

کنترل فعال ارتعاشات شیمی در چرخ‌های دماغه هواپیما با استفاده از کنترل کننده فازی مبتنی بر پایه استنتاج تاکاگی-سوگنو

علی شیخی کیش خاله کارشناسی ارشد، گروه مهندسی مکانیک، دانشگاه گیلان، گیلان، ایران، alisheykhi2000@yahoo.com
حامی تورجی زاده* دانشیار، گروه مهندسی مکانیک، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه خوارزمی، تهران، ایران، Toirajizadeh@khu.ac.ir

چکیده

ارتعاشات جانبی و پیچشی چرخ‌های دماغه هواپیما، موسوم به شیمی، پدیده‌ی خودتحریکی است که می‌تواند در سرعت‌های بالا منجر به بی‌ثباتی سیستم تعلیق و در نهایت حوادث ناگوار شود. لذا، کنترل مؤثر این ارتعاشات از اهمیت بالایی برخوردار است. در این پژوهش، یک کنترل کننده مقاوم مبتنی بر منطق فازی تاکاگی-سوگنو برای مهار ارتعاشات شیمی طراحی شده است. عملکرد کنترل کننده پیشنهادی با شبیه‌سازی در محیط سیمولینک نرم‌افزار MATLAB ارزیابی و با عملکرد کنترل کننده‌های PID و روش گشتاور محاسبه‌شده مقاوم (RCTM) مقایسه شده است. نتایج نشان‌دهنده بهبود قابل توجه عملکرد سیستم حلقه بسته و کاهش مؤثر ارتعاشات با استفاده از کنترل کننده پیشنهادی است. **واژه‌های کلیدی:** کنترل کننده فازی، ارتعاشات شیمی، هواپیما، RCTM، سیستم تعلیق، پایداری ارايه فرود.

Active Control of Aircraft Nose Landing Gear Shimmy Vibrations Using Takagi-Sugeno Fuzzy Controller

A. Sheykhi Kish Khale Department of Mechanical Engineering, University of Guilan, Guilan, Iran
H. Tourajizadeh Department of Mechanical Engineering, Faculty of Engineering, Kharazmi University, Tehran, Iran

Abstract

Aircraft nose landing gear shimmy, characterized as self-excited lateral and torsional vibrations, may result in significant risk of instability at high speeds, potentially leading to catastrophic consequences. Effective suppression of these vibrations is therefore crucial. This study presents the design and implementation of a robust Takagi-Sugeno fuzzy logic controller for mitigating the nose landing gear shimmy. The performance of the proposed controller is evaluated through simulations conducted in the MATLAB/Simulink environment and its related results are then compared with PID controller and robust calculated torque method (RCTM). Results demonstrate a substantial improvement and significant reduction in shimmy vibration in closed-loop system performance.

Keywords: Fuzzy Controller, Aircraft, Shimmy Vibrations, RCTM, Landing Gear Suspension System.

اولیه برای کاهش این ارتعاشات مورد استفاده قرار گرفته‌اند [۳]. با این حال، همانطور که در [۴] اشاره شده است، الزامات میرایی ضعیف اغلب با نیاز به کنترل جهت‌دار با سرعت بالا در تعارض هستند. علاوه بر این، پارامترهای میرایی در سیستم‌های غیرفعال، پس از اتمام طراحی ارايه فرود، قابل تغییر نیستند. میراگرهای سنتی همچنین دارای معایبی مانند نیاز به تعمیر و نگهداری مداوم و افزایش دمای سیال هیدرولیک هستند که منجر به انبساط سیال و نشت از درزگیرها و در نهایت کاهش راندمان میرایی می‌شود. در نتیجه، در مواجهه با اختلالات خارجی یا تغییرات پارامتری نامعلوم در سیستم ارايه فرود، این روش‌ها پاسخگو نیستند. به همین دلیل، استراتژی‌های کنترل فعال برای کنترل مؤثر ارتعاشات شیمی در شرایط عملیاتی چالش‌برانگیز، مانند فرسودگی قطعات، شرایط آب و هوایی نامساعد و ناهمواری باند، ضروری به نظر می‌رسند.

مطالعات پیشین به بررسی روش‌های کنترل فعال برای میرایی ارتعاشات ارايه فرود پرداخته‌اند. به عنوان مثال، در [۵] یک کنترل کننده PID برای میرایی ارتعاشات عمودی چرخ طراحی شده و با کنترل نیمه‌فعال مقایسه شده است. همچنین، ناسا در [۶]، با استفاده

۱- مقدمه

ارتعاشات شیمی، به عنوان یک پدیده رایج و قابل توجه در سیستم‌های ارايه فرود هواپیما در هنگام برخاست و فرود، چالش‌های اساسی در زمینه ایمنی و عملکرد ایجاد می‌کند. انرژی محرکه این ارتعاشات، عمدتاً از انرژی جنبشی حرکت هواپیما تأمین می‌شود [۱]. در طول حرکت روی باند، این ارتعاشات به صورت نوسانات خود برانگیخته، ناشی از برهم‌کنش پیچیده بین لاستیک و سطح زمین، ظاهر می‌یابند. این ارتعاشات، ترکیبی از حرکات نوسانی در جهات طولی، جانبی و پیچشی ارايه فرود است که در محدوده فرکانسی ۱۰ تا ۳۰ هرتز، بر اثر دینامیک تایر و سیستم تعلیق ارايه فرود به وجود می‌آیند [۲]. عواقب نامطلوب ناشی از ارتعاشات شیمی، فراتر از کاهش سطح آسایش سرنشینان بوده و می‌تواند شامل کاهش دید خلبان، از دست رفتن کنترل، سایش بیش از حد تایر، خرابی اجزای مکانیکی و حتی شکست ساختاری ارايه فرود باشد.

روش‌های غیرفعال، از جمله استفاده از میراگرها در هواپیماهای تجاری مانند بوئینگ ۷۳۷ و ایرباس A-320، به عنوان رویکردهای

* نویسنده مکاتبه کننده، آدرس پست الکترونیکی: tourajizadeh@khu.ac.ir

تاریخ دریافت: ۳۱/۰۹/۱۳۹۹

تاریخ پذیرش: ۱۳/۱۱/۱۴۰۴

از یک مدل ساده شده از سیستم ارابه فرود، یک سیستم هیدرولیک خارجی برای کنترل فعال ارتعاشات عمودی را پیاده سازی کرده است. رضائی و همکاران [۷] نشان داده اند که برای مقادیر مشخصی از میرایی و سفتی جاذب ضربه، احتمال جدایش چرخ از زمین هنگام فرود بر باند ناهموار وجود دارد. این یافته، اهمیت بررسی دقیق پارامترهای سیستم ارابه فرود و ضرورت استفاده از روش های کنترل فعال برای ارتعاشات شیمی را برجسته می کند. خراطی شیشوان و محدودی [۸] نیز یک کنترل کننده مد لغزشی بهینه برای سیستم فرود هواپیما (مدل خطی شده بوئینگ ۷۴۷) ارائه دادند که با استفاده از تبدیل ماتریسی برای مربع سازی ماتریس ورودی، عملکرد سیستم را در مواجهه با اغتشاشات ناشی از بارهای آیرودینامیکی تقویت می کند.

در [۹]، یک کنترل کننده مقاوم و بهینه برای ارتعاشات شیمی ارائه شده است، اما تمرکز بر بهینگی بوده و مقاومت در برابر اغتشاشات به طور کافی مد نظر قرار نگرفته است. این امر در پاسخ ارتعاشی سیستم در حضور اغتشاشات خارجی مشهود است. در کار یزدان پناه و همکاران [۱۰]، ترکیب کنترل کننده فازی و NARMA-L2 برای کاهش ارتعاشات شیمی مورد بررسی قرار گرفته است. نتایج این پژوهش نشان می دهد که این ترکیب می تواند دقت کنترل را بهبود بخشد، اما پیچیدگی محاسباتی آن نسبت به کنترل کننده سنتی بیشتر است. در ادامه، باسو و همکاران [۱۱]، یک چارچوب کنترل فازی تطبیقی را معرفی کرده است که بهینه سازی طراحی، پاسخ بلادرنگ و ایمنی بهبود یافته را هدف قرار داده است. این روش در مواجهه با تغییرات پارامتری سیستم عملکرد مطلوبی دارد، اما نیازمند تنظیم دقیق پارامترها است. در مقاله پولی و همکاران [۱۲]، از کنترل فازی مبتنی بر پس خورد حالت برای میرایی ارتعاشات شیمی استفاده شده است. این روش مقاومت بالایی در برابر اغتشاشات خارجی نشان می دهد، اما پیاده سازی آن مستلزم اندازه گیری دقیق حالت های سیستم است. مطالعه دانگ و همکاران [۱۳]، یک روش کنترل مقاوم با جبران سازی فاز را ارائه کرده است که از میراگرهای مگنتورئولوژیک برای کاهش ارتعاشات استفاده می کند. این روش در شرایط عملیاتی چالش برانگیز عملکرد مناسبی دارد، اما هزینه پیاده سازی آن بالا است. نیک سرشت و همکاران [۱۴] با استفاده از یک رویکرد مبتنی بر منطق فازی و بهینه سازی چندهدفه مبتنی بر الگوریتم ژنتیک (NSGA-II)، مسئله تخصیص کنترل در فاز فرود هواپیمای F/A-18 را حل کرده و نشان دادند که این روش قادر است متغیرهای پروازی را با دقت و پایداری مطلوب به مقادیر مورد نظر همگرا کند. محمدرضایی نوده و همکاران [۱۵] یک کنترل کننده ترکیبی مبتنی بر منطق فازی نوع دوم و مدل لغزشی مرتبه بالا برای یک بازوی رباتیکی دو لینکی ارائه کردند که توانست در حضور نامعینی پارامتری و اختلالات خارجی عملکرد مقاوم و گشتاور هموارتری نسبت به روش SMC معمولی ارائه دهد.

پژوهش حاضر با طراحی یک کنترل کننده فازی مبتنی بر مدل تاکاگی-سوگنو، سعی در غلبه بر محدودیت های روش های پیشین دارد. کنترل کننده های فازی به عنوان ابزار قدرتمندی برای کنترل سیستم های با دینامیک پیچیده یا غیرخطی شناخته شده اند [۱۶] و قابلیت افزایش مقاومت سیستم در برابر تغییرات شرایط محیطی را دارا هستند [۱۷]. در این پژوهش، کنترل کننده فازی پیشنهادی، با غلبه بر اثرات اغتشاشات خارجی، به دنبال ردیابی مسیر مطلوب و هدایت

عملگرها به سمت آن مسیر است. موارد مشابهی از کاربرد کنترل کننده های فازی در کنترل ربات های موازی در [۱۸] گزارش شده است. نوآوری مقاله طراحی و پیاده سازی یک کنترل کننده قوی بی نیاز از مدل است که به اندازه ی کافی در مقابل ارتعاشات شیمی دماغه ی هواپیما مقاوم می باشد. این مزیت توسط مقایسه های صورت گرفته در مقاله اثبات شده است.

ساختار مقاله به شرح زیر است: بخش دوم به مدلسازی سیستم و فرمول بندی دینامیک حرکت ارابه فرود اختصاص دارد. بخش سوم به مدلسازی کنترل کننده RCTM می پردازد. بخش چهارم به مدلسازی کنترل کننده فازی اختصاص یافته است. بخش پنجم به شبیه سازی و تحلیل نتایج پرداخته و در نهایت، نتیجه گیری ارائه می شود.

۲- مدلسازی

پیش نیاز هر پژوهشی پیرامون کنترل سیستم های مکانیکی، در دست داشتن یک مدل ریاضی از دینامیک آن سیستم است. به همین دلیل، مدلسازی دینامیک سیستم ارابه فرود هواپیما مورد توجه قرار گرفت. نمایی از سیستم تعلیق هواپیما در قسمت دماغه آن و نوسانات مربوطه در شکل ۱ آمده است:



شکل ۱- نمایی از نوسانات سیستم تعلیق دماغه هواپیما [۱۹]

مطابق شکل ۱، نوسانات سیستم تعلیق (شیمی) هواپیما محدود به سه نوسان طولی^۱، عرضی^۲ و انحرافی^۳ می شود. پیش نیاز هر پژوهشی حول سیستم های دینامیکی (در اینجا سیستم تعلیق هواپیما)، مدل سازی ریاضی آن است. بدین منظور، نیاز است تا پارامترهای موثر بر دینامیک سیستم شناسایی و معرفی شوند. در شکل ۲، پارامترهای موثر بر دینامیک سیستم تعلیق هواپیما نشان داده شده است. مدل غیرخطی ارتعاشات شیمی، شامل دینامیک پیچشی ارابه ی فرود، نیرو و گشتاورهای اعمالی به ارابه از منابع مختلف و تغییر شکل الاستیک چرخ یا به اصطلاح مکانیک چرخ است. شکل ۲ نمایی از یک ارابه فرود دماغه هواپیما را نشان می دهد که برای کنترل آن باید گشتاور کنترلی M_s را نیز به آن اعمال کرد. با استفاده از قانون دوم نیوتن و گشتاورگیری حول محور عمودی ارابه فرود می توان معادله ی دیفرانسیل ارتعاشات شیمی را به دست آورد. برای حرکت در جهت زاویه چرخش ارابه فرود (ψ) داریم [۴]:

¹ Longitudinal oscillation

² Lateral oscillation

³ Yaw oscillation

گشتاور همسوگر است. در ادامه خواهیم داشت:

$$M_4 = \frac{k}{v} \cos(\varphi) \dot{\psi} \quad (7)$$

که در آن، v سرعت هواپیما و k ضریب ممان دندانه‌های تایلر است. و نهایتاً داریم:

$$M_5 = K_e u \quad (8)$$

نهایتاً رابطه ۱ را به شکل زیر می‌توان بازنویسی کرد:

$$\dot{\psi} = \frac{1}{I_z} (c\psi + K\dot{\psi} + \frac{k}{v} \cos(\varphi) \dot{\psi}) + M_3 + M_5 \quad (9)$$

رابطه سینماتیکی بین جابجایی عرضی چرخ (y_1) و زاویه چرخش ارابه فرود به شکل زیر بیان می‌شود:

$$\dot{y}_1 + \frac{v}{\sigma} y_1 = V \cos(\varphi) \dot{\psi} + (e_{ff} - \alpha) \cos(\varphi) \dot{\psi} \quad (10)$$

که در آن، α نصف طول تماس تایلر با زمین و σ طول آرامش تایلر است. در ادامه داریم:

$$\alpha \approx \tan(\alpha) = \frac{y_1}{\sigma} \quad (11)$$

بنابر این، با انتخاب متغیرهای حالت $X = [\psi \ \dot{\psi} \ y_1]^T$ ، شکل فضای حالت معادلات حرکت چنین است:

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + Bu + d \\ y = Cx \end{cases} \quad (12)$$

که در آن داریم:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \frac{c}{I_z} & \frac{K}{I_z} + \frac{k}{VI_z} \cos(\varphi) & 0 \\ V \cos(\varphi) & (e_{ff} - \alpha) \cos(\varphi) & -\frac{v}{\sigma} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, u = M_5$$

$$d = \frac{M_3}{I_z}, C = [1 \ 0 \ 0]$$

۳- کنترل

۳-۱- طراحی کنترل کننده RCTM

در این بخش به منظور کنترل سیستم مورد مطالعه، کنترل کننده RCTM مدلسازی می‌شود. اهمیت این روش در تخمین اولیه و دقیق نیروهای کنترلی نهفته است که با استفاده از معادلات حرکت و اطلاعات خطای موقعیت و سرعت محاسبه می‌شود. این تخمین دقیق از اعمال نیروهای نامناسب جلوگیری کرده و منجر به حرکت نرم و یکنواخت سیستم می‌شود. کنترل کننده RCTM با ترکیب مزایای روش‌های کنترل فیدبک و فیدفوروارد، توانایی دفع ارتعاشات ناخواسته و مقابله با عدم قطعیت‌ها و اغتشاشات موجود در سیستم‌های غیرخطی را دارد، حتی در صورت وجود خطاهای اولیه در اندازه‌گیری موقعیت عملگرها. طرحواره کنترل کننده CTM در فضای مفصل چنین است [۲۱]:

$$I_z \ddot{\psi} = M_1 + M_2 + M_3 + M_4 + M_5 \quad (1)$$

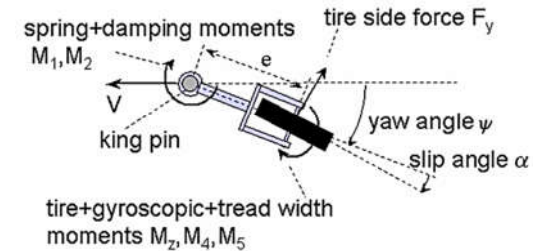
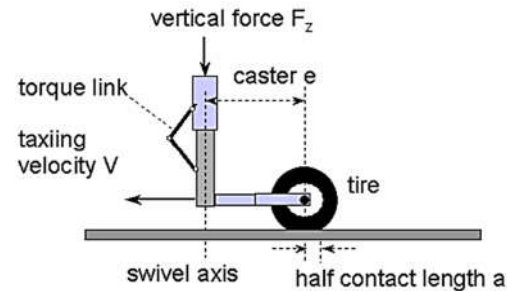
که در آن، I_z گشتاور اینرسی حول محور عمودی ارابه است. گشتاور M_1 ناشی از سختی پیچشی استرات (بازوی عمودی ارابه) و گشتاور پیچشی ناشی از بازوی اتصال است. گشتاور M_2 ناشی از میرایی پیچشی استرات در اثر میرایی ویسکوز بین یاتاقان‌ها و ضربه‌گیر است. گشتاورهای M_3 (سختی پیچشی ناشی از چرخ‌ها) و M_4 (میرایی پیچشی ناشی از چرخ‌ها) ناشی از تغییر شکل عرضی چرخ‌ها است؛ این تغییر شکل، توسط تغییر در زاویه لغزش جانبی α و نرخ تغییرات زاویه چرخش $\dot{\psi}$ به وجود می‌آیند و در ادامه داریم:

$$M_1 + M_2 = c\psi + K\dot{\psi} \quad (2)$$

که در آن، c نرخ سختی پیچشی و K ضریب میرایی ویسکوز بازوی عمودی ارابه (استرات) است. در ادامه خواهیم داشت:

$$M_3 = M_z - e_{ff} F_y \quad (3)$$

که در آن، M_z گشتاور همسوگر، F_y نیروی جانبی و e_{ff} طول موثر بازوی محور چرخ است.



شکل ۲- طرحواره‌ای از پارامترهای سیستم تعلیق دماغه هواپیما [۲۰]

برای محاسبه e_{ff} داریم:

$$e_{ff} = e \cos(\varphi) + \tan(\varphi)(R + e \sin(\varphi)) \quad (4)$$

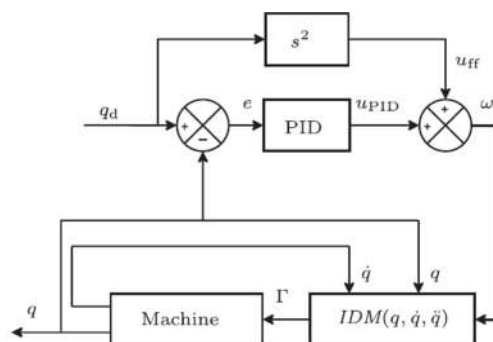
که در آن، e طول بازوی چرخ، φ زاویه عمودی ارابه فرود و R شعاع چرخ است. برای محاسبه F_y داریم:

$$F_y = \begin{cases} C_{Fa} \alpha F_z & \alpha \leq \delta \\ C_{Fa} \delta F_z \text{sign}(\alpha) & \alpha \geq \delta \end{cases} \quad (5)$$

که در آن، F_z نیروی عمودی تایلر، α زاویه لغزش تایلر، δ بیشینه زاویه لغزش بر اثر نیروی جانبی تایلر و C_{Fa} ضریب نیروی جانبی است. برای محاسبه M_z خواهیم داشت:

$$M_y = \begin{cases} C_{Ma} \frac{\alpha_g}{180} \sin\left(\frac{180}{\alpha_g} \alpha\right) F_z & |\alpha| \leq \alpha_g \\ 0 & |\alpha| \geq \alpha_g \end{cases} \quad (6)$$

که در آن، α_g بیشینه زاویه لغزش بر اثر گشتاور همسوگر و C_{Ma} ضریب



شکل ۳- طرحواره کلی کنترل‌کننده CTM در فضای مفصل [۲۱]

به منظور مقاوم ساختن کنترل‌کننده CTM نسبت به اغتشاش و شرایط اولیه معادلات دینامیک خطا (e) را چنین می‌نویسیم:

$$\begin{aligned} \dot{E} &= AE + BT_{RC} \\ E &= [e^T \quad \dot{e}^T]^T, e = \psi - \psi_d \end{aligned} \quad (14)$$

که در آن، T_{RC} گشتاور اعمالی توسط کنترل‌کننده مقاوم است. همچنین، زیرنویس d به معنای دلخواه (desired) است. ماتریس‌های A, B برابر هستند با:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_p & -k_d \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (15)$$

که در آن k_p و k_d به ترتیب ضرایب تناسبی و مشتق‌گیر در کنترل‌کننده PD هستند. و حال با انتخاب یک ماتریس Q و حل معادله لیاپانوف، ماتریس P را می‌یابیم:

$$A^T P + PA + Q = 0, Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (16)$$

که از آن می‌توان نوشت:

$$Z = B^T P E \quad (17)$$

با استفاده از Z و رابطه زیر، ورودی کنترل‌کننده مقاوم تعیین می‌شود:

$$T_{RC} = \begin{cases} -\rho \text{sgn}(Z) & \|Z\| > \delta \\ -\frac{\rho Z}{\delta} & \|Z\| \leq \delta \end{cases} \quad (18)$$

که در آن، پارامترهای ρ و δ با استفاده از تعریف زیر، چنین انتخاب شد:

$$\begin{aligned} \delta &: \delta > 0 \\ \rho &: \|\omega - T_{RC}\| \leq \rho \\ \delta &= 0.01, \quad \rho = 15 \end{aligned} \quad (19)$$

که از آن، ورودی دینامیک معکوس برابر خواهد بود با:

$$\begin{cases} \ddot{\theta} = \omega + T_{RC} \rightarrow IDM \rightarrow T_{RCTM} \\ \omega = \dot{\phi}_d - T_{PID} \end{cases} \quad (20)$$

برای خروجی سیستم فازی که همان نیروی کنترلی مورد نیاز برای حرکت ربات در مسیر و ورودی کنترلی سیستم در حضور اغتشاش چنین است:

$$T = T_{RCTM} \quad (21)$$

۳-۲- طراحی کنترل‌کننده فازی

کنترل‌کننده‌های فازی در کنترل حرکت ربات‌های متحرک و نیز انجام مانورهای خاص دارای بازدهی و عملکرد قابل قبولی می‌باشند. یکی از روش‌های طراحی کنترل‌کننده فازی، تجزیه رفتارهای پیچیده سیستم به چند حرکت در محدوده حرکتی ربات است. پس از طراحی الگوریتم کنترلی مناسب برای هر بخش، اقدامات متناظر آن‌ها را می‌توان با هم ترکیب نمود. در این مقاله کنترل‌کننده فازی به گونه‌ای

طراحی می‌شود که بتواند با تعیین نیروی کنترلی مناسب، مسیر مد نظر را به خوبی ردگیری کند و از مقاومت خوبی نسبت به اغتشاشات خارجی برخوردار باشد. مطابق پژوهش‌های منتشر شده، این کنترل‌کننده قابلیت بالایی در پایداری سیستم‌های مختلف دارد [۲۲]. این کنترل‌کننده براساس قوانین اگر-آنگاه به فرم ذیل طراحی می‌گردد:

$$\text{If } S_i \text{ is A and } \dot{S}_i \text{ is B, then } u_i \text{ is C} \quad (22)$$

عملگرهای and و or به صورت زیر تعریف می‌شوند:

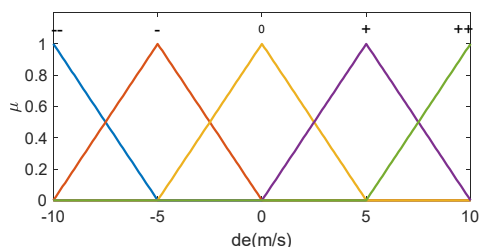
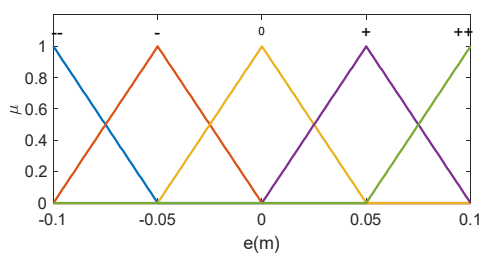
$$\mu_{A \cup B} = \text{Max}(\mu_A(u), \mu_B(u)) \quad (23)$$

$$\mu_{A \cap B} = \text{Max}(\mu_A(u), \mu_B(u)) \quad (24)$$

در کنترل‌کننده پیشنهادی از منطق فازی بر پایه استنتاج تاکاگی-سوگونو همراه با روش فازی زدایی تعیین شده است، مطابق روش تاکاگی-سوگونو توابع عضویت این خروجی‌ها به صورت توابعی ثابت در بازه [1 -1] چنین انتخاب شد:

$$[-1, -0.75, -0.5, -0.25, 0, 0.25, 0.5, 0.75, 1]$$

در مرحله اول، کنترل‌کننده فازی پس از دریافت ورودی‌ها، فرایند فازی‌سازی را انجام می‌دهد، سپس براساس رابطه (۲۲) و استلزام تاکاگی-سوگونو با استفاده از عملگر فازی توابع عضویت ترکیب می‌گردد. در مرحله بعد، مقادیر توابع عضویت براساس رابطه (۲۳) با عملگر اجتماع ترکیب و خروجی‌ها فازی زدایی می‌شوند. ورودی سیستم فازی به صورت خطا و مشتق خطا از مقدار دلخواه در زمان معین انتخاب شد. توابع عضویت این ورودی‌ها به صورت توابعی مثلثی در نظر گرفته شد. خطای موقعیت و سرعت ربات به صورت پنج تابع [-, ++, 0 -] انتخاب گردید؛ که در آن، بازه‌ی تغییرات خطای موقعیت [-, 0.1, 0.1] و بازه تغییرات خطای سرعت به شکل [10 -10] انتخاب شد. و نهایتاً در یک نمایش توابع عضویت برای خروجی و ورودی‌های سیستم فازی در شکل ۴ آمده است.



شکل ۴- توابع عضویت ورودی سیستم فازی تاکاگی-سوگونو

تابع عضویت مثلثی پارامترهای شامل سه مقدار دارد: عدد واقعی a, b, c برای $a \leq b \leq c$. مقدار تابع می‌تواند به صورت زیر تعیین شود.

شکل (۴).

- تابع عضویت δe : تابع مثلثی در بازه $[-1, 0, 1]$ رادیان با برچسب‌های: $[- - -]$

- تابع عضویت δde : تابع مثلثی در بازه $[-10, 10]$ رادیان/ثانیه با برچسب‌های مشابه.

۳. مکانیزم استنتاج:

- ۲۵ قانون فازی بر اساس ترکیب e و de (جدول ۱).

- وزن‌دهی قوانین:

$$\mu_{(Rule_i)} = \min(\mu_A(e), \mu_B(de))$$

- عملگر ترکیب: اتحاد ماکسیمم (معادله‌ی ۲۳ مقاله):

$$\mu_{total} = \max(\mu_{(Rule_1)}, \mu_{(Rule_2)}, \dots, \mu_{(Rule_25)})$$

۴. فازی‌زدایی:

- روش مرکز ثقل (COG) (معادله‌ی ۲۷).

- مقادیر u_i ثابت: $[-1, -0.75, 0, 0.75, 1]$

۴- شبیه‌سازی

در این پژوهش پس از مدل‌سازی دینامیک ارتعاشات کوچک (شیمی) ارابه فرود هواپیما، به کنترل آن توسط کنترل‌کننده فازی پرداخته شد و نتایج آن با نتایج حاصل از کنترل‌کننده‌های RCTM, PID, مقایسه گردید. پارامترهای کنترل‌کننده PID مورد استفاده در این بخش با استفاده از بخش بهینه‌سازی سیمولینک چنین تعیین شد (جدول ۲):

جدول ۲- پارامترهای بلوک کنترل‌کننده PID

$P + I \frac{1}{s} + D \frac{N}{1 + N \frac{1}{s}}$
ضریب تناسبی P
۳۱۴۰۳۵-
ضریب انتگرال‌گیر I
۳۵۳۴۴۱۶۹-
ضریب مشتق‌گیر D
۴۴۲-
ضریب فیلتر N
۱۶۷۷

در ادامه، برای شبیه‌سازی سیستم یاد شده از مقادیر موجود در جدول ۳ استفاده شده است. یکی از مواردی که کنترل‌کننده باید از عهده دفع آن برآید، شرایط اولیه مختلف است. برای سنجش کارایی کنترل‌کننده‌های پیاده‌سازی شده نسبت به خطا در شرایط اولیه، شرایطی به شکل زیر در نظر گرفته شد:

$$[\psi \ \dot{\psi}]_{t=0} = [-1 \ 10] \quad (28)$$

پیش از همه، واکنش سیستم بدون کنترل‌کننده به حضور اغتشاش و خطا در شرایط اولیه شبیه‌سازی شد. اغتشاش در نظر گرفته شده در این بخش یک پالس مربعی با دامنه 1×10^4 و بازه زمانی $[0.2 \ 0.3]$ است.

$$\mu_A(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a}, & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b}, & a \leq x \leq b \\ 0, & \text{Elsewhere} \end{cases} \quad (25)$$

اگر مقدار تابع عضویت هر قانونی برابر صفر شود، در نظر گرفته نمی‌شود. اگر مقدار یک تابع عضویت برابر صفر نباشد، این مقدار برای کوتاه کردن یا مقیاس بندی شکل تابع عضویت خروجی در این قانون استفاده می‌شود. مجموعه فازی خروجی در مرحله بالا توسط عملیات واحدی ترکیب می‌شود. در ادامه، مجموعه فازی که ناشی از قوانین ترکیبی در سه مرحله می‌باشد به مقدار قطعی تغییر می‌یابد. برای این منظور چندین روش وجود دارد که یکی از آن‌ها به دنبال مرکز ثقل (COG) است و در این پژوهش از آن استفاده می‌شود. COG مجموعه فازی در محدوده $[a, b]$ می‌تواند توسط معادله زیر بدست آید:

$$COG = \frac{\int_a^b \mu_A(x) x dx}{\int_a^b \mu_A(x) dx} \quad (27)$$

جدول ۱- قوانین فازی استفاده شده برای کنترل سیستم

number	Fuzzy rules				
1	--	--		+1	
2	--	-		+0.75	
3	--	0		+0.5	
4	--	+		+0.25	
5	--	++		0	
6	-	--		+0.75	
7	-	-		+0.5	
8	-	0		+0.25	
9	-	+		0	
10	-	++		-0.25	
11	If "e"	0	and "de"	-- then "u"	+0.5
12	is	0	is	- is	+0.25
13	0	0			0
14	0	+			-0.25
15	0	++			-0.5
16	+	--			+0.25
17	+	-			0
18	+	0			-0.25
19	+	+			-0.5
20	+	++			-0.75
21	++	--			0
22	++	-			-0.25
23	++	0			-0.5
24	++	+			-0.75
25	++	++			-1

پس نهایتاً ساختار کنترل‌کننده فازی به شرح زیر است:

۱. متغیرهای تصمیم:

- $e = \psi - d$ (خطای زاویه چرخش)

- $de = d(e) \setminus dt$ (مشتق خطا)

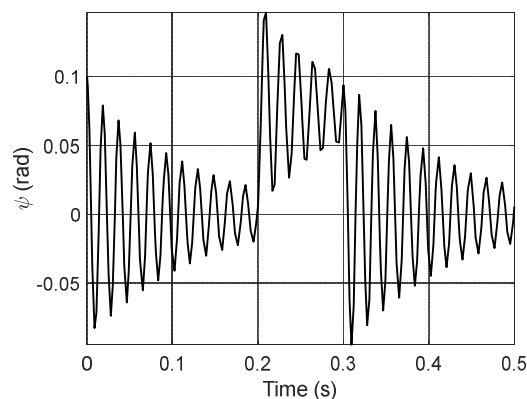
- u (گشتاور کنترلی خروجی)

۲. توابع وزن (عضویت):

- مبتنی بر متغیرهای تصمیم e و de طراحی شدند (مطابق

جدول ۳- پارامترهای مورد استفاده برای شبیه سازی [۱۹]

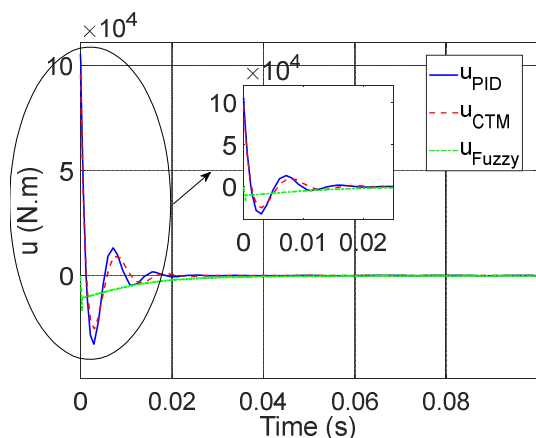
پارام	توضیح پارامتر	مقدار	واحد
تر			
e	طول بازوی چرخ	۰/۱۲	m
C	ضریب ارتجاعی پیچشی	$-۱.۰^۵ \times ۱$	N·m/rad
K	ضریب میرایی پیچشی	-۱.۰	N·m·s/rad
I_z	ممان اینرسی چرخ	۱	kg·m ²
φ	زاویه عمودی ارابه	۱۵۷۱/۰	rad
R	شعاع چرخ	۳۶۲/۰	m
A	نصف طول تماس تایر	۱/۰	m
k	ثابت گشتاور میرایی دندانه‌های چرخ	-۲۷۰	N·m ² /rad
$C_{M\alpha}$	ضریب گشتاور همسو گر	-۲	m/rad
$C_{f\alpha}$	ضریب نیروی جانبی	۲۰	rad ⁻¹
σ	طول آرامش تایر	۰/۳	m
δ	حدود زاویه لغز برای نیروی جانبی	۰/۰۰۸۷	rad
α_g	حدود زاویه لغزش برای گشتاور همسو	۰/۱۷۴۵	rad
F_z	نیروی عمودی	۹۰۰۰	N
V	سرعت	۷۵	ms ⁻¹



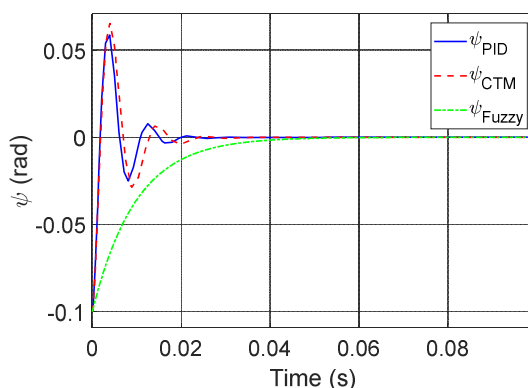
شکل ۵- مسیر زاویه φ در حضور اغتشاش و خطا در شرایط اولیه

همانطور که در شکل ۵ آمده است، مسیر سیستم دارای نوسان زیاد بوده و میرایی داخلی سیستم به سادگی از عهده میرا نمودن ارتعاشات ناخواسته برنمی‌آید. در ادامه با شبیه‌سازی کنترل‌کننده‌های طراحی شده به بررسی اثر آن‌ها بر سیستم پرداخته می‌شود. نتایج حاصل از شبیه‌سازی کنترل‌کننده‌های یاد شده به شرح زیر است:

در ادامه، شکل ۷ بیانگر نیروی کنترلی مصرفی توسط کنترل‌کننده‌های معرفی شده برای پایداری سیستم است. همانطور که در شکل ۷ آمده، کنترل‌کننده فازی با اعمال نیروی کنترلی در دامنه کوچک‌تر از سایر کنترل‌کننده‌ها عمل کرده است. بیش‌ترین دامنه نیروی کنترلی برای کنترل‌کننده فازی تا ۷۰٪ کمتر از مقداری است که کنترل‌کننده‌های PID و CTM اعمال نموده‌اند.



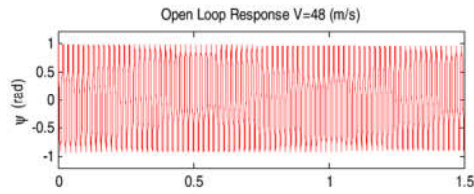
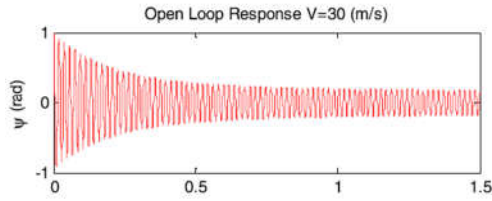
شکل ۷- ورودی‌های گشتاوری کنترلی در حضور خطای اولیه



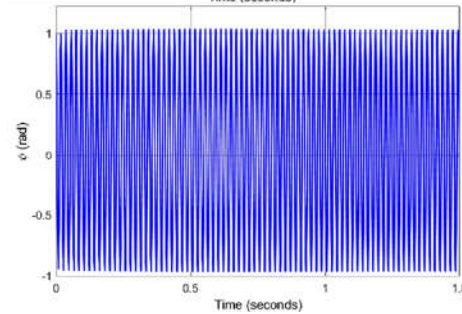
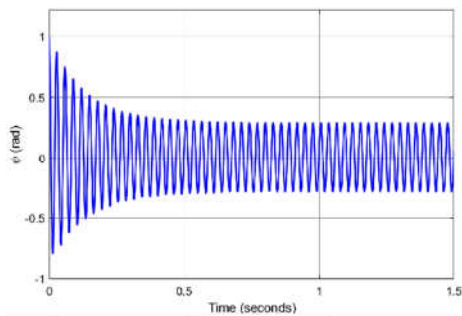
شکل ۶- مسیر زاویه φ هدایت شده توسط کنترل‌کننده‌های طراحی شده با خطا در شرایط اولیه

همانطور که در شکل ۶ مشخص است، میزان فراجهش ارتعاشات شیمی در سیستم تحت کنترل بوسیله کنترل‌کننده فازی در بازه زمانی صفر تا ۰/۰۳ ثانیه صفر است؛ در حالی که کنترل‌کننده‌های PID و CTM فراجهش قابل توجهی دارند؛ و در ادامه، این سه کنترل‌کننده در بازه زمانی مشابهی به حالت پایدار رسیده‌اند.

مطابق شکل ۸، کنترل‌کننده فازی در لحظه‌ی شروع نیروی کنترلی بزرگی (تا چهاربرابر نیروی کنترلی سایر کنترل‌کننده‌ها) به سیستم وارد کرده و در ادامه در بازه زمانی صفر تا ۰/۰۳ ثانیه نیروی کنترلی‌ای کوچکتر (تا یک سوم نیروی کنترلی اعمال شده توسط کنترل‌کننده‌های PID و CTM) به سیستم وارد کرده است. اما در بازه زمانی پایان پالس اغتشاش، کنترل‌کننده فازی در دامنه مشابهی با سایر کنترل‌کننده‌های طراحی شده، از چابکی بیشتری برای اعمال نیروی کنترلی استفاده کرده است. همانطور که مشخص است،



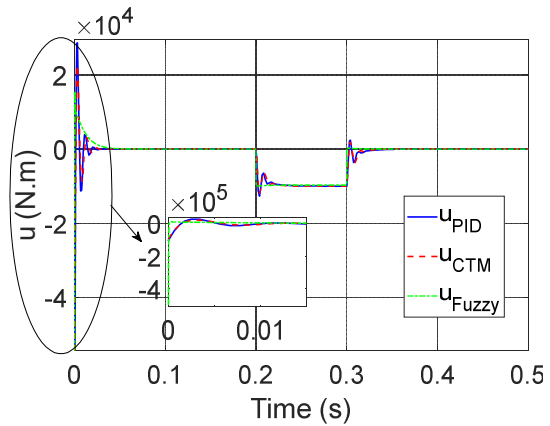
شکل ۹- پاسخ حلقه باز سیستم در سرعت های متفاوت [۱۹]



شکل ۱۰- پاسخ حلقه باز سیستم در سرعت های متفاوت

همانطور که در نمودارهای ۹ و ۱۰ مشهود است، دامنه ارتعاشات و مشخصات میرایی پاسخها کاملاً همخوانی داشته که این امر، صحت مدلسازی دینامیک سیستم را تأیید می‌کند. در ادامه، عملکرد سیستم حلقه بسته کنترل کننده فازی پیشنهادی در سه محور کلیدی با پژوهش توری زاده و زارع [۱۹] مقایسه شد.

کنترل کننده یاد شده در بازه زمانی کمتری به اعمال نیروی کنترلی پرداخته و این چابکی بیشتر در اعمال نیروی کنترلی، منجر به کاهش دامنه ارتعاشات در موقعیت زاویه φ شده است.



شکل ۸- مقدار گشتاور کنترلی اعمال شده توسط کنترل کننده های پیاده سازی شده در حضور اغتشاش خارجی

جميع موارد بالا به خوبی برتری کنترل کننده فازی را بر کنترل کننده های PID و CTM نشان می‌دهد. کنترل کننده یاد شده به خوبی از عهده میرا نمودن ارتعاشات شیمی ارايه فرود برآمده و در مقابل اغتشاشات خارجی مقاومت بالایی دارد. همچنین، این کنترل کننده از بهینگی مناسبی برخوردار بوده و نیروی کنترلی را در دامنه کوچکتری (نسبت به دو کنترل کننده دیگر) به ارايه فرود وارد کرده است. به منظور بررسی ای بهتر، کارایی روش های کنترلی پیاده سازی شده در جدول ۴ مقایسه شده است. همانطور که از جدول بالا مشخص است، کنترل کننده فازی با وجود اعمال تلاش کنترلی کمتر، زمان نشست و میزان فراجاهش کمتری نسبت به کنترل کننده های دیگر داشته است. این امر به خوبی بیانگر کارایی بالای کنترل کننده طراحی شده در مقایسه با کنترل کننده های PID و CTM است.

جدول ۴- کارایی روش های کنترلی به کار گرفته شده

روش کنترلی	میزان فراجاهش	بیشینه تلاش کنترلی	زمان نشست
PID	۰/۰۶	1e5	۰/۰۲۰
CTM	۰/۰۷	1e5	۰/۰۲۳
Fuzzy	.	2e4	۰/۰۲۰

به منظور اعتبارسنجی مدل و اطمینان از صحت نتایج شبیه سازی، پارامترهای دینامیکی سیستم (مطابق جدول ۳) با دقت برابر با مقادیر مندرج در مرجع [۱۹] تنظیم گردیدند. ابتدا پاسخ حلقه باز سیستم در دو سرعت مختلف با نتایج مرجع [۱۹] مقایسه شد.

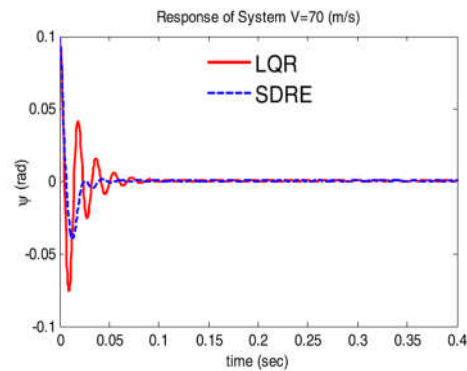
کنترل‌گر فازی با چابکی بیشتری (زمان پاسخ کوتاه‌تر) به اعمال نیروی کنترلی پرداخت که این امر در کاهش دامنه ارتعاشات مؤثر بود. به‌طور خلاصه، نتایج به‌دست‌آمده برتری کنترل‌گر فازی پیشنهادی را نسبت به کنترل‌گرهای PID و CTM در میراسازی ارتعاشات ارباه فرود و مقابله با اغتشاشات خارجی، با استفاده از نیروی کنترلی بهینه‌تر (دامنه کمتر)، نشان می‌دهد.

۶- مراجع

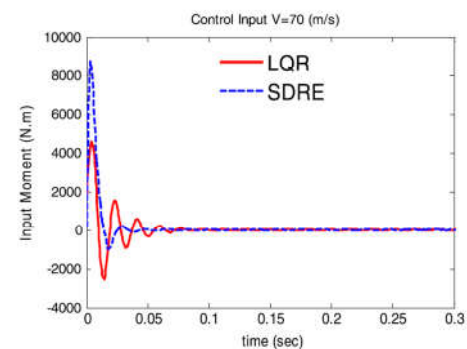
- [1] Esmailzadeh E, Farzaneh K. Shimmy vibration analysis of aircraft landing gears. *Journal of Vibration and Control*. 1999;5(1):45-56.
- [2] Orlando C, Alaimo A. A robust active control system for shimmy damping in the presence of free play and uncertainties. *Mechanical Systems and Signal Processing*. 2017;84:551-69.
- [3] Haddadpour H, Bomassi S. The Shimmy Vibration Analysis of Aircraft Landing Gear. 2011.
- [4] Pritchard J. Overview of landing gear dynamics. *Journal of aircraft*. 2001;38(1):130-7.
- [5] Vu KT. Advances in optimal active control techniques for aerospace systems; application to aircraft active landing gear: University of California, Los Angeles; 1989.
- [6] Horta LG, Daugherty RH, Martinson VJ. Modeling and validation of a Navy A6-Intruder actively controlled landing gear system. 1999.
- [7] رضائی م، فلاحی ف، سمندری ح. بررسی تأثیر پارامترهای جاذب ضربه بر دینامیک هواپیما در هنگام فرود بر روی باند ناهموار. *مهندسی مکانیک دانشگاه تبریز*. ۲۰۱۴؛۴۴(۲):۹-۱۹.
- [8] خراطی شیشوان ح، محدودی ا. کنترل هواپیما در مرحله فرود در حضور اغتشاشات ناشی از بارهای آیرودینامیکی توسط کنترل‌کننده مد لغزشی بهینه. *مهندسی مکانیک دانشگاه تبریز*. ۲۰۱۷؛۴۷(۲):۳۵۹-۶۵.
- [9] Tourajzadeh H, Zare S. Robust and optimal control of shimmy vibration in aircraft nose landing gear. *Aerospace Science and Technology*. 2016;50:1-14.
- [10] Yazdanpanah M, Nateghi A, Zare H. Active Control of Shimmy Vibration in Aircraft Nose Landing Gear using Fuzzy and NARMA-L2 Controllers. *International Journal of Advanced Design & Manufacturing Technology*. 2023;16(2).
- [11] Dagal I, Mbasso WF, Ambe H, Erol B, Jangir P. Adaptive Fuzzy Logic Control Framework for Aircraft Landing Gear Automation: Optimized Design, Real-Time Response, and Enhanced Safety. *International Journal of Aeronautical and Space Sciences*. 2025:1-29.
- [12] Pouly G, Huynh T-H, Lauffenburger J-P, Basset M. State feedback fuzzy adaptive control for active shimmy damping. *European journal of control*. 2011;17(4):370-93.
- [13] Dong L, Chen Z, Sun M, Sun Q. Phase compensation active disturbance rejection control for shimmy vibration with magnetorheological damper of aircraft. *Expert Systems with Applications*. 2023;213:119126.

[۱۴] نیک سرشت ص، طائی ح، بابایی ع. استفاده از تخصیص مبتنی بر رویکردهای محاسبات نرم برای کنترل فرود یک هواپیما. *مهندسی مکانیک دانشگاه تبریز*. ۲۰۲۳؛۵۳(۱):۸۴-۱۷۷.

[۱۵] محمدرضایی نوده س، قاسمی م، محمدی دانیالی حر. کنترل ترکیبی منطق فازی نوع دوم-شبکه عصبی و مود لغزشی مرتبه بالا برای یک



(a)



(b)

شکل ۱۱- پاسخ حلقه بسته سیستم و ورودی‌های کنترلی [۱۹]

همناظر که در شکل‌های ۱۱، عو ۷ آمده است، با اعمال شرایط اولیه مشابه (با علامت مخالف و دامنه یکسان) و پارامترهای یکسان، زمان نشست در پژوهش حاضر ۰۴/۰ ثانیه و در مرجع [۱۹] معادل ۰۹/۰ ثانیه به دست آمد. این بهبود در زمان نشست، یکی از دلایل اصلی افزایش دامنه سیگنال کنترلی (در حدود ده برابر) در این مطالعه نسبت به کار [۱۹] است.

از دیگر عوامل مؤثر در این اختلاف، می‌توان به تفاوت در سرعت شبیه‌سازی اشاره کرد: سرعت در مرجع [۱۹] معادل ۷۰ متر بر ثانیه و در این پژوهش ۷۵ متر بر ثانیه در نظر گرفته شده است. این افزایش سرعت، فرآیند کنترل را با دشواری بیشتری مواجه ساخته و منجر به ایجاد سیگنال‌های کنترلی با دامنه بزرگ‌تر شده است.

۵- بحث و نتیجه‌گیری

در این مقاله، برای کاهش ارتعاشات ارباه فرود هواپیما، پس از مدل‌سازی ریاضی سیستم، یک کنترل‌گر فازی مبتنی بر استنتاج تاکاگی-سوگنو پیاده‌سازی شد. نتایج شبیه‌سازی نشان داد که این کنترل‌گر نسبت به کنترل‌گرهای PID و CTM، ارتعاشات را به‌طور مؤثرتری کاهش می‌دهد. در مواجهه با پالس‌های اغتشاش خارجی، کنترل‌گر فازی به‌سرعت سیستم را به حالت پایدار بازگرداند، ضمن اینکه دامنه نیروی کنترلی اعمال‌شده، مشابه دو کنترل‌گر دیگر بود. با این حال، در ابتدای شبیه‌سازی، نیروی کنترلی اعمال‌شده توسط کنترل‌گر فازی، حدود یک‌سوم نیروی اعمال‌شده توسط کنترل‌گرهای PID و CTM بود. علاوه بر این، در هنگام اعمال پالس اغتشاش،

بازوی رباتیکی با نامعینی پارامتری و اختلال خارجی. مهندسی مکانیک دانشگاه تبریز، ۲۰۲۱؛ ۵۱(۱):۲۱۹-۲۸.

- [16] Derdiyok A, Soysal B, Arslan F, Ozoglu Y, Garip M. An adaptive compensator for a vehicle driven by DC motors. *Journal of the Franklin Institute*. 2005;342(3):273-83.
- [17] Chwa D. Fuzzy adaptive tracking control of wheeled mobile robots with state-dependent kinematic and dynamic disturbances. *IEEE transactions on Fuzzy Systems*. 2011;20(3):587-93.
- [18] Vermeiren L, Dequidt A, Afroun M, Guerra T-M. Motion control of planar parallel robot using the fuzzy descriptor system approach. *ISA transactions*. 2012;51(5):596-608.
- [19] Tourajizadeh H, Zare S. Optimal control of shimmy oscillation in aircraft nose landing gear. *Modares Mechanical Engineering*. 2015;15(8):207-15.
- [20] Krüger WR, Morandini M. Numerical simulation of landing gear dynamics: state-of-the-art and recent developments. *Proceedings of Limit Cycle Oscillation and Other Amplitude-Limited Self Excited Vibrations*, RTO-MP-AVT-152, Loen, Norway. 2008.
- [21] Paccot F, Andreff N, Martinet P. A review on the dynamic control of parallel kinematic machines: Theory and experiments. *The International Journal of Robotics Research*. 2009;28(3):395-416.
- [22] Ding Y, Ying H, Shao S. Typical Takagi-Sugeno PI and PD fuzzy controllers: analytical structures and stability analysis. *Information Sciences*. 2003;151:245-62.