



# Introducing the Nonlinear State Control Algorithm of the Air Bearing Laboratory Simulator Based on the Gain Coefficients Dependent on the State Variables

Alireza Ahangarani Farahani<sup>1</sup>, Amirhossain Adami<sup>2\*</sup>, and Hamed Arefkhani<sup>3</sup>

1. Assistant Professor, Faculty of Aerospace Engineering, Malek Ashtar University of Technology, Tehran, Iran
2. Assistant Professor, Faculty of Aerospace Engineering, Malek Ashtar University of Technology, Tehran, Iran
3. Ph.D, Faculty of Aerospace Engineering, Malek Ashtar University of Technology, Tehran, Iran

\*Corresponding Author E-Mail: [aha.aerospace@aut.ac.ir](mailto:aha.aerospace@aut.ac.ir)

*In this article, a new approach has been presented in the design of a satellite's status controller using reaction wheels. First, a non-linear controller whose gains depend on the state variables at any moment is proposed. In the first step, the process of extracting control coefficients using the GA optimizer is described. Then, using the results of a number of tests, sufficient data for meta-modeling of the system is extracted and the relevant control gain functions are optimized using the data bank. The input of the mentioned function is the system states and its output is the control coefficients. Finally, a simulator platform was used to determine and control the position of the satellite based on the air bearing to evaluate the proposed approach. Laboratory test results show that the performance of the proposed method is up to 30% better than the classical PID controller with fixed coefficients..*

**Keywords:** Reaction wheels, attitude control, attitude determination and control simulator platform, air bearing



# ارایه الگوریتم کنترل غیر خطی وضعیت شبیه‌ساز آزمایشگاهی یاتاقان هوایی مبتنی بر ضرایب بهره وابسته به متغیرهای حالت

علیرضا آهنگرانی فراهانی<sup>۱</sup>، امیرحسین آدمی<sup>۲\*</sup> و حامد عارف‌خانی<sup>۳</sup>

۱-۳ و ۲- مجتمع دانشگاهی هوافضا، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران

ایمیل نویسنده مخاطب: aha.aerospace@aut.ac.ir

در این مقاله به ارائه یک رویکرد جدید در طراحی کنترل‌کننده وضعیت یک ماهواره با استفاده از چرخ‌های عکس‌العملی پرداخته شده است. ابتدا یک کنترل‌کننده غیرخطی که بهره‌های آن در هر لحظه وابسته به متغیرهای حالت است پیشنهاد می‌گردد. در گام اول، روند استخراج ضرایب کنترل با استفاده از بهینه‌ساز GA تشریح می‌گردد. سپس با استفاده از نتایج تعدادی آزمایش، داده کافی برای شبیه‌سازی (Meta Modelling) سیستم استخراج شده و با استفاده از بانک داده‌ها، تابع بهره‌های کنترلی مربوطه بهینه‌سازی می‌گردند. ورودی تابع مذکور حالت‌های سیستم و خروجی آن ضرایب کنترلی است. در نهایت از یک پلتفرم شبیه‌ساز تعیین و کنترل وضعیت ماهواره مبتنی بر یاتاقان هوایی جهت ارزیابی رویکرد پیشنهادی استفاده گردید. نتایج تست آزمایشگاهی نشان می‌دهد عملکرد روش پیشنهاد شده تا ۳۰٪ بهتر از کنترل‌کننده کلاسیک PID با ضرایب ثابت است.

واژه‌های کلیدی: چرخ‌های عکس‌العملی، کنترل وضعیت، پلتفرم شبیه‌ساز تعیین و کنترل وضعیت، یاتاقان هوایی

## فهرست علائم

$T_d$	گشتاور اغتشاشی	$h$	اندازه حرکت زاویه‌ای
$\phi, \theta, \psi$	زوایای وضعیت	$I$	ماتریس ممان اینرسی
$\omega$	سرعت زاویه‌ای	$k_p, k_d, k_i$	بهره‌های کنترلی
		PID	کنترل‌کننده تناسبی- مشتقی- انتگرالی
		$mg$	وزن پلتفرم
		$M$	دوقطبی مغناطیسی
		$r_z$	فاصله عمودی مرکز جرم و مرکز هندسی
		$B$	میدان مغناطیسی زمین
		$T_c$	گشتاور کنترلی

## مقدمه

در هر ماهواره جهت دستیابی به موفقیت در انجام مأموریت، نیاز به طراحی زیرسیستم تعیین و کنترل وضعیت است [۱]. با استفاده از این زیرسیستم می‌توان ماهواره را در جهت مطلوب و هدف قرار داد. ابزارهای مختلفی در زیرسیستم تعیین و کنترل وضعیت هم‌چون چرخ‌های اندازه‌حرکت، چرخ‌های عکس‌العملی، تراسترها

عملیات با نایقینی در نظر گرفته شده و با این قید کنترل‌کننده غیرخطی طراحی شده است.

در این مقاله با استفاده از روش‌های کنترل خطی مرسوم، کنترل‌کننده غیرخطی برای پلتفرم طراحی گردیده است. در اینجا کنترل خطی تناسبی- مشتقی- انتگرالی (PID) طراحی شده است که بهره‌های کنترلی آن توسط یک تابع بهینه براساس حالت‌های سیستم در هر لحظه به صورت برخط به روزرسانی می‌گردد. این تابع بهینه براساس بانک داده‌های استخراج شده از روش الگوریتم ژنتیک در شرایط تست مختلف ساخته می‌شود. در نهایت کنترل‌کننده طراحی شده، در محیط آزمایشگاهی بر روی پلتفرم سه درجه آزادی پیاده‌سازی شد و نتایج تست‌ها نشان داد که رویکرد کنترلی پیشنهادی عملکرد مناسبی دارد.

در بخش دوم مقاله شبیه‌ساز سه درجه آزادی معرفی می‌گردد و در بخش سوم معادلات دینامیکی حاکم بر این پلتفرم بیان می‌گردد. بعد از خطی‌سازی معادلات، روش کنترلی مورد نظر ارائه می‌گردد و در بخش بعدی نحوه استخراج توابع بهینه تنظیم ضرایب توضیح داده می‌شود. در نهایت، نتایج حاصل از تست آزمایشگاهی برای روش پیشنهاد شده و PID کلاسیک با ضرایب بهره ثابت، مقایسه و ارزیابی شده است.

### معرفی شبیه‌ساز سه درجه آزادی

مشخصات جرمی و هندسی شبیه‌ساز سه درجه آزادی تعیین و کنترل وضعیت مورد استفاده در مرجع [۱۷] به طور کامل معرفی شده است. شبیه‌ساز مورد استفاده در شکل ۱ ارایه شده است.



شکل ۱- پلتفرم شبیه‌ساز تعیین و کنترل وضعیت مورد استفاده

یا عملگرهای مغناطیسی ممکن است استفاده شود [۲]. یکی از این ابزارهای بسیار مهم عملگرهای چرخ عکس‌العملی است که امروزه تلاش زیادی در این راستا صورت می‌گیرد. این عملگر ضمن سادگی و قابلیت اطمینان مناسب، دارای گشتاور تولیدی بالایی است [۳].

از طرفی با در اختیار داشتن ابزارهای تست می‌توان کارایی عملگرهای مورد نظر را بررسی و اثبات نمود. یکی از ابزارهای تست بسیار مهم در حوزه ماهواره و ابزارهای مربوط به آن، شبیه‌ساز آزمایشگاهی مبتنی بر یاتاقان هوایی است. ایجاد شرایط حرکتی خاص و نزدیک به محیط خارج جو به لحاظ اصطحکاک، یکی از مهمترین خواص این شبیه‌ساز برای پیاده‌سازی و تست روش‌های کنترلی برای ماهواره‌هاست. این شبیه‌سازها به طراحان اجازه می‌دهند تا روش‌های کنترلی برای ماهواره را به راحتی در شرایط با قابلیت اطمینان بالا پیاده‌سازی کرده و نتایج حاصل را به دقت بررسی و تحلیل نمایند [۴-۵].

روش‌های خطی و غیرخطی متعددی برای کنترل وضعیت ماهواره‌ها که بر روی شبیه‌سازها پیاده‌سازی شده، پیشنهاد شده است. در دسته کنترل‌کننده‌های خطی، با توجه به اهمیت انرژی مصرفی در ماهواره‌ها، روش‌های کنترل بهینه LQR دارای کاربرد بسیار زیادی است [۶]. روش کنترل بهینه LQR در مراجع [۷-۸] مورد توجه قرار گرفته است. پیاده‌سازی این کنترل‌کننده مستلزم در اختیار داشتن تمام حالت‌های سیستم در خروجی است. روش‌های بهینه‌سازی LQG و LTR که مبتنی بر کنترل پس‌خورده خروجی است در مرجع [۹] برای کنترل وضعیت ماهواره زمین‌آهنگ با استفاده از چرخ‌های عکس‌العملی مورد توجه قرار گرفته است. روش LQG و LTR روشی سیستماتیک برپایه شکل‌دهی و بازیابی مقادیر ویژه است. روش کنترل خطی تناسبی-مشتقی-انتگرالی نیز به دلیل سادگی در پیاده‌سازی و ساختار از کنترل‌کننده‌های مطلوب به‌شمار می‌آید.

در مرجع [۱۰] از روش خطی‌سازی پس‌خورده برای کنترل ماهواره با استفاده از چرخ‌های عکس‌العملی بهره برده است. در این مرجع برای فرآیند خطی‌سازی از معادلات کواترنین استفاده می‌کند و معادلات سه درجه آزادی به صورت مستقیم وارد نشده است. یکی دیگر از روش‌های کنترل غیرخطی، استفاده از روش مود لغزشی است که در مراجع [۱۱-۱۵] مورد بررسی قرار گرفته است. یکی از مشخصه‌های بسیار مهم کنترل مود لغزشی، مقاوم بودن نسبت به شرایط محیطی است، ولی مشکل اصلی این روش مسئله نامطلوب چترینگ است. طراحی کنترل بر مبنای رویکرد تطبیقی نیز در [۱۶] انجام شده است. در این مرجع،

بازنویسی طرف راست روابط (۲) الی (۹) در هر راستا، در نهایت منجر به رابطه (۱۰) می‌گردد:

$$\begin{aligned} T_x &= T_{c_x} + T_{d_x} + mg(r_y \cos \phi \cos \theta \\ &\quad - r_z \sin \phi \cos \theta) \\ T_y &= T_{c_y} + T_{d_y} + mg(-r_x \cos \phi \cos \theta \\ &\quad - r_z \sin \theta) \end{aligned} \quad (10)$$

$$T_z = T_{c_z} + T_{d_z} + mg(r_x \sin \phi \cos \theta + r_y \sin \theta)$$

طرف دوم رابطه (۲) برابر است با:

$$\begin{aligned} T_x &= I_{xx}\dot{\omega}_x - I_{xy}\dot{\omega}_y - I_{xz}\dot{\omega}_z + I_{yx}\omega_x\omega_y \\ &\quad - I_{yy}\omega_y\omega_z + I_{yz}\omega_z^2 - I_{zx}\omega_x\omega_y - I_{zy}\omega_y^2 \\ &\quad + I_{zz}\omega_z\omega_y \\ T_y &= I_{yy}\dot{\omega}_y - I_{yx}\dot{\omega}_x - I_{yz}\dot{\omega}_z + I_{xx}\omega_x\omega_z \\ &\quad - I_{xy}\omega_y\omega_z - I_{xz}\omega_z^2 + I_{zx}\omega_x^2 + I_{zy}\omega_y\omega_x \\ &\quad - I_{zz}\omega_z\omega_x \end{aligned} \quad (11)$$

$$T_z = I_{zz}\dot{\omega}_z - I_{zx}\dot{\omega}_x - I_{zy}\dot{\omega}_y - I_{xx}\omega_x\omega_y + I_{xy}\omega_y^2 + I_{xz}\omega_z\omega_y - I_{yx}\omega_x^2 + I_{yy}\omega_y\omega_x - I_{yz}\omega_z\omega_x$$

در نتیجه می‌توان  $[\omega_B^I]^B$  که از حل معادلات دینامیکی حاصل شده است را به صورت رابطه (۱۲) بیان نمود:

$$[\omega_B^I]^B = [\omega_B^{OR}]^B + [\omega_{OR}^I]^B \quad (12)$$

$[\omega_B^{OR}]^B$  سرعت زاویه‌ای دستگاه بدنی نسبت به دستگاه مداری و  $[\omega_{OR}^I]^B$  سرعت زاویه‌ای دستگاه مداری نسبت به دستگاه اینرسی است. برای پلتفرم شبیه‌ساز ماهواره می‌توان فرض نمود که دستگاه مداری همان دستگاه پایه پلتفرم بوده و به دلیل کوتاه بودن زمان تست در آزمایشگاه، از سرعت زاویه‌ای پایه پلتفرم نسبت به اینرسی صرف‌نظر کرد. براین اساس  $[\omega_B^I]^B$  برابر با  $[\omega_B^{OR}]^B$  است و می‌توان رابطه (۱۳) را برای ارتباط سرعت‌های زاویه‌ایی استفاده نمود [۲۰]:

$$\begin{aligned} [\omega_B^I]^B &= [\omega_B^{OR}]^B = \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\sin \theta \\ 0 & \cos \phi & \sin \phi \cos \theta \\ 0 & -\sin \phi & \cos \phi \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (13)$$

در نهایت به طور مشابه خواهیم داشت:

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \sin \phi \tan \theta & \cos \phi \tan \theta \\ 0 & \cos \phi & -\sin \phi \\ 0 & \sin \phi / \cos \theta & \cos \phi / \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{bmatrix} \quad (14)$$

این پلتفرم قابلیت مانور حول محورهای  $x$  و  $y$  (صفحه افق) را در محدود ۴۰ درجه و حول محور  $z$  را بدون محدودیت دارا است.

## مدل‌سازی دینامیکی و سینماتیکی شبیه‌ساز

دینامیک دورانی یک سیستم را با استفاده از معادله (۱) می‌توان معرفی نمود [۱۸]:

$$[T]^B = [D^I h_B^I]^B = [D^B h_B^I + \omega_B^I \times h_B^I]^B \quad (1)$$

$D^I$  تغییرات متغیر مورد نظر نسبت به زمان در دستگاه اینرسی،  $h_B^I$  و  $\omega_B^I$  اندازه حرکت زاویه‌ای و سرعت زاویه‌ای ماهواره (در دستگاه بدنی) نسبت به دستگاه اینرسی و  $[\ ]^B$  عبارت است از متغیر مورد نظر در دستگاه بدنی. رابطه (۱) به صورت ساده شده زیر بیان می‌گردد:

$$T = \dot{h}_I = \dot{h}_B + \omega \times h_B \quad (2)$$

$$h_B = [I]\omega \quad (3)$$

$$I = \begin{bmatrix} I_{xx} & -I_{xy} & -I_{xz} \\ -I_{yx} & I_{yy} & -I_{yz} \\ -I_{zx} & -I_{zy} & I_{zz} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\omega = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_z & \omega_y \\ \omega_z & 0 & -\omega_x \\ -\omega_y & \omega_x & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$T = T_c + T_d + (mgr_s) \times K \quad (6)$$

$T_c$  گشتاور کنترلی،  $T_d$  گشتاور اغتشاشی،  $mgr_s$  گشتاور به وجود آمده از اختلاف بین مرکز جرم و مرکز هندسی،  $K$  بردار یک‌ه اعمال نیروی وزن پلتفرم با انتقال  $(z \rightarrow y \rightarrow x)$  برای زوایای اویلر به صورت رابطه (۷) است [۱۹]:

$$K = \begin{bmatrix} c\theta c\psi & c\theta s\psi & -s\theta \\ s\phi s\theta c\psi - c\phi s\psi & s\phi s\theta s\psi + c\phi c\psi & s\phi c\theta \\ c\phi s\theta c\psi + s\phi s\psi & c\phi s\theta s\psi - s\phi c\psi & c\phi c\theta \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \sin \phi \cos \theta \\ \cos \phi \cos \theta \end{bmatrix} \quad (7)$$

$r_s$  بردار فاصله مرکز جرم پلتفرم نسبت به مرکز هندسی است و مولفه‌های آن در دستگاه بدنی پلتفرم مطابق رابطه ۸ معرفی می‌گردد.

$$r_s = \begin{bmatrix} r_x \\ r_y \\ r_z \end{bmatrix} \quad (8)$$

در این حالت می‌توان نوشت:

$$\begin{aligned} &(mgr_s) \times K \\ &= mg \begin{bmatrix} r_y \cos \phi \cos \theta - r_z \sin \phi \cos \theta \\ -r_x \cos \phi \cos \theta - r_z \sin \theta \\ r_x \sin \phi \cos \theta + r_y \sin \theta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (9)$$

## خطی سازی معادلات دینامیکی و سینماتیکی

با فرض زوایای کوچک و خطی سازی حول مبدا مختصات، رابطه (۱۳) به صورت زیر خطی سازی می‌گردد:

$$\begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} \quad (15)$$

با مشتق گیری از رابطه (۱۵) معادلات زیر حاصل می‌شوند:

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_x \\ \dot{\omega}_y \\ \dot{\omega}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \ddot{\phi} \\ \ddot{\theta} \\ \ddot{\psi} \end{bmatrix} \quad (16)$$

با قرار دادن رابطه‌های (۱۵) و (۱۶) در رابطه (۱۱) و با فرض زوایای کوچک (خطی سازی) معادلات خطی به شکل زیر حاصل می‌شود:

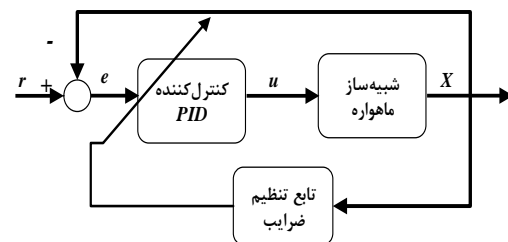
$$\begin{aligned} T_{c_x} + T_{d_x} + mg(r_y - r_z\phi) \\ = I_{xx}\ddot{\phi} - I_{xy}\ddot{\theta} - I_{xz}\ddot{\psi} \\ T_{c_y} + T_{d_y} + mg(-r_x - r_z\theta) \\ = -I_{yx}\ddot{\phi} + I_{yy}\ddot{\theta} - I_{yz}\ddot{\psi} \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} T_{c_z} + T_{d_z} + mg(r_x\phi + r_y\theta) \\ = -I_{zx}\ddot{\phi} - I_{zy}\ddot{\theta} + I_{zz}\ddot{\psi} \end{aligned}$$

از این معادلات خطی برای طراحی قوانین کنترلی استفاده خواهد شد. لازم به ذکر است مدل سازی شبیه ساز ماهواره توسط معادلات غیرخطی انجام می‌شود.

## طراحی سیستم کنترل

برای کنترل وضعیت سیستم شبیه ساز ماهواره، یک ساختار تک حلقه‌ای با کنترل کننده PID با تابع تنظیم ضریب به صورت شکل ۲ در نظر گرفته شده است.



شکل ۲- بلوک دیاگرام سیستم کنترل برای پلتفرم شبیه ساز.

همان طور که در شکل ۲ نشان داده شده است، ضرایب کنترل کننده PID، با استفاده از تابع تنظیم بهینه ضرایب در هر لحظه و به صورت برخط و با توجه به حالت‌های سیستم به روزرسانی می‌شوند. کنترل کننده PID در نظر گرفته شده برای هر یک از وضعیت‌های  $\theta$  و  $\psi$  به صورت مستقل در نظر گرفته شده است.

$$\begin{aligned} u_\theta &= K_{p\theta}(\theta_d - \theta) + K_{d\theta}(\dot{\theta}_d - \dot{\theta}) \\ &\quad + K_{I\theta} \int (\theta_d - \theta) \\ u_\phi &= K_{p\phi}(\phi_d - \phi) + K_{d\phi}(\dot{\phi}_d - \dot{\phi}) \\ &\quad + K_{I\phi} \int (\phi_d - \phi) \\ u_\psi &= K_{p\psi}(\psi_d - \psi) + K_{d\psi}(\dot{\psi}_d - \dot{\psi}) \\ &\quad + K_{I\psi} \int (\psi_d - \psi) \end{aligned} \quad (18)$$

## استخراج تابع تنظیم ضرایب بهره

جهت دستیابی به پایداری و عملکرد مطلوب در سیستم‌های دارای کنترل، تنظیم بهره‌های کنترلی نقش بسزایی دارند. در اینجا هدف استخراج تابع تنظیم ضرایب کنترل کننده PID به صورتی که شرط پایداری را تضمین نماید، این رابطه را می‌توان به صورت زیر فرموله نمود:

$$K = f(x(t)) = K_1 + K_2 x(t) \quad (19)$$

که در اینجا  $K_1$  و  $K_2$  بردار ضرایب تابع تنظیم ضرایب کنترلی هستند. الگوریتم استخراج تابع تنظیم ضرایب با اجرای پنج گام به صورت زیر استخراج خواهد شد.

**گام اول:** مبتنی بر روش کنترل PID، مطابق رابطه (۱۸) برای هر کانال کنترل کننده با ضرایب مجهول در نظر گرفته می‌شود.  
**گام دوم:** یک مسئله بهینه سازی با تابع معیار به صورت زیر تشکیل می‌شود:

$$J = \int |r(t) - y(t)| dt \quad (20)$$

که در آن

$$r(t) = [\phi_d \quad \theta_d \quad \psi_d]^T \text{ \& } y(t) = [\phi \quad \theta \quad \psi]^T$$

در ادامه با توجه به این تابع معیار، الگوریتم ژنتیک تحت ورودی‌های مختلف و مقادیر اولیه متفاوت اجرا شده و مقادیر ضرایب کنترلی برای هر کانال در ماتریس S ذخیره می‌گردد. بنابراین برای N تست، به طور مثال برای کانال رول ماتریس S را می‌توان به صورت زیر تشکیل داد:

$$S_\theta = \begin{bmatrix} K_{p1} & K_{d1} & K_{I1} \\ K_{p2} & K_{d2} & K_{I2} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ K_{pN} & K_{dN} & K_{IN} \end{bmatrix}$$

به همین ترتیب برای دو کانال دیگر باید این ماتریس را تشکیل داد. هم چنین مقادیر حالت‌های سیستم در نقطه نهایی در هر تست در ماتریسی به نام M ذخیره می‌گردد. بنابراین، می‌توان نوشت:

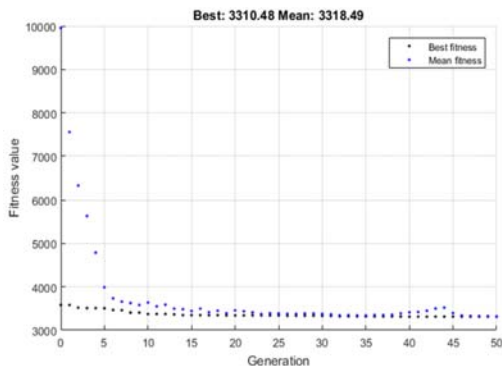
مقدار	پارامتر
۸۵	وزن (kg)
$\pm 0.2$	دقت وضعیت کانال رول (Deg)
$\pm 0.2$	دقت وضعیت کانال پیچ (Deg)
$\pm 1$	دقت وضعیت کانال یاو (Deg)
$\pm 40$	حداکثر زاویه در کانال رول (Deg)
$\pm 40$	حداکثر زاویه در کانال پیچ (Deg)
$\pm 180$	حداکثر زاویه در کانال یاو (Deg)
$\begin{bmatrix} 6.75 & 0.89 & 0.035 \\ 0.89 & 7.46 & -0.032 \\ 0.035 & -0.032 & 12.33 \end{bmatrix}$	مان اینرسی ( $kg \cdot m^2$ )
$0.8$	حداکثر گشتاور تولیدی هر چرخ (Nm)
$\begin{bmatrix} mgr_x \\ mgr_y \\ mgr_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.0014 \\ 1.025 \times 10^{-4} \\ 0.3366 \end{bmatrix}$	گشتاور بردار جاذبه (Nm)

در مدل‌سازی پلتفرم شبیه‌ساز ماهواره، محدودیت تولید گشتاور در نظر گرفته می‌شود. کد شبیه‌سازی در مرجع [۲۱]، صحت‌سنجی گردیده است. یکی از بخش‌های انجام شده در محیط شبیه‌سازی، پیاده‌سازی الگوریتم ژنتیک است. پارامترهای در نظر گرفته شده برای پیاده‌سازی الگوریتم ژنتیک در جدول ۲ آورده شده است.

جدول ۲- تنظیمات در نظر گرفته شده برای الگوریتم ژنتیک.

تعداد جمعیت	تعداد نسل	احتمال جهش	نوع ترکیب ژنتیکی	روش انتخاب
۲۰	۵۰	۴۰٪	دو نقطه‌ای	Roulette

روند همگرایی تابع معیار با پیاده‌سازی الگوریتم ژنتیک در شرایط ورودی مطلوب  $x_0 = [0 \ 0 \ 0]^T$  و شرایط اولیه  $x_0 = [10 \ -10 \ 25]^T$  در شکل ۳ مشاهده می‌شود.



شکل ۳- نمودار همگرایی تابع معیار بهینگی.

$$M = \begin{bmatrix} x_{11}(t_f) & x_{21}(t_f) & \dots & x_{n1}(t_f) \\ x_{12}(t_f) & x_{22}(t_f) & \dots & x_{n2}(t_f) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{1N}(t_f) & x_{2N}(t_f) & \dots & x_{nN}(t_f) \end{bmatrix}$$

که در اینجا  $n$  تعداد حالت‌های سیستم که در  $N$  تست در زمان نهایی هر اجرا بهینه‌سازی ( $t_f$ ) ذخیره کرده است.  
**گام سوم:** رابطه خطی بین حالت‌های سیستم و ضرایب کنترلی به صورت زیر ایجاد می‌شود:

$$\begin{aligned} K_{p\phi} &= k_{1p\phi} + k_{2p\phi} \cdot \phi(t) + k_{3p\phi} \cdot \dot{\phi}(t) \\ K_{d\phi} &= k_{1d\phi} + k_{2d\phi} \cdot \phi(t) + k_{3d\phi} \cdot \dot{\phi}(t) \\ K_{I\phi} &= k_{1I\phi} + k_{2I\phi} \cdot \phi(t) + k_{3I\phi} \cdot \dot{\phi}(t) \\ K_{p\theta} &= k_{1p\theta} + k_{2p\theta} \cdot \theta(t) + k_{3p\theta} \cdot \dot{\theta}(t) \\ K_{d\theta} &= k_{1d\theta} + k_{2d\theta} \cdot \theta(t) + k_{3d\theta} \cdot \dot{\theta}(t) \quad (21) \\ K_{I\theta} &= k_{1I\theta} + k_{2I\theta} \cdot \theta(t) + k_{3I\theta} \cdot \dot{\theta}(t) \\ K_{p\psi} &= k_{1p\psi} + k_{2p\psi} \cdot \psi(t) + k_{3p\psi} \cdot \dot{\psi}(t) \\ K_{d\psi} &= k_{1d\psi} + k_{2d\psi} \cdot \psi(t) + k_{3d\psi} \cdot \dot{\psi}(t) \\ K_{I\psi} &= k_{1I\psi} + k_{2I\psi} \cdot \psi(t) + k_{3I\psi} \cdot \dot{\psi}(t) \end{aligned}$$

با فرض استقلال هر یک از کانال‌ها و اثرگذاری کم کوپلینگ هر کانال بر کانال‌های دیگر، محاسبه هر یک از بهره‌های کنترلی را تنها تابعی از حالت‌های همان کانال در نظر گرفته شده است. بنابراین، هدف استخراج هر یک از ضرایب توابع رابطه بالاست.

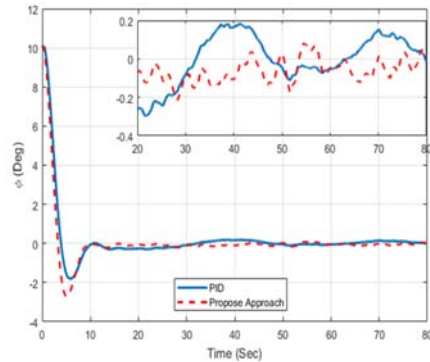
**گام چهارم:** با بانک داده‌های ذخیره شده در گام دوم و با استفاده از روش خوراندن منحنی، ارتباط خطی بین ضرایب کنترلی و حالت‌های سیستم به دست می‌آید. که با توجه به این رابطه می‌توان ضرایب را در رابطه (۲۱) مستقر نمود.

**گام پنجم:** توابع استخراج شده بر روی سیستم غیرخطی پیاده‌سازی می‌شود.

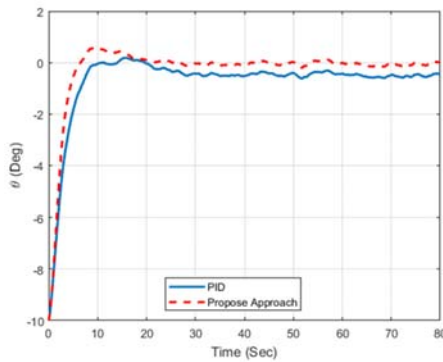
## نتایج شبیه‌سازی

در این بخش برای پیاده‌سازی گام‌های اول تا چهارم که باید از شبیه‌سازی استخراج شود، از نرم‌افزار MATLAB/SIMULINK با زمان اجرای ۲۰ ثانیه انجام شده است. مشخصات پلتفرم شبیه‌سازی زیرسیستم تعیین و کنترل وضعیت در جدول ۱ آورده شده است.

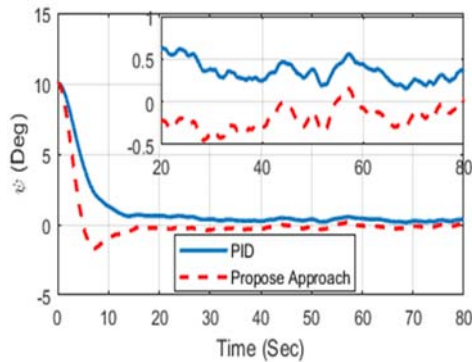
جدول ۱- پارامترهای استفاده شده در شبیه‌سازی



شکل ۴-مقایسه تغییرات زوایه رول در تست آزمایشگاهی با روش پیشنهادی و کنترل PID



شکل ۵-مقایسه تغییرات زوایه پیچ در تست آزمایشگاهی با روش پیشنهادی و کنترل PID



شکل ۶-مقایسه تغییرات زوایه یابو در تست آزمایشگاهی با روش پیشنهادی و کنترل PID

همان‌طور که مشاهده می‌شود، روش پیشنهادی خطای حالت ماندگار کمتری دارد در حالی که فراجاهش بیشتری نسبت به روش PID از خود بروز می‌دهد. البته این رفتار تا حدودی طبیعی است زیرا در تابع معیار بهینگی که تابع تنظیم ضرایب از آن استخراج می‌شود، هدف حداقل کردن خطا بوده است و نه کاهش فراجاهش. واضح است

این نمودار به ازای ورودی‌های مختلف و شرایط اولیه متفاوت در هر تست بدست می‌آید. براساس نتایج حاصل از شبیه‌سازی و بانک داده‌ها، تابع تنظیم برخط ضرایب به صورت زیر استخراج شده‌است:

$$\begin{aligned} K_{p\phi} &= 4.07 + 0.023 \cdot \phi(t) + 0.13 \cdot \dot{\phi}(t) \\ K_{d\phi} &= 5.08 + 0.04 \cdot \phi(t) + 0.09 \cdot \dot{\phi}(t) \\ K_{I\phi} &= 0.17 + 0.0134 \cdot \phi(t) - 0.023 \cdot \dot{\phi}(t) \\ K_{p\theta} &= 3.32 + 0.12 \cdot \theta(t) + 0.074 \cdot \dot{\theta}(t) \\ K_{d\theta} &= 4.22 + 0.4 \cdot \theta(t) - 0.2 \cdot \dot{\theta}(t) \\ K_{I\theta} &= 0.1 - 0.01 \cdot \theta(t) - 0.022 \cdot \dot{\theta}(t) \\ K_{p\psi} &= 1.83 - 0.03 \cdot \psi(t) + 0.03 \cdot \dot{\psi}(t) \\ K_{d\psi} &= 2.8 - 0.0314 \cdot \psi(t) + 0.158 \cdot \dot{\psi}(t) \\ K_{I\psi} &= 0.05 + 0.01 \cdot \psi(t) - 0.037 \cdot \dot{\psi}(t) \end{aligned} \quad (22)$$

در ادامه تابع تنظیم را با کنترل‌کننده PID در محیط برنامه پلتفرم شبیه‌ساز (LabView) پیاده‌سازی کرده که برخی از نتایج آن در ادامه آورده می‌شود.

### نتایج تست آزمایشگاهی

هدف از این بخش، ارزیابی نتایج کنترل‌کننده و تابع تنظیم بهره‌های استخراج شده است. این ارزیابی با مقایسه با روش کنترل PID با ضرایب ثابت مقایسه شده‌است. شرایط اولیه در تست آزمایشگاهی به صورت زیر در نظر گرفته شده است و نتایج به دست آمده در شکل‌های بعد نشان داده شده است.

$$\begin{aligned} [\phi \quad \theta \quad \psi] &= [10 \quad -10 \quad 10] \text{ deg} \\ \omega &= [1 \quad 1 \quad 0]^T \end{aligned} \quad (23)$$

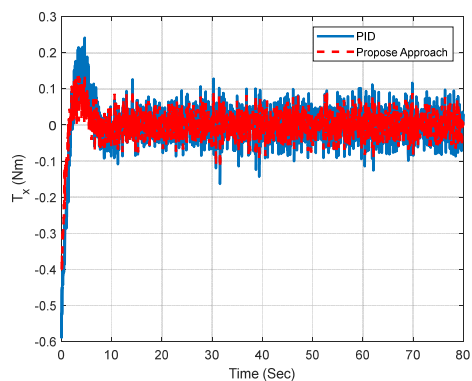
ضرایب کنترلر PID کلاسیک به صورت بهینه در جدول ۳ ارائه و استفاده شده است. تنظیم ضرایب بهره کنترلر PID کلاسیک، مشابه با روند بیان شده با استفاده از GA انجام پذیرفته است.

جدول ۳- مقادیر بهره ثابت PID کلاسیک (بهینه).

$K_{p\phi}$	$K_{d\phi}$	$K_{I\phi}$
2.625	4.14	0
$K_{p\theta}$	$K_{d\theta}$	$K_{I\theta}$
3.812	12.38	0
$K_{p\psi}$	$K_{d\psi}$	$K_{I\psi}$
2.2378	10.124	0

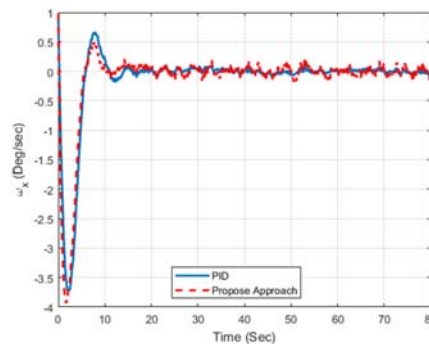
در شکل ۴، ۵ و ۶ تغییرات زوایه حول محور  $x$ ،  $y$  و  $z$  با اعمال روش پیشنهادی و کنترل PID مرسوم مشاهده می‌شود.



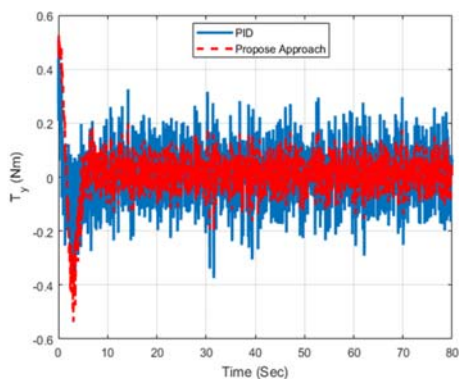


شکل ۱۰- گشتاور تولیدی حول محور  $x$  در تست آزمایشگاهی با روش پیشنهادی و کنترل  $PID$ .

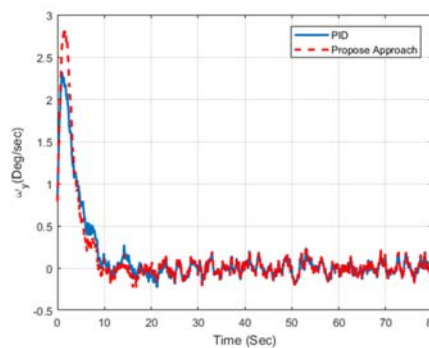
که معیارها مختلف را می‌توان برای روش پیشنهاد شده تعریف و استفاده نمود و در این خصوص محدودیتی وجود ندارد سرعت زاویه‌ایی بدنی در شکل ۷ الی شکل ۹ ارایه شده‌است.



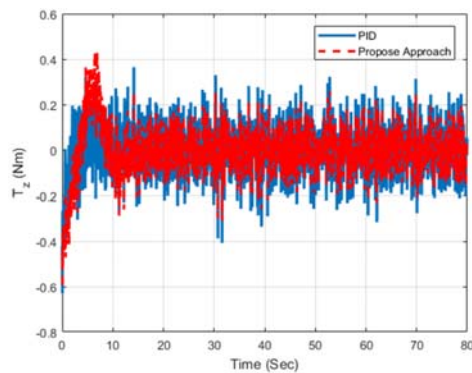
شکل ۷- تغییرات  $\omega_x$  در تست آزمایشگاهی با روش پیشنهادی و کنترل  $PID$ .



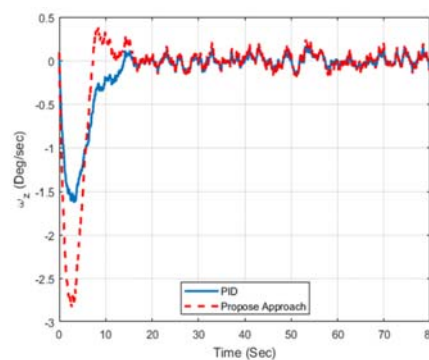
شکل ۱۱- گشتاور تولیدی حول محور  $y$  در تست آزمایشگاهی با روش پیشنهادی و کنترل  $PID$ .



شکل ۸- تغییرات  $\omega_y$  در تست آزمایشگاهی با روش پیشنهادی و کنترل  $PID$ .



شکل ۱۲- گشتاور تولیدی حول محور  $z$  در تست آزمایشگاهی با روش پیشنهادی و کنترل  $PID$ .



شکل ۹- تغییرات  $\omega_z$  در تست آزمایشگاهی با روش پیشنهادی و کنترل  $PID$ .

همان‌طور که نمودارهای گشتاور محاسباتی نشان می‌دهند، ضمن رعایت قید حداکثر گشتاور که هر چرخ می‌تواند تولید کند، می‌توان گفت که به‌صورت کلی گشتاور محاسباتی در روش پیشنهادی دارای مقادیر کمتری در مقایسه با روش کلاسیک است.

در ادامه در شکل‌های ۱۰، ۱۱ و ۱۲ نمودارهای گشتاورهای کنترلی حاصل از محاسبات در سه راستای  $x$ ،  $y$  و  $z$  جهت بررسی و مقایسه آورده شده‌است.

می‌دهد خطا در روش پیشنهادی نسبت به کنترلر PID کلاسیک با ضرایب ثابت در حدود ۳۰٪ بهبود یافته است.

برای کارهای آینده استفاده از توابع درجه بالاتر برای تابع تنظیم بهره و همچنین وارد کردن ترم‌های جدید به تابع معیار پیشنهاد می‌گردد.

## تعارض منافع

"هیچ‌گونه تعارض منافع توسط نویسندگان بیان نشده است."

## مراجع

- [1]. J. He ,and et al. "Satellite Control and Data Processing Unit Software Design Based on Multi-Core Processor" in *2020 Internatinal Conference on Sensing, Measurment & Data Analytics in era of Artificial Intelligence*, pp. 352-356, IEEE, 2020.
- [2]. W.Yang, J.Wang, S.Li , and L.Wang , "Attitude Fault Tolerant Control for Satellite Under Actuator Fault and Inertial Sensor Fault, " , In *39th Chinese Control Conference,(CCC)*, pp. 3439-3443, IEEE, 2020.
- [3]. A.Rahimi , K.D. Kumar and H.Alighanbari , "Fault Isolation of Reaction Wheels for Satellite Attitude Control, " *IEEE Transactions On Aerospace And Electronic Systems* Vol. 56, No. 1, pp. 610-629, 2020.
- [4]. T.H Kwan , and et al, " An air Bbearing table for satellite attitude control simulation", in *2015 IEEE 10th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pp. 1420-1425, IEEE, 2015.
- [5]. R.F. Costa1, O. Saotome, E. Rafkova, " Simulation and validation of satellite attitude control algorithms in a spherical air bearing", *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, vol. 30, pp. 716–727, 2019.
- [6]. I. Ofodile, A. Slavinskis, H.Ehrpais, and G.K. Anbarjafari , "Stabilised LQR Control and Optimised Spin Rtate Control for Nanosatellites, " in *2019 9th International Conference on Recent Advances in Space Technologies,(RAST)* pp. 715-722,IEEE, 2019.
- [7]. H.Taei, M. and et al. "Optimal Control of a Tri-Axial Spacecraft Simulator Test Bed Actuated by Reaction Wheels", *Journal of Space Science and Technology*, Vol. 8, No. 25, pp. 35-45, 2016 (in Persian).
- [8]. A. Aydogan, O. Hasturk, "Adaptive LQR stabilization control of reaction wheel for satellite systems", in *14th International Conference on Control, Automation, Robotics & Vision,(ICARC)*, pp. 1-6, Phuket, Thailand, IEEE, 2016.

یکی از معیارهای بسیار متداول در مقایسه و ارزیابی بین روش‌های مختلف کنترلی، استفاده از معیار انتگرال قدر مطلق خطا است. این معیار به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$IAE_{x,y,z} = \int |e_{\phi,\theta,\psi}| dt \quad (24)$$

با توجه به این معیار، انتگرال قدر مطلق خطا حول سه محور  $x$ ،  $y$  و  $z$  برای دو روش در جدول ۴ خلاصه شده است.

جدول ۴- مقادیر معیار محاسبه خطا.

روش	$E_x$	$E_y$	$E_z$
رویکرد پیشنهادی	۳۳/۵۱	۳۰/۸۳	۵۴/۹۳
PID با ضرایب ثابت	۴۷/۴	۵۷/۹۶	۷۸/۷۹
درصد بهبود	٪۲۹	٪۴۷	۳۰٪

همان‌طور که پیش‌بینی می‌شد، معیار خطا حول هر سه محور در روش پیشنهادی بهتر و مطلوب‌تر از روش PID با ضرایب ثابت است.

## نتیجه‌گیری

در این مقاله برای محاسبه برخط ضرایب کنترلی برای کنترل وضعیت یک پلنفرم شبیه‌ساز ماهواره با استفاده از چرخ‌های عکس‌العملی، روشی جدید ارائه شده است. کنترل‌کننده پیشنهاد شده یک کنترلر غیرخطی است که ضرایب کنترلی آن در هر لحظه براساس حالت‌های سیستم به‌روز رسانی می‌شود. برای این منظور، نیازمند تعدادی داده شامل شرایط ابتدایی و انتهایی، مقادیر بهره‌های کنترلی و در نهایت مقدار تابع هزینه (خطا) است. براساس این داده‌ها، یک شبه مدل (meta-model) از سیستم استخراج شده و با استفاده از بهینه‌ساز GA، مقادیر بهینه بهره‌های کنترلی استخراج می‌گردد. طبیعی است که هرچه تعداد داده‌ها (آزمایش‌ها) بیشتر باشد شبه مدل استخراج شده دقیق‌تر و بهره‌های کنترلی استخراج شده نیز دقیق‌تر است. بر این اساس، برخلاف روش‌هایی که به بهینه‌سازی بهره‌های کنترلی برای یک شرایط مرزی خاص می‌پردازند، در روش پیشنهادی از یک دسته شرایط مرزی استفاده می‌شود. این فرآیند (مشابه با یادگیری در شبکه عصبی) درون ماهواره نیز امکان پیاده‌سازی را دارد و لذا می‌تواند قابلیت پیاده‌سازی Onboard داشته باشد. استفاده از واژه "برخط" یا Online مربوط به بعد از انجام این فرآیند است که پیاده‌سازی کنترلر غیرخطی پیشنهادی درگیر هیچ مسئله با شرایط مرزی دوگانه (TPBVP) نمی‌شود. سپس این رویکرد جدید در محیط آزمایشگاهی بر روی پلنفرم اجرا گردید و نتایج شبیه‌سازی عملکرد مناسب روش پیشنهادی را نشان داد. نتایج تست آزمایشگاهی نشان

- Journal of the Franklin Institute*, Vol. 349, No. 2, pp. 456-475, 2012.
- [16]. M. Navabi. and N. Safari Hashkavaei, "Nonlinear Attitude Control of Satellite Using Optimal Adaptive and Fuzzy Control Methods," in *2020 8<sup>th</sup> Iranian Joint Congress on Fuzzy Control Intelligent Systems*, (CFIS) pp 51-55, IEEE, 2020.
- [17]. A.H. Tavakoli, A. Kalhor, and S.M.M Dehghan, "Implementation of Three Axis Attitude Controllers for Evaluation of a Micro-gravity Satellite Simulator," *Space Science and Technology (JSST)*, Vol 5, No. 2, pp. 59-68, 2012 (in persian)
- [18]. P. Razzaghi, E. Alkhatib, K.S Alluhydan , and Y. Hurmuzlu. "H<sub>2</sub>-H<sub>∞</sub> Model Reference Adaptive Control of Tethered Satellite System," in *2020 IEEE Aerospace Conference*, pp. 1-8, 2020.
- [19]. H. Arefkhani, S.H. Sadati and M. Shahravi, " Satellite Attitude Control Using a Novel Constrained Magnetic Linear Quadratic Regulator", *Journal of Control Engineering Practice*, Vol. 101, pp. 1-11, 2020.
- [20]. Y. Liu, J. Zhou, H. Chen and x. Mu, "Experimental Research for Flexible Satellite Dynamic Simulation on Three-Axis Air-Bearing Table", *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering*. Vol. 227, No. 2, pp. 369-380, 2013.
- [21]. H. Arefkhani, M. Mehdi Abadi and M. Dehghan, " Stabilization of satellite rotation by magnetic actuators and its laboratory implementation by simulator based on air bearing ", *Space Science and Technology(JSST)*, Vol 9, No. 2, pp. 25-34, 2016 (in Persian)
- [9]. A.R. Kosari, M. Peyrovani, M. Fakoor. and H.Nejat, "Design of LQG/LTR Controller for Attitude Control of Geostationary Satellite Using Reaction Wheels, " *Modarres Mechanical Engineering*, Vol. 13, No. 14, pp. 210-219, 2014.(in Persian).
- [10]. M. Navabi. and R. Hosseini, "Spacecraft Quaternion Based Attitude Input-Output Feedback Linearization Control Using Reaction Wheels", in *8<sup>th</sup> International Conference on Recent Advances In Space Technologies (RAST)*, pp. 97-103, Turkey, IEEE, 2016.
- [11]. M. Malekzadeh, M. Sabouhi, ang M. Rezayati , " Designing Nonlinear Robust Controller for Spacecraft Attitude Control Subsystem Simulator", *Journal of Mechanical Engineering*, vol. 48, no. 2, pp. 329-338, 2019 (in Persian).
- [12]. Z. Song, H. Li. and K. Sun, " Finite-Time Control for Nonlinear Spacecraft Attitude Based on Terminal Sliding Mode Technique", *ISA Transactions*, Vol. 53, No. 1, pp.117–124, 2014.
- [13]. L. Zhao, and Y. Jia , " Finite-Time Attitude Tracking Control for a Rigid Spacecraft Using Time-Varying Terminal Sliding Mode Techniques" *International Journal of Control*, Vol. 88, No.6, pp. 1150-1162, 2014.
- [14]. P.M. Tiwari, S. Janardhanan . and M.Nabi, "Rigid Spacecraft Attitude Control Using Adaptive Integral Second Order Sliding Mode", *Aerospace Science and Technology*, Vol. 48, pp. 50-57, 2015. DOI10.1016/j.ast.2014.11.017
- [15]. C.Pukdeboon, and A.S. Zinober, "Control Lyapunov Function Optimal Sliding Mode Controllers for Attitude Tracking of Spacecraft",

#### COPYRIGHTS

