مکانیک سازه‌ها و شاره‌ها/ سال ۱۳۹۵/ دوره ۶/ شماره ۲/ صفحه ۱۷-۲۷

مجله علمی پژوهشی مکانیک سازه‌ها و شاره‌ها

دانشگاه صنعتی شاهرود

طراحی کنترلر تطبیقی L1 یک سامانه فضایی با احتساب اثر انعطاف پذیری

عبدالمجید خوشنود[۱،*]، ایوب شیبانی[۲]، جعفر روشنی یان[۳] و هومان مرادی‌مریم‌نگاری[۲]

[۱] استادیار، دانشکده هوافضا، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

[۲] کارشناس ارشد، دانشکده هوافضا، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

[۳] استاد، دانشکده هوافضا، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

تاریخ دریافت: ۱۳۹۴/۱۰/۱۲؛ تاریخ بازنگری: ۱۳۹۴/۱۲/۲۲؛ تاریخ پذیرش: ۱۳۹۵/۰۴/۱۲

چکیده

یکی از مهمترین چالش‌های موجود در طراحی کنترلر وسایل پرنده تغییر شدید پارامترها به دلیل شرایط مختلف پروازی، تغییر در ضرایب آیرودینامیکی و خواص جرمی در هنگام پرواز می‌باشد. مشکل کنترل این وسایل بعلت طول بلند و بدنه نازک افزایش یافته و نیروهای اغتشاشی و نیروهای تولید شده توسط حرکت سطوح کنترلی باعث بروز خواص آیروالاستیک در این وسایل میگردد. اثر رفتار الاستیک بصورت ارتعاشات و ایجاد خطا در سنسورهای اندازه‌گیری وسیله پرنده ظاهر می‌شود و به دلیل اثرات متقابل هر یک از اجزا بر یکدیگر، آثار نامطلوبی بر سیستم کنترلی خواهد گذاشت. در این مقاله، با اعمال شرایط پروازی مختلف، عملکرد کنترل تطبیقی **L1** بر روی یک ماهواره بر انعطاف پذیر مورد بررسی قرار گرفته است. نتایج نشان میدهد کنترلر تطبیقی **L1** با تضمین پایداری و مقاوم بودن سیستم اثرات نامطلوب مودهای ارتعاش خمشی را در مدت زمان قابل قبول کنترل خواهد نمود و با وجود عدم قطعیت‌های دینامیکی از قبیل شکست‌های سازه‌ای ناخواسته، اغتشاشات و نامعینی‌های متغیر با زمان و تأخیر زمانی در عملگرها، عملکرد بسیار مطلوبی خواهد داشت.

کلمات کلیدی: کنترل تطبیقی L1؛ سامانه فضایی انعطاف‌پذیر؛ کنترل ارتعاشات؛ انعطاف‌پذیری.

L1 Adaptive Controller Design of a Space System Considering Flexibility Effect

A.M. Khoshnood[1,*], A. Sheibani[2], J. Roshanian[3], H. Moradi-Maryamnegari[2]

[1] Assistant Professor, K.N. Toosi University, Department of Aerospace Engineering

[2] MSc, K.N. Toosi University, Department of Aerospace Engineering

[3] Professor, K.N. Toosi University, Department of Aerospace Engineering

Abstract

One of the main challenges in the design of the flexible flying vehicle controller is large parametric variation in flight. Problems to control the vehicles arise due to long and slender body and disturbance forces and forces generated by moving control surfaces causing the properties aeroelastic in these vehicles. The effect of flying vehicle's elastic behavior appears as vibration and error creation in measurement sensors and due to the interaction of each components on the other, it will have undesired effects on control system. In this paper, taking into account the different conditions of flight, L1 adaptive control performance has been studied. The results show that L1 adaptive controller with guaranteed stability and robustness can satisfactory be controlled undesirable effects of low-frequency modes of structural in a short time and in the presence of dynamic uncertainties, such as unexpected structural failures, time-varying disturbances and uncertainties and time delay in actuators the designed controller have very desirable performance.

Keywords: L1 Adaptive Control; Flexible Space Vehicle; Vibration Control; Flexibility.

* نویسنده مسئول؛ تلفن: ۰۲۱۷۳۰۶۴۲۱۵؛ فکس: ۰۲۱۷۷۷۹۱۰۴۵

آدرس پست الکترونیک: khoshnood@kntu.ac.ir

۱- مقدمه

پیشرفت تکنولوژی در طراحی و ساخت وسایل پرنده، سبب بوجود آمدن سازه‌هایی با طول بلند، وزن کم و نیروی پیشران زیاد شده است. نیروهای اغتشاشی جوی و سایر نیروهای اعمالی بر سازه باعث ایجاد انعطاف‌پذیری این وسایل می‌گردد. از آنجایی که این سازه‌ها عموما دارای میرایی بسیار ضعیفی می‌باشند، مودهای ارتعاشات خمشی تأثیر بسزایی بر روی حسگرهای اندازه‌گیری خواهد داشت.

در ماهواره‌برها به دلیل افزایش نسبت طول به قطر، بالا بودن نیروی پیشران و اینرسی بزرگ، اثرات ارتعاش سازه‌ای و تقابل آن با نیروهای آیرودینامیکی نقش مهمی در رفتار دینامیکی ماهواره‌بر ایجاد می‌کند. یکی از مهمترین مشکلات در ساخت ماهواره‌برهای سرنشین‌دار، سیستم کنترل پرواز صعود می‌باشد. سیستم کنترل پرواز صعود باید به طور دقیق فرامین هدایت مسیر برای رساندن محموله به مدار هدف را ردگیری کند [۱- ۳]. بروز خاصیت انعطاف‌پذیری، با گذشت زمان سبب پدیده خود تحریکی و ناپایداری در سیستم کنترلی می‌گردد.

کاربرد روش‌های مختلف کنترل نشان داد که روش‌های کلاسیک توسط نامعینی‌ها و عوامل غیرخطی محدود می‌گردند و در بسیاری از سیستم‌ها عملکرد کنترل‌کننده در ناحیه محدود و معینی مورد قبول می‌باشد، اما هنگامی که حوزه عملکرد سیستم در ناحیه وسیع‌تری قرار داشته باشد، کنترل‌کننده رفتار مطلوبی از خود نشان نمی‌دهد [۱ و ۴]. با توجه به اینکه رفتار غیرخطی سیستم در این نواحی توسط کنترل‌کننده جبران نمی‌شود، امکان ناپایداری سیستم زیاد است. طراحی کنترل مقاوم اثرات نامعینی‌ها و عوامل غیرخطی را به ازای کاهش عملکرد مطلوب سیستم کاهش می‌دهد. کنترل تطبیقی امکان دستیابی به عملکرد بهتر نسبت به سایر روش‌های کنترلی با وجود دینامیک‌های انعطاف‌پذیر نامعین را فراهم می‌آورد [۴ و ۵]. کاربردهای مختلف کنترل تطبیقی در ابتدا نشان داد که افزایش بهره تطبیق منجر به بهبود ردگیری حالت گذرای خروجی سیستم می‌شود؛ اما سیگنال کنترلی با نوسانات فرکانس بالا مواجه می‌شود و نوسانات فرکانس بالا در سیگنال کنترل نیز موجب محدودیت در نرخ تطبیق می‌گردد. در واقع مشخصه‌های عملکرد گذرای ضعیف حلقه‌بسته، محدودیت تضمین عملکرد مناسب با وجود مقاوم بودن سیستم و عدم وجود یک مرجع مناسب طراحی جهت مصالحه بین تطبیق، از مهمترین معایب کنترل تطبیقی شمرده می‌شد [۶]. در سال ۲۰۰۸ جهت برطرف نمودن مشکلات مطرح شده برای کنترل تطبیقی یک روش تطبیقی جدید توسط هواکیمیان و کائو ارائه گردید.

کنترل تطبیقی L1 امکان تطبیق سریع همراه با عملکرد گذرای مطلوب برای سیگنال‌های ورودی و خروجی با استفاده از یک فیلتر پایین‌گذر در حلقه فیدبک را تضمین می‌کند و لذا می‌توان با این روش اثرات نامطلوب مودهای سازه‌ای فرکانس پایین را کنترل نمود. مشخصه اصلی این روش کنترلی، تضمین مقاوم بودن سیستم با وجود تطبیق سریع می‌باشد که سبب وجود کران‌های عملکردی یکنواخت در حالت گذرا و دائم می‌شود [۶]. این خواص با استفاده از فرموله‌سازی مناسب هدف کنترلی با علم به اینکه عدم-قطعیت‌ها در حلقه فیدبک نمی‌تواند خارج از پهنای باند سیستم کنترل جبران گردد؛ بدست می‌آید.

در این ساختار سرعت تطبیق فقط توسط سخت افزارها[1] محدود می‌گردد. چون این تئوری نوعی تضمین برای حد تأخیر زمانی ایجاد می‌کند و پاسخ سیستم حلقه بسته را پیش‌بینی می‌نماید به شبیه‌سازی‌های مونت کارلو کمتری برای تحقیق مقاوم بودن سیستم نیاز است. این ضمانت روی حد تأخیر زمانی، به ساختار خاص سیستم مطرح شده همچنین نوع فیلتر مورد استفاده بستگی دارد [۷].

ساختار کنترلر تطبیقی L1 تضمین می‌کند که ورودی و خروجی یک سیستم خطی دارای عدم قطعیت، ورودی و خروجی یک سیستم خطی مطلوب را در طول مرحله گذرا ردگیری می‌نماید و علاوه بر آن ردگیری مجانبی نیز صورت می‌گیرد. این مشخصات ابتدا توسط اعمال یک کنترل تطبیقی مدل مرجع معادل انجام می‌پذیرد که تفاوت عمده آن با کنترل تطبیقی مدل مرجع معمول در تعریف سیگنال خطا برای قوانین تطبیق می‌باشد. این ساختار جدید، که کنترلر تطبیقی مدل همراه نامیده میشود، این امکان را فراهم میکند که یک فیلتر پایین‌گذر بر حلقه فیدبک اعمال گردد تا پاسخ گذرای مطلوب سیستم با افزایش بهره تطبیق میسر گردد. جهت اثبات پایداری مجانبی لازم است بهره L1

[1] CPU

سیستم، شامل فیلتر و مدل مرجع، از یک ضریب مشخص کمتر باشد [۸ و ۹]. این ضریب معکوس کران بالای نرم پارامتر نامعین سیستم خواهد بود.

اگر چه روش کنترل تطبیقی ال وان روشی جدید محسوب شده و به سال ۲۰۰۸ برمی گردد، در یک نمونه روی سیستم حامل انعطاف پذیر تاکنون پیاده شده است [۱]. این مقاله در واقع ادامه کار همان مقاله می باشد که در آن دو موضوع تاخیر و خرابی بالک به سیستم اضافه شده و مجددا طراحی بررسی شده است. در واقع کنترل تطبیقی مقاوم ال وان برای یک حامل انعطاف پذیر با حضور خرابی یک بالک و تاخیر زمانی طراحی شده است. همچنین در مدل فوق انعطاف پذیری به عنوان یک نامعینی کلی مدل شده در حالی که در مقاله حاضر، انعطاف پذیری خمشی در کانال های مختلف به طور دقیق مدل شده است.

روشن است که یکی از منابع اصلی ارتعاشات و تشدید در سیستم حامل تداخل فرکانسی بین عملگر سیستم و مودهای خمشی می باشد. لذا یکی از وظایف اصلی کنترل کننده حذف تشدید می باشد.

در این مقاله علاوه با در نظر گرفتن اغتشاشات، نامعینی‌های پارامتری ثابت و نامعینی‌های متغیر با زمان، طراحی کنترلر L1 انجام می‌شود سپس با وجود اثرات شکست‌ها و تأخیر زمانی بر روی سیستم کنترلی مورد نظر، عملکرد کنترلر تطبیقی L1 مورد ارزیابی قرار می‌گیرد.

این مقاله شامل شش بخش است که در بخش اول کلیاتی از روش کنترل تطبیقی L1 ارائه گردید. در بخش دوم مدل ریاضی ماهواره‌بر و مدل کانال پیچ با در نظر گرفتن اثر ارتعاشات خمشی بررسی می‌شود. در بخش‌های سوم و چهارم ساختارهای مختلف کنترل تطبیقی L1 مورد بررسی قرار گرفته است و در بخش پنجم نتایج شبیه‌سازی‌های مختلف دو کنترلر PID و L1 و مقایسه آن‌ها با یکدیگر نشان داده شده و بخش آخر شامل نتیجه‌گیری می‌باشد.

۲- مدل ریاضی کانال پیچ

در این قسمت از مقاله معادلات حرکت ماهواره‌بر صلب در حالت خطی ارائه شده است. معادلات حرکت غیرخطی و نحوه‌ی خطی‌سازی آن بطور کامل در مرجع [۱۰] آمده است. معادلات حرکت ماهواره‌بر صلب به صورت زیر می‌باشد:

$$
\begin{aligned}
\dot{\alpha} &= \left(\frac{1}{2m_s}\rho U_0 S(C_{z\alpha}-C_{x0})-\frac{T}{m_s U_0}\right)\alpha + \\
&\quad \left(\frac{1}{4m_s}\rho SDC_{zq}+1\right)q-\frac{C_T}{m_s U_0}(\delta_2+\delta_4)\\
\dot{\beta} &= \left(\frac{1}{2m_s}\rho U_0 S\left(C_{y\beta}-C_{x0}\right)-\frac{T}{m_s U_0}\right)\beta \ + \\
&\quad \left(\frac{1}{4m_s}\rho SDC_{yr}-1\right)q-\frac{C_T}{m_s U_0}(\delta_1+\delta_3)\\
\dot{p} &= +\frac{C_T.dy}{I_x}(\delta_1-\delta_2-\delta_3+\delta_4)+ \\
&\quad \left(\frac{1}{4I_x}\rho U_0 SD^2 C_{lp}\right)p\\
\dot{q} &= \\
&\left(\frac{1}{2I_y}\rho {U_0}^2 S x_{ac} C_{z\alpha}\right)\alpha + \\
&\quad \left(\frac{1}{4I_y}\rho U_0 SD^2 C_{mq}\right)q-\frac{C_T.d_x}{I_y}(\delta_2+\delta_4)\\
\dot{r} &= \\
&-\left(\frac{1}{2I_y}\rho {U_0}^2 S x_{ac} C_{y\beta}\right)\beta + \\
&\quad \left(\frac{1}{4I_y}\rho U_0 SD^2 C_{nr}\right)q-\frac{C_T.d_x}{I_y}(\delta_1+\delta_3)
\end{aligned}
\qquad (۱)
$$

از معادله‌ی (۱) تابع تبدیل بین سرعت زاویه‌ای پیچ و جابجایی سطوح کنترلی پیچ به فرم رابطه‌ی (۲) استخراج می‌گردد که جزئیات آن در مراجع [۱۱ و ۱۲] بیان شده است. این رابطه با فرض متقارن بودن ماهواره‌بر به‌دست آمده است. به عبارت دیگر جابجایی سطوح کنترلی در کانال پیچ یکسان در نظر گرفته شده است ($\delta_2=\delta_4$).

$$\frac{\mathrm{q}}{\delta_2}=\frac{a_1 s+a_2}{s^2+a_3 s+a_4} \qquad (۲)$$

در رابطه‌ی فوق a_i ضرایب آیرودینامیکی است که از رابطه‌ی (۱) استخراج شده است. با استفاده از دینامیک تحلیلی و فرض تیر اویلر - برنولی می‌توان مدل ریاضی سازه وسیله را با وجود ارتعاشات خمشی به‌دست آورد. از مدل دینامیکی جسم صلب در رابطه‌ی (۱) و دینامیک ارتعاشات خمشی، تابع تبدیل کانال پیچ با احتساب مودهای خمشی بدست می‌آید:

$$\frac{q}{\delta_2}=\frac{a_1 s+a_2}{s^2+a_3 s+a_4}-\frac{\left(K_j f_j \psi_j\right)s}{\mathrm{s}^2+2\varsigma_\mathrm{j}\omega_\mathrm{j}+\omega_\mathrm{j}^2} \qquad (۳)$$

۳- سیستم با پارامترهای ثابت نامعلوم

سیستم زیر را در نظر بگیرید:

$$\begin{cases}\dot{x}(t)=A_m x(t)+b(u(t)-\theta^T x(t)) & x(t)=x_0\\ y(t)=c^T x(t)\end{cases} \qquad (۴)$$

که در آن $x(t)\in R^n$ بردار حالت سیستم، $\mathrm{u(t)}\in \mathrm{R}$ سیگنال کنترل، $\mathrm{b,c}\in \mathrm{R^n}$ بردارهای ثابت معلوم، $\mathrm{A_m}$ ماتریس معلوم $\mathrm{n\times n}$ (بطوریکه که $(\mathrm{A_m,b})$ کنترل پذیر

باشد)، $\theta \in R^n$ بردار پارامترهای نامعلوم متعلق به مجموعه محدود $\vartheta \subset R^n$ و $y(t) \in R$ خروجی تنظیم شده می باشد. توانایی تطبیق سریع، عملکرد گذرای مطلوب سیگنال‌های ورودی و خروجی را تضمین می‌کند و استفاده از فیلتر پایین-گذر در حلقه پسخور موجب تضعیف مؤلفه‌های فرکانس بالا در سیگنال کنترلی می‌گردد. بنابراین هدف طراحی کنترلر تطبیقی فرکانس پایینی است تا اطمینان حاصل گردد که سیگنال مرجع $r(t)$، در عین حال که همه سیگنال‌های خطا محدود باقی می‌مانند، ردگیری شود [۱۱].

۴- ساختار کنترلر تطبیقی L1

پیش‌بین وضعیت: ساختار زیر را به عنوان پیش‌بین وضعیت در نظر می‌گیریم:

$$\dot{\hat{x}}(t) = A_m\,\hat{x}(t) + b\big(u(t) - \hat{\theta}^T x\big) \quad \hat{x}(t) = x_0 \qquad (۵)$$
$$\hat{y}(t) = c^T \hat{x}(t)$$

قانون تطبیق: تخمین تطبیقی به صورت زیر می‌باشد:

$$\dot{\hat{\theta}}(t) = \Gamma Proj(\theta(t), x(t)\tilde{x}^T(t)Pb) \quad \hat{\theta}(0) = \hat{\theta}_0 \qquad (۶)$$

که در آن Proj عملگر تصویر بوده و رابطه آن در مرجع [۱۳] آمده است.

قانون کنترلی: سیگنال کنترلی توسط رابطه‌ی زیر ارائه می‌شود:

$$u(s) = C(s)(\theta^T x(s) + k_g r(s)) \qquad (۷)$$

که در آن k_g بهره طراحی و برابر با $k_g = -\frac{1}{c^T A_m^{-1} b}$، و $C(s)$ فیلتر پایین گذر با بهره پایین‌گذر یک می‌باشد. از تئوری بهره کوچک L_1، برای تضمین پایداری به شکل زیر استفاده می‌گردد:

$$\|G(s)\|_{L_1} L < 1 \qquad (۸)$$

که $L = \max_{\theta\in\Theta}\|\theta\|_{L_1}$ و $G(s) = H(s)(1 - C(s))$ و $H(s) = (sI - A_m)^{-1}b$ می‌باشد [۱۳].

۵- سیستم با اغتشاشات و بهره‌ی ورودی نامعلوم

سیستم زیر را در نظر بگیرید:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_m x(t) + b\big(\omega u(t) + \theta^T(t)x(t) + \sigma(t)\big) \\ y(t) = c^T x(t) \quad , \quad x(0) = x_0 \end{cases} \qquad (۹)$$

که $x \in R^n$ بردار وضعیت سیستم (قابل اندازه‌گیری)، $u \in R$ سیگنال کنترلی، $y \in R$ خروجی، $b, c \in R$ بردارهای ثابت معلوم، A_m ماتریس هرویتس $n \times n$ با (A_m, b) کنترل پذیر، $\omega \in R$ نامعلوم، $\theta(t) \in R^n$ بردار پارامترهای متغیر با زمان نامعلوم و $\sigma(t) \in R$ اغتشاشات متغیر با زمان می‌باشد. فرض می‌شود که

$$\theta(t) \in \vartheta\,, \quad |\sigma(t)| \le \Delta\,, \quad t \ge 0$$

که ϑ یک مجموعه معلوم و $\Delta \in R^+$ کران L_∞ (به صورت محافظه کارانه) $\sigma(t)$ باشد.

۶- کنترلر تطبیقی L1

دراین قسمت ساختار کنترل تطبیقی L1 با وجود نامعینی و اغتشاش مورد بررسی قرار می‌گیرد. در ادامه هر یک از اجزای تشکیل دهنده این ساختار کنترلی معرفی می‌شود.

پیش بین وضعیت: پیش بین وضعیت زیر را در نظر بگیرید:

$$\dot{\hat{x}}(t) = A_m\hat{x}(t) + b(\hat{\omega}u(t) + \hat{\theta}^T(t)x(t) + \hat{\sigma}(t))$$
$$\hat{y}(t) = c^T\hat{x}(t) \quad , \quad \hat{x}(0) = x_0 \qquad (۱۰)$$

که همان ساختار سیستم رابطه (۹) را دارا می‌باشد. تنها تفاوت آن جایگزینی پارامترهای نامعلوم $\theta(t)$، ω و اغتشاشات $\sigma(t)$ با تخمینات تطبیقی آنها یعنی $\hat{\theta}(t)$، $\hat{\omega}$ و $\hat{\sigma}(t)$ می‌باشد که توسط قوانین تطبیقی زیر استخراج می‌گردد.

قوانین تطبیق: تخمینات تطبیقی توسط روابط زیر محاسبه می‌گردد:

$$\dot{\hat{\theta}}(t) = \Gamma_\theta Proj\big(\hat{\theta}(t), -x(t)\tilde{x}^T(t)Pb\big)\,, \hat{\theta}(0) = \hat{\theta}_0$$
$$\dot{\hat{\sigma}}(t) = \Gamma_\sigma \mathrm{Proj}\big(\hat{\sigma}(t), -\tilde{x}^T(t)Pb\big)\,, \hat{\sigma}(0) = \hat{\sigma}_0$$
$$\dot{\hat{\omega}}(t) = \Gamma Proj(\hat{\omega}(t), -\tilde{x}^T(t)Pbu(t))\,, \hat{\omega}(0) = \hat{\omega}_0 \qquad (۱۱)$$

که $\tilde{x}(t) \triangleq \hat{x}(t) - x(t)$، $\Gamma \in R^+$ نرخ تطبیق و $P = P^T > 0$ حل معادله لیاپانوف جبری $A_m^T P + PA_m = -Q$ برای $Q = Q^T > 0$ دلخواه می‌باشد. در به‌کارگیری عملگر تصویر (Projection) از مجموعه Θ استفاده می‌کنیم و Δ_0 و Ω_0 را با Δ و $\Omega \triangleq [\omega_l, \omega_u]$ را به شکل زیر جایگزین می‌نماییم:

$$\Delta_0 < \Delta\,, \quad 0 < \omega_l < \omega_{l_0} < \omega_{u_0} < \omega_u \qquad (۱۲)$$

عملگر تصویر تضمین می‌کند که برای تمام $t \ge 0$ رابطه $\hat{\theta}(t) \in \theta$، $\hat{\omega}(t) \in \Omega$ و $|\hat{\sigma}(t)| \le \Delta$ برقرار می‌باشد.

قانون کنترل: سیگنال کنترلی به عنوان خروجی سیستم پسخور زیر ایجاد می‌شود:

$$u(s) = -kD(s)\left(\hat{\eta}(s) - k_g r(s)\right) \qquad (۱۳)$$

که $r(t)$ و $\hat{\eta}(s)$ تبدیل‌های لاپلاس $r(s)$ و $\hat{\eta}(t) \triangleq \hat{\omega}(t)u(t) + \hat{\theta}^T(t)x(t) + \hat{\sigma}(t)$ می‌باشند؛ $k_g \triangleq -1/(c^T A_m^{-1} b)$؛ و $k > 0$ و $D(s)$ بهره فیدبک و تابع تبدیل اکیداً سره‌ای هستند که جمله پایدار سره زیر را به وجود می‌آورند:

$$C(s) \triangleq \frac{\omega k D(s)}{1+\omega k D(s)} \qquad \forall \omega \in \Omega_0 \qquad (۱۴)$$

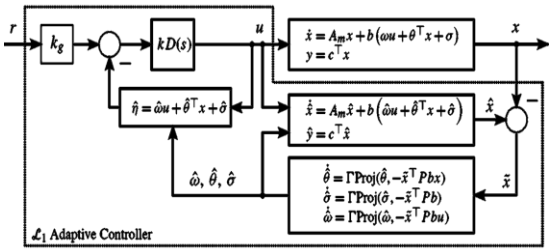
که بهره مستقیم $C(0) = 1$ می‌باشد. یک انتخاب ساده $D(s) = 1/s$ است که $C(s)$ اکیداً سره و مرتبه اول به‌دست می‌آید:

$$C(s) = \frac{\omega k}{s + \omega k} \qquad (۱۵)$$

کنترلر تطبیقی L1 که با معادلات (۱۰)، (۱۱) و (۱۳) تعریف شده است، باید در شرایط نرم L1 که در رابطه‌ی (۸) تعریف شده است صدق کند. ساختار کنترلر تطبیقی L1 با اجزای اصلی آن در شکل ۱ نشان داده شده است. اگر $\theta(t)$ ثابت باشد، شرط نرم L1 ساده می‌شود. با انتخاب خاص $D(s) = 1/s$ شرط نرم L1 به صورت زیر تغییر می‌یابد:

$$A_g \triangleq \begin{bmatrix} A_m + b\theta^T & b\omega \\ -k\theta^T & -k\omega \end{bmatrix} \qquad (۱۷)$$

که برای تمام $\theta \in \Theta$ و $\omega \in \Omega_0$ هرویتز می‌باشد. اثبات پایداری کنترل تطبیقی L1 در [۱۶، ۱۵] آمده است.



شکل ۱ - سیستم تطبیقی حلقه بسته [۱۲]

۷- شبیه‌سازی

رابطه زیر برای یک ماهواره‌بر در لحظه t=6.5s با توجه به زمان‌های پروازی مختلف به عنوان یک نقطه بحرانی بدست آمده است:

$$\frac{q}{\delta} = \frac{0.7875s + 0.1243}{s^2 + 0.1632s + 0.0009764} \qquad (۱۸)$$

سپس با انتخاب $A_m = \begin{bmatrix} -3.5 & -0.6 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ این عبارت حاصل می شود: $\theta = [-3.337 \quad -0.599]$ که متعلق به مجموعه $\vartheta_i \epsilon [-4 \;\; 4]$, $i = 1,2$ فرض می‌شود.

ابتدا الزام پایداری با استفاده از تئوری بهره‌ی کوچک L1 مورد بررسی قرار داده می شود. با فرض $C(s) = \frac{\omega_a}{s+\omega_a}$:

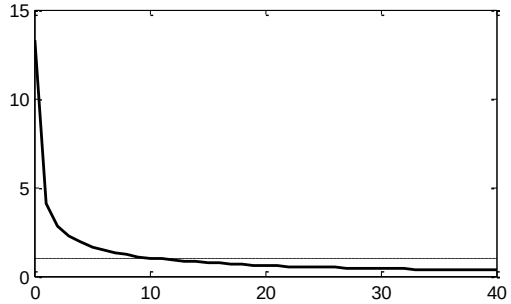
$$G(s) = \frac{s}{s + \omega_a} H(s)$$

$$H(s) = \begin{bmatrix} \frac{10s}{10s^2 + 35s + 6} \\ \frac{10}{10s^2 + 35s + 6} \end{bmatrix}$$

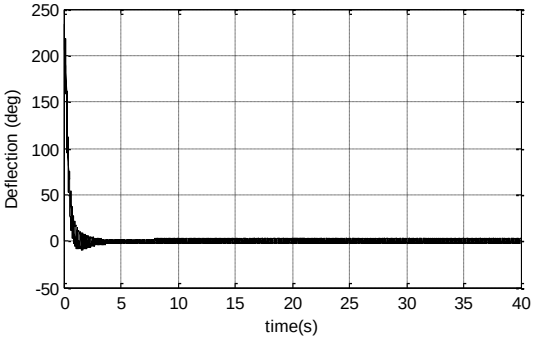
معیار پایداری L1 که در شکل ۲ نمایش داده شده است، ایجاب می کند که $\omega_a > 10$ باشد که برای این حالت $\omega_a = 13$ و $\Gamma = 70000$ قرار داده شده است.

سپس با اعمال ورودی پله واحد به سیستم کنترلی عملکرد آن مورد بررسی قرار داده می شود. همانطور که از شکل ۳ مشخص است سیستم کنترلی توانسته است به خوبی ردیابی را انجام داده و عملکرد مطلوب را از خود نشان دهد.

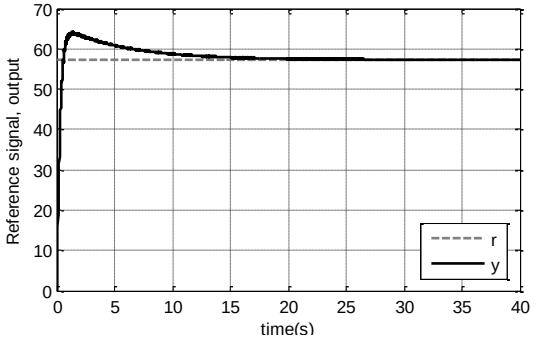
در سیستم‌های کنترل پروازی جدول‌بندی بهره یکی از پرکاربردترین روشهای مورد استفاده برای غلبه بر آثار غیرخطی سیستم است. در این سیستم‌ها نیروها و گشتاورهای آیرودینامیکی از مهمترین عوامل غیرخطی و تغییرات گسترده پارامترهای سیستم بوده و متغیرهایی نظیر سرعت، ارتفاع، فشار دینامیکی و زاویه حمله به عنوان متغیرهای جدول‌بندی به کار می‌روند. معمولاً از کنترل PI و PID جهت طراحی اتوپایلوت پیچ و یاو استفاده می‌شود. به همین در این مقاله از کنترل PID به عنوان کنترل مبنا استفاده شده است. در روش جدول‌بندی بهره، بهره‌های کنترلر بطور پیوسته با توجه به شرایطی پروازی مناسب تنظیم می‌شود تا موقعیت قطب‌های مطلوب سیستم کنترلی حلقه بسته حفظ گردد. مشکل این روش آن است که باید بازه معینی برای پارامترها و متغیرهای سیستم تعیین کرد و طراح نیز باید زمان بسیار زیادی را صرف طراحی کند.



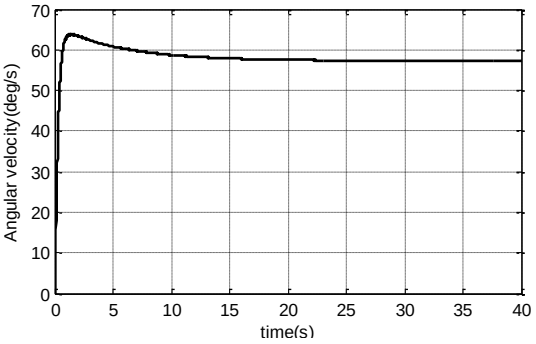
شکل ۲ - نمودار $\|G(s)\|_{L_1} L$ برحسب ω_a



الف) جابجایی سطوح کنترلی



ب) بررسی ردیابی سیستم کنترلی



ج) بررسی نرخ جابجایی سطوح کنترلی

شکل ۳ - عملکرد کنترل تطبیقی L1 با وجود پارامترهای ثابت نامعلوم

کنترل کننده PID با روش های بهینه سازی نرم افزار مطلب طراحی شده است. اما باید توجه داشت که در بهترین حالت طراحی نیز از انجا که مساله تشدید مود ارتعاش خمشی با عملگر مطرح است حتما در فرکانس رزونانس سیستم دچار ناپایداری یا عملکرد با دامنه بالا ولی محدود خواهد شد و بهترین طراحی کنترل کلاسیک نیز نمی تواند این مساله را جبران نماید. اصل موضوع در این مقاله نشان دادن مساله عدم توانایی کنترل کننده خطی در حضور تشدید بوده است.

اکنون با انتخاب یک مدل مرجع مطلوب با درجه نسبی مناسب، کنترلر تطبیقی L1 پیاده‌سازی می شود. دراین نوع از شبیه‌سازی کنترلر تطبیقی L1 نامعینی‌های ω و θ، و اغتشاشات σ که با توجه به رابطه فرضی در ادامه معادله (۹) می تواند به صورت یک سیگنال محدود زمانی به عنوان نمونه یک ورودی سینوسی محدود مدل شود به‌طور مستقیم در پلنت ظاهر نمی‌شود اما اثر آنها به دلیل وجود نامعینی‌ها و دینامیک‌های مدل نشده بر سیستم اعمال می‌گردد.

هدف کنترلی طراحی کنترلر تطبیقی مقاومی است که تضمین کند که خروجی سیستم، پاسخ مدل مطلوب را برای سیگنال ورودی مرجع کراندار $r(t)$ در حالت گذار و پایدار دنبال می‌کند و سایر سیگنال‌های موجود کراندار باقی می‌مانند. به منظور مقایسه عملکرد در ادامه کنترلر تطبیقی L1 با کنترلر PID در نقطه بحرانی طراحی سیستم مورد مقایسه قرار داده می شود.

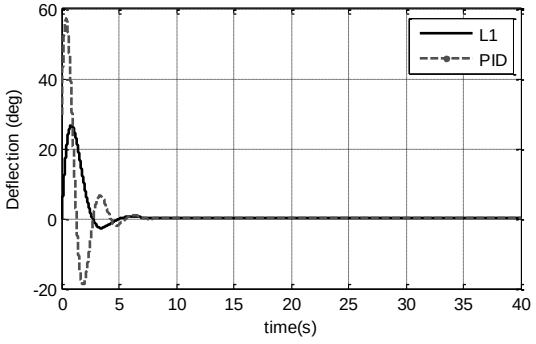
تابع $M(s) = \frac{1}{s+1}$ به‌عنوان مدل مرجع کنترلر تطبیقی L1 انتخاب می‌شود و تمامی شرایط اولیه برابر صفر قرار داده شده و $k_g = 1$ و در رابطه‌ی لیاپانوف Q می‌تواند به‌گونه‌ای تنظیم نشود که Pb=1 گردد که با توجه به خاصیت اسکالر مسئله این حالت امکان پذیر می‌باشد. سیگنال مرجع ورودی پله و بهره‌ی تطبیق $\Gamma = 100000$ در نظر گرفته می‌شود.

همان‌طور که از شکل ۴ مشاهده می‌شود کنترلر تطبیقی L1 تضمین می‌کند که خروجی سیستم و پارامترها با وجود عملکرد مطلوب سیستم، کراندار باقی می‌مانند. در مرحله‌ی بعدی با اضافه کردن مودهای خمشی به سیستم به‌شکل یک تابع تبدیل مرتبه دوم شبیه‌سازی انجام می شود. ورودی این تابع تبدیل، سیگنال ورودی به تابع تبدیل اصلی سیستم می باشد و خروجی آن با خروجی سیستم اصلی جمع می گردد. این ایده بر اساس روش ارائه شده در مرجع [۱۷] انجام شده است. شکل ۵ نتایج حاصل از اضافه کردن یک مود خمشی را نشان می‌دهد.

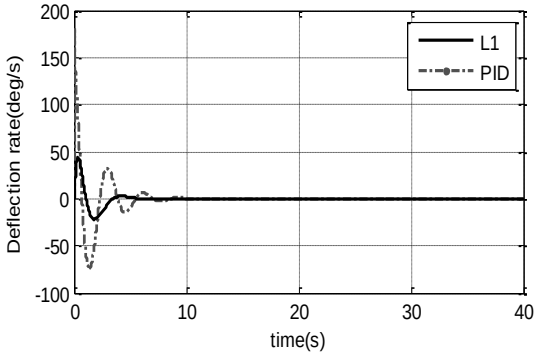
از شکل ۵ مشخص است که در سیستم با کنترلر PID سیستم به‌سمت ناپایداری حرکت می‌کند و دامنه‌ی ارتعاشات و نوسانات به‌سرعت افزایش می‌یابد. این در حالی است که

کنترلر تطبیقی L1 با سرعت بالا نوسانات را میرا کرده و اثر ارتعاشات در سیستم به سختی دیده می‌شود.

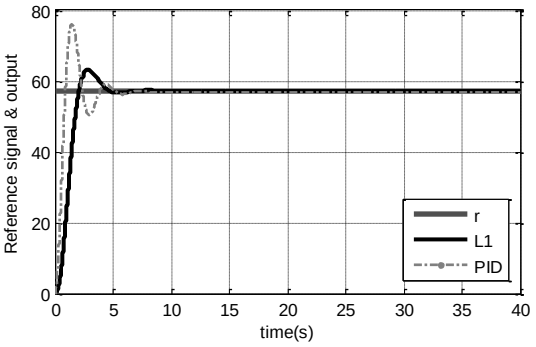
اکنون کنترلر تطبیقی L1 را با وجود تأخیر زمانی $\tau=0.1s$ شبیه‌سازی می‌کنیم. از شکل ۶ دیده می‌شود که سیستم پایداری خود را حفظ نموده و خروجی و سایر سیگنال‌ها کراندار باقی می‌مانند. این مقدار تأخیر زمانی برای چنین سیستمی بسیار زیاد می‌باشد. به همین دلیل و دلایل محافظه‌کارانه $\tau=0.045s$ انتخاب می شود.



الف) جابجایی سطوح کنترلی ($u(t)$)

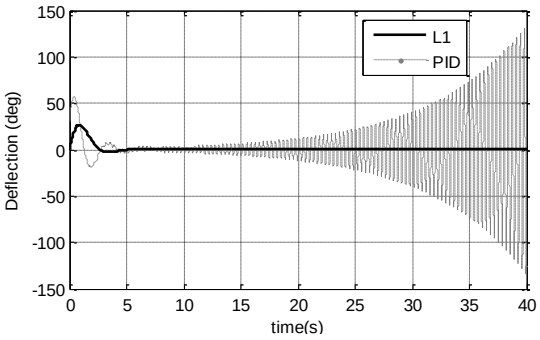


ب) نرخ جابجایی سطوح کنترلی

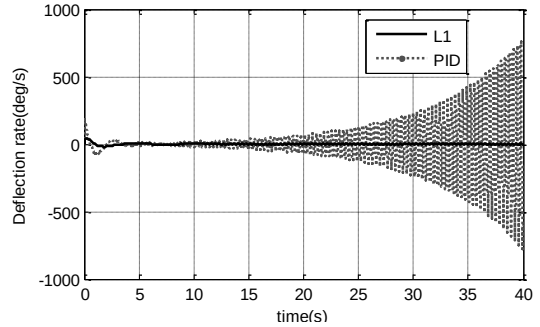


ج) مقایسه ردیابی سیستم‌های کنترلی

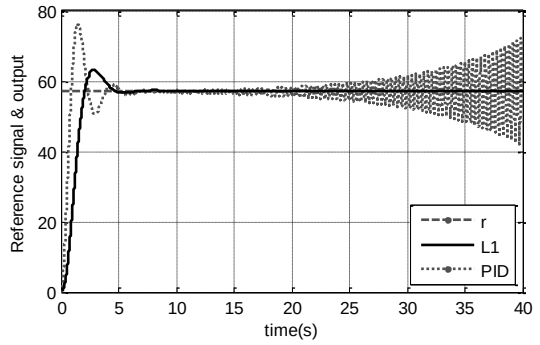
شکل ۴ - مقایسه عملکرد کنترل تطبیقی L1 و PID



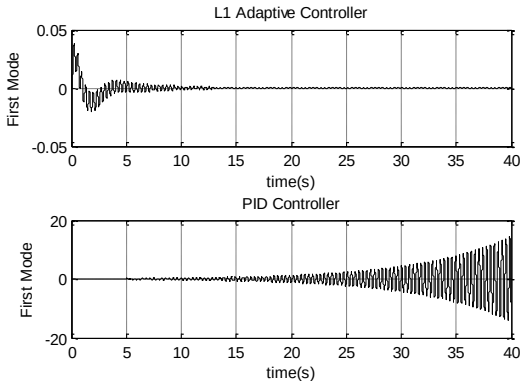
الف) جابجایی سطوح کنترلی ($u(t)$)



ب) مقایسه نرخ جابجایی سطوح کنترلی

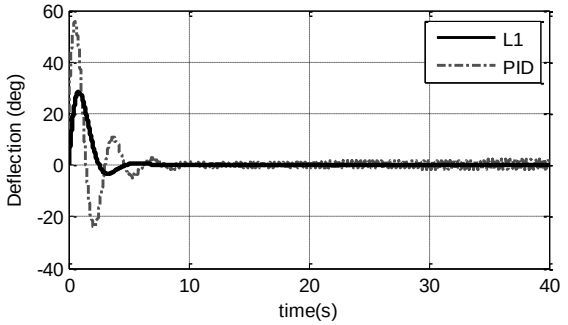


ج) مقایسه ردیابی سیستم‌های کنترلی

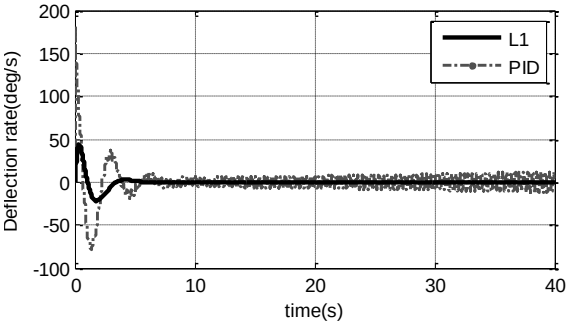


د) مقایسه مود ارتعاشی

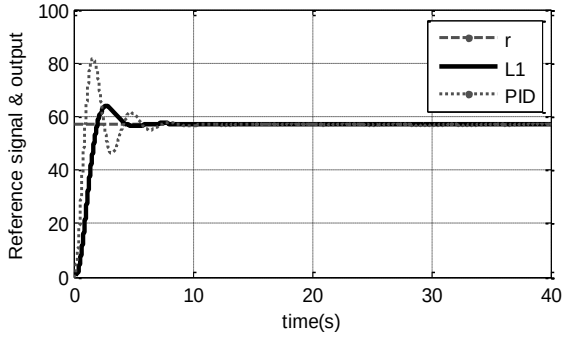
شکل ۵ - مقایسه عملکرد کنترل تطبیقی L1 و PID با وجود یک مود خمشی



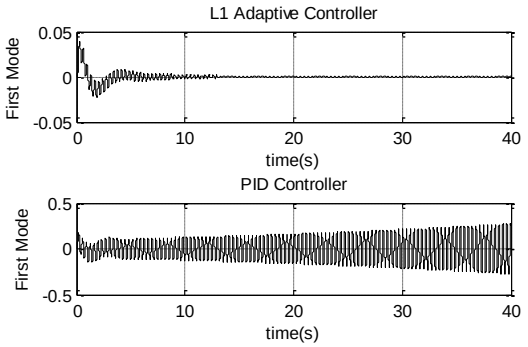
الف) جابجایی سطوح کنترلی ($u(t)$)



ب) مقایسه نرخ جابجایی سطوح کنترلی



ج) مقایسه ردیابی سیستم‌های کنترلی



د) مقایسه مود ارتعاشی

شکل ۶ - عملکرد کنترلر تطبیقی L1 و PID با تأخیر زمانی 0.045s

با فرض اینکه در ماهواره‌بر، بالک‌ها در روبروی خروجی موتور هستند و توسط گازهای خروجی موتور نیرو ایجاد می‌کنند، اثر از بین رفتن یک بالک به‌صورت ناگهانی و با وجود تأخیر زمانی مورد بررسی قرار می‌دهیم. در کنترلر PID وقتی سیستم دارای تأخیر باشد دامنه نوسانات بسیار کم ولی دارای نرخ افزایشی است و سطوح کنترلی با گذشت زمان باید با سرعت زیاد جابجا گردند که نهایتاً منجر به خرابی یا شکست سطوح کنترلی یا ناپایداری سیستم می‌گردد. با وجود این کنترلر تطبیقی L1 نوسانی را احساس نمی‌کند.

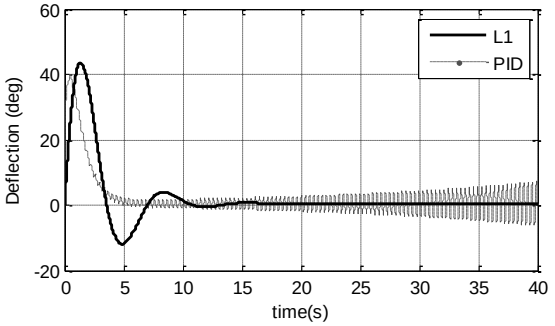
در حالت دیگر که بهره‌ی پلنت یا اثر تعداد بالک‌ها را اعمال می کنیم، در کنترلر PID دامنه نوسان پلنت دائماً در حال افزایش می‌باشد و سیستم غیرقابل کنترل می‌شود در حالی‌که در کنترلر تطبیقی L1 نوسانات با سرعت بالایی در لحظات اولیه خنثی شده و اثر ارتعاشات بر سیستم بسیار ضعیف می‌باشد. در شکل ۷ عملکرد کنترلر تطبیقی L1 در اثر از بین رفتن یک بالک آمده است.

در ادامه عملکرد کنترلر تطبیقی L1 را با وجود دینامیک‌های مدل نشده عملگرها مورد بررسی قرار می‌دهیم. این مدل‌ها پاسخ سطوح کنترلی به سیگنال ارسالی از کنترلر بوده؛ همچنین می‌تواند اثر جابجایی ناگهانی یکی از سطوح را بدون اعمال نیروی واکنشی سریع به آن مدل کند. در واقع استفاده از دینامیک عملگر مدل نشده یک راه مناسب جهت تست عملکرد و مقاومت کنترلر تطبیقی L1 می‌باشد.

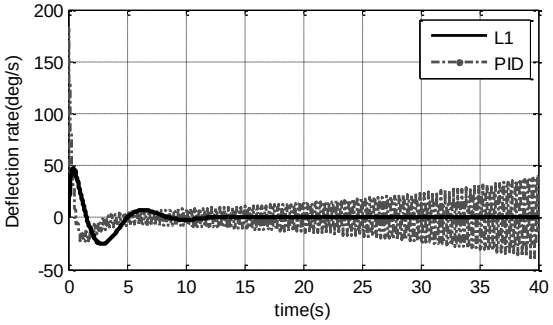
با احتساب تأخیر زمانی $\tau = 0.045s$ و دینامیک عملگر مدل‌نشده به‌صورت $F(s) = \frac{20}{s+20}$ شبیه‌سازی اجرا می‌شود. در این حالت نیز کنترلر PID دارای عملکرد بسیار ضعیفی می‌باشد اما کنترلر تطبیقی L1 در برابر کلیه اغتشاشات با وجود دینامیک‌های مدل نشده با وجود تأخیر در زمان پایدار بوده و دارای سرعت و مقاومت بسیار بالایی می‌باشد. در شکل ۸ عملکرد کنترلر تطبیقی L1 را با وجود دینامیک‌های مدل نشده عملگرها مشاهده می‌شود.

۸- نتیجه‌گیری

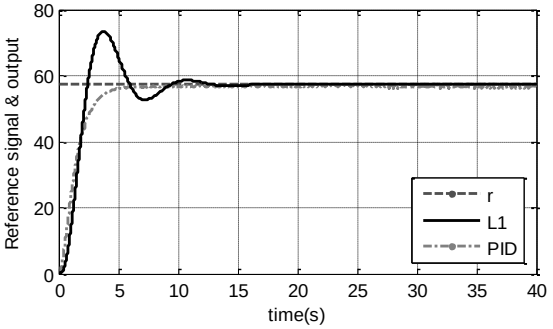
همان‌طور که از شبیه‌سازی‌های فوق مشخص گردید، کنترلر تطبیقی L1 با وجود نامعینی‌ها و اغتشاشات اعمالی به‌پلنت، جواب‌های قابل قبولی را ارائه کرد و توانست در مدت



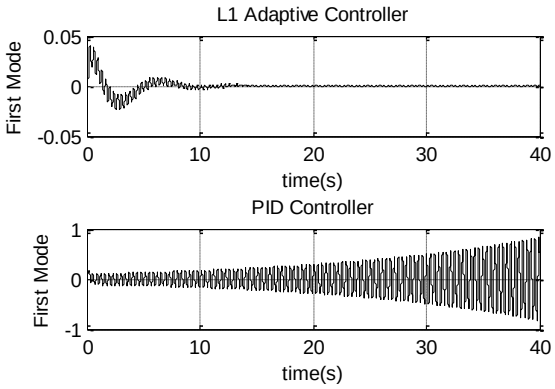
الف) جابجایی سطوح کنترلی ($u(t)$)



ب) مقایسه نرخ جابجایی سطوح کنترلی

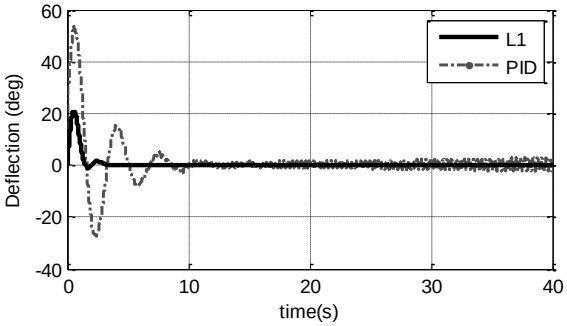


ج) مقایسه ردیابی سیستم‌های کنترلی

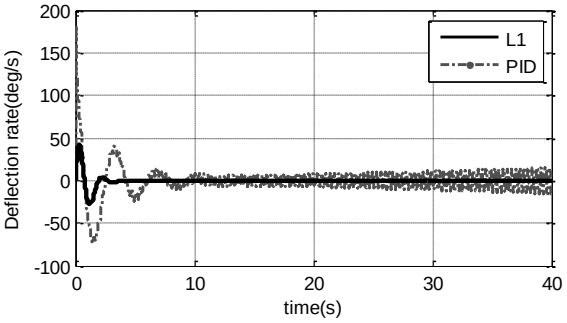


د) مقایسه مود ارتعاشی

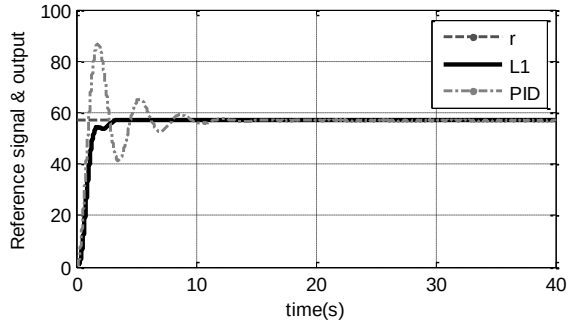
شکل ۷ - مقایسه عملکرد کنترلر تطبیقی L1 و PID با اثر از بین رفتن یک بالک



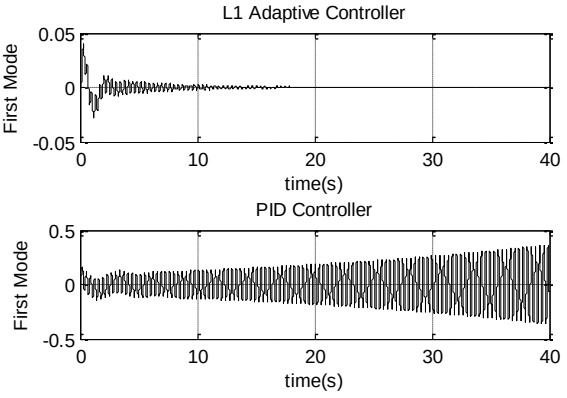
الف) جابجایی سطوح کنترلی ($u(t)$)



ب) مقایسه نرخ جابجایی سطوح کنترلی



ج) مقایسه ردیابی سیستم‌های کنترلی



د) مقایسه مود ارتعاشی

شکل ۸ - مقایسه عملکرد کنترلر تطبیقی L1 و PID با وجود دینامیک عملگر مدل نشده

زمان کوتاهی مود ارتعاشی اول که اثرات نامطلوبی بر سیستم کنترلی دارد را کنترل نماید. که این نشانه‌ی تطبیق سریع با حفظ مقاوم بودن این کنترلر می‌باشد. این خاصیت در انواع کنترلرهای دیگر با وجود این‌گونه نامعینی و اغتشاش در سیستم، بندرت دیده می‌شود. از مهمترین ویژگی‌های کنترلر تطبیقی L1 در مقایسه با کنترلر PID می‌توان به کراندار بودن سیگنال‌ها برای کلیه موارد اعمالی به پلنت، پایداری با وجود تأخیر زمانی زیاد، تضمین پایداری با وجود خرابی و شکست در سیستم و کاهش نرخ نوسانات سطوح کنترلی اشاره کرد. لازم به‌ذکر است که کلیه شبیه‌سازی‌های انجام شده بدون تنظیم مجدد کنترلر صورت گرفته است.

۹- فهرست علائم

a_i	ضرایب آیرودینامیکی
A_m	ماتریس هرویتس
$C_{i,j}$	ضرایب آیرودینامیک
C_T	ضریب تراست
$C(s)$	فیلتر پایین‌گذر
D	طول مرجع، (m)
d_y،d_x	فاصله سطوح کنترل از مرکز جرم در جهت‌های x و y، (m)
f_j	نیروی خارجی بر واحد جابجایی سطح کنترلی، N
$I_{x,y}$	ممان اینرسی جرمی در جهت‌های x و y ، $kg.m^2$
k_g	بهره طراحی سیستم تطبیقی
K_j	ثابت تناسبی
$M(s)$	تابع تبدیل مینیمم فاز و اکیداً سره (مدل مطلوب)
m_s	جرم، kg
$r.q.p$	نرخ رول، نرخ پیچ و نرخ یاو، rad/s
$r(t)$	سیگنال مرجع
S	سطح مرجع، m^2
T	تراست، N
U_0	سرعت در راستای محور x ماهواره‌بر، m/s
$u(t)$	سیگنال کنترلی
$y(t)$	خروجی سیستم کنترلی
	علائم یونانی
α	زاویه حمله، Rad
β	زاویه‌ی سرش جانبی، Rad
δ_i	جابجایی عملگر کنترلی i ام ، m
$\theta(t)$	بردار پارامترهای نامعلوم متغیر با زمان
ψ_j	شکل مود خمشی j ام
ς_j	نسبت میرایی مود خمشی j ام
Ω	پارامتر ثابت نامعلوم
ω_j	فرکانس طبیعی مود خمشی j ام
$\sigma(t)$	اغتشاشات متغیر با زمان
$\hat{\omega}$ ،$\hat{\theta}(t)$ ،$\hat{\sigma}(t)$	بردار پارامترهای تطبیقی

۱۰- مراجع

[1] Kharisov E, Gregory IM, Cao C (2008) L1 adaptive control law for flexible space launch vehicle and proposed plan for flight test validation. AIAA Guidance, Navigation and Control Conference and Exhibit, August, Honolulu, Hawaii.

[2] Khoshnood AM, Moradi H (2015) Dynamic modeling and active vibration control of a satellite with flexible solar panels. Modares Mech Eng 14(16): 57-66. (in Persian)

[3] Yu L, Chengyu C, Eugene C, Naira H, Andrew K, Kevin W (2009) L1 adaptive controller for air-breathing hypersonic vehicle with flexible body dynamics. American Control Conference, Hyatt Regency Riverfront, St. Louis, USA June.

[4] Khoshnood AM, Roshanian J, Khaki-sedigh A (2008) Model reference adaptive control for a flexible launch vehicle. P I Mech Eng I-J Sys 222(1): 49-55.

[5] Choi HD, Bang H (2008) An adaptive control approach to the attitude control of a flexible rocket. Control Eng Pract 8(9): 1003-1010.

[6] Giulio Avanzini, Elisa Capello, Irene A. Piacenza, Fulvia Quagliotti, Naira Hovakimyan, Enric Xargay (2010) L1 adaptive control of flexible aircraft: preliminary results. AIAA Atmospheric Flight Mechanics Conference, Toronto, Ontario Canada 2-5 August.

[7] Cao C, Hovakimyan N (2011) L1 adaptive control for safety-critical systems. IEEE Contr Syst Mag 31(5): 54-104.

[8] Cao C, Hovakimyan N (2006) Design and analysis of a novel L1 adaptive controller, Part I: Control signal and asymptotic stability. American Control Conference, Minneapolis, Minnesota, USA, June.

[9] Cao C, Hovakimyan N (2006) Design and analysis of a novel L1 adaptive controller, Part II: Guaranteed transient performance. American Control Conference, Minneapolis, Minnesota, USA, June

[10] Roshanian J, Saleh AR, Jahed-Motlagh MR (2007) On the design of adaptive autopilots for a launch vehicle. P I Mech Eng I-J Sys 221: 27-38.

[11] Özcan B (2005) Dynamic modeling, guidance, and control of homing missiles. PhD Thesis, Middle East Technical University, September.

[12] Wei D (2010) Dynamic modeling and ascent flight control of Ares-I crew launch vehicle. Graduate Thesis, Iowa State University.

[13] Naik SM, Kumar PR, Ydstie BE (1992) Robust continuous-time adaptive control by parameter projection. IEEE T Autom Control 37: 182-197.

[14] Cao C, Hovakimyan N (2008) L1 adaptive controller for systems with unknown time-varying parameters and disturbances in the presence of non-zero trajectory initialization error. Int J Contro 81(7): 1147-1161.

[15] Cao C, Hovakimyan N (2010) L1 adaptive control theory, guaranteed robustness with fast adaptation. Siam.

[16] Cao C, Hovakimyan N (2007) Stability margins of L1 adaptive controller. American Control Conference, New York City, USA, July 11-13.

[17] Khoshnood AM, Roshanian J, Jafari AA, Khaki-Sedigh A (2010) An adjustable model reference adaptive control for a flexible launch vehicle. J Dyn Syst-T ASME 132: 1-7.