزشی s_t وارد مجموعه $S = \left\{ s_t \mid s_t \le \frac{max_i \left\{ \zeta_{i,t} \right\} \sqrt{2}}{\beta} + \delta \right\}$ شود. اگر s_t در مجموعه S بماند، آنگاه تابع لیاپانوف V مانند زیر محدود خواهد بود:

(۲۳)

$$V \le V^* = \frac{1}{2} \left(\frac{max_i \left\{ \zeta_{i,t} \right\} \sqrt{2}}{\beta} + \delta \right)^2 + \frac{1}{2} \tilde{\zeta}_M$$

که $\tilde{\zeta}_M$ حد بالای $\sum_{i=1}^{2} \frac{1}{\gamma_i} \tilde{\zeta}_{i,t}^{\,2}$ در رابطه (۱۵) است. لازم به ذکر است که در توضیحات بالا حتی اگر s_t از مجموعه S خارج شود، نامعادله (۲۲) همچنان برقرار بوده و به این دلیل که $s_t > \rho + \delta$ است، در نتیجه $s_t > \rho + \bar{\varepsilon}$ دوباره باید کاهش V یابد.

با دقت در رابطه‌های (۱۵) و (۲۳)، تابع لیاپانوف V به شکل زیر محدود است:

(۲۴)

$$\frac{1}{2} s_t^2 \le V \le \frac{1}{2} \left(\frac{max_i \left\{ \zeta_{i,t} \right\} \sqrt{2}}{\beta} + \delta \right)^2 + \frac{1}{2} \tilde{\zeta}_M$$

درنهایت، می‌توان نتیجه گرفت که مانند زیر محدود است:

$$s_t \le \sqrt{\left(\frac{max_i\left\{\zeta_{i,t}\right\}\sqrt{2}}{\beta}+\bar{\sigma}\right)^2+\tilde{\zeta}_M} \quad (۲۵)$$

که به این معنی است که سطح لغزش s_t پایدار UUB است. علاوه بر این، پارامترهای به‌روزرسانی $\zeta_{i,t}$ و بهره‌های کنترلی $\hat{\Gamma}_{i,t}$ برای $i=1,2$ نیز محدود هستند. همچنین، ازآنجاکه s_t پایدار UUB است، خطای تعقیب e_t از (۱۰) نیز پایدار UBB خواهد بود.

۵. مطالعه شبیه‌سازی

به‌منظور تأیید اثربخشی تئوری کنترلی توسعه داده‌شده، عملکرد کنترل‌کننده موردنظر روی سیستم دینامیکی بالگرد موردمطالعه قرار می‌گیرد. به‌منظور تأیید مقاوم بودن الگوریتم کنترلی پیشنهادشده نسبت به اغتشاش خارجی، اغتشاش‌های $d_1(t)=0.2\sin(5t)$ و $d_2(t)=0.2\sin(5t)$ روی سیستم اعمال شده است. پارامترهای سیستم به‌منظور پیاده‌سازی بالگرد در شبیه‌سازی، طبق جدول ۱ انتخاب شده‌اند.

نتایج شبیه‌سازی سیستم حلقه بسته در دو سناریوی شبیه‌سازی در نظر گرفته شده‌اند. در سناریوی اول شرایط اولیه سیستم به‌گونه‌ای در نظر گرفته شده است که سیستم در مبدأ باشد. در این سناریو برای بررسی اثربخشی رویکرد کنترلی، نتایج شبیه‌سازی با رویکرد ارائه‌شده در مقاله [۲۶] مقایسه شده است. در سناریو دوم سیستم شرایط اولیه را دارد و به دلیل وجود تلاش اولیه زیاد برای همگرایی سریع‌تر، اثر اشباع نیز بررسی می‌شود.

سناریوی۱. مسیر مرجع در نظر گرفته‌شده برای حرکت‌های ارتفاع و گام سیگنال سینوسی مانند زیر است.

$$q_d=\left(\cos(t)+\sin(2t),\sin(t)\right)^T$$

به‌منظور رسیدن به هدف کنترلی مناسب، بهره‌های کنترلی برای رویکرد کنترلی پیشنهادی مانند جدول ۲ در نظر گرفته شده‌اند. بهره جایابی قطب β در صورت انتخاب مقادیر بزرگ، قطب‌های سیستم را نسبت به محور موهومی در نقطه دورتر قرار خواهد داد، ازسویی انتخاب مقادیر بسیار بزرگ در صورت وجود شرایط اولیه باعث ایجاد پاسخ‌گذاری نامطلوب و پیک زدن در لحظه رسیدن به مسیر مطلوب می‌شود. بهره ترم فرکانس بالا $\bar{K}$ یکی از مهم‌ترین پارامترها در طرح کنترلی مدلغزشی بوده و انتخاب مقادیر بزرگ باعث افزایش دقت کنترلی و همچنین افزایش مقاومت رویکرد در مقابل اغتشاشات می‌شود ولی انتخاب مقادیر بزرگ همچنین باعث پدیدار شدن پدیده چترینگ می‌شود. درنتیجه باید با توجه به رابطه (۲۱) این بهره به‌گونه‌ای انتخاب شود که از حد بالای ترم نامطلوب بزرگ‌تر باشد ولی این مسئله در نظر گرفته شود که برای جلوگیری از پدیده چترینگ، بزرگ انتخاب شدن بهره به شکل خیلی محافظه‌کارانه بزرگ نباشد. علاوه بر این پارامترهای مثبت دلخواهی برای دستیابی به عملکرد مناسب از بهره‌های تطبیقی وجود دارند که به‌عنوان‌مثال ε_1 و ε_2 حدود کوچک همسایگی مطلوب سطح لغزش حول صفر می‌باشد و انتخاب مقادیر کوچک آن اختیاری و در دست طراح می‌باشد.

به‌منظور بررسی اثربخشی رویکرد پیشنهادی، مقایسه در شبیه‌سازی با رویکرد ارائه‌شده در مرجع [۲۶] انجام شده است که سطح لغزش و کنترل‌کننده آن در زیر آورده شده است:

$$s = e + K_s e^{q/p}$$

$$u = \tilde{A}_t \left(\ddot{q}_d + \beta s + K_s \frac{q}{p} \dot{e}^{\frac{q}{p}-1} \dot{e} + \bar{K} \tanh(s) \right)$$

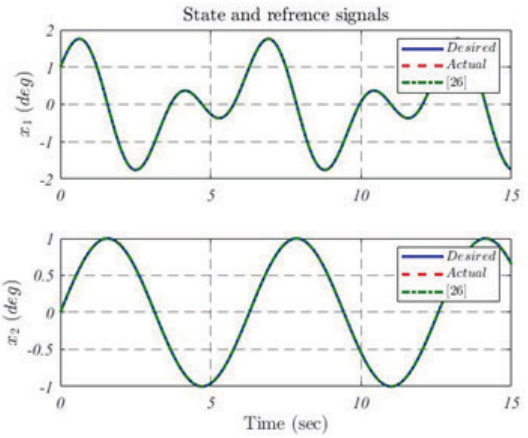
$$-\tilde{A}_t \ddot{q}_{t-L} + u_{t-L}$$

جدول ۲- پارامترهای کنترل‌کننده پیشنهادی

نماد	مقدار
$\bar{K}$	$diag\,(5,5)$
β	$diag\,(20,20)$
K_s	$diag\,(1,1)$
Γ	$diag\,(0.3,-0.2)$
a_1	۱,۳
a_2	۱,۳
ζ_1^*	۳
ζ_2^*	۳
γ_1	۱۰۰۰
γ_2	۲۰
ε_1	۰,۰۱
ε_2	۰,۰۱

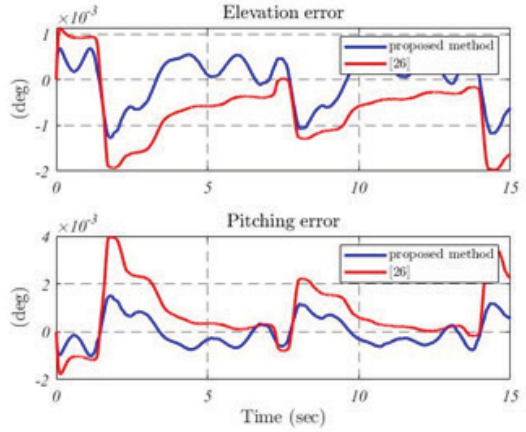
برای مقایسه دقیق بین دو رویکرد، همان بهره‌های موجود در جدول ۲ در این کنترل‌کننده نیز استفاده شده است. همچنین $q=5$ و $p=3$ در نظر گرفته شده‌اند.

هدف کنترل تعقیب مسیر مرجع به‌وسیله حالت‌های ارتفاع و گام با خطای تعقیب ناچیز است. در شکل ۲ حالت‌های سیستم بالگرد به همراه سیگنال‌های مسیر مرجع رسم شده‌اند. همان‌طور که در شکل ۲ مشخص است حرکت‌های ارتفاع و گام به طرز مناسبی مسیر مرجع را دنبال می‌کنند.



شکل۲. مسیر مرجع به همراه مسیر حرکت‌های ارتفاع و گام

به‌منظور بررسی دقت رسیدن به هدف کنترل، خطای تعقیب در شکل ۳ نشان داده شده است. برای بررسی دقت و کارایی رویکرد کنترلی ارائه شده نسبت به [۲۶] مقادیر RMS خطاهای تعقیب در جدول ۳ آورده شده است.

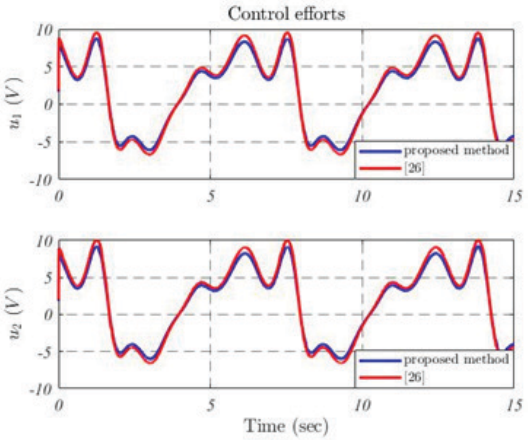


شکل۳. خطای تعقیب حالت‌ها

جدول۳. مقادیر RMS خطای تعقیب

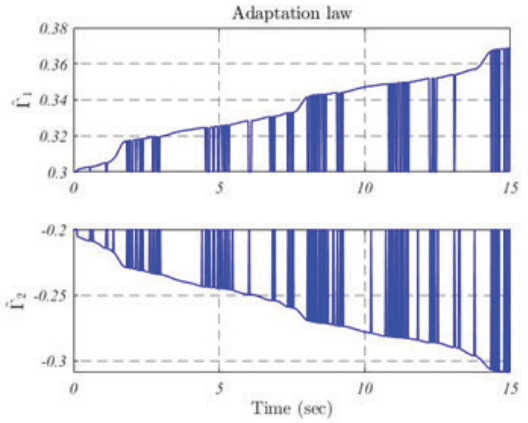
نماد	رویکرد پیشنهادی	رویکرد مرجع[۲۶]
$RMS\,(e_1)$	5.4×10^{-4}	8.8×10^{-4}
$RMS\,(e_2)$	6.2×10^{-4}	1.4×10^{-3}

جدول بالا برای خطاهای تعقیب ارتفاع و گام اثربخشی، رویکرد پیشنهادی را نشان می‌دهد. همچنین، ورودی کنترلی در شکل ۴ رسم شده است.



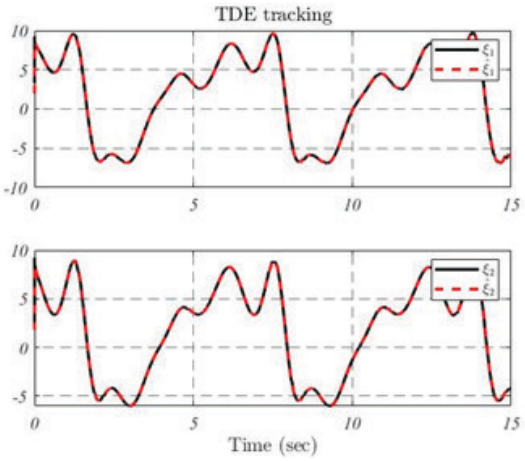
شکل ٤. سیگنال ورودی کنترلی

همان‌طور که در شکل مشخص است، سیگنال ورودی‌های کنترلی عاری از هرگونه پدیده چترینگ می‌باشد. علاوه بر این به‌منظور بررسی تغییرات پارامتر تطبیقی، $\hat{\Gamma}$ در شکل ۵ رسم شده است.



شکل ۵. نمودار سیگنال قانون تطبیق

همان‌طور که در بخش ۳ توضیح داده شده، از تکنیک تخمین تأخیر زمانی در ساختار کنترل استفاده شده است. با بهره‌گیری از این تکنیک طرح کنترل نسبت به مدل مستقل خواهد شد. درواقع با این تکنیک، ترمی شامل عدم قطعیت‌ها، اغتشاشات و دینامیک‌های پیچیده غیرخطی بالگرد تخمین زده شده و در ساختار کنترلی جبران می‌شود. در شکل ۶، مقدار واقعی ξ و تخمین تأخیر زمانی آن رسم شده است.



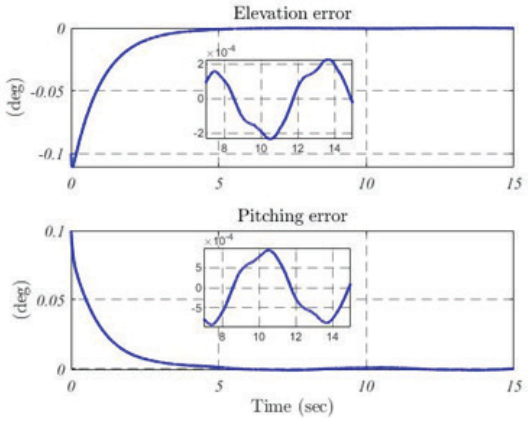
شکل ۶. مقدار واقعی ξ و تخمین آن با رویکرد تخمین تأخیر زمانی

توجه شود که برای رسیدن به عملکرد کنترل مناسب، خطای تخمین تأخیر زمانی باید تا حد ممکن کوچک به دست آمده و ترم تخمین زده شده، ترم واقعی را با دقت مناسبی تعقیب نماید. تعقیب مناسب ترم واقعی و ترم تخمینی به شکل قابل‌قبول در شکل ۶ مشاهده می‌شود.

سناریوی ۲. در این سناریو بالگرد شرایط اولیه را دارد و در لحظه اولیه موقعیت بالگرد در مبدأ نخواهد بود. با این کار اثر پاسخ گذرای سیستم بررسی شده و علاوه بر آن به دلیل فاصله داشتن موقعیت از مسیر مرجع در لحظه اول امکان ایجاد پیک‌های نامطلوب در تلاش کنترلی وجود دارد. در این پژوهش مقاوم بودن رویکرد در مقابل اثر اشباع نیز بررسی می‌شود. برای بررسی اثربخشی رویکرد کنترلی در برابر اثر اشباع، در این مطالعه $|V_{bmax}| \leq 15$ و $|V_{fmax}| \leq 15$ حدود بالا و پایین اشباع در عملگرهای ربات در نظر گرفته شده‌اند. پارامترهای کنترلی مانند آنچه در سناریوی اول انتخاب شده‌اند، در نظر گرفته می‌شوند. مسیر مرجع

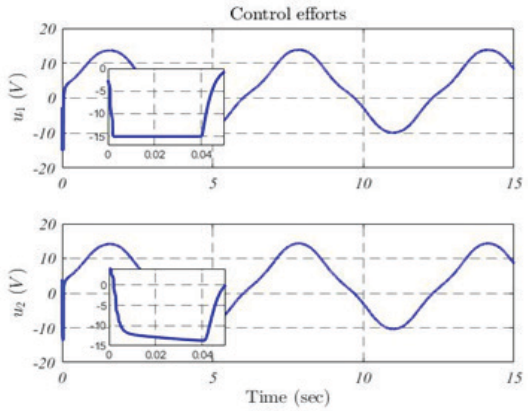
$q_d = \left(\sin(t), \sin(t)\right)^T$ انتخاب شده است. علاوه بر این، در حرکت ارتفاع شرایط اولیه برابر ۰٫۱ و برای حرکت گام شرایط اولیه ۰٫۱- در نظر گرفته شده‌اند.

در شکل ۷ خطای تعقیب برای این سناریو رسم شده‌است. در این شکل مقادیر خطا از ۰٫۱ و ۰٫۱- شروع می‌شوند که نشان‌دهنده شرایط اولیه در موقعیت زاویه‌ای بالگرد است. بااین‌حال، در حالت ماندگار خطای تعقیب در اندازه 10^{-4} خواهد شد.



شکل۷. خطای تعقیب برای سناریوی دوم

علاوه بر این برای سناریوی دوم، شکل ورودی کنترلی اشباع‌شده در شکل ۸ نمایش داده شده است. همان‌طور که قابل‌انتظار بود در لحظات اول تلاش کنترلی زیاد به‌وسیله اشباع در ورودی حذف شده و عملکرد مناسب تعقیب حفظ شده است.



شکل۸. ورودی کنترلی اشباع‌شده برای سناریوی دوم

۶. نتیجه‌گیری

مسئله کنترل بالگردهای کوچک بدون سرنشین به دلیل کاربردهای عملی فراوان و همچنین داشتن ویژگی‌های از قبیل رفتار غیرخطی دینامیکی، کوپلینگ بالا و ...، در سال‌های اخیر توجه‌های زیادی را به خود جلب کرده‌است. در این مقاله یک کنترل کننده مقاوم به همراه به‌کارگیری تکنیک تخمین تأخیر زمانی تطبیقی برای بالگرد سه درجه آزادی پیشنهاد شده‌است. از جمله مهم‌ترین مزیت‌های به‌کارگیری تکنیک تخمین تأخیر زمانی در طرح کنترل، مستقل شدن کنترل‌کننده از داشتن دانش اولیه نسبت به پارامترهای مدل می‌باشد. علاوه بر این، طرح کنترلی ارائه‌شده نسبت به اغتشاشات خارجی و عدم قطعیت‌های مدل مقاوم می‌باشد. همچنین به‌منظور سرکوب خطای تخمین تأخیر زمانی از کنترل مد لغزشی در ساختار کنترلی استفاده شده است. مطالعه شبیه‌سازی و مقایسه با رویکردهای کنترلی اخیر، تأییدکننده اثربخشی مناسب قانون کنترل پیشنهادی روی دینامیک بالگرد است.

۷. پی‌نوشت‌ها

1.Uniformly ultimately bounded
2.Quanser
3.Coupling
4.Prescribed performance control
5.State Dependent Riccati Equation
6.Successive approximation
7.Explicit model predictive approach
8.Elevation
9.Travel
10.Super twisting
11.Chattering
12.Switching
13.Elevation
14.Pitching
15.Travel
16.Active Disturbance System

۸.مآخذ

[1] M.-D. Hua, T. Hamel, P. Morin, and C. Samson, "Introduction to feedback control of underactuated VTOLvehicles: A review of basic control design ideas and principles," IEEE Control systems magazine, vol. 33, no. 1, pp. 61-75, 2013.

[2] Y. Chen, X. Yang, and X. Zheng, "Adaptive neural control of a 3-DOF helicopter with unknown time delay," Neurocomputing, vol. 307, pp. 98-105, 2018.

[3] X. Wang, Z. Li, Z. He, and H. Gao, "Adaptive Fast Smooth Second-Order Sliding Mode Control for Attitude Tracking of a 3-DOF Helicopter," arXiv preprint arXiv:2008.10817, 2020.

[4] S. K. Choudhary, "LQR based PID controller design for 3-DOF helicopter system," International Journal of Computer, Information, Systems and Control Engineering, vol. 8, no. 8, pp. 1375-1380, 2014.

[5] Y. Zhai, M. Nounou, H. Nounou, and Y. Al-Hamidi, "Model predictive control of a 3-DOF helicopter system using successive linearization," International Journal of Engineering, Science and Technology, vol. 2, no. 10, 2010.

[6] C. P. Bechlioulis and G. A. Rovithakis, "Robust adaptive control of feedback linearizable MIMO nonlinear systems with prescribed performance," IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 53, no. 9, pp. 2090-2099, 2008.

[7] X. Bu, Y. Xiao, and K. Wang, "A prescribed performance control approach guaranteeing small overshoot for air-breathing hypersonic vehicles via neural approximation," Aerospace Science and Technology, vol. 71, pp. 485-498, 2017.

[8] M. U. Salamci and B. Gökbilen, "SDRE missile autopilot design using sliding mode control with moving sliding surfaces," IFAC Proceedings Volumes, vol. 40, no. 7, pp. 768-773, 2007.

[9] B. Durmaz, M. K. Özgören, and M. U. Salamci, "Sliding mode control for non-linear systems with adaptive sliding surfaces," Transactions of the Institute of Measurement and Control, vol. 34, no. 1, pp. 56-90, 2012.

[10] S. Kurode, S. K. Spurgeon, B. Bandyopadhyay, and P. S. Gandhi, "Sliding mode control for slosh-free motion using a nonlinear sliding surface," IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, vol. 18, no. 2, pp. 714-724, 2012.

[11] T. Kiefer, K. Graichen, and A. Kugi, "Trajectory tracking of a 3DOF laboratory helicopter under input and state constraints," IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 18, no. 4, pp. 944-952, 2009.

[12] A. T. Kutay, A. J. Calise, M. Idan, and N. Hovakimyan, "Experimental results on adaptive output feedback control using a laboratory model helicopter," IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 13, no. 2, pp. 196-202, 2005.

[13] J. Zhang, X. Cheng, and J. Zhu, "Control of a laboratory 3-DOF helicopter: Explicit model predictive approach," International Journal of Control, Automation and Systems, vol. 14, no. 2, pp. 389-399, 2016.

[14] M. Nishi, M. Ishitobi, and K. Nakasaki, "Nonlinear adaptive control system design and experiment for a 3-DOF model helicopter," Artificial Life and Robotics, vol. 13, no. 1, pp. 50-53, 2008.

[15] F. Kara and M. U. Salamci, "Model reference adaptive sliding surface design for nonlinear systems," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 54, no. 1, pp. 611-624, 2017.

[16] F. Kara and M. U. Salamci, "Controller Design for a Nonlinear 3 DOF Helicopter Model Using Adaptive Sliding Surfaces," in 2019 XXVII International Conference on Information, Communication and Automation Technologies (ICAT), 2019, pp. 1-6: IEEE.

[17] A. Levant, "Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control," International journal of Control, vol. 76, no. 9-10, pp. 924-941, 2003.

[18] J. A. Moreno and M. Osorio, "A Lya-

punov approach to second-order sliding mode controllers and observers," in 2008 47th IEEE conference on decision and control, 2008, pp. 2856-2861: IEEE.
[19] Y. B. Shtessel, I. A. Shkolnikov, and A. Levant, "Smooth second-order sliding modes: Missile guidance application," Automatica, vol. 43, no. 8, pp. 1470-1476, 2007.
[20] Q. Hu and B. Jiang, "Continuous finite-time attitude control for rigid spacecraft based on angular velocity observer," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 54, no. 3, pp. 1082-1092, 2017.
[21] K. Youcef-Toumi and O. Ito, "A time delay controller for systems with unknown dynamics," 1990.
[22] T. S. Hsia, T. Lasky, and Z. Guo, "Robust independent joint controller design for industrial robot manipulators," IEEE transactions on industrial electronics, vol. 38, no. 1, pp. 21-25, 1991.
[23] P. H. Chang and J. W. Lee, "A model reference observer for time-delay control and its application to robot trajectory control," IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 4, no. 1, pp. 2-10, 1996.
[24] J. Lee et al., "An experimental study on time delay control of actuation system of tilt rotor unmanned aerial vehicle," Mechatronics, vol. 22, no. 2, pp. 184-194, 2012.
[25] J.-Y. Park and P.-H. Chang, "Vibration control of a telescopic handler using time delay control and commandless input shaping technique," Control Engineering Practice, vol. 12, no. 6, pp. 769-780, 2004.
[26] S. M. Fazeli, M. Mokhtari, and K. Imani, "Finite Time Sliding Mode Control Design With Time Delay Estimation For 3-DOF Helicopter," presented at the The 18th International Conference of Iranian Aerospace Society, 1398. (In persian فارسی). Available:https:// civilica.com doc/ 1015318/
[27] Y.-X. Wang, D.-H. Yu, and Y.-B. Kim, "Robust time-delay control for the DC–DC boost converter," IEEE Transac-
tions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 9, pp. 4829-4837, 2013.
[28] S.-j. Cho, M. Jin, T.-Y. Kuc, and J. S. Lee, "Control and synchronization of chaos systems using time-delay estimation and supervising switching control," Nonlinear Dynamics, vol. 75, no. 3, pp. 549-560, 2014.
[29] H.-J. Bae, M. Jin, J. Suh, J. Y. Lee, P.-H. Chang, and D.-s. Ahn, "Control of robot