

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

مریم ملک‌زاده*

مبین صبوحی

مریم رضایتی

استادیار، گروه مهندسی مکانیک، دانشگاه اصفهان، اصفهان، ایران

دانشجوی کارشناسی ارشد، گروه مهندسی مکانیک، دانشگاه اصفهان، اصفهان، ایران

دانشجوی کارشناسی ارشد، گروه مهندسی مکانیک، دانشگاه اصفهان، اصفهان، ایران

چکیده

در این مقاله عملکرد دو الگوریتم کنترلی مقاوم سنتز μ و مود لغزشی درجه بالا بر روی یک شبیه‌ساز زیرسیستم کنترل وضعیت ماهواره به صورت سخت‌افزار در حلقه بررسی می‌شود. این شبیه‌ساز مدل میزی، بر روی یک پایه نگاه‌دارنده‌ی یاتاقان هوایی نیم کروی به منظور 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 طراحی شده 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 طراحی شده است. برخلاف الگوریتم‌های دیگر درجه ۲، در روش فوق پیچشی نیازی به اندازه‌گیری 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.

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 عملگر حسگرها و عملگرها [۳]، ارزیابی عملکرد کنترل گرها در دینامیک صلب و انعطاف‌پذیر ماهواره‌ها، پیاده‌سازی کنترل گرها 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 الگوریتم‌های کنترلی

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 می‌آورد.

* نویسنده مکاتبه کننده، آدرس پست الکترونیکی: m.malekzadeh@eng.ui.ac.ir

الگوریتم‌های مود لغزش مرتبه بالا (مانند الگوریتم پیچشی^۳، الگوریتم زیر بهینه^۴، الگوریتم شبه پیوسته^۵)، نیاز به اندازه‌گیری مشتق سطح لغزش و یا علامت آن داشت، درحالی‌که الگوریتم فوق پیچشی^۶ 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 کنترل‌گر مود لغزشی مرتبه بالا از الگوریتم فوق پیچشی استفاده می‌شود.

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 عملکرد)، خواسته‌های طراحی را برآورده نماید [۲۰].

این روش کنترلی مقاوم، برای مدل خطی طراحی می‌شود، ولی می‌توان با توجه به جملات غیرخطی صرف‌نظر شده در مدل خطی، وزن عدم قطعیت را به‌گونه‌ای انتخاب نمود که کنترل‌گر بر روی مدل غیرخطی به خوبی پاسخ دهد. در [۲۱]، کنترل‌گر سنتز μ برای میکرو ماهواره انعطاف‌پذیر طراحی شده است. در مرجع مذکور، جمله‌های انعطاف‌پذیری به صورت عدم قطعیت مدل‌سازی شده است.

در این مقاله، دو کنترل‌گر مقاوم سنتز μ و مود لغزشی درجه بالا با الگوریتم فوق پیچشی برای شبیه‌ساز ماهواره طراحی و عملکرد آن‌ها ابتدا به‌وسیله نرم‌افزار سیمولینک متلب شبیه‌سازی و بررسی شده است. همچنین برای ارزیابی عملکرد کنترل‌گرها، دو الگوریتم کنترلی طراحی شده بر روی شبیه‌ساز زیرسیستم کنترل وضعیت ماهواره، در شرایط آزمایشگاهی و نامعین پیاده‌سازی شده و پاسخ‌های آن‌ها با هم مقایسه شده است.

در این مقاله، ابتدا در بخش ۲ معادلات دینامیکی و سینماتیکی شبیه‌ساز ماهواره بر اساس زوایای اوپلر ارائه می‌شود. در بخش ۳ و ۴ به ترتیب کنترل‌گرهای سنتز μ و مود لغزشی درجه ۲ برای شبیه‌ساز طراحی شده است. سپس نحوه پیاده‌سازی کنترل‌گرها در شبیه‌ساز زیرسیستم کنترل وضعیت ماهواره در بخش ۵ شرح داده می‌شود. در بخش ۶ نتایج حاصل از شبیه‌سازی کامپیوتری و سخت‌افزاری مورد بررسی قرار می‌گیرد. در پایان نتیجه‌گیری کلی ارائه می‌گردد.

۲- مدل‌سازی دینامیکی و سینماتیکی شبیه‌ساز

ماهواره

شکل ۱ شبیه‌ساز زیرسیستم کنترل وضعیت ماهواره موجود در آزمایشگاه فضایی دانشگاه اصفهان را نشان می‌دهد. این شبیه‌ساز از سه بخش تشکیل شده است. بخش اول: پایه، که نگه‌دارنده کل مجموعه است. بخش دوم: یاتاقان هوایی، که شرایط تعلیق مجموعه را فراهم می‌آورد. بخش سوم: صفحه‌ی پلتفرم، که تمام عملگرها و زیرسیستم‌ها بر روی آن سوار شده‌اند [۲۲-۲۳].

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

پیشرفته بر ماهواره، کنترل‌گرهای طراحی شده 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 کنترل‌گرهای غیرخطی مقاومی است که می‌تواند سیستم را در حضور نامعینی‌های مدل شده و مدل نشده به‌طور مطلوبی کنترل کند.

کنترل‌گر مود لغزشی ترمینال^۱ برای موقعیت زاویه‌ای ماهواره در مراجع [۹-۱۰] طراحی شده است. این کنترل‌گر، 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 [۱۱-۱۲]، از کنترل‌گر مود لغزشی انتگرالی در ماهواره صلب استفاده شده است. این روش کنترلی در حذف خطای ماندگار و کاهش چترینگ مؤثر است ولی نمی‌تواند چترینگ را کامل حذف نماید مگر آنکه با روش‌های دیگر ترکیب شود.

مسئله طراحی کنترل‌گر 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 کنترل‌گر 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 به شرط کران‌داری نامعینی‌ها و اغتشاشات نیست، روش کنترلی پس گام تطبیقی است [۱۴]. از کنترل‌گرهای مود لغزش مرتبه بالا (مرتبه دو) که برای کنترل وضعیت فضاپیما طراحی شده می‌توان به تحقیق [۱۵] اشاره کرد که در آن دو کنترل‌گر مرتبه بالا (یکی مرتبه ۲ و یکی مرتبه ۳) با استفاده از الگوریتم مود لغزش شبه پیوسته طراحی شده است.

کنترل مود لغزش کلاسیک، حلی مقاوم و با دقت بالا را برای طیف وسیعی از مسائل کنترل فراهم می‌کند. با این حال، 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 می‌رود. با استفاده از فیلترهای پایین‌گذر 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، می‌توان 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]، راکتورهای تحقیقاتی با در نظر گرفتن اثر زنون [۱۸] و کنترل نسبت هوا به سوخت در ماشین‌های اسپارک [۱۹] استفاده شده است. سایر

³ Twisting algorithm (TA)

⁴ Suboptimal Algorithm

⁵ Quasi-Continuous Control Algorithm

⁶ Super twisting algorithm (STA)

¹ time-varying sliding mode (TVSMC)

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

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

معادلات فوق در طراحی کنترل گر سنتز μ استفاده می‌شود.

۳- طراحی کنترل گر مقاوم سنتز μ

کنترل گر سنتز μ یکی از مؤثرترین روش‌های کنترل مقاوم می‌باشد. این کنترل گر برای مدل خطی سیستم طراحی می‌شود ولی می‌توان با انتخاب وزن‌های مناسب، آن را به گونه‌ای طراحی نمود که بر مدل غیرخطی سیستم نیز به خوبی جوابگو باشد. مهم‌ترین خصوصیت روش سنتز μ ، توانایی طراح در انتخاب وزن‌ها بسته به اهداف طراحی می‌باشد. یکی از مهم‌ترین وزن‌ها، وزن عدم قطعیت می‌باشد. برای انتخاب وزن عدم قطعیت، با توجه به معادله دینامیکی شبیه‌ساز، مهم‌ترین پارامتر نامعین، ممان اینرسی می‌باشد که با جایگزینی I با

$$I_0 + \Delta I \quad \text{در معادله خطی شبیه‌ساز می‌توان نوشت [۲۵]:} \\ \theta = \frac{\tau}{(I + \Delta I)s^2} = \frac{\tau}{(1 + \frac{\Delta I}{I})s^2} = \frac{\tau}{I s^2} \frac{1}{(1 + \frac{\Delta I}{I})} = P \frac{1}{(1 + W_\Delta \Delta)} \quad (10)$$

که این نوع عدم قطعیت، همان عدم قطعیت مدل شده ضریبی در حلقه تابع تبدیل P پس‌خوراند می‌باشد. در رابطه (۱۰)، τ ورودی کنترلی و مدل نامی سیستم می‌باشد. همان‌گونه که (۱۰) نشان می‌دهد، اندازه ΔI با توجه به آنکه $|\Delta| \leq 1$ می‌باشد $(\frac{\Delta I}{I})$ تابع وزن تقریباً معادل تغییرات ممان اینرسی در فرکانس‌های پایین اهمیت دارد، وزن اولیه فرکانس 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، ضرایب وزن عدم قطعیت به گونه‌ای تعیین می‌شود که $I + W_\Delta \Delta$ دیاگرام بود مدل نامی نامعین در داخل محدوده وزنی قرار گیرد (شکل ۲). وزن به دست آمده عبارت است از:

$$W_\Delta = \frac{0.3}{0.1s + 1} \quad (11)$$

هر چه پارامترهای ورودی کنترل گر بیشتر باشند، سیستم بهتر پاسخ می‌دهد. مثلاً اگر ورودی کنترل گر $\theta_e, \theta_{command}, \dot{\theta}$ باشد مناسب‌ترین پاسخ حاصل می‌شود (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 می‌یابد. شبیه‌سازی نشان می‌دهد که مناسب‌ترین پاسخ با ورودی کنترل گر $\theta_e, \dot{\theta}$ به دست می‌آید. بلوک دیاگرام کنترلی، در شکل ۳ نشان داده شده است.

$$\vec{H} = I_t \vec{\omega} + \vec{h}_\omega \quad (1)$$

در این رابطه I_t ماتریس ممان اینرسی، ω سرعت زاویه‌ای شبیه‌ساز و h_ω اندازه حرکت چرخ‌های عکس‌العملی است.



شکل ۱- شبیه‌ساز زیرسیستم کنترل وضعیت ماهواره

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

$$\vec{T} = \vec{H} + \vec{\omega} \times \vec{H} \quad (2)$$

T گشتاور کلی اعمالی به شبیه‌ساز می‌باشد و برابر است با:

$$\vec{T} = \vec{T}_c + \vec{T}_d + (mg\vec{r}_s) \times \vec{K} \quad (3)$$

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 یک‌جه 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:

$$T = I_t \vec{\omega} + \vec{h}_\omega + \vec{\omega} \times (I_t \vec{\omega} + \vec{h}_\omega) \quad (4)$$

لازم به ذکر است که در این معادلات جملات مربوط به چرخ‌های عکس‌العملی همان گشتاورهای کنترلی می‌باشند به عبارت دیگر:

$$\vec{T}_c = \vec{h}_\omega + \vec{\omega} \times \vec{h}_\omega \quad (5)$$

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

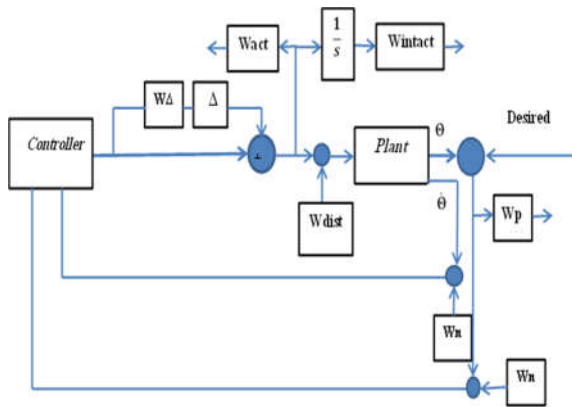
$$\vec{\Theta} = [\varphi \quad \theta \quad \psi]^T = R^{-1} \vec{\omega} \quad (6)$$

$$R = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\sin\theta \\ 0 & \cos\varphi & \sin\varphi \cos\theta \\ 0 & -\sin\varphi & \cos\varphi \cos\theta \end{bmatrix} \quad (7)$$

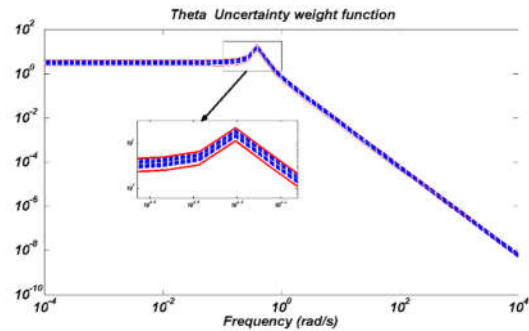
گشتاور اغتشاشی ناشی از اختلاف مرکز جرم و مرکز هندسی میز شبیه‌ساز (mgr_s) در چهارچوب بدنه پلتفرم از رابطه (۸) به دست می‌آید:

$$\vec{r}_s \times \vec{K} = \begin{bmatrix} r_y \cos\varphi \cos\theta - r_z \sin\varphi \cos\theta \\ -r_x \cos\varphi \cos\theta - r_z \sin\theta \\ r_x \sin\varphi \cos\theta + r_y \sin\theta \end{bmatrix} \quad (8)$$

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



شکل ۳- بلوک دیاگرام روش سنتز μ



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

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- کنترل‌گر مود لغزشی مرتبه دو بر مبنای الگوریتم

فوق پیچشی

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

کنترل‌گرهای 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 \dot{s} و یا علامت آن $\text{sign}(\dot{s})$ دارند. به‌عبارت‌دیگر، برای رسیدن به $\dot{s} = \ddot{s} = 0$ ، نیاز به محاسبه و اندازه‌گیری s و \dot{s} می‌باشد. الگوریتم فوق پیچشی می‌تواند جایگزین خوبی برای مود لغزش کلاسیک باشد که با استفاده از همان اطلاعات اندازه‌گیری و بدون نیاز به محاسبه یا تخمین \dot{s} ، علاوه بر حذف (یا کاهش بسیار زیاد) پدیده چترینگ، کنترلی با کارایی بالا و مقاوم در برابر نامعینی‌ها و اغتشاشات خارجی به دست می‌دهد [۲۶].

معادلات دینامیکی فضاپیما در فرم همراه به‌صورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$\dot{X} = f(X) + g(X)u(t) + d(t) \quad (15)$$

$$X = [X_1 \ X_2]^T = [\varphi \ \theta \ \psi \ \dot{\varphi} \ \dot{\theta} \ \dot{\psi}]^T \quad (16)$$

که در آن X حالات سیستم، $d(t)$ بردار اغتشاشات خارجی و $u(t)$ بردار

انتخاب وزن کارایی یکی از مهم‌ترین قسمت‌های تعریف کنترل‌گر 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 کنترل‌گر تناسبی اختیاری به دست آورده شده است. سپس وزن کارایی به‌گونه‌ای 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 $W_p < \frac{1}{\|S\|}$ بهینه شده است:

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

$$W_{p\omega} = 0.4 \frac{0.05s^4 + 2.9s^3 + 105s^2 + 6s + 10}{s^4 + 9.2s^3 + 30.8s^2 + 18.8s + 4} \quad (13)$$

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

$$W_n = \left(\frac{0.2\pi}{180}\right) \frac{0.12s + 1}{0.001s + 1} \quad (14)$$

برای در نظر گرفتن محدودیت عملگر یک وزن W_{act} نیز در نظر گرفته شده، با توجه به هدف طراحی $\|W_{act} \tau\| < 1$ ، این وزن معادل $W_{act} < \frac{1}{|\tau|}$ انتخاب شده است که با توجه به محدوده کاری عملگرهای چرخ عکس‌العملی شبیه‌ساز $|\tau| < 0.123 \text{ Nm}$ ، معادل مقدار ثابت ۸ 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_{dist} با توجه به میزان اغتشاش محیط (اغتشاشات آیرودینامیکی بیشتر از اغتشاش یاتاقان می‌باشد) مقدار ثابت ۰.۰۰۱ انتخاب شده است. در ابتدا جمله ناشی از اختلاف موقعیت مرکز جرم و مرکز هندسی شبیه‌ساز mgr_s فقط به عنوان اغتشاش در نظر گرفته شده بود و به عنوان وزن اغتشاش در طراحی فرض می‌شد، ولی در این حالت μ کمتر از ۱ نمی‌شد. لذا جمله اغتشاشی mgr_s در دینامیک سیستم مدل شد.

^۱ Variable structure control (VSC)

$$\int |u dt = h_{RW}| \leq 0.625 Nm \quad (26)$$

با توجه به شرط (23) و با توجه به محدودیت‌های (26)، ضرایب کنترل مود لغزشی به گونه ای انتخاب می شوند که بهترین پاسخ بدست آید:

$$K_1 = \begin{bmatrix} 0.1 \\ 0.075 \\ 0.075 \end{bmatrix}, K_2 = \begin{bmatrix} 0.0006 \\ 0.0004 \\ 0.0005 \end{bmatrix} \quad (27)$$

۵- مدل سازی سخت افزار شبیه ساز و پیاده سازی

الگوریتم های کنترلی بر روی شبیه ساز زیرسیستم

کنترل وضعیت ماهواره

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

- (۱) کامپیوتر شبیه ساز برای پیاده سازی کنترل گر
- (۲) راه انداز موتورها
- (۳) مجموعه ی چرخ های 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 شبیه ساز برای مشاهده وضعیت سیستم، کامپیوتر زمینی با ارتباط بی سیم به کامپیوتر شبیه ساز وصل شده و امکان نظارت و کنترل سیستم را فراهم می کند.

۵-۱- مدل سازی سخت افزار شبیه ساز

ابتدا عملکرد کنترل گرها بر روی دینامیک مدل در محیط سیمولینک متلب مورد بررسی قرار می گیرد. برای دقیق شدن نتایج شبیه سازی، در مدل سازی شبیه ساز ملاحظات زیر در نظر گرفته شده است.

- (۱) دینامیک عملگر چرخ عکس العملی
- (۲) نویز حسگر AHRS
- (۳) اغتشاشات اعمالی به شبیه ساز

دینامیک چرخ عکس العملی

اصطکاک هر یک از موتورهای چرخ عکس العملی به صورت زیر مدل سازی می شود.

$$T_f = \begin{cases} T_s + b\omega_w & \text{if } \omega_w \neq 0 \\ T_{s_0} & \text{if } \omega_w = 0 \text{ and } |T_m| > |T_{s_0}| \\ T_m & \text{if } \omega_w = 0 \text{ and } |T_m| \leq |T_{s_0}| \end{cases} \quad (28)$$

$$T_s = T_{s_0} \text{sign}(\omega_w) \quad (29)$$

$$\dot{h}w = T_m - T_f \quad (30)$$

در این روابط، T_s ، T_m ، T_{s_0} ، T_f و $b\omega_w$ به ترتیب گشتاور اصطکاکی، گشتاور اصطکاکی کولمب، گشتاور مکانیکی فرمان داده شده به چرخ عکس العملی، ضریب اصطکاک لزجی و سرعت زاویه ای چرخ عکس العملی است. بر اساس تست های عملی انجام شده حداقل جریان لازم برای راه اندازی موتورها برابر با حدود 70 mA می باشد. لذا $T_{s_0} = 0.003 Nm$ است. مقدار ضریب اصطکاک لزجی موتور مقدار تقریبی $b = 5.2 \times 10^{-6}$ در نظر گرفته شده است. همان گونه که

ورودی کنترلی می باشد. با مشتق گیری از (۶) می توان نوشت:

$$\ddot{\theta} = R \dot{\omega} + \dot{R} \omega \quad (17)$$

با جایگزاری روابط (۴ و ۵) در (۱۷)، توابع f و g به فرم زیر به دست می آیند:

$$f(X) = \dot{R} \omega + R L_f^{-1} (\omega \times L_f \omega + mgr_s \times K) \quad (18)$$

$$g(X) = R L_f^{-1} \quad (19)$$

برای طراحی کنترل گر فرضیات زیر نیاز است [۲۶]:

۱. تمامی حالات سیستم قابل اندازه گیری یا تخمین می باشند.

۲. مقادیر مطلوب و مشتقات اول آن ها کران دار می باشند.

۳. اغتشاشات خارجی و مشتق اول آن ها محدود و کران دار هستند و در نامساوی زیر صدق می کنند.

$$|\dot{d}(t)| < \delta \quad (20)$$

با در نظر گرفتن سطح لغزش:

$$s = \dot{e} + \lambda e \quad (21)$$

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 $\lambda = \text{diag}[\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3]$ یک ماتریس مثبت معین است.

الگوریتم کنترل مود لغزش فوق پیچشی پیشنهادی به صورت زیر است:

$$u = g^{-1} \left(\ddot{x}_1^d - \lambda \dot{e} - K_1 |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) - K_2 \int_0^t \text{sign}(s(\tau)) d\tau - f(x) \right) \quad (22)$$

که در آن ماتریس ضرایب K_1 و K_2 ، ضرایب طراحی کنترل گر هستند. با استفاده از شرط پایداری لیاپانوف، محدوده K_1 و K_2 از روابط زیر به دست می آید: [۲۷].

$$K_2 > \delta \\ K_1^2 < 4K_2 \quad (23)$$

بنابراین برای طراحی ضرایب کنترلر فوق پیچشی، فقط محدوده بالایی اغتشاش لازمست. در این مقاله، بدلیل مقایسه صحیح عملکرد کنترلر، اغتشاش (۲۴) در نرم افزار لب ویو^۱ مدل شده و بر روی شبیه ساز اعمال می شود. برای اینکه توانایی کنترلرها نشان داده شود، اغتشاش (۲۴) شامل جمله های سینوسی، ثابت و گوسی می باشد. اندازه این اغتشاش در مقایسه با اغتشاشات شبیه ساز (اغتشاش آیرودینامیکی و اغتشاش ناشی از ساخت یا قان هوایی) بسیار بزرگتر است.

$$T_d = \begin{bmatrix} 0.005 - 0.05 \sin\left(\frac{2\pi t}{400}\right) + v_1 \\ 0.005 + 0.05 \sin\left(\frac{2\pi t}{400}\right) + v_2 \\ 0.005 - 0.03 \sin\left(\frac{2\pi t}{400}\right) + v_3 \end{bmatrix} [N.m] \quad (24)$$

که U ، نویز سفید گوسی با میانگین صفر و واریانس 0.005^2 می باشند.

با در نظر گرفتن اغتشاشات اعمالی بر شبیه ساز، می توان کران های

$$\delta_i \text{ را برای سیستم ماهواره به صورت زیر به دست آورد.} \\ \delta_1 = \delta_2 = \delta_3 = 0.0002 \quad (25)$$

محدودیت های فیزیکی میز شبیه ساز و محدودیت های عملگرهای چرخ عکس العملی (ناشی از موتور چرخها) عبارتند از:

$$|\theta, \varphi| \leq 40^\circ, \quad |\psi| \leq 180^\circ, \quad |u| = \dot{h}_{RW} \leq 0.123 Nm,$$

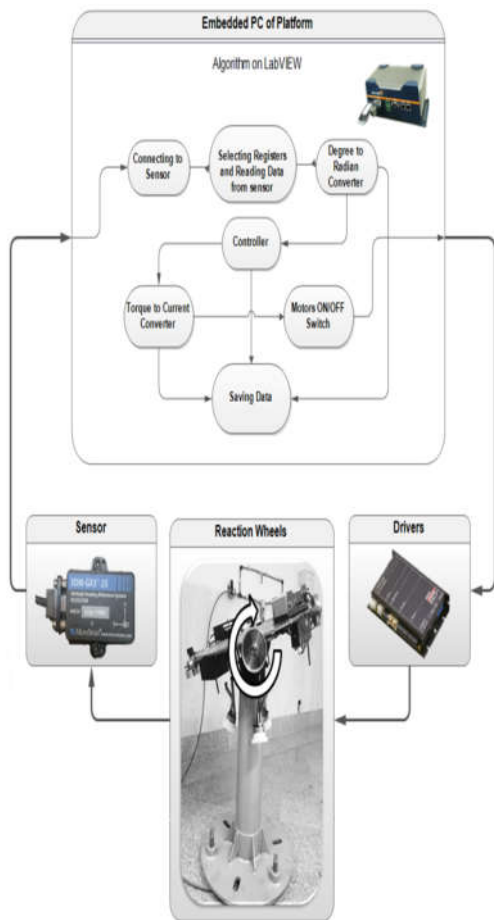
² Remote Desktop Connection

¹ Labview

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.

$$\left\{ \begin{array}{l} FFT = 0.03 \left(\frac{\text{deg}}{s} / \sqrt{\text{Hz}} \right) \\ \text{Bias Stability} = 0.25 \frac{\text{deg}}{s} \Rightarrow PSD = 3.23 \times 10^{-7} \\ Bw \cong 400 \text{ Hz} \end{array} \right. \quad (36)$$

همچنین این حسگر دارای دقت دینامیکی ۲ درجه و دقت استاتیکی ۰.۵ درجه است. با توجه به اینکه سرعت حرکت شبیه‌ساز در مانورهای تعریف شده کم است دقت استاتیکی حسگر در شبیه‌سازی در نظر گرفته شده است.



شکل ۴- ساختار کلی شبیه‌ساز زیرسیستم کنترل وضعیت ماهواره

مدلسازی اغتشاشات اعمالی به شبیه‌ساز

مهمترین اغتشاشی، گشتاور ناشی از عدم قرار گیری مرکز هندسی میز و مرکز جرم آن می‌باشد. که توسط رابطه (۸) بیان شد. پلتفرم در صفحه افق بالانس می‌باشد، لذا $r_x=r_y \cong 0$ و با استفاده از روش تخمین مقدار r_z برابر $15 \times 10^{-4} m$ می‌باشد.

یکی دیگر از 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:

$$T_{aero} = -D\omega^2(\text{sign } \omega) \quad (36)$$

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

حد اشباع گشتاور و اندازه حرکت زاویه‌ای چرخ عکس‌عملی به صورت زیر مدل‌سازی شده است:

$$T_{out} = \begin{cases} T_{in} & \text{if } T_{in} \leq T_{maxmotor} \\ 0 & \text{if } h_{out} \geq h_{maxmotor} \\ T_{maxmotor} & \text{if } T_{in} \geq T_{maxmotor} \end{cases} \quad (37)$$

$$h_{out} = \begin{cases} \int T_{in} & \text{if } \int T_{in} \leq h_{maxmotor} \\ h_{maxmotor} & \text{if } \int T_{in} \geq h_{maxmotor} \end{cases} \quad (38)$$

که T_{in} ، T_{out} ، $T_{maxmotor}$ ، $h_{maxmotor}$ و h_{out} به ترتیب گشتاور محاسبه شده از کنترل‌کننده، گشتاور فرمان داده شده به موتور، حداکثر گشتاور موتور، حداکثر اندازه حرکت موتور و اندازه حرکت خروجی موتور می‌باشد.

هر یک از موتورهای 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 0.0027 kgm^2 می‌باشد. لذا هم محدودیت ممنوم زاویه‌ای وجود دارد و هم محدودیت نرخ ممنوم زاویه‌ای و هر دو در شبیه‌سازی کامپیوتری در نظر گرفته شده است.

مدل‌سازی نویز حسگر

محدوده خروجی زوایای اوپلر در حسگر، در راستای محور x و z : $\pm 180^\circ$ و در راستای محور y : $\pm 90^\circ$ می‌باشد. برای واقعی‌تر بودن نتایج، خطای حسگر در اندازه‌گیری زوایا و سرعت زاویه‌ای‌ها بر اساس کاتالوگ مشخصات فنی حسگر، در شبیه‌سازی عملکرد حلقه بسته سیستم اعمال می‌شود. برای شبیه‌سازی دقت زوایای حسگر یک نویز سفید به خروجی‌های زوایای اوپلر محاسبه شده از حل معادلات دینامیک و سینماتیک اضافه می‌شود. ورودی نویز سفید، قدرت نویز (PSD) و تعداد داده‌های استفاده شده از خروجی حسگر در حلقه کنترل وضعیت در یک ثانیه (Sample Time) می‌باشد.

قدرت نویز به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$PSD(\text{rad}^2/\text{Hz}) = \text{Noise Power} = \sigma^2 Bw \quad (39)$$

در رابطه فوق σ^2 انحراف از معیار بوده و σ دقت زوایای اوپلر حسگر برحسب رادیان می‌باشد، Bw پهنای باند داده‌های حسگر برحسب هرتز می‌باشد. با توجه به دقت زوایای اوپلر و پهنای باند از کاتالوگ حسگر، مشخصات نویز سفید به صورت زیر می‌باشد:

$$\sigma = 0.5^\circ Bw \cong 400 \text{ Hz} \Rightarrow PSD = 1.9 \times 10^{-7} \text{ rad}^2 \text{ Hz} \quad (40)$$

$$\text{Sample Time} = \frac{1}{23(\text{Hz})} \text{ sec} \quad (41)$$

با اندازه‌گیری‌های انجام شده به صورت عملی دامنه دقت زوایای اوپلر در سه محور در بدترین حالت 0.5 درجه می‌باشد. با این دقت، قدرت نویز حدود $3.0625 \times 10^{-8} \text{ Hz/rad}^2$ می‌باشد که از این مقدار در شبیه‌سازی‌ها استفاده شده است.

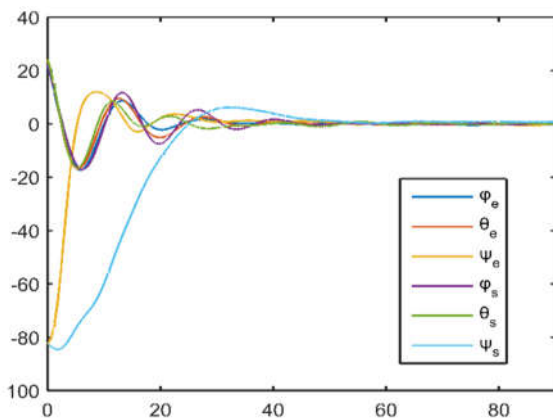
برای شبیه‌سازی دقت سرعت زاویه‌ای حسگر، یک نویز سفید به خروجی‌های سرعت زاویه‌ای اضافه می‌شود. برای محاسبه ورودی‌های نویز سفید از رابطه زیر استفاده شده است.

$$PSD((\text{rads})^2/\text{Hz}) = [FFT(\text{rads}/\sqrt{\text{Hz}})]^2 + (\text{Biasstability})/Bw^2 \quad (42)$$

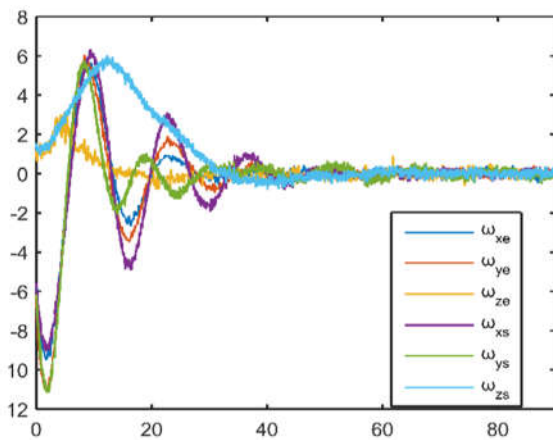
است. در این شکلها زیرنویسهای e و s به ترتیب بیانگر پاسخ شبیه ساز و پاسخ شبیه سازی کامپیوتری می باشد. عملکرد کنترلر فوق پیچشی به شدت به انتخاب ضرایب کنترلی بستگی دارد. با افزایش K_I و K_P تلاش کنترلی افزایش، زمان نشست و تلاش کنترلی ماندگار کاهش می یابد. در پاسخ های رسم شده، این ضرایب به گونه ای انتخاب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

با مقایسه شکل های ۵ و ۸ مشاهده می شود که کنترلر 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 سریع تر به مقدار مطلوب همگرا می شود.

در مقایسه تلاش کنترلی-شکل های ۹ و ۱۲- بیشینه تلاش کنترلی در روش سنتز μ ، 0.06 Nm و در روش کنترلی فوق پیچشی 0.1 Nm می باشد. بنابراین روش کنترلی سنتز μ تلاش کنترلی کمتری نیاز دارد. همچنین تلاش کنترلی روش سنتز μ ، چترینگ کمتری را دارا می باشد.



شکل ۵- موقعیت زاویه ای، روش کنترلی سنتز μ



شکل ۶- سرعت زاویه ای، روش کنترلی سنتز μ

D ضریب گشتاور آیرودینامیکی و ω سرعت زاویه ای سیستم در راستای هر محور می باشد. با انجام تست حلقه باز، حدود ضرایب آیرودینامیکی معادل $Dx=0.1$, $Dy=0.1$, $Dz=0.01$ بدست می آید. گشتاور دیگر اغتشاشی، اغتشاش ناشی از یاتاقان هوایی است. این اغتشاش بدلیل خطاهای ناشی از ساخت یاتاقان می باشد که به صورت یک گشتاور ثابت حول محور Z به سیستم اعمال می شود. این گشتاور با بررسی حرکت پلتفرم در شرایط تعادل در جهت غلتش، معادل $8.1 \times 10^{-6} \text{ Nm}$ در نظر گرفته شده است.

و مشخصه های دینامیکی شبیه ساز شامل ممان اینرسی و جرم با استفاده از روش تخمین عبارت اند از:

$$m=40\text{kg}$$

$$I = \begin{bmatrix} 1.818 & 0.1257 & -0.02573 \\ 0.1257 & 1.768 & -0.01918 \\ -0.02573 & -0.01918 & 3.425 \end{bmatrix}$$

۵-۲- پیاده سازی کنترل گرها بر روی شبیه ساز

زیرسیستم کنترل وضعیت ماهواره

شکل ۶، 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 نرم افزار لبویو برای پیاده سازی کنترل گر و ارتباط با سخت افزار استفاده شده است. یکی از ویژگی های مهم این نرم افزار سرعت بالای اجرای آن است که در پیاده سازی بر خط کنترل گر بسیار تاثیرگذار است. در برنامه نوشته شده در این نرم افزار ابتدا مقادیر حسگرها از طریق ارتباط سریال خوانده می شود. سپس گشتاورهای کنترلی براساس این مقادیر، محاسبه شده و از طریق یک بلوک برنامه، گشتاورها به فرمان جریان موتور تبدیل می شود. در این بلوک همچنین محدودیت عملگر نیز لحاظ می شود و در صورتی که گشتاور موتور از ماکزیمم گشتاور موتور بیشتر باشد مقدار بیشینه موتور اعمال می شود.

قبل از انجام تست ها 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 می رود تا با الگوریتم کنترلی طراحی شده سیستم پایدار شود.

۶- نتایج شبیه سازی

هر دو کنترل گر طراحی شده ابتدا به وسیله نرم افزار سیمولینک متلب شبیه سازی و سپس کنترل گر طراحی شده به صورت سخت افزار در حلقه با استفاده از نرم افزار لبویو بر روی شبیه ساز زیرسیستم کنترل وضعیت ماهواره پیاده سازی شده است.

نتایج شبیه سازی کامپیوتری و سخت افزاری در شرایط واقعی (بدون اغتشاش (۲۴)) با کنترل گر سنتز μ در شکل های (۷-۵) و برای کنترل گر مود لغزشی فوق پیچشی در شکل های (۱۰-۸) آورده شده

در شبیه‌سازی کامپیوتری، هر دو کنترل‌گر بر مدل غیرخطی سیستم اعمال شده‌اند. در مانورهای کوچک شبیه‌ساز مشابه با نتایج شبیه‌سازی کامپیوتری پاسخ می‌دهد. همان‌گونه که در شکل‌ها مشاهده می‌شود، شبیه‌ساز در زمان نشست بزرگتری نسبت به کامپیوتر پاسخ می‌دهد. مثلاً با مقایسه پاسخ موقعیت زاویه ای ψ در روش سنتز μ (شکل ۵)، شبیه‌ساز زمان نشست ۶۰ ثانیه و کامپیوتر زمان نشست ۴۰ 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)، شبیه‌ساز در ۰/۰۶ Nm و کامپیوتر ۰/۰۴ Nm را نشان می‌دهد. 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	سینوسی
0.03	0.1	دامنه	سفید
0.02	0.02	انحراف معیار	گاوسی

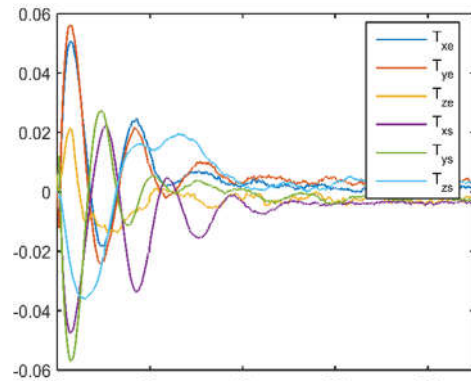
عملکرد دو کنترل‌گر در شرایط نامعین همچون گذاشتن یک وزنه بر روی شبیه‌ساز (به عنوان عدم قطعیت ممان اینرسی)، اضافه کردن جمله‌های اغتشاشی (سینوسی، ثابت، گاوسی و ..) در نرم‌افزار لب‌ویو و ضربه زدن به میز شبیه‌ساز بررسی شد. هر دو کنترل‌گر عملکرد مناسبی داشتند.

جدول ۲- مقادیر پارامترهای اغتشاش‌ها در حالت ترکیبی

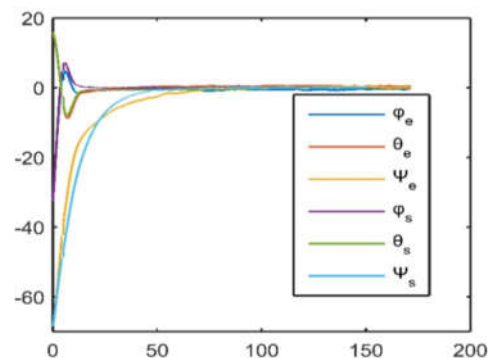
مقادیر	پارامترها	نوع اغتشاش
0.0025	ضریب ثابت	ثابت
1.400	فرکانس	سینوسی
0.00125	دامنه	سینوسی
0.06	دامنه	سفید
23341	سید ^۱	سفید
0.0025	انحراف معیار	گاوسی
23341	سید	گاوسی

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

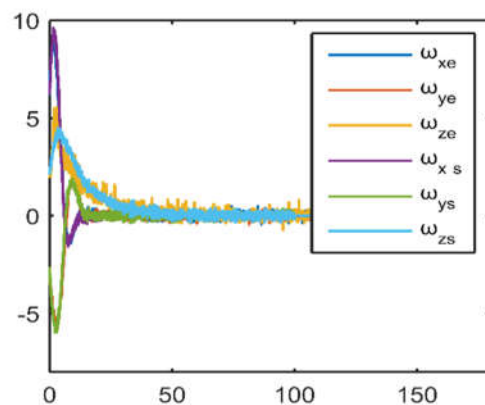
¹ Seed



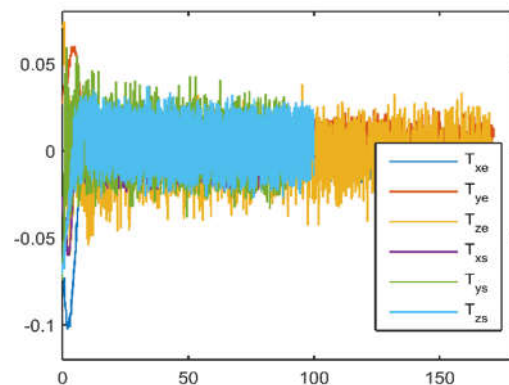
شکل ۷- تلاش کنترلی، روش کنترلی سنتز μ



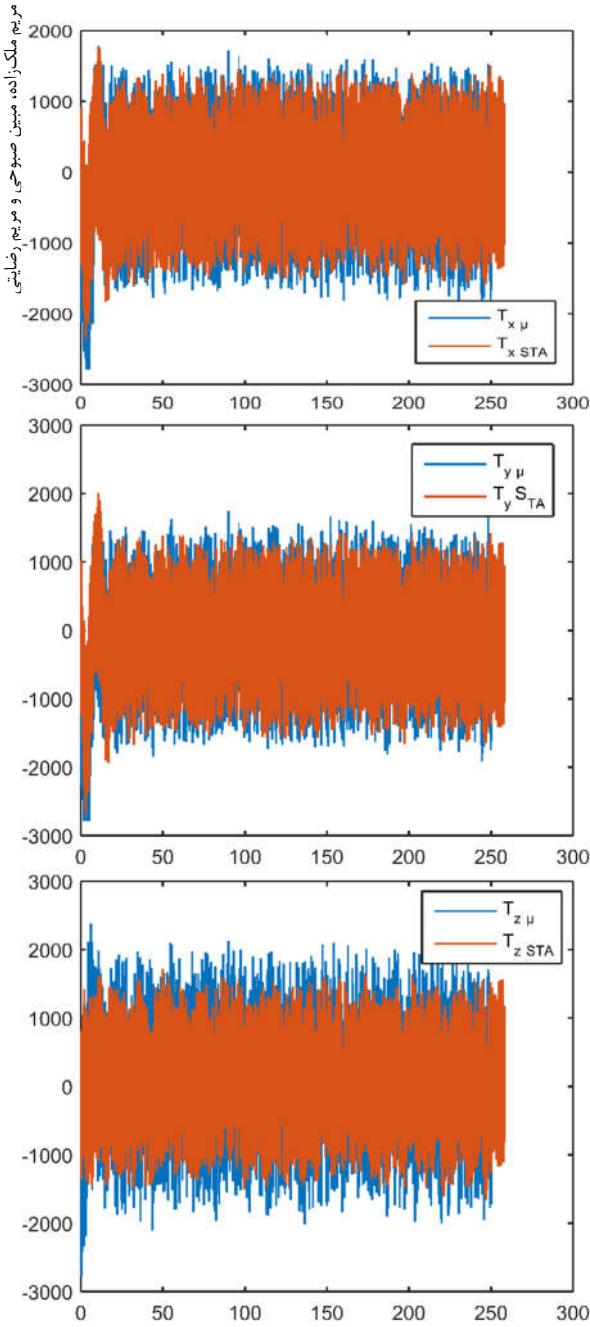
شکل ۸- موقعیت زاویه‌ای، روش کنترلی فوق پیچشی



شکل ۹- سرعت زاویه‌ای، روش کنترلی فوق پیچشی



شکل ۱۰- تلاش کنترلی، روش کنترلی فوق پیچشی



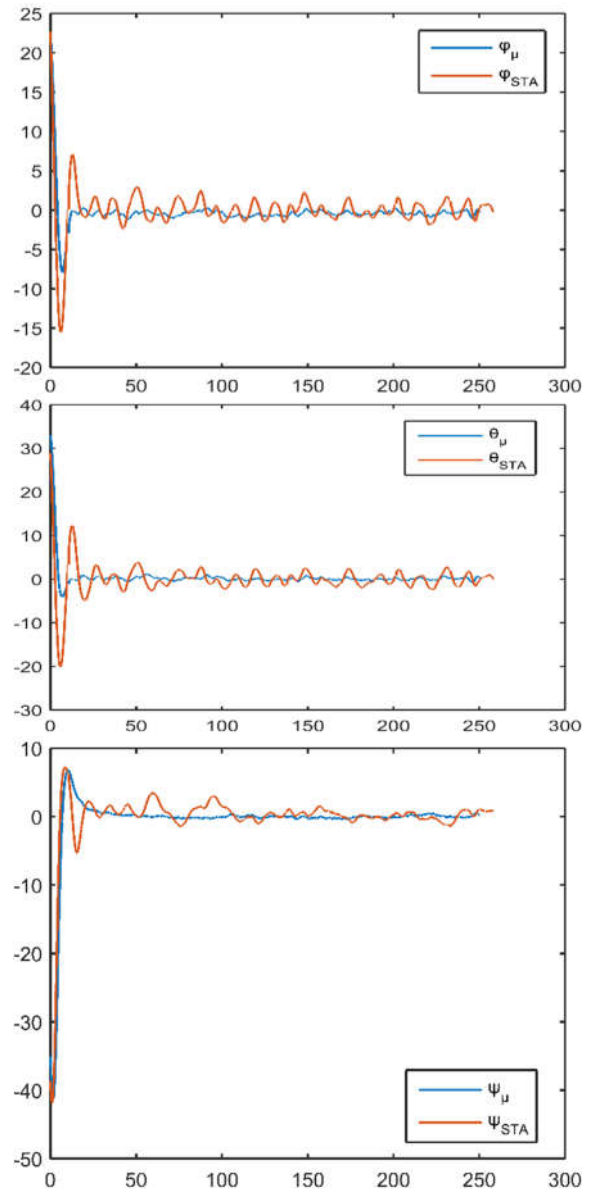
شکل ۱۲- گشتاور کنترلی دو کنترل‌گر با اغتشاش ترکیبی

همان‌گونه که مشاهده می‌شود، دو کنترل‌گر می‌توانند شبیه‌ساز را در شرایط نامعینی ترکیبی کنترل نمایند. با مقایسه پاسخ‌های زمانی شکل (۱۱) در سه وضعیت φ ، θ و ψ ، کنترل‌ر فوق پیچشی دارای زمان نشست کوچکتر، بیشینه فراجهد کمتر و خطای ماندگار کوچکتری می‌باشد ولی این روش، تلاش کنترلی کمی بزرگتری را می‌طلبد (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 با وجود آن سیستم پاسخ مطلوبی داشت، در جدول ۱ نشان داده شده است. با توجه به جدول ۱، کنترل‌گر 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 کنترل‌گر نسبت به اغتشاش گاوسی عملکرد مشابهی دارند. در شکل ۱۱ و ۱۲، پاسخ شبیه‌ساز به دو کنترل‌گر در شرایط نامعینی ترکیبی نشان داده 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.



شکل ۱۱- موقعیت زاویه‌ای دو کنترل‌گر به هنگام اعمال اغتشاش ترکیبی

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 Sagiés 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] Ansarifard 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 Satellite, *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 Platform and Cold Gas Thruster Actuator for Satellite Attitude Dynamics Simulation, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 14, No. 12, 2014 (In Persian).

[23] Aghalari A., Kalhor S. A., Dehghan M. M., Chehelatani 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, No.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.

پایاده‌سازی این کنترل‌گرها بر روی شبیه‌ساز زیرسیستم کنترل وضعیت ماهواره به صورت سخت‌افزار در حلقه، با استفاده از نرم‌افزار لیبویو انجام گرفت. نتایج شبیه‌سازی کامپیوتری و آزمون‌های آزمایشگاهی هر کنترل‌گر ابتدا بررسی و سپس عملکرد این دو کنترل‌گر بر روی شبیه‌ساز ماهواره در شرایط نامعینی ترکیبی باهم مقایسه شد. نتایج شبیه‌سازی و پایاده‌سازی نشان داد که در کل کنترل‌گر سنتز μ نسبت به اغتشاشات ثابت مقاوم‌تر می باشد. همچنین کنترل‌گر ساختار متغیر فوق پیچشی نسبت به اغتشاشات سینوسی مقاوم‌تر و هر دو کنترل‌گر نسبت به اغتشاشات گاوسی عملکرد مشابهی دارند. در شرایط نامعین ترکیبی کنترل‌گر فوق پیچشی زمان نشست کوچکتر، بیشینه فراجهد 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

[1] 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, Koofgar H.R., Adaptive Second Order Sliding Mode Controller for Two Input-Two Output Uncertain Nonlinear Systems and Application to a 2-DoF Helicopter