طراحی کنترلگر مقاوم غیرخطی و پیادهسازی آن بر روی شبیهساز زیرسیستم کنترل وضعیت ماهواره

مريم ملکزاده*	استادیار، گروه مهندسی مکانیک، دانشگاه اصفهان، اصفهان، ایران
مبين صبوحي	دانشجوی کارشناسی ارشد، گروه مهندسی مکانیک، دانشگاه اصفهان، اصفهان، ایران
مريم رضايتي	دانشجوی کارشناسی ارشد، گروه مهندسی مکانیک، دانشگاه اصفهان، اصفهان، ایران

چکیدہ

در این مقاله عملکرد دو الگوریتم کنترلی مقاوم سنتز µ و مود لغزشی درجه بالا بر روی یک شبیهساز زیرسیستم کنترل وضعیت ماهواره بهصورت سختافزار در حلقه بررسی میشود. این شبیهساز مدل میزی، بر روی یک پایه نگهدارندهی یاتاقان هوایی نیم کروی بهمنظور فراهم آوردن شرایط تعلیق مجموعه قرار گرفته است. صفحه پلتفرم و تمام عملگرها و زیرسیستمهای نصبشده بر روی آن امکان انجام آزمونهای عملیاتی موردنظر را مهیا میکند. هر دو کنترل گر ابتدا به کمک نرمافزار متلب شبیهسازی و سپس بر روی زیرسیستم پیادهسازی گردیدهاند. ابتدا روش کنترلی مقاوم سنتز µ برای شبیهساز طراحیشده است. در این روش ماتریسهای وزنی به گونهای انتخاب میشوند که سیستم کنترلی نسبت به تمامی نامعینیها شامل عدم قطعیتها، اغتشاشات و نویز حسگرها مقاوم باشد. ماتریسهای وزنی عدم قطعیت، کارایی، محدودیت عملگر و اغتشاش با توجه به محدودیتهای دینامیکی و محیطی شبیهساز و خواستههای طراح انتخاب شده اند . سپس کنترل گر مقاوم مود لغزشی درجه دو با استفاده از الگوریتم فوق پیچشی طراحیشده است. برخلاف الگوریتمهای دیگر درجه ۲، در روش فوق پیچشی نیازی بهاندازه گیری یا تعیین علامت مشتق سطح لغزش نیست. نتایج شبیهسازی کامپیوتری و تستهای آزمایشگاهی سختافزار در حلقه برای پیچشی نیازی به اندازه گیری یا تعیین علامت مشتق سطح لغزش نیست. نتایج شبیهسازی کامپیوتری و تستهای آزمایشگاهی سختافزار در حلقه برای کنترل گرهای فوق مقایسه میشود.

واژههای کلیدی: کنترل مقاوم سنتز µ، کنترل مود لغزشی مرتبه بالا، الگوریتم فوق پیچشی، شبیهساز زیرسیستم کنترل وضعیت ماهواره، سختافزار در حلقه.

Designing Nonlinear Robust Controller for Spacecraft Attitude Control Subsystem Simulator

M. Malekzadeh	Department of Mechanical Engineering, University of Isfahan, Isfahan, Iran
M. Sabouhi	Department of Mechanical Engineering, University of Isfahan, Isfahan, Isfahan, Iran
M. Rezayati	Department of Mechanical Engineering, University of Isfahan, Isfahan, Isfahan, Iran

Abstract

In this paper, the performance of two robust control algorithms, μ -synthesis and high order sliding mode are evaluated on a spacecraft attitude control subsystem simulator as the hardware in the loop. This tabular simulator is placed on a spherical air bearing to validate real-time environment. All actuators and sensors on the platform of spacecraft simulator prepare real conditions as attitude control test bed. Beginning, both designed controllers are simulated by Matlab software, next they are applied on the subsystem. At first, μ -synthesis robust controller is designed for simulator. In this method, weighting matrix are chosen such that the controller becomes robust in combined uncertain condition such as system uncertainties, environmental disturbances and sensor noises. Uncertainty, performance, actuator saturation, disturbance and noise weighting functions are designed based on the dynamics and environmental platform properties. At least high order sliding mode controller based on super twisting algorithm is designed to reduce chattering effects. Contrary to the other second order sliding mode algorithms, in the super twisting method sliding surface derivatives are not used. The Computer and experimental hard ware in the loop simulations are compared together.

Keyword: µ-synthesis robust control, super twisting algorithm, Spacecraft attitude control simulator, hardware in the loop.

۱- مقدمه

کارکرد صحیح زیرمجموعه تعیین و کنترل وضعیت سامانههای فضایی از الزامات اصلی موفقیت آنها در مأموریت خود است و بایستی از عملکرد مناسب آن در زمان عملیاتی شدن ماهواره اطمینان حاصل نمود. شبیهساز زیرسیستم کنترل وضعیت ماهواره جهت شبیهسازی شرایط عملکردی ماهواره در مدار کاربرد دارد و امکان انجام تستهای عملی بر روی زمین را فراهم می آورد.

این شبیهسازها جهت ارزیابی عملکرد روشهای مختلف کنترلی و بررسی تأثیر عوامل مختلف بر وضعیت ماهواره با انجام تستهای متنوع استفاده میشود [۱]. از کاربردهای آن میتوان به تست پایداری وضعیت شبیهساز [۲]، بررسی عملکرد حسگرها و عملگرها [۳]، ارزیابی عملکرد کنترلگرها در دینامیک صلب و انعطاف پذیر ماهوارهها، پیاده-سازی کنترلگرها با در نظر گرفتن گشتاورهای ناشی از تعادل مرکز جرم و خطای نصب عملگرها [۴]، بررسی نحوه ملاقات مداری [۵]، پرواز گروهی ماهوارهها [۶]، بررسی عملکرد برخورد[۷] و اتصال ماهواره [۸] اشاره نمود. در این مقاله برای بررسی عملکرد الگوریتههای کنترلی

[®] نویسنده مکاتبه کننده، آدرس پست الکترونیکی: m.malekzadeh@eng.ui.ac.ir تا، خد، بافت: ۹۵/۰۶/۲۱

پیشرفته بر ماهواره، کنترلگرهای طراحیشده روی یک مدل از این شبیهسازها، با روش سختافزار در حلقه، پیادهسازی میشود.

به دلیل وجود اغتشاشات خارجی، نویز حسگرها و عدم قطعیتها نیاز به یک کنترل مقاوم نسبت به مجموع این نامعینیها احساس میشود. کنترل مود لغزشی، یکی از مرسومترین کنترل گرهای غیرخطی مقاومی است که میتواند سیستم را در حضور نامعینیهای مدل شده و مدل نشده بهطور مطلوبی کنترل کند.

کنترل گر مود لغزشی ترمینال^۱ برای موقعیت زاویهای ماهواره در مراجع [۱۰-۹] طراحی شده است. این کنترل گر، نسبت به کنترل مود لغزشی فرا پیچشی عملکرد مطلوبتر و مقاومتر داشته ولی نمیتواند چترینگ را حذف نماید مگر آنکه راهکاری در نظر گرفته شود.

در مراجع [۱۲–۱۱] ، از کنترلگر مود لغزشی انتگرالی در ماهواره صلب استفاده شده است. این روش کنترلی در حذف خطای ماندگار و کاهش چترینگ مؤثر است ولی نمی تواند چترینگ را کامل حذف نماید مگر آنکه با روش های دیگر ترکیب شود.

مسئله طراحی کنترل گر بهینه مود لغزشی بر مبنای کواترنیون جهت کنترل وضعیت فضاپیما در [۱۳] مورد بررسی قرار گرفته است. منظور از مود لغزشی بهینه، استفاده از مود لغزش انتگرالی و یک کنترل گر بهینه است. هدف از استفاده از قسمت بهینه الگوریتم کنترلی، حذف یا کاهش اثر اغتشاشات خارجی و حذف اثر عبارت انتگرالی که موجب افزایش تلاش کنترلی میشود، بوده است. از روشهای جالب و جدید که در آن نیازی بهشرط کرانداری نامعینیها و اغتشاشات نیست، روش ⁷کنترلی پس گام تطبیقی است [۱۴]. از کنترل گرهای مودلغزش مرتبه بالا (مرتبه دو) که برای کنترل وضعیت فضاپیما طراحی شده می توان به تحقیق [۱۵] اشاره کرد که در آن دو کنترل گر مرتبه بالا (یکی مرتبه ۲ طراحی شده است.

کنترل مود لغزش کلاسیک، حلی مقاوم و با دقت بالا را برای طیف وسیعی از مسائل کنترل فراهم میکند. بااینحال، همچنان دو محدودیت اصلی باقی میماند: اول اینکه برای رسیدن سطح لغزش به صفر، باید درجه نسبی سیستم یک باشد، یعنی پارامتر کنترلی باید بهطور صریح در اولین مشتق سطح لغزش (تابع خروجی سیستم) ظاهر شود. دوم اینکه پدیده چترینگ همچنان پدیدهای مخرب به شمار می-رود. با استفاده از فیلترهای پایین گذر و سایر فیلترها میتوان اثر چترینگ را حذف و یا کاهش داد ولی این عمل روی صحت و عملکرد سیستم کنترلی تأثیر منفی میگذارد.

جهت غلبه بر این دو محدودیت، همزمان با حفظ خواص مود لغزش مرتبه اول، می توان از مودهای لغزش مرتبه بالاتر (مرتبه دو) استفاده کرد.

پرکاربردترین الگوریتم مرتبه دو مود لغزشی، الگوریتم فوق پیچشی میباشد که بهطور گسترده در زمینههایی مانند کنترل یکسوساز سامانههای الکتریکی [۱۶]، کنترل رباتهای سرو موتوردار [۱۷]، رآکتورهای تحقیقاتی با در نظر گرفتن اثر زنون [۱۸] و کنترل نسبت هوا به سوخت در ماشینهای اسپارک [۱۹] استفادهشده است. سایر

الگوریتمهای مود لغزش مرتبه بالا (مانند الگوریتم پیچشی⁷ ، الگوریتم زیر بهینه⁷، الگوریتم شبه پیوسته⁶)، نیاز به اندازه گیری مشتق سطح لغزش و یا علامت آن داشت، درحالی که الگوریتم فوق پیچشی⁷ با استفاده از دادههای مورد استفاده در مود لغزش کلاسیک، نتایجی با خواص سایر الگوریتمهای مود لغزش مرتبه بالا ارائه میدهد. در این مقاله جهت طراحی کنترل گر مود لغزشی مرتبه بالا از الگوریتم فوق پیچشی استفاده می شود.

همچنین یکی از مقاومترین روشهای کنترلی، روش سنتز μ میباشد. در این روش کنترلی طراح میتواند با انتخاب صحیح توابع وزنی (وزن عدم قطعیت، وزن کارایی، وزن اغتشاش و وزن محدودیت عملگر)، خواستههای طراحی را برآورده نماید [۲۰].

این روش کنترلی مقاوم، برای مدل خطی طراحی می شود، ولی می توان با توجه به جملات غیرخطی صرفنظر شده در مدل خطی، وزن عدم قطعیت را به گونه ای انتخاب نمود که کنترل گر بر روی مدل غیرخطی به خوبی پاسخ دهد. در [۲۱]،کنترل گر سنتز µ برای میکرو ماهواره انعطاف پذیر طراحی شده است. در مرجع مذکور، جملههای انعطاف پذیری به صورت عدم قطعیت مدل سازی شده است.

در این مقاله، دو کنترل گر مقاوم سنتز μ و مود لغزشی درجه بالا با الگوریتم فوق پیچشی برای شبیه ساز ماهواره طراحی و عملکرد آنها ابتدا به وسیله نرمافزار سیمولینک متلب شبیه سازی و بررسی شده است. همچنین برای ارزیابی عملکرد کنترل گرها، دو الگوریتم کنترلی طراحی شده بر روی شبیه ساز زیر سیستم کنترل وضعیت ماهواره، در شرایط آزمایشگاهی و نامعین پیاده سازی شده و پاسخهای آنها باهم مقایسه شده است.

در این مقاله، ابتدا در بخش ۲ معادلات دینامیکی و سینماتیکی شبیهساز ماهواره بر اساس زوایای اویلر ارائه می شود. در بخش ۳ و ۴ به ترتیب کنترل گرهای سنتز µ و مود لغزشی درجه ۲ برای شبیهساز طراحی شده است. سپس نحوه پیاده سازی کنترل گرها در شبیهساز زیرسیستم کنترل وضعیت ماهواره در بخش ۵ شرح داده می شود. در بخش ۶ نتایج حاصل از شبیه سازی کامپیوتری و سخت افزاری مورد بررسی قرار می گیرد. در پایان نتیجه گیری کلی ارائه می گردد.

۲- مدلسازی دینامیکی و سینماتیکی شبیهساز ماهواره

شکل ۱ شبیه ساز زیرسیستم کنترل وضعیت ماهواره موجود در آزمایشگاه فضایی دانشگاه اصفهان را نشان می دهد. این شبیه ساز از سه بخش تشکیل شده است. بخش اول: پایه، که نگه دارنده ی کل مجموعه است. بخش دوم: یاتاقان هوایی، که شرایط تعلیق مجموعه را فراهم می آورد. بخش سوم: صفحه ی پلتفرم، که تمام عملگرها و زیر سیستم ها بر روی آن سوار شده اند [۲۲–۲۲].

مطابق معادله زیر ممنتوم زاویهای کل شبیهساز ماهواره مجموع ممنتوم زاویهای پلتفرم شبیهساز و ممنتوم زاویهای عملگرها است.

¹ time-varying sliding mode (TVSMC)

³ Twisting algorithm (TA)

⁴ Suboptimal Algorithm

⁵ Quasi-Continuous Control Algorithm

⁶ Super twisting algorithm (STA)

(1)

در این رابطه *I*، ماتریس ممان اینرسی، ۵ سرعت زاویهای شبیهساز و _۱۸ اندازه حرکت چرخهای عکسالعملی است.

 $\vec{H} = I_t \vec{\omega} + \vec{h_\omega}$



شكل ۱- شبيهساز زيرسيستم كنترل وضعيت ماهواره

با جایگذاری این رابطه در معادله اویلر در مختصات بدنی میتوان نوشت:

$$\vec{T} = \vec{H} + \vec{\omega} \times \vec{H} \tag{(Y)}$$

T گشتاور کلی اعمالی به شبیه ساز میباشد و برابر است با: $\vec{T} = \vec{T}_c + \vec{T}_d + (mg\vec{r}_s) imes \vec{K}$ (۳)

 T_c گشتاور کنترلی، T_d گشتاور اغتشاشی، mgr_s گشتاور تولیدی ناشی از اختلاف بین مرکز جرم و مرکز هندسی پلتفرم و K بردار یکه در راستای اعمال نیروی وزن پلتفرم یعنی راستای قائم است. r_s برداری است که مرکز چرخش پلتفرم را به مرکز جرم آن متصل میکند، با ترکیب روابط (۱) و (۲) رابطه زیر حاصل میشود:

$$T = \underline{l}_{t} \, \vec{\omega} + \vec{h}_{\omega} + \vec{\omega} \times (\underline{l}_{t} \, \vec{\omega} + \vec{h}_{\omega}) \tag{(f)}$$

لازم به ذکر است که در این معادلات جملات مربوط به چرخهای ککس عکسالعملی همان گشتاورهای کنترلی میباشند .به عبارت دیگر: $\vec{T}_c = \vec{h}_\omega + \vec{\omega} \times \vec{h}_\omega$ (۵)

یک روش برای بیان موقعیت زاویهای، استفاده از زوایای اویلر است. بر اساس قضیهی اویلر، چرخش جسم صلب را میتوان به سه دوران پایه تبدیل کرد که زوایای این چرخشها زوایای اویلر نامیده میشود. زوایای اویلر با استفاده از روابط زیر از سرعت زاویهای بدنه به دست میآیند [۲۴]:

$$\vec{\Theta} = [\dot{\varphi} \quad \dot{\theta} \quad \dot{\psi}]^T = R^{-1}\vec{\omega} \tag{8}$$

$$\underline{R} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\sin\theta \\ 0 & \cos\varphi & \sin\varphi\cos\theta \\ 0 & -\sin\varphi & \cos\varphi\cos\theta \end{bmatrix}$$
(Y)

گشتاور اغتشاشی ناشی از اختلاف مرکز جرم و مرکز هندسی میز شبیهساز((mgr_s) در چهارچوب بدنه پلتفرم از رابطه (۸) به دست میآید: (۸) $= r_y cos\phi cos\theta - r_z sin\phi cos\theta$

$$\vec{r}_{s} \times \vec{K} = \begin{bmatrix} -r_{x} \cos\phi \cos\theta - r_{z} \sin\theta \\ r_{x} \sin\phi \cos\theta + r_{y} \sin\theta \end{bmatrix}$$

با قرار دادن معادلات (۶) و (۷) در رابطه(۴)، با استفاده از معادلات (۵)

و (۸)، معادلات خطی با فرض کوچک بودن زوایای اویلر، به شکل زیر ساده میشود:

$$\begin{cases} T_{cx} + mg(r_y - r_z \varphi) = I_{xx} \ddot{\varphi} - I_{xy} \ddot{\theta} - I_{xz} \ddot{\psi} \\ T_{cy} + mg(-r_x - r_z \theta) = -I_{yx} \ddot{\varphi} + I_{yy} \ddot{\theta} - I_{yz} \ddot{\psi} \\ \vec{\varphi} = -I_{yx} \vec{\varphi} + I_{yy} \vec{\theta} - I_{yz} \vec{\psi} \end{cases}$$
(9)

$$\left(T_{cz} + mg(r_x\varphi + r_y\theta) = -I_{zx}\ddot{\varphi} - I_{zy}\ddot{\theta} + I_{zz}\ddot{\psi}\right)$$

معادلات فوق در طراحی کنترلگر سنتز μ استفاده میشود.

μ- طراحی کنترلگر مقاوم سنتز

کنترل گر سنتز µ یکی از مؤثرترین روشهای کنترل مقاوم میباشد. این کنترل گر برای مدل خطی سیستم طراحی می شود ولی می توان با انتخاب وزنهای مناسب، آن را به گونهای طراحی نمود که بر مدل غيرخطى سيستم نيز به خوبى جوابكو باشد. مهمترين خصوصيت روش سنتز μ ، توانایی طراح در انتخاب وزنها بسته به اهداف طراحی مىباشد. يكى از مهمترين وزنها، وزن عدم قطعيت مىباشد. براى انتخاب وزن عدم قطعیت، با توجه به معادله دینامیکی شبیهساز، مهمترین پارامتر نامعین، ممان اینرسی میباشد که با جایگزینی I با در معادله خطی شبیهساز میتوان نوشت [۲۵]: $I_0+{\it \Delta} I$ $\theta = \frac{\tau}{(I + \Delta I) s^2} = \frac{\tau}{\left(1 + \frac{\Delta I}{r}\right) I s^2} = \frac{\tau}{I s^2} \frac{1}{\left(1 + \frac{\Delta I}{r}\right)} = P \frac{1}{(1 + W_\Delta \Delta)}$ $(1 \cdot)$ که این نوع عدم قطعیت، همان عدم قطعیت مدل شده ضربی در حلقه تابع تبدیل Pپسخوراند میباشد. در رابطه (۱۰)، au ورودی کنترلی و مدل نامی سیستم می باشد. همان گونه که (۱۰) نشان میدهد، اندازه). با توجه به آنکه $1 \geq |\Delta|$ می $_{
m e}$ اشد ($rac{\Delta I}{T}$ ابع وزن تقریباً معادل) تغییرات ممان اینرسی در فرکانسهای پایین اهمیت دارد، وزن اولیه فركانس پایین انتخاب شده است. با فرض ۲۰٪ عدم قطعیت بر روی ممان اینرسی، با رسم دیاگرام بود تابع تبدیل مربوط به مدل نامی و مدل به همراه خطای مدل شده $I_0+\Delta I$ همراه با وزن عدم قطعیت $I+W_{\Delta}$ Δ ، فرایب وزن عدم قطعیت به گونه ای تعیین می شود که $I+W_{\Delta}$ دیاگرام بود مدل نامی نامعین در داخل محدوده وزنی قرار گیرد (شکل۲). وزن به دست آمده عبارت است از:

$$=\frac{0.3}{0.1s+1}$$

(11)

هر چه پارامترهای ورودی کنترل گر بیشتر باشند، سیستم بهتر پاسخ می دهد. مثلاً اگر ورودی کنترل گر $\dot{ heta}_{e, heta_{command}}$ باشد مناسبترین پاسخ حاصل می شود (کنترل گر شناخت بهتری از پلنت دارد) ولی در این حالت به دلیل اضافه شدن نویز و پارامترهای دیگر، سیستم پیچیدهتر شده و درجه کنترل گر افزایش می یابد. شبیه سازی نشان می دهد که مناسبترین پاسخ با ورودی کنترل گر $\dot{ heta}_{e}$ به دست می آید. بلوک دیا گرام کنترلی، در شکل ۳ نشان داده شده است.

 W_{Λ}



شکل ۲- دیاگرام بود مدل نامعین و مدل نامی با وزن عدم قطعیت

انتخاب وزن کارایی یکی از مهمترین قسمتهای تعریف کنترل گر است. بسته به هدف طراحی که سیستم نسبت به عدم قطعیتها مقاومتر یا دارای شرایط کارایی بالاتری باشد، وزن عدم قطعیت یا وزن کارایی بزرگتر انتخاب میشوند. برای وزن کارایی، ابتدا تابع حساسیت مدل نامی برای یک کنترل گر تناسبی اختیاری به دست آورده شده است. سپس وزن کارایی به گونهای انتخاب میشود که زیر این تابع حساسیت باشد. در این مقاله، وزن کارایی W_P اولیه بسته به زمان نشست و فرا جهش درخواستی انتخاب، سپس با سعی و خطا با توجه به رابطه $\|s\|_{I}^{-1} > Q_P$ بهینه شده است:

$$W_{p\theta} = 0.4 \frac{0.1s^2 + 12s + 1}{s^2 + 13s + .002}$$
(17)

 $W_{p\omega} = 0.4 \frac{0.05s^4 + 2.9s^3 + 105s^2 + 6s + 10}{s^4 + 9.2s^3 + 30.8s^2 + 18.8s + 4}$ (17)

برای انتخاب W_n با توجه به دقت اندازه گیری حسگرها، محدوده این وزن انتخاب می شود. با توجه به بالا بودن فرکانس نویزها، این وزن به صورت فیلتر بالا گذر به شکل زیر انتخاب شده است.

$$W_n = \left(\frac{0.2\pi}{180}\right) \frac{0.12s+1}{0.001s+1} \tag{11}$$

برای در نظر گرفتن محدودیت عملگر یک وزن W_{act} نیز در نظر گرفته شده، با توجه به هدف طراحی $1 > ||W_{act} \tau||$ ، این وزن معادل $M_{act} + ||W_{act} \tau||$ ، این وزن معادل $W_{act} < \frac{1}{|\tau|}$ $W_{act} < \frac{1}{2}$, معادل مقدار ثابت Λ چرخ عکسالعملی شبیه از N 0.123 Nm اختیار شده است.

برای اینکه سیستم نسبت به اغتشاش مقاومتر باشد، وزن مربوط به اغتشاش و ورودی اضافی اغتشاش در نظر گرفته شده است. البته میتوان به جای اضافه کردن وزن اغتشاش، وزن عدم قطعیت ورودی را بزرگتر انتخاب نمود ولی با تعریف وزن اغتشاش پاسخ مناسبتری به دست میآید. وزن مربوط به $W_{\rm dist}$ با توجه به میزان اغتشاش محیط (اغتشاشات آیرودینامیکی بیشتر از اغتشاش یاتاقان میباشد) مقدار ثابت ۲۰۰۰ انتخاب شده است. در ابتدا جمله ناشی از اختلاف موقعیت مرکز جرم و مرکز هندسی شبیه ساز mgr_s فقط به عنوان اغتشاش در نظر گرفته شده بود و به عنوان وزن اغتشاش در طراحی فرض می شد، ولی در این حالت μ کمتر از ۱ نمی شد. لذا جمله اغتشاشی mgr_s در دینامیک سیستم مدل شد.



شکل ۳- بلوک دیاگرام روش سنتز μ

به دلیل پیچیده بودن مدل (تعداد زیاد حالتهای سیستم) و خواستههای کارایی بالا (مقاوم بودن در برابر نویز، اغتشاش، عدم قطعیت در پارامترها، با وجود محدودیت عملگر)، درجه کنترلگر بسیار بالا است. لذا با استفاده از دستور هنکل، درجه کنترلگر -بدون تغییر زیادی در نحوه پاسخ سیستم- کاهش یافته است. کنترلگر سنتز μ استفاده شده از مرتبه ۲۱ میباشد که درجه آن به ۹ کاهش یافته است.

۴- کنترل گر مود لغزشی مرتبه دو بر مبنای الگوریتم فوق پیچشی

کنترل مود لغزشی، به کنترل ساختار متغیر ^۱ نیز موسوم است. در این نوع کنترل گرها، بهوسیله یک قانون کنترل با سرعت سوئیچینگ بالا، متغیرهای حالت سیستم را در یک سطح مشخصی به نام سطح لغزش قرار خواهند داد.

کنترل گرهای مود لغزشی دارای مزایای زیر میباشند:

- ۱. عدم حساسیت نسبت به اغتشاشات خارجی و نامعینیها
 - ۲. پاسخ گذرای سریع
 - ۳. سادگی طراحی و اجرا و حجم کم محاسبات

تمامی الگوریتمهای مود لغزش مرتبه دو موجود، نیاز به اندازه-گیری مشتق زمانی سطح لغزش نه و یا علامت آن (sign(s دارند. بهعبارتدیگر، برای رسیدن به 0 = غ = ۵، نیاز به محاسبه و اندازهگیری ۶ و نه می اشد. الگوریتم فوق پیچشی می تواند جایگزین خوبی برای مود لغزش کلاسیک باشد که با استفاده از همان اطلاعات اندازهگیری و بدون نیاز به محاسبه یا تخمین نه علاوه بر حذف (یا کاهش بسیار زیاد) پدیده چترینگ، کنترلی با کارایی بالا و مقاوم در برابر نامعینیها و اغتشاشات خارجی به دست می دهد [۲۶].

معادلات دینامیکی فضاپیما در فرم همراه بهصورت زیر در نظر گرفته می شود:

$\dot{X} = f(X)$) + g(X)u(u)	;) +	d(t)			(10)
$X = [X_1$	$X_2] = [\varphi$	θ	ψ	$\dot{\varphi}$	$\dot{\theta}$	$\dot{\psi}]^{\mathrm{T}}$	(18)
(<i>t</i>) بردار	ت خارجی و	ناشا	اغتش	بردار	<i>d</i> (سیستم، (t	که در آن <i>X</i> حالات

¹ Variable structure control (VSC)

ورودی کنترلی می باشد. با مشتق گیری از (۶) می توان نوشت: $\ddot{\Theta} = R \dot{\omega} + \dot{R} \omega$ (۱۷) با جایگزاری روابط (۴ و ۵) در (۱۷)، توابع f و g به فرم زیر به دست میآیند: $f(X) = \dot{R} \omega + RI_{t}^{-1} (\omega \times I_{t} \omega + mgr_{s} \times K)$ (۱۸) $g(X) = RI_{t}^{-1}$ (۱۹) برای طراحی کنترل گر فرضیات زیر نیاز است [۲۶]: ۱. تمامی حالات سیستم قابل اندازه گیری یا تخمین می-یاشند.

 ۲. مقادیر مطلوب و مشتقات اول آنها کراندار میباشند.
 ۳. اغتشاشات خارجی و مشتق اول آنها محدود و کراندار هستند و در نامساوی زیر صدق م کنند.

کران دار هستند و در نامساوی زیر صدق می کنند.
$$\left|\dot{d}(t)
ight|<\delta$$

با در نظر گرفتن سطح لغزش:
$$s = \dot{e} + \lambda e$$

 $(7 \cdot)$

(۱))
که در آن
$$\dot{e} = X_2 - X_2^d = \dot{X}_1 - \dot{X}_1^d$$
، $e = X_1 - X_1^d$ و ماتریس $\dot{e} = X_2 - X_2^d = \dot{X}_1 - \dot{X}_1^d$ و ماتریس $\lambda = diag[\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3]$

الگوریتم کنترل مود لغزش فوق پیچشی پیشنهادی به صورت زیر است: u = $g^{-1} (\ddot{x}_1^d - \lambda \dot{e} - K_1 |s|^{\frac{1}{2}} sign(s) - K_2 \int_0^t sign(s(\tau)) d\tau - (\gamma \tau)$

$$f(x)$$

که در آن ماتریس ضرایب *K*۱ و *K*۵ ضرایب طراحی کنترل گر هستند. با استفاده از شرط پایداری لیاپانوف، محدوده *K*۱ و *K*2 از روابط زیر به دست میآید: [۲۲].

$$K_2 > \delta \tag{(YT)}$$

$$K_1^2 < 4k_2$$

بنابراین برای طراحی ضرایب کنترلر فوق پیچشی، فقط محدوده بالایی اغتشاش لازمست. در این مقاله، بدلیل مقایسه صحیح عملکردکنترلرها، اغتشاش (۲۴) در نرم افزار لب ویو مدل شده و بر روی شبیه ساز اعمال می شود. برای اینکه توانایی کنترلرها نشان داده شود، اغتشاش اعمال می شود. برای اینکه توانایی کنترلرها نشان داده شود، اغتشاش (۲۴) شامل جملههای سینوسی، ثابت و گوسی می باشد. اندازه این اغتشاش در مقایسه با اغتشاشات شبیه ساز (اغتشاش آیرودینامیکی و اغتشاش ناشی از ساخت یااقان هوایی) بسیار بزرگتر است.

$$T_{d} = \begin{bmatrix} 0.005 - 0.05 \sin\left(\frac{2\pi t}{400}\right) + \nu_{1} \\ 0.005 + 0.05 \sin\left(\frac{2\pi t}{400}\right) + \nu_{2} \\ 0.005 + 0.05 \sin\left(\frac{2\pi t}{400}\right) + \nu_{2} \end{bmatrix} [N.m]$$
(7°F)

 $\left[0.005 - 0.03 \sin\left(\frac{2nt}{400}\right) + v_3\right]$ که ، نویز سفید گوسی با میانگین صفر و واریانس 0.005^2 می باشند.

با در نظر گرفتن اغتشاشات اعمالی بر شبیه ساز، می توان کرانهای δ_i را برای سیستم ماهواره به صورت زیر به دست آورد. $\delta_1 = \delta_2 = \delta_3 = 0.0002$ (۲۵)

محدودیتهای فیزیکی میز شبیهساز و محدودیتهای عملگرهای چرخ عکس العملی (ناشی از موتور چرخها) عبارتند از: $|\theta, \phi| \leq 40^\circ, \quad |\psi| \leq 180^\circ, \quad |u = \dot{h}_{RW}| \leq 0.123 \ Nm,$

(۲۶) $\int u \, dt = h_{RW} \ge 0.625 \, Nm$
با توجه به شرط (۲۳) و با توجه به محدودیتهای (۲۶)، ضرایب
کنترل مود لغزشی به گونه ای انتخاب می شوند که بهترین پاسخ
بدست آید:

$$K_1 = \begin{bmatrix} 0.1\\ 0.075\\ 0.075 \end{bmatrix}, K_2 = \begin{bmatrix} 0.0006\\ 0.0004\\ 0.0005 \end{bmatrix}$$
(YY)

۵ مدلسازی سختافزار شبیهساز و پیادهسازی

كنترل وضعيت ماهواره

شبیهساز زیرسیستم کنترل وضعیت ماهواره به طور کلی شامل اجزای زیر است:

- کامپیوتر شبیهساز برای پیادهسازی کنترل گر
 - ۲) راهانداز موتورها
- ۳) مجموعه چرخهای عکس العملی جهت اعمال گشتاور به پلتفرم
- ۴) حسگر AHRS به منظور اندازه گیری موقعیت و سرعت زاویه ای

به دلیل عدم وجود نمایشگر در شبیهساز برای مشاهده وضعیت

سیستم، کامپیوتر زمینی با ارتباط بیسیم به کامپیوتر شبیهساز وصل شده و امکان نظارت و کنترل سیستم را فراهم میکند^۲.

ابتدا عملکرد کنترل گرها بر روی دینامیک مدل در محیط سیمولینک متلب مورد بررسی قرار می گیرد. برای دقیق شدن نتایج شبیهسازی، در مدلسازی شبیهساز ملاحظات زیر درنظر گرفته شده است.

- دینامیک عملگر چرخ عکسالعملی
 - ۲) نویز حسگر AHRS

اصطکاک هر یک از موتورهای چرخ عکسالعملی به صورت زیر مدلسازی میشود.

$$T_f = \begin{cases} T_s + b\omega w & \text{if} & \omega w \neq 0\\ T_{s_0} & \text{if} & \omega w = 0 & \text{and} & |T_m| > |T_{s_0}|\\ T_m & \text{if} & \omega w = 0 & \text{and} & |T_m| \leq |T_{s_0}| \end{cases}$$
(YA)

$$T_s = T_{s_0} \operatorname{sign}(\omega w) \tag{Y9}$$

$$\dot{h}w = T_m - T_f \tag{(``)}$$

در این روابط، $T_{\rm so}$, $T_{\rm so}$, T

¹ Labview

² Remote Desktop Connection

در رابطه بالا، نشان داده شده از نرخ ممنتوم زاویهای به عنوان ورودی کنترلی استفاده شده است.

حد اشباع گشتاور و اندازه حرکت زاویه ای چرخ عکس العملی به صورت زیر مدل سازی شده است:

$$T_{\text{out}} = \begin{cases} T_{\text{in}} & \text{if } T_{\text{in}} \leq T_{\text{maxmotor}} \\ 0 & \text{if } h_{\text{out}} \geq h_{\text{maxmotor}} \\ T_{\text{maxmotor}} & \text{if } T_{\text{in}} \geq T_{\text{maxmotor}} \end{cases}$$
(71)

$$h_{\text{out}} = \begin{cases} \int T_{\text{in}} & \text{if } \int T_{\text{in}} \le h_{\text{maxmotor}} \\ h_{\text{maxmotor}} & \text{if } \int T_{\text{in}} \ge h_{\text{maxmotor}} \end{cases}$$
(°Y)

که h_{out} , T_{out} , T_{out} , h_{out} و $h_{maxmotor}$, $T_{maxmotor}$, T_{out} , T_{in} محاسبه شده از کنترل کننده، گشتاور فرمان داده شده به موتور، حداکثر اندازه حرکت موتور و اندازه حرکت خروجی موتور می باشد.

هر یک از موتورها دارای حداکثر گشتاور 0.123 Nm و حداکثر اندازه حرکت زاویهای 0.65 N.m.s میباشند. همچنین ممان اینرسی دیسک نصب شده بر روی چرخها برابر 0.0027kgm² میباشد. لذا هم محدودیت ممنتوم زاویهای وجود دارد و هم محدودیت نرخ ممنتوم زاویهای و هر دو در شبیه سازی کامپیوتری در نظر گرفته شده است. مدل سازی نویز حسگر

محدوده خروجی زوایای اویلر در حسگر، در راستای محور x و z: $^{\circ}$ 180 \pm و در راستای محور $v_{\rm i}$ $^{\circ}$ 90 \pm میباشد. برای واقعی تر بودن نتایج، خطای حسگر در اندازه گیری زوایا و سرعت زاویه ای ها بر اساس کاتالوگ مشخصات فنی حسگر، در شبیه سازی عملکرد حلقه بسته سیستم اعمال می شود. برای شبیه سازی دقت زوایای حسگر یک نویز سفید به خروجی های زوایای اویلر محاسبه شده از حل معادلات دینامیک و سینماتیک اضافه می شود. ورودی نویز سفید، قدرت نویز (SDP) و تعداد داده های استفاده شده از خروجی حسگر در حلقه

ر عن یک و عندت محمدی مصطلح مصل و طرو یکی مسطر در کنترل وضعیت در یک ثانیه (Sample Time) می باشد. قدرت نویز به صورت زیر محاسبه می شود:

 $PSD(rad^{2}Hz) = Noise Power = \sigma^{2}Bw$ (۳۳) در رابطه فوق σ^{2} انحراف از معیار بوده و σ دقت زوایای اویلر حسگر برحسب رادیان میباشد، B_{w} پهنای باند دادههای حسگر برحسب هرتز میباشد. با توجه به دقت زوایای اویلر و پهنای باند از کاتالوگ حسگر، مشخصات نویز سفید به صورت زیر میباشد:

$$\begin{split} \sigma &= 0.5^{\circ} \, Bw \cong 400 \, Hz \implies PSD = 1.9 \times 10^{-7} \, rad^2 \, Hz \\ Sample \, Time \, = \frac{1}{23(Hz)} \, sec \end{split} \tag{Tf}$$

با اندازه گیری های انجام شده به صورت عملی دامنه دقت زوایای اویلر در سه محور در بدترین حالت 0.5 درجه می باشد. با این دقت، قدرت نویز حدود Hz/rad² می باشد که از این مقدار در شبیه سازی ها استفاده شده است.

برای شبیهسازی دقت سرعت زاویهای حسگر، یک نویز سفید به خروجیهای سرعت زاویهای اضافه میشود. برای محاسبه ورودیهای نویز سفید از رابطه زیر استفاده شده است.

 $PSD((rads)^2/Hz) = [FFT(rads/\sqrt{Hz})]^2 + (Biasstability)/Bw^2$ (°\lambda)

در رابطه فوق
$$FFT$$
 چگالی نویز میباشد که مقدار آن در کاتالوگ
حسگر آورده شده است. پایداری بایاس و پهنای باند نیز در کاتالوگ
حسگر مشخص است. مشخصات نویز سفید به صورت زیر میباشد.
حسگر مشخص است. مشخصات نویز سفید به صورت زیر میباشد.
 $FFT = 0.03 \left(\frac{\text{deg}}{s}/\sqrt{\text{Hz}}\right)$ (۳۶)
Bias Stability = 0.25 $\frac{\text{deg}}{s}$ = PSD = 3.23 × 10⁻⁷
Bw \cong 400 Hz

همچنین این حسگر دارای دقت دینامیکی ۲ درجه و دقت استاتیکی ۵. درجه است. با توجه به اینکه سرعت حرکت شبیهساز در مانورهای تعریف شده کم است دقت استاتیکی حسگر در شبیهسازی درنظر گرفته شده است.



شكل ۴-ساختار كلى شبيهساز زيرسيستم كنترل وضعيت ماهواره

مدلسازی اغتشاشات اعمالی به شبیهساز

مهمترین گشتاور اغتشاشی، گشتاور ناشی از عدم قرار گیری مرکز هندسی میز و مرکز جرم آن می باشد. که توسط رابطه (۸) بیان شد. پلتفرم در صفحه افق بالانس می باشد، لذا $r_x = r_y \cong 0$ و با استفاده از روش تخمین مقدار r_x برابر $m \to 10^{-4} m$ می باشد.

یکی دیگر از گشتاورهای اغتشاشی اعمالی به سیستم، گشتاور مزاحم آیرودینامیکی است که ناشی از مقاومت هوا در مقابل حرکت میز میباشد. یک مدل برای بررسی این اثر به صورت زیر بیان شده است: Taero = $-Dw^2(\text{sign } \omega)$ (۳۶)

D ضریب گشتاور آیرودینامیکی و ω سرعت زاویهای سیستم در راستای هر محور میباشد. با انجام تست حلقه باز، حدود ضرایب آیرودینامیکی معادل Dx=0.1 , Dy=0.1 , Dz=0.01 بدست میآید.

گشتاور دیگر اغتشاشی، اغتشاش ناشی از یاتاقان هوایی است. این اغتشاش بدلیل خطاهای ناشی از ساخت یاتاقان میباشد که به صورت یک گشتاور ثابت حول محور *z* به سیستم اعمال میشود. این گشتاور با بررسی حرکت پلتفرم در شرایط تعادل در جهت غلتش، معادل با بررسی 10⁻⁶Nm در نظر گرفته شده است.

و مشخصههای دینامیکی شبیهساز شامل ممان اینرسی و جرم با استفاده از روش تخمین عبارتاند از:

m=4	40kg		
- 1	1.818	0.1257	-0.02573]
I =	0.1257	1.768	-0.01918
	-0.02573	-0.01918	3.425

۵–۲– پیادەسازی کنترلگرھا بر روی شبیەساز

زيرسيستم كنترل وضعيت ماهواره

شکل ۶۰ ساختار کلی استفاده شده در شبیه ساز زیر سیستم کنترل وضعیت ماهواره جهت پیاده سازی کنترل گر را نشان می دهد. همان طور که در شکل نشان داده شده است از نرمافزار لبویو برای پیاده سازی مهم این نرمافزار سرعت بالای اجرای آن است که در پیاده سازی بر خط کنترل گر بسیار تاثیر گذار است. در برنامه نوشته شده در این نرمافزار ابتدا مقادیر حسگرها از طریق ارتباط سریال خوانده می شود. سپس گشتاورهای کنترلی بر اساس این مقادیر، محاسبه شده و از طریق یک بلوک برنامه، گشتاورها به فرمان جریان موتور تبدیل می شود. در این بلوک موتور از ماکزیمم گشتاور موتور بیشتر باشد مقدار بیشینه موتور اعمال می شود.

قبل از انجام تستها لازم است تا بالانس جرمی و تعادل خنثی در سیستم ایجاد شود. بالانس جرمی سیستم به صورت دستی و در صفحه شبیه ساز با استفاده از وزنه های کوچکی که در اطراف شبیه ساز تعبیه شده است، ایجاد می شود. این کار به دلیل حداقل کردن گشتاورهای اغتشاشی گرانشی ناشی از اختلاف مرکز جرم و مرکز هندسی سیستم در صفحه شبیه ساز (در راستای x و y) انجام می شود.

تعادل خنثی نیز بیانگر وضعیت تعلیق ماهواره در فضا می باشد. پس از اطمینان از صحت کارکرد سیستم، یک انحراف اولیه در راستای هر سه محور چرخش، پیچش و غلتش ایجاد شده و انتظار میرود تا با الگوریتم کنترلی طراحی شده سیستم پایدار شود.

۶- نتایج شبیهسازی

هر دو کنترل گر طراحی شده ابتدا بهوسیله نرمافزار سیمولینک متلب شبیهسازی و سپس کنترل گر طراحی شده بهصورت سختافزار در حلقه با استفاده از نرمافزار لبویو بر روی شبیهساز زیرسیستم کنترل وضعیت ماهواره پیادهسازی شده است.

نتایج شبیهسازی کامپیوتری و سختافزاری در شرایط واقعی (بدون اغتشاش (۲۴)) با کنترل گر سنتز μ در شکلهای (۷-۵) و برای کنترل گر مود لغزشی فوق پیچشی در شکلهای (۱۰–۸) آورده شده

است. در این شکلها زیرنویسهای e و s به ترتیب بیانگر پاسخ شبیه ساز و پاسخ شبیه سازی کامپیوتری می باشد. عملکرد کنترلر فوق پیچشی به شدت به انتخاب ضرایب کنترلی بستگی دارد. با افزایش K₁ و K₂، تلاش کنترلی افزایش، زمان نشست و تلاش کنترلی ماندگار کاهش می یابد. در پاسخ های رسم شده، این ضرایب به گونه ای انتخاب شده اد که شرایط (۲۶) برقرار بوده و بهترین پاسخ بدست آید.

با مقایسه شکلهای ۵ و ۸ مشاهده می شود که کنترل گر مود لغزشی، در موقعیت زاویه ای φ و θ ، دارای زمان نشست ۳۰ ثانیه و در موقعیت ψ دارای زمان نشست ۶۰ ثانیه می باشد که این مقادیر برای کنترلر سنتز μ ، به ترتیب ۶۰ و ۷۰ ثانیه می باشند. بنابراین روش فوق پیچشی زمان نشست کوچکتری داشته و سریعتر به مقدار مطلوب همگرا می شود.

در مقایسه تلاش کنترلی-شکلهای ۹ و ۱۲- بیشینه تلاش کنترلی در روش سنتز 4، ۱۸۶ ۰/۰۶ و در روش کنترلی فوق پیچشی ۱۸۳ ۰/۱ می باشد. بنابراین روش کنترلی سنتز 4 تلاش کنترلی کمتری نیاز دارد. همچنین تلاش کنترلی روش سنتز 4، چترینگ کمتری را دارا می باشد.







در شبیهسازی کامپیوتری، هر دو کنترلگر بر مدل غیرخطی سیستم اعمالشدهاند. در مانورهای کوچک شبیهساز مشابه با نتایج شبیهسازی کامپیوتری پاسخ میدهد. همانگونه که در شکلها مشاهده میشود، شبیه ساز در زمان نشست بزرگتری نسبت به کامپوتر پاسخ می دهد. مثلا با مقایسه پاسخ موقعیت زاویه ای Ψ در روش سنتز (شکل ۵)، شبیه ساز زمان نشست ۶۰ ثانیه و کامپیوتر زمان نشست ۴۰ ثانیه را دارا می باشد. تفاوت پاسخ شبیهساز و نتایج کامپیوتری به دلیل وجود جملههای میرایی میباشد که در مدلسازی دینامیکی شبیهساز در نظر گرفته نشده است.

همچنین مقایسه تلاش کنترلی حاصل در شبیهسازی کامپیوتری و سختافزار در حلقه نشان میدهد که پاسخ شبیهساز زیرسیستم کنترل وضعیت ماهواره، تلاش کنترلی بیشتری دارد. با مقایسه بیشینه تلاش کنترلی در موقعیت زاویه ای ψ با همان کنترلر (شکل ۷)، شبیه ساز ۰/۰۶Nm و کامپیوتر ۰/۰۴ Nm با می دهد. این اختلاف به دلیل در نظر نگرفتن بعضی از نامعینیها، فرضیات سادهسازی در مدلسازی و اغتشاشات است.

جدول ۱- حداکثر مقادیر پارامترهای هر اغتشاش

سنتز μ	STA	پارامترها	نوع اغتشاش	
0.1	0.05	ضریب ثابت	ثابت	
0.08	0.15	دامنه	سينوسى	
0.03	0.1	دامنه	سفيد	
0.02	0.02	انحراف معيار	گاوسی	

عملکرد دو کنترل گر در شرایط نامعین همچون گذاشتن یک وزنه بر روی شبیه ساز (به عنوان عدم قطعیت ممان اینرسی)، اضافه کردن جمله های اغتشاشی (سینوسی، ثابت، گاوسی و ..) در نرمافزار لبویو و ضربه زدن به میز شبیه ساز بررسی شد. هر دو کنترل گر عملکرد مناسبی داشتند.

				4	
حالت تركيبي	ها در	اغتشاش	يارامترهاي	۳ – مقادیر	جدول

	نوع اغتشاش	پارامترها	مقادير
	ثابت	ضريب ثابت	0.0025
	سينوسى	فركانس	1.400
		دامنه	0.00125
	سفيد	دامنه	0.06
		سيدا	23341
	گاوسی	انحراف معيار	0.0025
		سيد	23341

برای آنکه مقیاس دقیقی برای مقایسه عملکرد دو کنترلگر به دست آید، اغتشاش به صورت سینوسی، ضربه، گوسی در لبویو



همان گونه که مشاهده میشود، دو کنترل گر میتوانند شبیهساز را در شرایط نامعینی ترکیبی کنترل نمایند. با مقایسه پاسخ های زمانی شکل (۱۱) در سه وضعیت φ ، θ و ψ ، کنترلر فوق پیچشی دارای زمان نشست کوچکتر، بیشینه فراجهش کمتر و خطای ماندگار کوچکتری می باشد ولی این روش، تلاش کنترلی کمی بزرگتری را می طلبد (شکل ۱۲).

۷- نتیجهگیری

در این مقاله دو کنترلگر مقاوم سنتز µ و مود لغزشی فوق پیچشی برای شبیهساز ماهواره طراحی گردید. برای این منظور ابتدا بهوسیله نرمافزار سیمولینک متلب شبیهسازی کامپیوتری انجام شد. سپس مدلسازی و بر روی شبیهساز به صورت سختافزار در حلقه اعمال شد. بیشینه مقدار اغتشاش اعمالی که باوجود آن سیستم پاسخ مطلوبی داشت، در جدول ۱ نشان داده شده است. با توجه به جدول ۱، کنترل گر مقاوم سنتز µ در مقایسه با مود لغزشی درجه بالا نسبت به اغتشاش ثابت و سفید مقاومتر و نسبت به اغتشاش سینوسی ضعیفتر است. هر دو کنترل گر نسبت به اغتشاش گاوسی عملکرد مشابهی دارند. در شکل ۱۱ و ۱۲، پاسخ شبیهساز به دو کنترل گر در شرایط نامعینی ترکیبی نشان دادده شده است. در این شرایط اغتشاش به صورت ترکیبی از جمله ثابت، سینوسی، سفید و گاوسی با ضرایب ذکر شده در جدول ۲ در نظر گرفته شده است.



Model, Modares Mechanical Engineering, Vol.15, No.2, pp.189-199, ۲۰۱۵, in persian

- [13] Pukdeboon C. and Zinober A. S. I., Control Lyapunov Function Optimal Sliding Mode Controllers for Attitude Tracking of Spacecraft, *Journal of the Franklin Institute*, Vol. 349, pp. 456-475, 3// 2012.
- [14] Cong B., Liu X., and Chen Z., Backstepping Based Adaptive Sliding Mode Control for Spacecraft Attitude Maneuvers, *Aerospace Science and Technology*, Vol. 30, pp. 1-7, 10// 2013.
- [15] Pukdeboon C., Zinober, A. S. I. and Thein M. W. L., Quasi-Continuous Higher Order Sliding-Mode Controllers for Spacecraft-Attitude-Tracking Maneuvers, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, Vol. 57, pp. 1436-1444, 2010.
- [16] Doria-Cerezo A., Puleston P. F., and Kunusch C., Control of an Active Rectifier with an Inductive-Capacitive-Inductive Filter using a Twisting based Algorithm *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference* of the IEEE, pp. 3416-3421, 2013.
- [17] Becerra H. M., Hayet J. B., and Sagüés C., A Single Visual-Servo Controller of Mobile Robots with Super-Twisting Control, *Robotics and Autonomous Systems*, Vol. 62, pp. 1623-1635, 11// 2014.
- [18] Ansarifar G. R. and Rafiei M., Higher Order Sliding Mode Controller Design for a Research Nuclear Reactor Considering the Effect of Xenon Concentration during Load Following operation, *Annals of Nuclear Energy*, Vol. 75, pp. 728-735, 1// 2015.
- [19] Rivera J., Espinoza-Jurado J., and Loukianov A., Super-Twisting Air/Fuel Ratio Control for Spark Ignition Engines, *Advances and Applications in Sliding Mode Control systems*. Vol. 576, A. T. Azar and Q. Zhu, Eds., ed: Springer International Publishing, pp. 201-226, 2015.
- [20] Doyle J., Francis B., Boyd A. T., Feedback Control Theory, Macmillan Publishing Co., 1990.
- [21] Mohsenipour R., Nasirian M., Kashinia A., Fathi M., Design of μ-Synthesis Controller for Attitude Control of Micro Satelite, *Journal of Aerospace Science and Technology*, Vol. 8, No. 1, pp. 61-72, 2015. (In Persian)
- [22] Mirshams M., Taei H., Ghobadi M., Haghi H., Sharifi Gh., Using Air Bearing based Paltform and Cold Gas Thruster Actator for Satelite Attitude Dynamics Simulation, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 14, No. 12, 2014 (In Persian).
- [23] Aghalari A., Kalhor S. A., Dehghan M. M., Chcheltani S. H., Manufacturing and Test of an Attitude Dynamics Simulator for Microsatellites Based on CMG, *Journal of Aerospace Science and Technology*, Vol. 7, No. 3, pp. 51-67, 2013. (In Persian)
- [24] Sidi M. J., Spacecraft Dynamics And Control A Practical Engineering Approach: Cambridge University Press, 1997.
- [25] Malekzadeh M., Naghash A.and Talebi H.A., Robust Attitude and Vibration control of a Nonlinear Flexible Spacecraft, Asian Journal of Control, Vol.14, Vo.2, pp.553-563, 2012.
- [26] Shtessel Y., Edwards C., Fridman L., and Levant A., Sliding Mode Control and Observation: Springer, 2014.
- [27] Derafa L., Benallegue A., and Fridman L., Super Twisting Control Algorithm for the Attitude Tracking of a Four Rotors UAV, *Journal of the Franklin Institute*, Vol. 349, pp. 685-699, 2012.

پیادهسازی این کنترل گرها بر روی شبیهساز زیرسیستم کنترل وضعیت ماهواره بهصورت سختافزار در حلقه، با استفاده از نرمافزار لبویو انجام گرفت. نتایج شبیهسازی کامپیوتری و آزمونهای آزمایشگاهی هر کنترل گر ابتدا بررسی و سپس عملکرد این دو کنترل گر بر روی شبیهساز ماهواره در شرایط نامعینی ترکیبی باهم مقایسه شد. نتایج شبیهسازی و پیادهسازی نشان داد که در کل کنترل گر سنتز μ نسبت به اغتشاشات ثابت مقاومتر می باشد. همچنین کنترل گر سنتز ل نسبت به اغتشاشات ثابت مقاومتر می باشد. همچنین کنترل گر سنتز نوق پیچشی نسبت به اغتشاشات سینوسی مقاومتر و هر دو کنترل گر نسبت به اغتشاشات گاوسی عملکرد مشابهی دارند. در شرایط نامعین ترکیبی کنترلر فوق پیچشی زمان نشست کوچکتر، بیشینه فراجهش کمتر و خطای ماندگار کوچکتری دارد. ولی تلاش کنترلی بیشتری را می طلبد.

۸- سپاسگزاری

نویسندگان از پشتیبانی "صندوق حمایت از پژوهشگران و نوآوران" (شماره طرح:۹۴۰۰۳۵۹۷) قدردانی می نمایند.

۹- مراجع

- Jana M.A.P., Schwartz L., Hall C.D., Historical Review of Air-bearing Simulator, *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, Vol.26, pp.513-522, 2003.
- [2] Tavakoli A.H., Kalhor A. and Dehghani M., Implementation of Three Axis Attitude Controllers for Evaluation of a Micro Gravity Satellite Simulator, *Journal of Space Science*, Vol.5, No.2, pp. 59-68, 2012 (in Persian).
- [3] Surendran K., Karthikeyan K., Dineshkumar M. and Latha K., Spacecraft Attitude Control Simulator, IEEE, 2011.
- [4] Liwei D., Shenmin S. and Yng G., Attitude Control of Five Freedom Air Bearing Platform Based on Fractional Order Sliding Mode, third *IEEE International Conference on Instrumentation, Measurement, Computer, Communication* and Control, 2013.
- [5] Wilson W. R., Jones L. L., Peck M. A., A Multimodule Planar Air Bearing Testbed for CubeSat-Scale Spacecraft, *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, Vol. 135, No. 4, pp. 1-10, 2013.
- [6] Guglieri G., Maroglio F., Pellegrino P. and Torre L., Design and Development of Guidance, Navigation and Control Design Algorithms for Spacecraft Rendezvous and Docking Experimentation, *Acta Astronautica*, Vol.94, pp.395-408, 2014.
- [7] Jung J., Park S.Y., Kim S.W., Eun Y.H., Chang Y.K., Hardware in Loop Simulations of Spacecraft Attitude Synchronization using the State Dependent Riccati Equation Technique, *Advances in Space Research*, Vol.51, pp.434-449, 2013.
- [8] Gasbari P., Sabatini M., Palmerini G.B., Ground Tests for Vision Based Determination and Control of Formation Flying Spacecraft Trajectories, *Acta Astronautica*, Vol.102, pp. 378-391, 2014.
- [9] Song Z., Li H., Sun, K. Finite-Time Control for Nonlinear Spacecraft Attitude based on Terminal Sliding Mode Technique, *ISA Transactions*, Vol. 53, pp.117–124, 2014.
- [10] Zhao L.and Jia Y., Finite-Time Attitude Tracking Control for a Rigid Spacecraft using Time-Varying Terminal Sliding Mode Techniques, *International Journal of Control*, pp. 1-13, 2014.
- [11] Tiwari P. M., Janardhanan S., Nabi M., Rigid Spacecraft Attitude Control using Adaptive Integral Second Order Sliding mode, *Aerospace Science and Technology*, January 8, 2015.
- [12] Zare K, Koofigar H.R., Adaptive Second Order Sliding Mode Controller for Two Input-Two Output Uncertain Nonlinear Systems and Application to a 2-DoF Helicopter