

ماهنامه علمى پژوهشى

ے، م**کانیک مدر** س

mme.modares.ac.ir

کنترل کنندهی مد لغزشی مرتبه دوم تطبیقی برای سیستمهای نامعین غیرخطی دو ورودی -دو خروجی و کاربرد در هلیکوپتر دو درجه آزادی

کاظم زارع¹، حمیدرضا کوفیگر^{2*}

1 - كارشناسى ارشد، مهندسى برق كنترل، دانشگاه اصفهان، اصفهان
 2 - استاديار، مهندسى برق، دانشگاه اصفهان، اصفهان
 * اصفهان، صندوق پستى 8174673441
 koofigar@eng.ui.ac.ir

اطلاعات مقاله	چکیدہ
اطلار عال مقاله مقاله پژوهشی کامل دریافت: 21 مرداد 1394 ارائه در سایت: 07 آذر 1394 کنترل غیرخطی مد لغزشی مرتبه دوم سیستمهای دو ورودی –دو خروجی هلیکوپتر آزمایشگاهی سیستمهای مکاترونیک	چحیده در این مقاله، کنترل کننده مد لغزشی مرتبه دوم تطبیقی با سطح لغزشی انتگرالی، برای سیستمهای نامعین غیرخطی دو ورودی – دو خروجی طراحی شده و مقاوم بودن سیستم در حضور عدم قطعیتها و اختلالات خارجی کراندار تضمین شده است. هدف طراحی کنترل کنندهای است که با وجود اثر کوپلینگ در سیستم، پایداری و ردیابی مسیر مطلوب را تضمین نماید. به منظور حصول این هدف، مدل سیستم به دو زیرسیستم تقسیم میشود و اثر کوپلینگ موجود بین دو زیر سیستم به عنوان نامعینی مدل در نظر گرفته شده است. روش مد لغزشی با سطح لغزشی تناسبی انتگرالی به کار برده شده در مقایسه با مد لغزشی کلاسیک دارای مزایای بسیاری است و برای سیستمهایی که آفست یا خطای حالت ماندگار زیادی دارند کارایی بهتری از خود نشان میدهد. برای جلوگیری از پدیده چترینگ، روش مد لغزشی مرتبه دوم پیشنهاد شده است. با استفاده از بهره سوئیچینگ تطبیقی، روش جدیدی ارائه شده که برخلاف روشهای دیگر در این روش به کران بالای نامعینیها و عدم قطیتهای سیستم نیازی نیست و در عین حال بهره سوئیچینگ مطابق با شرایط سیستم، افزایش و کاهش مییابد. خاصیت مقاوم بودن سیستم در برابر نامعینیها و نیازی نیست و در عین حال بهره سوئیچینگ مطابق با شرایط سیستم، افزایش و کاهش مییابد. خاصیت مقاوم بودن سیستم مای سی
	اختار با صاربی اعمال سده به سیستم و پیداری سیستم با دو مرحبه استاده از قبع بیپاف طسیق می فردد. درمهیت روش پیستهدی جهت کنترل زاویه سمت و ارتفاع هلیکوپتر آزمایشگاهی با دو درجه آزادی اعمال میشود. نتایج شبیهسازی عملکرد مناسب الگوریتم طراحی شده را با وجود اختلالات خارجی و نامعینیهای مدل نشان میدهد.

Adaptive Second Order Sliding Mode Controller for two input-two output Uncertain Nonlinear Systems and Application to a 2-DOF Helicopter Model

Kazem Zare, Hamid Reza Koofigar^{*}

Department of Electrical Engineering, University of Isfahan, Isfahan, Iran. *P.O.B 8174673441, Isfahan, Iran, koofigar@eng.ui.ac.ir

ARTICLE INFORMATION

ABSTRACT

Original Research Paper Received 12 August 2015 Accepted 19 October 2015 Available Online 28 November 2015

Keywords: Nonlinear Control SOSM TITO Systems Laboratory helicopter Mechatronic systems

Sils

In this paper, the adaptive second order sliding mode (SOSM) controller is designed for two input - two output (TITO) uncertain nonlinear systems and the robustness properties are ensured in the presence of uncertainties and bounded external disturbances. The objective is to design a controller that ensures stability and path tracking despite the effects of coupling. To this end, the system model is divided into two subsystems, and the coupling effects between such subsystems are considered as uncertainties. The sliding mode approach with PI sliding surface is used to remove the offset and converge the steady state error to zero. To avoid chattering phenomenon, Second order sliding mode method is proposed. Using adaptive switching gain, a new method is presented which unlike other methods, does not require the upper bound of the system uncertainties in the design procedure. Robustness properties against system uncertainties and external disturbances are shown by the Lyapunov stability theorem. Finally, the proposed method is used to control azimuth and elevation angle of a laboratory helicopter with two degrees of freedom. Simulation results show performance of the algorithm in the presence of perturbations.

1- Multi-Input Multi-Output (MIMO)

Please cite this article using:

برای ارجاع به این مقاله از عبارت ذیل استفاده نمایید:

K. Zare, H. R. Koofigar, Adaptive Second Order Sliding Mode Controller for two input-two output Uncertain Nonlinear Systems and Application to a 2-DOF Helicopter Model, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 15, No. 12, pp. 189-199, 2015 (n Persian)

همچنین به دلیل وجود تداخل¹، استفاده از شیوههای کنترلی تک ورودی -تک خروجی² نیز برای چنین سیستمهایی به سختی امکان پذیر است. در واقع می توان مسئله تداخل را اساسی ترین مسئله طراحی سیستمهای کنترل چند متغیره دانست که به تنزل عملکرد سیستمها و در شرایطی نیز به ناپایداری حلقه بسته منجر می گردد. در چند دهه اخیر روش های مختلفی برای طراحی کنترلکننده برای سیستمهای چند متغیره ارائه شدهاند که ازجمله آنها میتوان به موارد زیر اشاره نمود.

- 1- روش تنظيم مجدد³ [3]
- -2 روش حلقه بستن ترتيبي⁴ [4]
- -3 روشهای تکراری⁵ یا سعی و خطا [5]
 - 4- روش های مستقل [6]

سیستمهای دو ورودی – دو خروجی⁶ با تداخل بین ورودی و خروجی غیرقابل چشمپوشی، یکی از مقولههای رایج در سیستمهای چند متغیره می باشند [8,7]. سیستم هایی مانند ربات ها، سیستم جداسازی ارتعاش دو مرحلهای، هلیکوپترهای آزمایشگاهی و ... نمونهای از سیستمهای دو ورودی - دو خروجی و معیاری برای عملکرد الگوریتم پیشنهادی ارائهشده است. با در نظر گرفتن اهمیت این سیستمها تاکنون روشهای مختلفی برای شناسایی و کنترل این سیستمها پیشنهاد شده است [10,9]. در این میان كنترل پیشگوی غیرخطی برای مدل هلیکوپتر مورد بررسی طراحی شده است که نتایج حاکی از عملکرد بهتر کنترل پیشگوی غیرخطی نسبت به حالت پیشگوی عمومی، هم از لحاظ سرعت و هم از نظر فراجهش بوده است [10]. همچنین بر روی این هلیکوپتر کنترل تطبیقی فازی پیادهسازی شده تا رؤیت پذیری حالتها، بدون نیاز به دسترسی کامل حالتها را امکان پذیر نمایند [11]. در [12] کنترل کننده فازی با استفاده از روش ممدانی برای کنترل زاویه ارتفاع و سمت هلیکوپتر پیادهسازی نمودند که نتایج این تحقیق نشان میدهد کنترل کننده یفازی با فراجهش خیلی کمتر و پاسخ سریعتر نسبت به کنترل کنندههای تناسبی-انتگرالی-مشتقی مسیر مطلوب را دنبال می کند. در [13,12] كنترلكنندههای تناسبی و انتگرالی فازی را با استفاده از الگوریتم تکاملی و در حالتی که سیستم دکوپله نشده، بر روی هلیکوپتر مورد آزمایش طراحی نمودند تا فراجهش زاویههای ارتفاع و سمت کاهش یابد. استفاده مستقیم کنترل فازی به علت پیچیدگی سیستم منجر به سعی و خطاهای بسیاری در یافتن قانونها و افزایش تعداد قوانین می شود. بنابراین معمولا طراحان به دنبال روشهایی برای سادهسازی طراحی هستند.

كنترل كننده مد لغزشي در اوايل دهه 1950 توسط استانيسلاف املیانوف⁷ و سایر محققین روسی بر روی سیستمهای تک ورودی مورد بررسی قرار گرفت و برای چنین سیستمهای سادهای، کنترل مد لغزشی بهوسیله روش سعى و خطا انجام مىشد. كنترل مد لغزشى تا سال 1970 به علت فقدان روشي مشخص جهت طراحي سطح لغزشي، پيشرفت چنداني نداشت و

موضوع اختلالات خارجی و عدم قطعیتهای مدل مورد توجه بیشتری قرار گرفت. در سالهای اخیر تلاشهای قابل ملاحظهای برای کنترل سیستمهای دو ورودی-دو خروجی به روش مد لغزشی شده است. در [16] مد لغزشی فازی را بر روی سیستم دو ورودی - دو خروجی پیادهسازی کردند و صحت مقاوم بودن سیستم در برابر اختلالات خارجی بررسی شده است. برای غلبه بر عیب عمده کنترلکننده های لغزشی طراحی شده، یعنی پدیده چترینگ، روشهای مختلفی وجود دارد از جمله تابع اشباع، منطق فازی، سطح لغزشی مرتبه دوم و … که جایگزین تابع علامت میشوند.

برجستهترين ويژگي كنترل مد لغزشي خاصيت مقاومتيذيري بالاي آن است. از هر نقطه اولیه داده شده در فضای حالت، کنترل مد لغزشی سریعا رفتار سیستم را به سطح لغزشی حرکت میدهد و مشخصات مطلوب را محدود مىكند. در مد لغزشى، سيستم كنترل حلقه بسته غيرخطى، كاملا به دینامیکهای نامعین غیر حساس است و اختلالات ورودی کراندار را کاملا دفع میکند. با توجه به ویژگیهای فوق، طرح کنترل مد لغزشی به همراه مکانیزمهای تطبیقی برای کاربردهای غیرخطی و پاسخ سریع بسیار مناسب است. اگرچه کنترل کننده مد لغزشی مزیتهایی مانند خاصیت مقاومت پذیری بالا و پاسخ سریع دارد اما برخی مشکلات اجتناب ناپذیر در طراحی آن و همچنین عملکرد سیستم کنترل وجود دارد که بهقرار زیر است.

- √ زمان همگرایی نامشخص: کنترلکننده مد لغزشی تنها میتواند همگرایی مجانبی دینامیک سیستم را فراهم کند (بهعنوان مثال خطای رديابي)، به اين معنا كه فقط اطمينان از رسيدن سيستم به حالت پايدار وقتى كه زمان به سمت بىنهايت ميل مى كند را مىدهد و نمی تواند مقدار محدود خاصی از زمان همگرایی را مشخص کند.
- طراحی پیچیده: طراح نیاز به دانش قبلی از کران نامعینیهای سیستم،
 باید داشته باشد که برای سیستمهای پیچیده محاسبه کران نامعینی بسیار سخت است. با این حال کنترل تطبیقی می تواند این مشکل را حل نمايد.
- محاسبات سخت: نیاز به دانستن بردار حالت کامل از سیستم در طول \checkmark فرآیند کنترل است. برای سیستمهای پیچیده همیشه امکان اندازه گیری پارامترهای مورد نیاز نیست و تخمین به کاربرده شده به محاسبات بیشتر می انجامد و ممکن است عملکرد کنترل کاهش یابد.
- اثر چترینگ: در خلال طبیعت ناپیوسته سیگنال کنترل، سوئیچینگ \checkmark سريع اطراف سطح لغزشي اجتنابناپذير است. اگر فركانس سوئيچينگ بینهایت باشد، مشکلی پیش نخواهد آمد. با این حال، عیب وسایل سوئیچینگ واقعی (بهعنوان مثال ثابت زمانی کم) محدود کردن فرکانس سوئیچینگ در یک مقدار محدود است. این نه تنها باعث کاهش دقت لغزش مىشود بلكه سطح لغزشى اطراف سيستم شديدا نوسان می کند. این نوسانات را چترینگ می نامند که پدیده ای نامطلوب است،

[DOR: 20.1001.1.10275940.1394.15.12.53.1]

زیرا ممکن است باعث افزایش فعالیتهای کنترلی و تحریک
دینامیکهای مدل نشده فرکانس بالای سیستم و حتی ناپایداری
سیستم نیز شود [17]. یکی دیگر از دلایل اثر چترینگ، تداخل بین
برخی دینامیکهای فرکانس بالا که در طراحی (بهعنوان مثال ساختار
مدل نشده، چشمپوشی از تأخیر زمانی) با عملیات سوئیچینگ نادیده
گرفته شده است می باشد. این تداخل ممکن است باعث نوساناتی با
دامنه و فرکانس محدود و درنهایت منجر به ناپایداری سیستم شود.
بنابراين تاكنون براى رفع اين مشكلات ناخواسته مطالعات زياد صورت

مورد استقبال قرار نگرفت. در سال 1970 توجه زیادی به این روش کنترلی
به دلیل خاصیت تغییرناپذیری شده است که در نتیجه، تحقیق و توسعه
روشهای طراحی کنترل مد لغزشی در هر دو زمینه تئوری و عملی سرعت
بیشتری یافته است [15,14]. در سال 1990، سیستمهای کنترل با

- 1- Interaction
- 2- Single-Input Single-Output (SISO)
- 3- Detuning
- 4- Sequential Loop Closing Method
- 5- Iterative
- 6- Two Input-Two Output (TITO)
- 7- Emelyanov

گرفته است. پنج روش برای کاهش و یا حذف اثر چترینگ پیشنهاد شده است.

- 1) روش لایه مرزی
- 2) لايه مرزى تطبيقي
- 3) روش مبتنی بر رویتگر
 - 4) روشهای هوشمند
 - 5) روش مرتبه بالا

هر چند که در روشهای لایه مرزی و لایه مرزی تطبیقی خاصیت تغییرناپذیری سیستم کاهش مییابد، ولی دلیل توجه به این روشها این است که در آنها سوئیچینگ سیگنال کنترل ورودی کاهش یافته و یا حذف می شود؛ اما مشکل مهم تر این دو روش، استفاده از بهره بزرگ در داخل لایه مرزی است [18]. این بهره بزرگ باعث ناپایداری در داخل لایه مرزی شده که این پدیده همان چترینگ است. در روشهای مبتنی بر رویتگر، چترینگ بهطور كامل حذف می شود [19]. ولی در این روش ها نیز خاصیت تغییرنایذیری سیستم کاهش مییابد زیرا در این روشها، حالتهای تخمین زده شده بجای حالتهای سیستم به سمت سطح لغزش سوق داده می شوند. به عبارت دیگر، به دلیل مجانبی بودن پایداری رویتگر، نهتنها خاصیت تغییرناپذیری از بین خواهد رفت بلکه ممکن است خاصیت مقاوم بودن سیستم حلقه بسته نیز کاهش یابد [20]. بنابراین برای پیادهسازی کنترل حالت لغزشی روشهای هوشمند مورد توجه قرار گرفتهاند [21]. به هر حال تواناییهای روشهای هوشمند بر هیچ محققی پوشیده نیست ولی این روشها نیز نمی توانند برطرف کننده نیاز به یک روش تحلیلی مدون مبتنی بر روشهای غیرخطی باشند [22].

با توجه به توضیحات بیان شده، کنترل حالت لغزشی مرتبه بالا برای حذف کامل چترینگ پیشنهاد شده است. در این روش، سوئیچینگ به مشتقات بالاتر سیگنال کنترل ورودی منتقل میشود. الگوریتمهای زیادی برای پیادهسازی کنترل حالت لغزشی مرتبه دو پیشنهاد شده است [23]؛ اما همان طور که بیان شد، چترینگ فقط با حذف سوئیچینگ از سیگنال کنترل ورودی حذف نخواهد شد. بهعنوان مثال، در مرجع [24] نشان داده شده است که امکان بروز چترینگ در الگوریتمهایی که از بهره کنترل کننده نامحدود استفاده می کنند، وجود دارد. بنابراین بهوضوح دیده میشود برای خذف چترینگ، پارامتر دیگری که باید در پیادهسازی کنترل کننده سطح لغزشی موردنظر قرار گیرد، کاهش بهره سوئیچینگ است. یک روش برای کاهش این بهره، استفاده از روشهای تطبیقی است. در این روش بهره عواملی که باعث تحریک و نوسانی شدن دینامیکهای مدل نشده میشوند، وجود نخواهد داشت.

در این مقاله روش مد لغزشی مرتبه دوم برای کنترل سیستمهای نامعین

نسبت به برخی از روشهای کنترلی انجام شده بر روی سیستمهای دو ورودی دو خروجی دارای مزایای زیر است. 1- مقاوم بودن سیستم در برابر اختلالات خارجی و نامعینیهای

- مدل
- 2- زمان همگرایی محدود
- 3- حذف پديده چترينگ
- 4- قوانين كنترلى نسبتا ساده
- 5- عدم نیاز به دانستن کران بالای نامعینیها

ساختار مقاله به شرح زیر است. در بخش دوم، مدل غیر خطی سیستمهای دو ورودی - دو خروجی ارائه و سپس روندهای قبل از طراحی کنترل کننده مد لغزشی، مانند خطی سازی معرفی میشود. در بخش سوم مقاله، جهت طراحی کنترل کننده مد لغزشی بدون چترینگ برای سیستمهای دو ورودی – دو خروجی، از روش سطح لغزشی مرتبه دوم استفاده شده است و با استفاده از قانون تطبیقی نحوه بدست آوردن بهره سوئیچینگ مورد بررسی قرار می گیرد. در بخش چهارم، کنترل کننده طراحی شده در بخش سوم بر روی هلیکوپتر آزمایشگاهی مورد نظر پیاده سازی می شود. نتایج شبیه سازی ها در دو حالت بدون اختلال و با وجود اختلال مورد تحلیل قرار می گیرد. نهایتا در بخش پنجم نتیجه ای کلی از کارهای صورت گرفته در مقاله ارائه می شود.

2 - مدلسازی دینامیک سیستم

سیستمهای غیرخطی کوپل شده دو ورودی - دو خروجی را به صورت زیر در نظر بگیرید: (1) X = f(X) + g(X)U + d(t)Y = CXجایی که $X = [x_1, x_2, ..., x_n]^T \in \mathbb{R}^n$ بردار حالت، $V, Y \in \mathbb{R}^2$ به ترتیب متناظر با ورودی کنترل و خروجی سیستم، f(X) و (X) و توابع غیرخطی و متناظر با خارجی کراندار است. به منظور سادگی در طراحی کنترل کننده

سیستمهای پیچیده، رابطه (1) به دو زیرسیستم تقسیم می شود. $\dot{X}_{s1} = f_{s1}(X) + g_{s1}(X)U + d_1$, s1 = 1, ..., k

$$\dot{X}_{s2} = f_{s2}(X) + g_{s2}(X)U + d_2, \qquad s2 = k + 1,..,n$$

$$Y = [y_{s1}, y_{s2}]^{\mathrm{T}} = [x_1, x_{k+1}]^{\mathrm{T}}$$
(2)

جایی که T **[** X_{s1}, X_{s2} **] =** X و y_{s1}, y_{s2} خروجی های سیستم بوده و متناظر با اولین متغیر حالت زیرسیستم ها می باشند. در واقع X_{s1} متناظر با حالتهایی است که در معادلات دینامیکی مربوط به ورودی و خروجی اول و X_{s2} متناظر با حالتهایی است که در معادلات دینامیکی مربوط به ورودی و خروجی دوم نقش دارند.

اگرچه دینامیک حاکم بر اکثر فرآیندهای صنعتی و سیستمهای واقعی غیرخطی است، لیکن تحلیل و طراحی سیستمهای کنترل برای حالت غیرخطی بسیار دشوار و پیادهسازی کنترل کننده غیرخطی در بسیاری از

موارد عملی و کاربردی امری غیر ضروری است. در واقع در عمل نشان داده
شده است که کنترلکنندههای خطی، رده بسیار وسیعی از سیستمهای واقعی
و فرآیندهای پیچیده صنعتی را بهخوبی کنترل مینمایند. از اینرو، بدست
آوردن مدلهای دقیق خطی از سیستمهای غیرخطی از نظر مهندسی بسیار
مهم و اجتناب ناپذیر است.
عملکرد عادی سیستم ممکن است حول یک نقطهی تعادل باشد، اگر
سیستم حول یک نقطهی تعادل کار کند و سیگنالهای اعمالی کوچک
باشند، میتوان سیستم غیرخطی را بهصورت یک سیستم خطی تقریب زد.
این سیستم خطی در یک گسترهی کاری محدود با سیستم غیرخطی همارز

غیرخطی دو ورودی دو خروجی طراحی شده است. ابتدا مدل ریاضی سیستمهای دو ورودی و دو خروجی به دو زیر سیستم تقسیم میشود و اثر کوپلینگ بین زیر سیستمها به عنوان نامعینی در نظر گرفته میشود. سطح لغزشی مرتبه دوم جهت حذف پدیده چترینگ و به منظور حذف آفست و تضمین پایداری نمایی، سطح لغزشی تناسبی-انتگرالی برای دو زیر سیستم پیشنهاد شده است. درنهایت روش پیشنهادی جهت کنترل زاویه سمت و ارتفاع هلیکوپتر آزمایشگاهی با دو درجه آزادی اعمال میشود. نتایج شبیه سازی عملکرد مناسب الگوریتم طراحی شده را با وجود اختلالات خارجی و نامعینیهای مدل نشان میدهد. به طور کلی، روش پیشنهادی

مهندسی مکانیک مدرس، اسفند 1394، دورہ 15، شمارہ 12

191

با مشتق گیری مرتبه دوم از سطح لغزشی (7) خواهیم داشت. $\ddot{\sigma} = (\alpha_1 A^2 + \alpha_2 A)E + (\alpha_1 A B + \alpha_2 B)u + (\alpha_1 A^2 + \alpha_2 A)$ $X_d - \alpha_2 \dot{X}_d - \alpha_1 \ddot{X}_d + (\alpha_1 A + \alpha_2)(\Delta F + d) +$ $\alpha_1(\Delta F + \dot{d}) + \alpha_1 B \dot{u}$ (9) اگر امکان صفر شدن σ و مشتق آن در زمان بینهایت با استفاده از سیگنال کنترل \dot{u} وجود داشته باشد آنگاه ورودی واقعی سیستم u با انتگرال گیری از \dot{u} سيگنال *ü* بدست خواهد آمد. جهت طراحي کنترل کننده مد لغزشي تابع لغزش چندحالته² بهصورت زير تعريف مي گردد [25]. (10) $S = \dot{\sigma} + \mu \sigma$ جایی که μ ثابت مثبت است و با مشتق *گ*یری از رابطه (10) خواهیم داشت: $\dot{S} = \ddot{\sigma} + \mu \dot{\sigma} = (\alpha_1 A^2 + \alpha_2 A + \mu \alpha_1 A + \mu \alpha_2) E + (\alpha_1 A B)$ $+\alpha_{2}B + \mu\alpha_{1}B)u + (\alpha_{1}A^{2} + \alpha_{2}A + \mu\alpha_{1}A)X_{d} - (\mu\alpha_{1} + \mu\alpha_{1}A)X_{d} - (\mu\alpha_{1}$ $\alpha_2)\dot{X}_d - \alpha_1\dot{X}_d + (\alpha_1A + \alpha_2 + \mu\alpha_1)(\Delta F + d) +$ $\alpha_1(\Delta F + \dot{d}) + \alpha_1 B \dot{u}$ (11)در گام بعد بایستی قانون کنترل u انتخاب شود تا بردار حالت را به سطح لغزشى برساند؛ بنابراين قانون كنترل بايستى طورى طراحى شود كه شرط زیر (شرط رسیدن) را برآورده کند. (12) *S Ś* < 0

به منظور برآورده شدن شرط (12)، قانون رسیدن نمایی برای سطح لغزشی، به صورت رابطه زیر در نظر گرفته می شود.

$$\dot{S} = -k_1 S - k_2 \operatorname{sign}(S)$$
 (13)
جاییکه k_1 و k_2 ثابت مثبت است. حال باید یک قانون کنترل برای پایداری

مقاوم حلقه بسته انتخاب شود که حالتهای سیستم را روی سطح لغزش قرار دهد، با استفاده از تابع لیاپانف و تضمین پایداری سیستم، ورودی کنترلی بدست میآید.

$$V(\mathbf{x}) = \frac{1}{2}S^2 \tag{14}$$

با گرفتن مشتق از رابطه (14) و با جایگذاری رابطه (11) در آن، خواهیم داشت:

$$\dot{V} = S\dot{S} = S[(\alpha_1 A^2 + \alpha_2 A + \mu \alpha_1 A + \mu \alpha_2)E + (\alpha_1 A B + \alpha_2 B + \mu \alpha_1 B)u + (\alpha_1 A^2 + \alpha_2 A + \mu \alpha_1 A)X_d - (\mu \alpha_1 + \alpha_2)\dot{X}_d - \alpha_1 \ddot{X}_d + (\alpha_1 A + \alpha_2 + \mu \alpha_1) (\Delta F + d) + \alpha_1 (\Delta F + d) + \alpha_1 B \dot{u}]$$
(15)

برای اطمینان از پایداری، بر اساس قضیه پایداری لیاپانف بایستی ورودی کنترلی انتخاب گردد تا *۲* منفی معین شود. با برابر قرار دادن رابطه (11) با (13) و درحالی که نامعینیها و اختلالات خارجی و مشتقات بردار مرجع



است. یک روش کاربردی و موفق در خطی سازی معادلات غیرخطی سیستم، استفاده از جاکوبین¹ است. با استفاده از روش خطی سازی جاکوبین رابطه (2) خطی سازی می شود.

$$\dot{X}_{s1} = A_{s1}X_{s1} + B_{s1}u_1 + \Delta F_{s1} + d_1$$

$$\dot{X}_{s2} = A_{s2}X_{s2} + B_{s2}u_2 + \Delta F_{s2} + d_2$$
(3)

که $\Delta F_{s2}, \Delta F_{s1}$ متناظر با بخش نامعین مدل و d_1 و d_2 اختلالات کراندار خارجی و ماتریسهای حالت و ورودی زیرسیستمها به صورت

$$A_{s1} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial x_k} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_k}{\partial x_1} & \cdots & \frac{\partial f_k}{\partial x_k} \end{bmatrix}, \quad B_{s1} = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial u_1} \\ \vdots \\ \frac{\partial g_k}{\partial u_1} \end{bmatrix},$$
$$A_{s2} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_{k+1}}{\partial x_{k+1}} & \cdots & \frac{\partial f_{k+1}}{\partial x_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_{k+1}} & \cdots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{bmatrix}, \quad B_{s2} = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_{k+1}}{\partial u_2} \\ \vdots \\ \frac{\partial g_n}{\partial u_2} \end{bmatrix}$$

میباشند. با انتخاب بردار مرجع مطلوب X_{ds1} و X_{ds2}، بردار خطای حالتها به صورت زیر بدست می آید.

$$E_{s1} = X_{s1} - X_{ds1}$$

$$E_{s2} = X_{s2} - X_{ds2}$$
(4)

با جایگزینی رابطه (3) در رابطه (4)، رابطه خطای حالتها بدست میآید. $\dot{E}_{s1} = A_{s1}E_{s1} + B_{s1}u_1 - \dot{X}_{ds1} + A_{s1}X_{ds1} + \Delta F_{s1} + d_1,$ $\dot{E}_{s2} = A_{s2}E_{s2} + B_{s2}u_2 - \dot{X}_{ds2} + A_{s2}X_{ds2} + \Delta F_{s2} + d_2$ (5) حال با داشتن رابطه (5) به طراحی کنترل کننده مد لغزشی مرتبه دوم تطبیقی پرداخته میشود تا خطای ردیابی به صفر همگرا شود.

$$3 - d -$$

1-3- كنترل كننده مد لغزشي مرتبه دوم

استفاده از سطح لغزشی مرتبه بالا یکی از روشهای حذف پدیدهی چترینگ در کنترل مد لغزشی است. این روش با حفظ مزیت اصلی روش استاندارد (مقاوم بودن)، اثر چترینگ را نیز حذف می کند. مشکل اصلی در اجرای مد لغزشی مرتبه بالا، افزایش تقاضای اطلاعات است. به منظور حذف خطای ردیابی حالت ماندگار سیستم، سطح لغزش تناسبی-انتگرالی برای هر زیر سیستم به صورت رابطه زیر در نظر گرفته می شود.

$$\sigma = \alpha_1 E + \alpha_2 \int_0^t E \, dt \tag{7}$$

جاییکه _۵₂, ₄ بردارهای ثابت هستند. با مشتق *گ*یری زمانی از سطح لغزش (7) خواهیم داشت:

Fig. 1 Second Order Sliding Mode [26]

شکل 1 مد لغزشی مرتبه دوم [26]

(8) $\dot{\sigma} = \alpha_1 \left(AE + Bu - \dot{X}_d + AX_d + \Delta F + d \right) + \alpha_2 E$ (8) Inserving the state of t

1- Jacobian

مهندسی مکانیک مدرس، اسفند 1394، دورہ 15، شمارہ 12

2- Manifold

$$\dot{u} = -(\alpha_1 B)^{-1} [(\alpha_1 A^2 + \alpha_2 A + \mu \alpha_1 A + \mu \alpha_2) E + (\alpha_1 A^2 + \alpha_2 A + \mu \alpha_1 A) X_d + (\alpha_1 A B + \alpha_2 B + \mu \alpha_1 B) u + k_1 S + k_2 \text{ sign}(S)]$$
(16)

بدست می آید که $\alpha_1 B$ مخالف صفر (ناویژه) است. در واقع، ضریب سطح لغزشی α_1 توسط طراح به نحوی انتخاب می گردد تا $\alpha_1 B$ ناویژه شود. با جایگزینی ورودی کنترل (16) در رابطه (15) خواهیم داشت

$$\dot{V} = S[-k_1S - k_2 \operatorname{sign}(S) + (\alpha_1A + \alpha_2 + \mu\alpha_1)(\Delta F + d) + \alpha_1(\Delta F + d) - (\mu\alpha_1 + \alpha_2)\dot{X}_d - \alpha_1\ddot{X}_d] = -k_1S^2 - k_2|S| + QS$$
(17)

 k_2 برای اطمینان از منفی معین بودن رابطه (17)، مقدار مجهول k_1 و k_2 بهصورت زیر انتخاب می شود.

$$k_{1} \geq 0,$$

$$k_{2} > [(\alpha_{1}A + \alpha_{2} + \mu\alpha_{1})(\Delta F + d) + \alpha_{1}(\Delta F + d) - (\mu\alpha_{1} + \alpha_{2})\dot{X}_{d} - \alpha_{1}\ddot{X}_{d}]\text{sign}(S) - k_{1}|S| = Q. \text{sign}(S) - k_{1}|S| \qquad (18)$$

با انتگرال گیری از ورودی کنترل (16)، قانون کنترل پیوسته بدست میآید.

$$u = -(\alpha_{1}B)^{-1} \int_{0}^{0} [(\alpha_{1}A^{2} + \alpha_{2}A + \mu\alpha_{1}A + \mu\alpha_{2})E + (\alpha_{1}A^{2} + \alpha_{2}A + \mu\alpha_{1}A)X_{d} + k_{1}S + k_{2} \operatorname{sign}(S) + (\alpha_{1}AB + \alpha_{2}B + \mu\alpha_{1}B)u]d\tau$$
(19)

3-2- طراحي بهره سوئيچينگ تطبيقي

با توجه به اینکه در برخی از سیستمهای کنترل امکان تعیین کران بالای نامعینیها وجود ندارد و یا اینکه بسیار مشکل است، در این مواقع روش کنترل تطبیقی کمک می کند بدون دانستن کران بالای نامعینی کنترل کننده طراحی گردد، بنابراین قانون تطبیقی برای تعیین k_2 طراحی می شود، پس رابطه (19) به صورت زیر تغییر می کند.

$$u = -(\alpha_1 B)^{-1} \int_0^t [(\alpha_1 A^2 + \alpha_2 A + \mu \alpha_1 A + \mu \alpha_2)E + (\alpha_1 A^2 + \alpha_2 A + \mu \alpha_1 A)X_d + k_1 S + \widehat{k_2} \text{ sign}(S) + (\alpha_1 A B + \alpha_2 B + \mu \alpha_1 B)u]d\tau$$
(20)

جاییکه $\widehat{k_2}$ کران نامعینی است که بایستی بهطور تطبیقی تخمین زده شود. بنابراین خطای تطبیقی به صورت زیر تعیین می شود.

$$\widehat{k_2} = \widehat{k_2} - k_2 \tag{21}$$

جاییکه k_2 بهره واقعی و $\widehat{k_2}$ خطای تخمین است که توسط قوانین تطبیقی زیر بدست میآید.

$$\dot{\overline{k}_2} = \frac{1}{\gamma} |S| \tag{22}$$

که $\mathbf{0} < \gamma > \mathbf{0}$ یک ثابت مثبت و $k_2(\mathbf{0}) = k_2$ شرایط اولیه است. با توجه به اینکه در زمان بی نهایت σ و در نتیجه تابع لغزش S به سمت صفر میل می نماید، بهره خطای تخمین $\overline{k_2}$ کران دار خواهد بود. جهت تحلیل پایداری قانون تطبیقی،

روش ناحیه مرده بهصورت

$$\hat{k}_{2} = \begin{cases}
|S| & |S| & |S| \\
\gamma & |S| & |S| \\
0 & |S| & |S| \\
0 & |S| & |S| \\
\varepsilon &$$

4- کاربرد کنترل کننده پیشنهادی بر روی هلیکوپتر آزمایشگاهی CE150

دستگاه هلیکوپتر آزمایشگاهی CE150، یک وسیلهی آزمایشگاهی است که برای طیف گستردهای از آزمایشهای شناسایی و کنترل توسط شرکت هیوم سافت¹ ساخته شده است [27]. این دستگاه در ارتباط با یک کامپیوتر، یک سیستم پرواز ایستایی (بدون جابجایی انتقالی) را شبیهسازی می کند. سیستم شامل یک بدنه است و ملخهایی که توسط موتور جریان مستقیم به حرکت در می آیند را حمل می کند.

هلیکوپتر به یک میلهی ثابت متصل شده و حرکت را در دو جهت، زاویه ارتفاع² و سمت³ محدود می کند. چرخش بدنه هلیکوپتر نسبت به محور افقی و گردش حول محور عمودی توسط دو حس گر اندازه گیری می شود. امکان تغییر مرکز ثقل توسط حرکت دادن وزنه سبکی که در طول محور افقی اصلی هلیکوپتر که توسط سرو موتور ایجاد می گردد وجود دارد. سیستم اصلی یک سیستم غیرخطی دو ورودی -دو خروجی با دو درجه آزادی⁴ است که ورودی و خروجی ها با هم در ارتباط بوده که نشان دهنده متداخل بودن سیستم است. در شکل 2 نمایی از هلیکوپتر مورد آزمایش و نحوه حرکت آن نشان داده شده است.

ورودیهای مدل مورد نظر ولتاژ U_1 و U_2 است که به ترتیب دور ملخ اصلی و ملخ دم را کنترل می کنند. این ورودیها مقید بوده و برای ملخ اصلی بین صفر تا یک ولت و برای ملخ دم بین $1\pm$ ولت محدود می گردد. ورودی و خروجیهای سیستم به صورت

$$Y = [\psi, \varphi]^{\mathrm{T}}$$
$$U = [u_1, u_2]^{\mathrm{T}}$$
(26)

است و ψ زاویه ارتفاع (زاویه پیچ 5) و φ زاویه سمت (زاویه یاو 6) را نشان میدهند.

4-1- مدلسازی دینامیک هلیکوپتر آزمایشگاهی CE150 [28] همانطور که از شکل 3 مشخص است توازن گشتاورهای متناظر با دینامیک



Fig. 2 CE150 laboratory helicopter [12] شکل **2** هلیکوپتر آزمایشگاهی CE150 [12]

1- HUMUSOFT

2- Elevation

3- Azimuth

4- Degrees of Freedom (DOF)

5- Pitch

6- Yaw

193

The state of the second state of the second state of the state of the

میرایی نوسان بدنه در ارتفاع قابل توجه است. توازن گشتاورهای متناظر با دینامیک سمت به قرار زیر است. $au_2 - au_{f_2} - au_r = I_{\varphi}\ddot{\varphi}$ (33) $au_2 - au_{f_2} - au_r = I_{\varphi}\ddot{\varphi}$ (34) $au_2 = I \sin\psi$ (35) $au_2 = K_{\omega_2} I_2 \omega_2^2 \operatorname{sign}(\omega_2)$ (35) $au_{f_2} = C_{\varphi} \operatorname{sign} \dot{\varphi} + B_{\varphi} \dot{\varphi}$ (36)

توصيف هر يک از متغيرهای مدل ديناميکی (33) تا (36) در جدول 2 آورده شده است.

همانند دینامیک بدنه ارتفاع، هیچ ارتباطی بین سرعت پروانه جانبی و گشتاور اصطکاک در اطراف محور چرخش عمودی معرفی شده در مدل تحلیلی دینامیک هلیکوپتر نیست. سیستم نیروی محرکه شامل دو موتور الکتریکی جریان مستقیم است که به طور مستقل کار می کنند. مدل دینامیک موتور جریان مستقیم بر اساس پیش فرض های زیر بدست می آید:

اندوکتانس آرمیچر بسیار کم است، اصطکاک کولمب و گشتاور مقاومتی تولید شده توسط چرخش پروانه در هوا قابل توجه است و گشتاور مقاومتی تولید شده توسط چرخش پروانه بستگی به w در سرعت کم و w_2 در سرعت زیاد دارد.

$$I_j \dot{\omega}_j = \tau_j - \tau_{cj} - B_j \omega_j - \tau_{pj}$$
(37)

$$i_j = \frac{\mathbf{1}}{R_j} (u_j - K_{bj} \omega_j)$$
(38)

$$\tau_i = K_{ij} i_j \tag{39}$$

$$\tau_{cj} = C_j \operatorname{sign}(\omega_j) \tag{40}$$

$$\tau_{pj} = B_{pj}\omega_j + D_{pj}\omega_j^2 \tag{41}$$

توصیف هر یک از متغیرهای مدل دینامیکی (37) تا (41) در جدول 3 آورده شده است و مدل شبیه ساز هلیکوپتر در شکل 4 نشان داده شده است. با نوشتن معادلات گشتاور و با استفاده از روش اولر -لاگرانژ می توان نشان داد که توصیف فضای حالت این سیستم به صورت رابطه زیر است.

$$\dot{x}_{1} = x_{2}$$

$$\dot{x}_{2} = \frac{1}{l} (-\sin x_{1} \tau_{g} - x_{2} b_{\psi} + a_{1} (x_{3})^{2} + b_{1} x_{3} - k_{gyro} \cos x_{1} x_{6} u_{1})$$

$$\dot{x}_{3} = -\frac{1}{T_{1}} x_{3} + \frac{1}{T_{1}} x_{4}$$

$$\dot{x}_{4} = -\frac{1}{T_{1}} x_{4} + \frac{1}{T_{1}} u_{1}$$

$$\dot{x}_{5} = x_{6}$$

$$\dot{x}_{6} = \frac{1}{l_{\varphi}} \left(-x_{6} b_{\varphi} + a_{2} (x_{7})^{2} + b_{2} x_{7} - x_{9} - \frac{k_{r} t_{or}}{t_{pr}} u_{1} \right)$$

$$\dot{x}_{7} = -\frac{1}{T_{1}} x_{7} + \frac{1}{T_{1}} x_{8}$$



Fig. 3 Torques action on the body in the vertical and horizontal planes [27]

[27] شکل 3 نحوه عملکرد گشتاورها بر روی بدنه در صفحه عمودی و افقی

$$\tau_1 + \tau_{\dot{\varphi}} - \tau_{f_1} - \tau_m + \tau_G = I \ddot{\psi}$$
(27)

$$\tau_m = F_m I \sin \psi = mg I \sin \psi = \tau_g \sin \psi \tag{28}$$

$$\tau_{\phi} = mI\phi^2 \sin\psi \cos\psi = \frac{1}{2}mI\phi^2 \sin^2\psi$$
(29)

$$\tau_1 = K_{\omega_1} \omega_1^2 \tag{30}$$

$$\tau_{f_1} = C_{\psi} \operatorname{sign} \dot{\psi} + B_{\psi} \dot{\psi} \tag{31}$$

$$\tau_G = K_G \dot{\varphi} \omega_1 \cos \psi \qquad (32)$$

توصیف هر یک از متغیرهای مدل دینامیکی (27) تا (32) در جدول 1 آورده شده است.

برخی اثرات مانند پایداری گشتاور عملکرد موتور و تغییرات مقاومت در برابر هوا، بسته به چرخش دوران پروانه اصلی قابل چشمپوشی هستند. این در حالی است که اثر موتور جانبی در زاویه ارتفاع تقریبا ناچیز است، متغیر

جدول 1 پارامترهای فیزیکی زاویه ارتفاع

 Table 1 Physical parameters of the elevation angle

واحد	ع توصيف	پارامترها
kg \cdot m 2	گشتاور اينرسي ¹	1
rad	زاويه ارتفاع (پيچ)	ψ
N.m	گشتاور حرکتی موتور اصلی	$ au_1$
N.m	گشتاور گریز از مرکز ²	$ au_{\dot{oldsymbol{arphi}}}$
N.m	گشتاور اصطکاک ³	$ au_{f_1}$
N.m	گشتاور گرانشی ⁴	$ au_m$
N.m	گشتاور ژيروسکوپی ⁵	$ au_{G}$
rad/s	سرعت زاویهای ملخ اصلی	ω_1
kg	جرم	т
m/ s ²	گرانش	g

$$\dot{x}_8 = -\frac{\mathbf{1}}{T_2} x_8 + \frac{\mathbf{1}}{T_2} u_2$$

$$\dot{x}_9 = -\frac{\mathbf{1}}{t_{pr}} x_9 + \left(\frac{k_r}{t_{pr}} - \frac{k_r t_{or}}{t_{pr}^2}\right) u_1$$
(42)
$$x_3, x_4, x_7, x_8, y_6 = \frac{d\varphi}{dt} x_5 = \varphi x_2 = \frac{d\psi}{dt}, x_1 = \psi$$
(42)
$$x_3, x_4, x_7, x_8, y_6 = \frac{d\varphi}{dt} x_5 = \varphi x_2 = \frac{d\psi}{dt}, x_1 = \psi$$
(42)
$$y_{s1} = x_1 \quad z_8, y_8 = \frac{d\varphi}{dt} x_8 = \frac{d\varphi}{dt} x_8 = \frac{d\varphi}{dt} x_8 = \frac{d\psi}{dt} x_8 = \frac{$$

m
 فاصله از محور Z به روتور اصلی
 I

 ثابت روتور اصلی

$$K_{\omega_1}$$
 ثابت روتور اصلی

 ضریب ژیروسکوپی
 KG

 N.m.s
 (y محور y) (در اطراف محور y)
 B_{ψ}

 N.m
 (у محور y) (در اطراف محور y)
 C_{ϕ}

- 1- Moment of Inertia
- 2- Centrifugal Torque
- 3- Friction Torque
- 4- Gravitational Torque
- 5- Gyroscopic Torque
- 6- Coulomb

سمت	، زاويه	فيزيكى	پارامترهای	ل 2	جدوا
-----	---------	--------	------------	-----	------

Table 2 Physical parameters of the azimuth angle

واحد	توصيف	پارامترها
kg \cdot m ²	گشتاور اينرسي (وابسته به تغيير ارتفاع)	I_{ψ}
Rad	زاويه سمت (ياو)	arphi
N.m	گشتاور حرکتی موتور پایدارکننده	$ au_2$
N.m	گشتاور اصطکاک	$ au_{\mathrm{f}_2}$
N.m	گشتاور عکسالعمل موتور اصلی ¹	$ au_{ m r}$
	ثابت روتور دم	K_{ω_2}
rad/s	سرعت زاویهای ملخ دم	ω_2
N.m.s	ضریب اصطکاک چسبناک (در اطراف محور z)	B_{ϕ}
N.m	ضریب اصطکاک کولمب (در اطراف محورz)	${\cal C}_{\phi}$

جدول 3 پارامترهای فیزیکی موتورهای هلیکوپتر

Table 3 Physical parameters of the helicopter motors

واحد	توصيف	پارامترها
	شماره موتور (1- اصلي 2- دم)	j
kg \cdot m ²	گشتاور اینرسی روتور و ملخ	I_j
N.m	گشتاور موتور	$ au_j$
N.m	گشتاور کولن بار اصطکاکها	$ au_{cj}$
N.m	گشتاور بار مقاومت هوا	$ au_{pj}$
N.m.s	ضریب اصطکاک چسبناک	B_j
N.m/A	ثابت گشتاور	K_{ij}
А	جريان آرميچر	i _j
Ω	مقاومت آرميچر	R_j
V	ولتاژ ورودى كنترل	u_j
V.s	ثابت پشت نيروي الكترومغناطيسي	K_{bj}
N.m	ضريب اصطكاك كولمب	C_j
	ضريب مقاومت هوا (جريان آرام)	B_{pj}
	ضریب مقاومت هوا (جریان آشفته)	D_{pj}



معادله (42) [29]	فيزيكى	4 پارامترهای	جدول
------------------	--------	---------------------	------

Table 4 Physical parameters of the (42) [29]				
واحد	مقدار	پارامترها		
[N·m]	0.0383	$ au_{ m g}$		
[N · m/MU ²]	0.105	a_1		
[N · m/MU]	0.00936	b_1		
[N·m/MU ²]	0.033	a_2		
[N · m/MU]	0.0294	b_2		
[kg \cdot m ² /s]	0.00184	$m{b}_{\phi}$		
[kg · m ²]	0.00437	I_{ϕ}		
[kg \cdot m ² /s]	0.00869	$m{b}_{\phi}$		
[kg · m²]	0.00414	I_{ϕ}		
[s]	0.3	T_1		
[s]	0.25	T_2		
[N·m/MU]	0.00162	k_{r}		
[s]	2.7	$t_{\rm or}$		
[s]	0.75	$t_{ m pr}$		
[N · m/s]	0.015	$k_{\rm gyro}$		



$$\begin{split} \Delta F_{s1} &= \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \Delta f_1 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \\ \Delta F_{s2} &= \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \Delta f_2 & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \Delta f_3 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \\ \Delta f_1 &= \frac{1}{l} \left(-(\sin x_1 - x_1) \cdot \tau_g + a_1 (x_3)^2 - k_{\text{gyro}} \cdot \cos x_1 \cdot x_6 \cdot u_1 \right) \\ + \alpha f_1 &= \frac{1}{l} \left(-(\sin x_1 - x_1) \cdot \tau_g + a_1 (x_3)^2 - k_{\text{gyro}} \cdot \cos x_1 \cdot x_6 \cdot u_1 \right) \\ + \alpha f_1 &= \frac{1}{l} \left(-(\sin x_1 - x_1) \cdot \tau_g + a_1 (x_3)^2 - k_{\text{gyro}} \cdot \cos x_1 \cdot x_6 \cdot u_1 \right) \\ + \alpha f_1 &= \frac{1}{l} \left(-(\sin x_1 - x_1) \cdot \tau_g + a_1 (x_3)^2 - k_{\text{gyro}} \cdot \cos x_1 \cdot x_6 \cdot u_1 \right) \\ + \alpha f_1 &= \frac{1}{l} \left(-(\sin x_1 - x_1) \cdot \tau_g + a_1 (x_3)^2 - k_{\text{gyro}} \cdot \cos x_1 \cdot x_6 \cdot u_1 \right) \\ + \alpha f_1 &= \frac{1}{l} \left(-(\sin x_1 - x_1) \cdot \tau_g + a_1 (x_3)^2 - k_{\text{gyro}} \cdot \cos x_1 \cdot x_6 \cdot u_1 \right) \\ + \alpha f_1 &= \frac{1}{l} \left(-(\sin x_1 - x_1) \cdot \tau_g + a_1 (x_3)^2 - k_{\text{gyro}} \cdot \cos x_1 \cdot x_6 \cdot u_1 \right) \\ + \alpha f_1 &= \frac{1}{l} \left(-(\sin x_1 - x_1) \cdot \tau_g + a_1 (x_3)^2 - k_{\text{gyro}} \cdot \cos x_1 \cdot x_6 \cdot u_1 \right) \\ + \alpha f_1 &= \frac{1}{l} \left(-(\sin x_1 - x_1) \cdot \tau_g + a_1 (x_3)^2 - k_{\text{gyro}} \cdot \cos x_1 \cdot x_6 \cdot u_1 \right) \\ + \alpha f_1 &= \frac{1}{l} \left(-(\sin x_1 - x_1) \cdot \tau_g + a_1 (x_3)^2 - k_{\text{gyro}} \cdot \cos x_1 \cdot x_6 \cdot u_1 \right) \\ + \alpha f_1 &= \frac{1}{l} \left(-(\sin x_1 - x_1) \cdot \tau_g + a_1 (x_3)^2 - k_{\text{gyro}} \cdot \cos x_1 \cdot x_6 \cdot u_1 \right) \\ + \alpha f_1 &= \frac{1}{l} \left(-(\sin x_1 - x_1) \cdot \tau_g + a_1 (x_3) \cdot u_1 \right) \\ + \alpha f_2 &= \frac{1}{l} \left(-(\sin x_1 - x_1) \cdot \tau_g + a_1 (x_3) \cdot u_1 \right) \\ + \alpha f_2 &= \frac{1}{l} \left(-(\sin x_1 - x_1) \cdot \tau_g + a_1 (x_3) \cdot u_1 \right) \\ + \alpha f_2 &= \frac{1}{l} \left(-(\sin x_1 - x_1) \cdot \tau_g + a_1 (x_3) \cdot u_1 \right) \\ + \alpha f_2 &= \frac{1}{l} \left(-(\sin x_1 - x_1) \cdot \tau_g + a_1 (x_3) \cdot u_1 \right) \\ + \alpha f_2 &= \frac{1}{l} \left(-(\sin x_1 - x_1) \cdot \tau_g + a_1 (x_3) \cdot u_1 \right) \\ + \alpha f_2 &= \frac{1}{l} \left(-(\sin x_1 - x_1) \cdot \tau_g + a_1 (x_3) \cdot u_1 \right) \\ + \alpha f_3 &= \frac{1}{l} \left(-(\sin x_1 - x_1) \cdot u_1 \right) \\ + \alpha f_3 &= \frac{1}{l} \left(-(\sin x_1 - x_1) \cdot u_1 \right) \\ + \alpha f_3 &= \frac{1}{l} \left(-(\sin x_1 - x_1) \cdot u_1 \right) \\ + \alpha f_3 &= \frac{1}{l} \left(-(\sin x_1 - x_1) \cdot u_1 \right) \\ + \alpha f_3 &= \frac{1}{l} \left(-(\sin x_1 - x_1) \cdot u_1 \right) \\ + \alpha f_3 &= \frac{1}{l} \left(-(\sin x_1 - x_1) \cdot u_1 \right) \\ + \alpha f_3 &= \frac{1}{l} \left(-(\sin x_1 - x_1) \cdot u_1 \right) \\ + \alpha f_3 &= \frac{1}{l} \left(-(\sin x_1 - x_1) \cdot u_1 \right) \\ + \alpha f_3 &= \frac{1}{l} \left(-(\sin x_1$$

4-2- نتايج شبيەسازى

در این بخش کنترل کننده مد لغزشی مرتبه دوم تطبیقی طراحی شده بر روی هلیکوپتر، پیادهسازی شده است تا کارایی آن نشان داده شود. شبیهسازی این بخش با نرمافزار متلب و در حالت ODE4 با ثابت زمانی 0.1 ثانیه انجام شده

Β_φ

Fig. 4 The complete block diagram of the helicopter system [27]

شکل 4 بلوک دیاگرام کامل سیستم هلیکوپتر [27]

معادله حالت (42) به دو زیرسیستم
$$x_{3} x_{4}$$
 $x_{3} x_{4}$ و $X_{s1} = [x_{1} x_{2} x_{3} x_{4}]^{T}$ معادله حالت (42) به دو زیرسیستم $X_{s2} = [x_{5} x_{6} x_{7} x_{8} x_{9}]^{T}$
استفاده از جاکوبین، به صورت زیر بدست می آید.

1- Main Motor Reaction Torque

است:

 $\alpha_{2s1} = [.27 .1 0 0]$ $\alpha_{1s1} = [0.05 0.085 0.5 1.04]$ $K_{1s2} = 30$, $\mu_{s2} = 3$, $\varepsilon_{s1} = 0.03$, $\gamma_{s1} = 5$, $K_{1s1} = 30$, $\mu_{s1} = 1$ $\beta \alpha_{1s2} = [0.1 \ 0.09 \ 0.5 \ 1 \ 0.1]$ $\epsilon_{s2} = 0.01$ $\gamma_{s2} = 1.5$ $.\alpha_{2s2} =$ **[0.2 0.4 0 0 0]**

با توجه به پارامترهای انتخاب شده برای طراحی کنترل کننده، نتایج شبیهسازی کنترلکننده مد لغزشی مرتبه دوم تطبیقی برای پاسخ زمانی پله و ردیابی پاسخ زمانی در شکلهای 5 و 6 آورده شده است. از شکل 5 مشخص است که کنترل کننده طراحی شده در مدت زمان اندک و با فراجهش ناچیزی مسیر مطلوب را در مقایسه با کنترل کنندههای زیگلر نیکولز و فازی [12, 12] رديابي مي کند.

بهمنظور مطالعه مقاوم بودن سیستم در برابر اختلالات خارجی کراندار، اختلال با بازهی زمانی محدود و غیر محدود به سیستم اعمال می گردد.

 $d_{1}(t) = \begin{cases} d_{s1}(t) & 20s \le t \le 30s \\ 0 & \vdots & \vdots \\ 0 & \vdots & 0 & \vdots \\ 0 & \vdots & 0 & \vdots \\ 0 &$ $20s \le t$

که $d_{s1}(t) = [0.4 \sin 6t \quad 0]^{T}$ و $d_{s1}(t) = [0.4 \sin 6t \quad 0]^{T}$ پالس و سینوسی است. نتایج شبیهسازی کنترلکننده مد لغزشی پیشنهادی در حضور اختلالات خارجی کراندار در شکلهای 7 تا 9 نمایش داده شده است که نتایج نشاندهندهی مقاوم بودن کنترلکننده در برابر این گونه اختلالات کران دار است. با توجه به اینکه در زمان بی نهایت σ و در نتیجه تابع لغزش S به سمت صفر میل مینماید، بهره خطای تخمین $\widehat{k_2}$ کراندار خواهد بود که در موارد (e) و (f) شکلهای 5 تا 9 به وضوح مشخص است. در صورتی که افزایش سرعت همگرایی مد نظر باشد میتوان با قبول خطای ٤، از قانون تطبيق (25) به جای (22) استفاده نمود.





Fig. 5 Step response of the proposed controller (a, b)-Position angle, (c, d)- Control signal (e, f)- Adaptive gain parameter

شکل 5 پاسخ پله کنترل کننده پیشنهادی (a و b)- موقعیت زاویه (c و b)-





Fig. 7 Step response of the proposed controller in the presence of pulse disturbance (a, b)- Position angle, (c, d)-Control signal (e, f)- Adaptive gain

شکل 7 پاسخ پله کنترل کننده پیشنهادی در حضور اختلال پالس (a و b)-موقعیت زاویه (c و d)- ورودی کنترل (f و f)- پارامتر بهره تطبیقی *(a)* Elevation angle[rad] 1 Reference 0.5 ASOSM Disturbance 0 -0.5 20 30 Time (sec) 0 10 40 50 *(b)* Azimuth angle[rad] 1 Reference 0.5 ASOSM



Fig. 6 Square wave of the proposed controller (a,b)- Position angle, (c,d)- Control signal (e,f)- Adaptive gain





197

مهندسی مکانیک مدرس، اسفند 1394، دورہ 15، شمارہ 12



Fig. 9 Step response of the proposed controller in the presence of step disturbance (a, b)- Position angle, (c, d)-Control signal (e, f)- Adaptive gain

شکل 9 پاسخ پله کنترل کننده پیشنهادی در حضور اختلال پله (a و b)-موقعیت زاویه (c و d)- ورودی کنترل (e و f)- پارامتر بهره تطبیقی

5- **نتيجه گيرى**

هدف از انجام این تحقیق، طراحی کنترل کننده برای سیستمهای غیرخطی دو ورودی-دو خروجی با وجود نامعینی در مدل و اختلالات کراندار خارجی وارد شده به سیستم است. با توجه به اینکه کنترل کنندههای تناسبی-انتگرالی-مشتقی (برای سیستمهای غیرخطی و دارای عدم قطعیت) نمیتواند پایداری سیستم را تضمین نماید و همچنین کنترل کنندههای فازی به دلیل طراحی سخت در بدست آوردن قوانین فازی، معمولا برای سیستم مورد نظر در این مقاله استفاده نمیشود. روش مبتنی بر مد لغزشی، به دلیل مقاومت آنها در مقابل دینامیکهای نامعین و همچنین اختلالات خارجی و داخلی در این تحقیق مورد توجه قرار گرفته است. یکی از روشهای کنترل مد لغزشی، سطح لغزشی تناسبی - انتگرالی است که در مقایسه با مد لغزشی کلاسیک



Fig. 8 Step response of the proposed controller in the presence of sinusoidal disturbance (a, b)- Position angle, (c, d)- Control signal (e, f)- Adaptive gain





مهندسی مکانیک مدرس، اسفند 1394، دورہ 15، شمارہ 12

198

کنترل کنندهی مد لغزشی مرتبه دوم تطبیقی برای سیستمهای نامعین غیرخطی دو ورودی -دو خروجی و کاربرد در هلیکوپتر دو درجه آزادی

- [11] H. Ho, Y. Wong, A. Rad, Direct adaptive fuzzy control for a nonlinear helicopter system, *Aircraft engineering and aerospace technology*, Vol. 80, No. 2, pp. 124-128, 2008.
- [12] H. Boubertakh, M. Tadjine, P.-Y. Glorennec, S. Labiod, Tuning fuzzy PD and PI controllers using reinforcement learning, *ISA transactions*, Vol. 49, No. 4, pp. 543-551, 2010.
- [13] H. Boubertakh, S. Labiod, M. Tadjine, PSO to design decentralized fuzzy PI controllers application for a helicopter, 20nd Mediterranean conference on control & automation, pp. 633-637, 2012.
- [14] C. Edwards, E. F. Colet, L. Fridman, Advances in variable structure and sliding mode control, *Springer*, 2006.
- [15] A. Sabanovic, L. M. Fridman, S. K. Spurgeon, Variable structure systems: from principles to implementation, *IET digital library*, 2004.
- [16] C.-W. Tao, J. S. Taur, Y. H. Chang, C. W. Chang, A novel fuzzy-sliding and fuzzy-integral-sliding controller for the twin-rotor multi-input-multioutput system, *Fuzzy Systems, IEEE transactions on*, Vol. 18, No. 5, pp. 893-905, 2010.
- [17] G. Bartolini, A. Ferrara, E. Usai, V. I. Utkin, On multi-input chattering-free second-order sliding mode control, *IEEE transactions on automatic control*, Vol. 45, No. 9, pp. 1711-1717, 2000.
- [18] M. S. Chen, Y. R. Hwang, M. Tomizuka, A state-dependent boundary layer design for sliding mode control, *IEEE transactions on automatic control*, Vol. 47, No. 10, pp. 1677-1681, 2002.
- [19] W. Perruquetti, J. P. Barbot, Sliding mode control in engineering, *CRC Press*, 2002.
- [20] H. Lee, V. I. Utkin, Chattering suppression methods in sliding mode control systems, *Annual reviews in control*, Vol. 31, No. 2, pp. 179-188, 2007.
- [21] Y. Yildiz, A. Sabanovic, K. Abidi, Sliding-mode neuro-controller for uncertain systems, *IEEE Transactions on industrial electronics*, Vol. 54, No. 3, pp. 1676-1685, 2007.
- [22] K. Tanaka, H. O. Wang, Fuzzy control systems design and analysis: a linear matrix inequality approach, *John Wiley & Sons*, 2004.
- [23] G. Bartolini, A. Ferrara, E. Usani, Chattering avoidance by second-order sliding mode control, *IEEE Transactions on automatic control*, Vol. 43, No. 2, pp. 241-246, 1998.
- [24] I. Boiko, L. Fridman, R. Iriarte, Analysis of chattering in continuous sliding mode control, *IEEE transactions on automatic control*, Vol. 50, No. 9,pp. 2439-2444, 2005.
- [25] S. Mondal, C. Mahanta, Adaptive second-order sliding mode controller for a twin rotor multi-input–multi-output system, *IET control theory & applications*, Vol. 6, No. 14, pp. 2157-2167, 2012.
- [26] A. Levant, Higher order sliding modes, differentiation and outputfeedback control, *International journal of control*, Vol. 76, No. 9-10, pp. 924-941, 2003.
- [27] C. Humusoft, 150 helicopter model: User's manual, *Humusoft, Prague*, 2002.
- [28] J. Velagic, N. Osmic, Identification and control of 2DOF nonlinear helicopter model using intelligent methods, IEEE *international conference on system man and cybernetics*, pp. 2267-2275, 2010.
- [29] F. Morbidi, Analisi della stabilit`a robusta e controllo H_{∞} dell'Helicopter Simulator CE 150, 2006/2007.

می شود. جهت حذف پدیده نامطلوب چترینگ در روش مد لغزشی، استفاده از سطح لغزشی مرتبه دوم مدنظر قرار گرفت. همچنین استفاده از بهره سوئیچینگ تطبیقی موجب می شود که دانستن کران بالای نامعینی ها نیاز نباشد. نتایج حاصل از شبیه سازی ها نشان می دهد، سیستم با فراجهش خیلی کم و پاسخ زمانی سریع نسبت به کنترل کننده های کلاسیک و فازی مقدار مطلوب را ردیابی می کند. درنهایت با اعمال اختلال خارجی کران دار به سیستم، مقاوم بودن کنترل کننده مورد بررسی قرار گرفته است که نتایج شبیه سازی ها نشان می دهد که کنترل کننده ی طراحی شده اختلالات وارد شده به سیستم را به خوبی دفع می کند.

6-مراجع

- [1] A. Khoshnood, H. M. Maryamnegari, Dynamics modeling and active vibration control of a satellite with flexible solar panels, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 14, No. 16, pp. 57-66, 2015. (in Persian فارسی)
- [2] M. Homayounpour, M. T. Masouleh, Static Balancing of Three Parallel Planar 3-DOF Mechanisms and Static Balancing of Variable Weights, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 14, No. 16, pp. 321-331, 2015. (in Persian فارسی)
- [3] I.-L. Chien, H. P. Huang, J. C. Yang, A simple multiloop tuning method for PID controllers with no proportional kick, *Industrial & engineering chemistry research*, Vol. 38, No. 4, pp. 1456-1468, 1999.
- [4] M. Hovd, S. Skogestad, Sequential design of decentralized controllers, *Automatica*, Vol. 30, No. 10, pp. 1601-1607, 1994.
- [5] J. Lee, W. Cho, T. F. Edgar, Multiloop PI controller tuning for interacting multivariable processes, *Computers & chemical engineering*, Vol. 22, No. 11, pp. 1711-1723, 1998.
- [6] M. Hovd, S. Skogestad, Improved independent design of robust decentralized controllers, *Journal of Process Control*, Vol. 3, No. 1, pp. 43-51, 1993.
- [7] B. T. Jevtović, M. R. Mataušek, PID controller design of TITO system based on ideal decoupler, *Journal of Process Control*, Vol. 20, No. 7, pp. 869-876, 2010.
- [8] S. Tavakoli, I. Griffin, P. J. Fleming, Tuning of decentralised PI (PID) controllers for TITO processes, *Control engineering practice*, Vol. 14, No. 9, pp. 1069-1080, 2006.
- [9] K. Dolinsky, A. Jadlovska, Application of Results of Experimental Identification in Control of Laboratory Helicopter Model, *Advances in electrical and electronic engineering*, Vol. 9, No. 4, pp. 157-166, 2011.
- [10] A. S. Dutka, A. W. Ordys, M. J. Grimble, Non-linear predictive control of 2 DOF helicopter model, *42nd IEEE conference on Proceeding of decision and control*, pp. 3954-3959, 2003.

199