

ارائه روشی جدید در طراحی کنترلگر تطبیقی مقاوم برای سیستم های تاخیردار

سید کمال حسینی ثانی^۱، حمید رضا مومنی^۲

^۱ دکتری کنترل دانشگاه تربیت مدرس، Kamal_hosseini@yahoo.com

^۲ دانشیار گروه کنترل دانشگاه تربیت مدرس، Momeni_h@modares.ac.ir

چکیده: در این مقاله روش جدیدی برای کنترل سیستم های خطی تاخیردار ارائه شده است. این روش کنترلی، امکان طراحی کنترلگر تطبیقی پایدار با عملکرد مطلوب برای رنج مورد نظر از تاخیر زمانی سیستم را ممکن می سازد. به همین منظور ابتدا توسط جبران ساز فیدفورد، سیستم تاخیردار تبدیل به یک سیستم غیر فعال می شود و سپس با طراحی کنترلگر تطبیقی مدل مرجع جدید، کارایی مطلوب برای سیستم حاصل می گردد. به منظور مقایسه روش ارائه شده با روش کنترل ردیاب مولد فرمان، هر دو کنترلگر بر روی یک سیستم حرکت از راه دور نمونه، شبیه سازی شده اند.

واژه های کلیدی: تاخیر زمانی، کنترلگر تطبیقی مدل مرجع، جبران ساز فیدفورد، کنترلگر ردیاب مولد فرمان، سیستم غیر فعال، تابع تبدیل همیشه اکیدا حقیقی مثبت، سیستم حرکت از راه دور.

Abstract: In this paper, a new adaptive controller is proposed to ensure suitable stability and performance of the system with time delay while a wide range of time delay is considered. For this means, a feedforward compensator is designed to make the system passive first and then a new model reference adaptive controller (MRAC) is designed to have a good performance. Good stability and force tracking are the achievement of this controller. A command generator tracker (CGT) is designed for a sample teleoperation system and the results are compared with the proposed system.

Keywords: Time Delay, Model Reference Adaptive Controller, Feedforward Compensator, Command Generator Tracker, Passive System, Teleoperation System.

اندرسون و اسپانگ [۲] به عنوان پیشگامان این علم با ارائه مدل غیر فعال^۳ فعال^۳ برای کانال انتقال، پایداری سیستم را برای تاخیرهای بزرگتر کانال انتقال بهبود دادند ولی عملکرد سیستم چندان مناسب نبود. ماریوارن و لیرافان [۳] از تکنیک بهره متغیر، جهت غیر فعال کردن کانال انتقال استفاده کردند و پایداری سیستم را بهبود دادند. ریو و هانافورد [۴] استفاده از کنترلگر و رویتر جهت غیر فعال کردن سیستم را مطرح کردند. وظیفه رویتر، گزارش سیگنال های مورد نیاز برای بررسی غیر فعال بودن است در حالیکه کنترلگر، باعث غیر فعال کردن کل سیستم می شود. پاسخ های شبیه سازی نشان می دهند که رویت کردن سیگنال ها به صورت زمان واقعی برای نرم افزار مشکل است و نیاز به تحقیق بیشتر دارد. اسلوتین و نایمیر [۵]، از متغیرهای موج برای غیر فعال کردن کانال انتقال استفاده کردند و در سال ۱۹۹۷ [۶]، با بکار گیری فیلتر در مسیر متغیرهای موج و ارسال انتگرال متغیرهای موج به همراه متغیرهای موج، خطای ردیابی سیگنالهای موقعیت و سرعت کاهش داده شد. یک سال بعد توجه به این

۱- مقدمه

وجود تاخیر زمانی در اکثر سیستمها، باعث ناپایداری و عملکرد نامطلوب آنها می شود و به همین منظور محققین بسیاری روی آن کار کرده اند. سیستم حرکت از راه دور که در دهه اخیر کاربرد فراوانی پیدا کرده است نیز به دلیل تاخیر کانال انتقال از جمله سیستمهای تاخیردار می باشد. با بررسی آزمایشات انجام شده [۱] مشاهده می شود که زمان سیکل^۱ (زمان بین ارسال و دریافت سیگنال) برای سیستمهای روی مدار کوتاه زمین^۲ حداقل ۰/۴ ثانیه است، در حالیکه برای سیستمهای در سطح کره ماه حدود ۳ ثانیه می باشد. این مقادیر با لحاظ کردن زمان پردازش کامپیوترها روی ماهواره و در سطح زمین به حدود ۶ ثانیه می رسد. به همین منظور در این مقاله با در نظر گرفتن بیشترین زمان تاخیر ۷ ثانیه برای کانال انتقال، روشی جهت کنترل اینگونه سیستمها ارائه شده است.

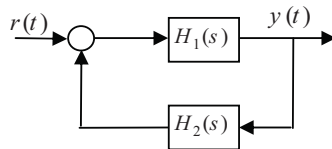
³ Passive Model

¹ Cycle Time

² Low earth Orbit

با مراجعه به قضیه ۱ مشاهده می شود اگر سیستم تحت کنترل، اکیدا غیر فعال خروجی^۲ باشد، کل سیستم حلقه بسته پایدار ورودی محدود-خروجی محدود^۳ خواهد بود.

قضیه ۱: اگر در سیستم حلقه بسته در شکل (۱)، H_1 اکیدا خروجی غیر فعال و H_2 غیر فعال باشند، در اینصورت سیستم حلقه بسته، پایدار ورودی محدود-خروجی محدود خواهد بود. [۱۲]



شکل (۱) یک سیستم حلقه بسته

با توجه به این قضیه و به دلیل اینکه کنترلگر H_2 غیر فعال است، به منظور پایدار سازی سیستم، لازم است که فرآیند را اکیدا غیر فعال خروجی نامییم. به همین منظور از جبران ساز فیدفوروارد بر اساس قضایای زیر استفاده می کنیم.

قضیه ۲: اگر $G(s) = G_1(s) + G_2(s)e^{-\delta s}$ اکیدا حقیقی مثبت باشد، آنگاه $G(s)$ اکیدا غیر فعال خروجی خواهد بود.

اثبات: ضمیمه ۱.

حال براساس قضیه فوق می توان به منظور اکیدا غیر فعال سازی فرآیند، شرط اکیدا حقیقی مثبت را مطابق با قضیه زیر بکار برد.

قضیه ۳: اگر جبران ساز فیدفوروارد $H(s)$ بر طبق شرایط زیر طراحی شود، آنگاه فرآیند اضافه شده^۴ $G_a(s) = G_p(s) + H(s)$ با انحرافات^۵ فرآیند، همیشه اکیدا حقیقی مثبت^۶ (ASPR) خواهد بود.

$$(G_p(s) = G(s)e^{-\delta s})$$

(۱) $H(s)$ پایدار باشد و درجه نسبی آن یک باشد.

(۲) فرآیند اضافه شده نامی $G_0(s) + H(s)$ همیشه اکیدا حقیقی مثبت باشد.

که در آن $\|\tilde{\Delta}(s)\|_{\infty} < 1$ و $\tilde{\Delta}(s) \in RH_{\infty}$ (۳)

$$\tilde{\Delta}(s) = \frac{G_0(s)W(s)}{G_0(s) + H(s)}$$

اثبات: مرجع [۱۱].

نکته که خراب شدن سیگنال موج به دلیل تغییرات زمان تاخیر کانال باعث خطای ردیابی و عدم برقراری غیر فعال بودن سیستم می شود آنها [۷] به جای انتقال سیگنال و سپس انتگرالگیری در سمت گیرنده، ابتدا انتگرال موج و انرژی را گرفته و سپس آن را همراه متغیرهای موج ارسال کردند و در گیرنده از فیلتر باز ساز^۱ استفاده نمودند و در نتیجه غیر فعال بودن سیستم مستقل از تاخیر کانال خواهد شد.

یدا و یاشیکاوا [۸] در سال ۲۰۰۴ بحث بکارگیری فیلتر به منظور بهبود پاسخ سیستم در مقابل تاخیر زمانی کانال انتقال را مطرح کردند. لا و همکارانش [۹] در سال ۲۰۰۴ به صورت واقعی توسط روش حداقل مربعات بازگشتی امیدانسان سایت دور را اندازه گرفتند و با بکارگیری روش جدیدی در انعکاس نیرو، انرژی مورد نیاز جهت انجام کار را برای اپراتور کاهش دادند. حسینی و همکاران [۱۰] بحث کنترلگر تطبیقی مدل مرجع را مطرح کردند که باعث بهبود پاسخ سیستم در مقابل تاخیرهای بزرگ کانال انتقال و بهبود عملکرد سیستم می شد. طراحی کنترلگر مدل مرجع با تخمین تاخیر زمانی و پیش بینی خروجی از جمله کارهای دیگری است که توسط این گروه انجام شده است.

در این مقاله سعی شده کنترلگری طراحی شود که با تضمین پایداری برای رنج مورد نظر از تاخیر زمانی سیستم، عملکرد مطلوبی برای سیستم بدست آید. در بخش ۲ ابتدا طراحی جبران ساز فیدفوروارد به منظور غیر فعال سازی فرآیند تحت کنترل مطرح شده است. در بخش ۳ روش جدیدی در طراحی کنترلگر تطبیقی مدل مرجع به منظور بهبود ردیابی سیستم ارائه شده است. در بخش ۴ نتایج شبیه سازی بر روی سیستم حرکت از راه دور مدل شده در [۱۰] آورده شده و دو روش با هم مقایسه شده اند. مقایسه این دو روش نشان می دهد که روش ارائه شده دارای پاسخ بهتری نسبت به روش CGT است و این محدودیت که روش CGT باید دارای جواب باشد را ندارد ولی اطمینان از مینیمم فاز بودن فرآیند خود یکی از محدودیتهای این روش است. بخش ۵ به نتیجه گیری از روش ارائه شده می پردازد.

۲- طراحی جبران ساز فیدفوروارد به منظور غیر فعال

سازی فرآیند تحت کنترل [۱۵]

^۱ Reconstruction Filter

^۲ Strictly Output Passive

^۳ Bounded Input Bounded output

^۴ Augmented System

^۵ Perturbation

^۶ Almost Strictly Positive Real

$$R u(t) = -S y(t) + T u_c(t)$$

که در آن R, S, T چند جمله ایهایی از درجه k, l و m هستند. از روابط (۷) و (۸) داریم:

$$R \frac{AA_1}{b_0(BA_1 + b_1B_1A)} y(t) = -S y(t) + T u_c(t)$$

برای سیستم می نیمم فاز می توان فرض کرد که همه صفرهای فرآیند با کنترلگر حذف شوند:

$$R = R_1(BA_1 + b_1B_1A)$$

بنابراین از روابط (۹) و (۱۰) داریم:

$$(A A_1 R_1 + b_0 S) y(t) = b_0 T u_c(t)$$

با توجه به رابطه فوق، مکان مطلوب جایابی قطب به صورت زیر قابل تعیین است.

$$AA_1 R_1 + b_0 S = A_0 A_m$$

که در آن A_0 قطبهای رویتگر و A_m قطبهای مطلوب مورد نظر هستند. با توجه به اینکه جبرانساز $H(s)$ به منظور غیرفعال سازی فرآیند طراحی شده، هدف از ردیابی کامل فرآیند آن است که خروجی فرآیند $(y_1(t))$ خروجی مرجع مطلوب را دنبال کند به عبارت دیگر داریم:

$$y_{m_1}(t) = y_1(t)$$

که در آن $y_{m_1}(t)$ خروجی مدل مرجع مطلوب است. از رابطه (۱۳) داریم:

$$A_0 A_m y_{m_1}(t) = A_0 A_m (y(t) - y_2(t)) =$$

$$A_0 A_m y(t) - A_0 A_m y_2(t)$$

با توجه به روابط (۱۲) و (۱۳):

$$y_{m_1}(t) = \frac{b_0 T}{A_0 A_m} u_c(t) - y_2(t) \Rightarrow$$

$$y_{m_1}(t) + y_2(t) = \frac{b_0 T}{A_0 A_m} u_c(t)$$

با معرفی

$$y_m(t) = y_{m_1}(t) + y_2(t) = \frac{b_0 T}{A_0 A_m} u_c(t)$$

مشاهده می شود که شرط ردیابی کامل آن است که خروجی $y(t)$ خروجی $y_m(t)$ را دنبال کند. با تعریف خطا به فرم زیر داریم:

$$e(t) = y(t) - y_m(t) \Rightarrow A_0 A_m e = A_0 A_m y - A_0 A_m y_m$$

با استفاده از روابط (۱۲) و (۱۶):

$$A_0 A_m e(t) = (AA_1 R_1 + b_0 S) y(t) - b_0 T u_c$$

با بکارگیری رابطه (۷) در رابطه (۱۸):

در روابط فوق $G_0(s)$ مقدار نامی تابع تبدیل $G(s)$ و $W(s)$ حد بالای $\Delta(s)$ است. $\Delta(s)$ نامعینی ضربی فرآیند است و براساس روابط زیر بدست می آید.

$$\Delta_d(s) = G(s) - G_0(s)$$

$$\Delta_m(s) = e^{-Ts} - 1$$

$$G_p(s) = (G_0(s) + \Delta_d(s))(I + \Delta_m(s))$$

$$\Delta(s) = \Delta_m(s) + G_0^{-1}(s) \Delta_d(s) (I + \Delta_m(s))$$

$$G_p(s) = G_0(s) (I + \Delta(s))$$

برای چک کردن شرط ۲ از قضیه ۳ می توان از قضیه زیر استفاده کرد.

قضیه ۴: تابع تبدیل $G(s)$ با ضرایب حقیقی، حقیقی مثبت است اگر و تنها اگر شرایط زیر برقرار باشند [۱۲].

(۱) $G(s)$ قطبی در سمت راست محور $j\omega$ نداشته باشد.

(۲) اگر تابع قطبهایی روی محور $j\omega$ یا در بینهایت داشته باشد، آنها ساده یا مانده مثبت باشند.

$$Re(G(j\omega)) \geq 0 \quad (۳)$$

شرطهای ۱ و ۲ براحتی قابل تست هستند. برای تست شرط ۳ کافی است

که شرط زیر برای تابع $G(j\omega) = \frac{B(j\omega)}{A(j\omega)}$ چک شود.

$$f(j\omega) = Re(B(j\omega)A(-j\omega)) \geq 0 \quad \text{for } \omega \geq 0$$

بنابراین با توجه به قضیه های فوق، جبرانساز فیدفوروارد را به نحوی طراحی می کنیم که فرآیند اکیدا غیر فعال خروجی شود و با توجه به قضیه ۱، کنترلگر تطبیقی مدل مرجع طراحی شده یک سیستم حلقه بسته پایدار بدست خواهد داد. نکته مهمی که باید بدان توجه شود آن است که با موازی سازی جبرانساز فیدفوروارد با فرآیند، باید تمهیداتی در بلوک کنترل تطبیقی مدل مرجع داده شود که مساله ردیابی سیگنال خروجی حفظ گردد. به همین منظور در ادامه بحث، روش جدیدی در طراحی این کنترلگر ارائه شده است.

۳- روشی جدید در طراحی کنترلگر تطبیقی مدل مرجع با فیدبک از خروجی

فرض کنید فرآیند مورد نظر به فرم زیر باشد. (شکل ۲)

$$y(t) = y_1(t) + y_2(t) = \frac{b_0 B}{A} u(t) +$$

$$b_0 b_1 \frac{B_1}{A_1} u(t) \Rightarrow Ay(t) = b_0 B e^{-ds} u(t)$$

$$+ b_0 b_1 B_1 A / A_1 * u(t)$$

کنترلگر خطی را به صورت کلی زیر انتخاب می کنیم:

$$u = -\theta^T (P_1 \varphi)$$

در این صورت با استفاده از رابطه (۲۵) داریم:

$$e = b_0 (\varphi^T \dot{\theta} - \frac{1}{P_1} \theta^T (P_1 \varphi)) = b_0 *$$

$$(\varphi^T \dot{\theta} - \varphi^T \theta - \frac{1}{P_1} \theta^T (P_1 \varphi) + \varphi^T \theta)$$

ε و η را به صورت زیر تعریف می کنیم.

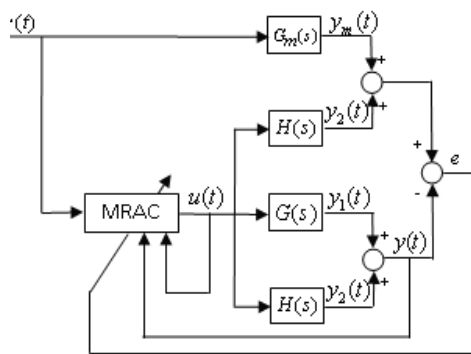
$$\eta = \frac{1}{P_1} \theta^T (P_1 \varphi) - \varphi^T \theta = -(\frac{1}{P_1} u + \varphi^T \theta)$$

$$\varepsilon = e_f + b_0 \eta = b_0 \varphi^T (\dot{\theta} - \theta)$$

سیگنال ε خطای افزوده نامیده می شود که به صورت زیر محاسبه می گردد.

$$\varepsilon = (y - y_m) + b_0 \eta$$

با توجه به طراحی فوق، بلوک دیاگرام کلی سیستم کنترل به فرم شکل (۲) قابل نمایش است.



شکل (۲) بلوک دیاگرام روش کنترلی ارائه شده

۴- نتایج شبیه سازی [۱۵]

بر اساس محاسبات انجام شده در [۱۰] (ضمیمه ۲)، تابع تبدیل سیستم مدل شده به صورت زیر است.

$$H_1(s) = \frac{\omega_s^2 (J_s s + b_s)}{(J_m s + b_m)(s^2 + 2\xi_s \omega_s s + \omega_s^2)} \cdot e^{-\tau s}$$

با توجه به روابط (۱) تا (۵) جبران ساز فیدفوروارد بفرم زیر قابل محاسبه است:

$$\Delta_m(s) = e^{-\tau s} - 1$$

$$\Delta_d(s) = 0$$

$$\Delta(s) = \Delta_m(s) = e^{-\tau s} - 1$$

$$G_0(s) = G(s)$$

$$A_0 A_m e(t) = A_1 R_1 b_0 \frac{B A_1 + b_1 B_1 A}{A_1} u(t)$$

$$+ b_0 S y(t) - b_0 T u_c(t)$$

$$\Rightarrow e(t) = \frac{b_0}{A_0 A_m} (R u(t) + S y(t) - T u_c(t))$$

ادامه مراحل طراحی مشابه فصل (۵) از مرجع [۱۲] مطابق فرمولهای زیر قابل انجام است.

چون ممکن است $\frac{b_0}{A_0 A_m}$ اکیدا حقیقی مثبت نباشد و بنابراین نتوان از

قانون لیاپونف استفاده کرد، پس از مدل خطای زیر استفاده می کنیم:

$$e_f = b_0 (\frac{R}{P} u + \frac{S}{P} y - \frac{T}{P} u_c)$$

که در آن $P = P_1 P_2 = A_0 A_m$ و P_2 چند جمله ای یکتا، پایدار و با درجه مشابه درجه R است در این صورت

$$\frac{R}{P} = \frac{1}{P_1} + \frac{R - P_2}{P}$$

بنابراین مدل خطا به فرم زیر قابل نمایش است.

$$e = b_0 (\frac{1}{P_1} u + \frac{R - P_2}{P} u + \frac{S}{P} y - \frac{T}{P} u_c)$$

بردار پارامترهای صحیح کنترلگر به فرم زیر قابل تعریف است.

$$\theta^0 = (r'_1 \dots r'_k \ s_0 \dots s_l \ t_0 \dots t_m)^T$$

که در آن r'_i ها ضرایب چند جمله ای $R - P_2$ هستند. بردار φ شامل ورودی، خروجی و سیگنال فرمان به صورت زیر قابل تعریف است.

$$\varphi^T = (\frac{\rho^{k-1}}{P(\rho)} u \dots \frac{1}{P(\rho)} u \quad \frac{\rho^l}{P(\rho)} y \dots \frac{1}{P(\rho)} y \quad - \frac{\rho^m}{P(\rho)} u_c \dots - \frac{1}{P(\rho)} u_c)$$

بنابراین سیگنال خطا به فرم زیر قابل نمایش است.

$$e = b_0 (\frac{1}{P_1} u + \varphi^T \dot{\theta})$$

در حالت نامی که پارامترهای کنترلگر معلوم هستند داریم:

$$u = -p_1 (\varphi^T \dot{\theta}) = -p_1 ((\dot{\theta}^T) \varphi) = -(\dot{\theta}^T) (p_1 \varphi)$$

با فرض اینکه θ بردار پارامترهای قابل تنظیم کنترلگر باشد قانون فیدبک زیر مدل خطای مطلوب را بدست می دهد.

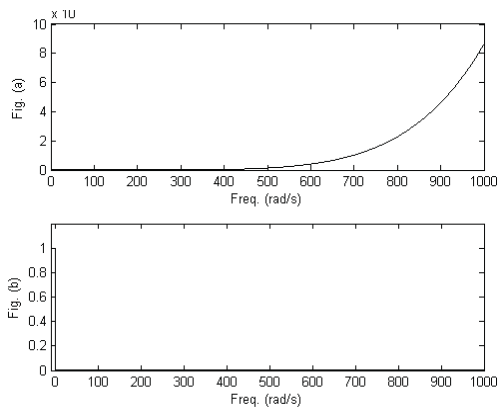
$$u = -p_1 (\varphi^T \theta)$$

با توجه به اینکه این قانون کنترلی درحالی که درجه p_1 بزرگتر از یک

باشد قابل تحقق نیست (زیرا جمله $p_1 (\varphi^T \theta)$ شامل مشتقات پارامترها

خواهد بود)، از قانون کنترلی قابل تحقق زیر استفاده می شود.

این قضیه را برقرار می سازد. همچنین شرط (۳) این قضیه هم با رسم $\|\tilde{\Delta}(S)\|_{\infty}$ مطابق شکل (۴b) برقرار است. برای بررسی شرط (۲) قضیه (۳) از قضیه (۴) کمک گرفته شده و رابطه (۲-۶)، وقتی که تابع تبدیل $G_0(S)+H(S)$ است، در شکل (۴a) رسم شده است. مشاهده می شود که این مقدار برای تمامی فرکانسها مقدار مثبتی است و بنابراین شرط (۲) قضیه (۳) هم برقرار است.



شکل (۴)

a: برقراری شرط (۲-۶) برای بررسی ASPR بودن $G_0(S)+H(S)$

$$\|\tilde{\Delta}(S)\|_{\infty}$$

بنابراین جبران ساز $H(S)$ انتخاب شده، سیستم حرکت از راه دور را برای تاخیر زمانی رفت و برگشت کانال تا ۷ ثانیه، ASPR و بر اساس قضیه (۲) غیر فعال می سازد.

با انتخاب $H(S)$ ، تابع تبدیل کل سیستم از درجه ۴ است و بر اساس شرایط مناسب بدون^۲ کنترلگر (رابطه ۴۱ و ۴۲) و شرط سازگاری^۳ (رابطه ۴۳ تا ۴۶)، درجه چند جمله ایهای T, S, R به صورت زیر بدست خواهد آمد.

$$\deg R = 3, \quad \deg S = 3, \quad \deg T = 0$$

شرط مناسب بدون:

$$\deg S \leq \deg R$$

$$\deg T \leq \deg R$$

شرط سازگاری:

$$\deg A_{mod} = \deg A,$$

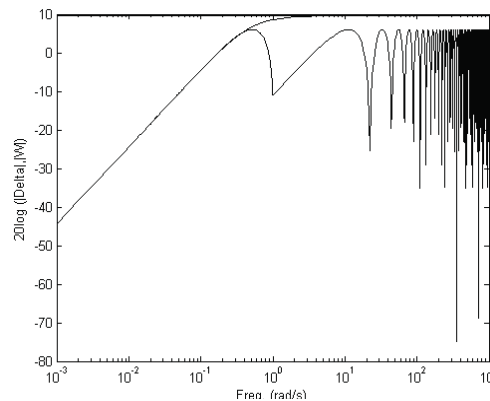
$$\deg B_{mod} = \deg B,$$

$$\deg A_0 = \deg A - \deg B - 1,$$

با رسم اندازه $\Delta(S)$ می توان تابع تبدیل $W(S)$ را به فرم زیر، به عنوان حد بالای اندازه $\Delta(S)$ بدست آورد.

$$W(s) = \frac{3s}{s+0.4}$$

در شکل (۳) اندازه $\Delta(S)$ و $W(S)$ رسم شده است.



شکل (۳)

$$a: |\Delta(S)|, \quad b: |W(s)| = \left| \frac{3s}{s+0.4} \right| \quad c:$$

$$|W(s)| = 20 \log(3)$$

در محاسبه $W(S)$ مقدار $d = T_1 + T_2$ را برابر ۷ ثانیه انتخاب کرده ایم که مقدار بزرگی برای تاخیر یک سیستم حرکت از راه دور است. برای $W(S)$ مقدار دیگری از جمله $W(S) = 3$ نیز قابل انتخاب است که کمی نسبت به مقدار قبلی محافظه کارانه^۱ می باشد.

اکنون برای محاسبه $H(S)$ از حداقل کردن تابع $\|\tilde{\Delta}(S)\|_{\infty} < 1$ استفاده می کنیم.

$$\tilde{\Delta}(S) = \frac{\frac{s+3}{(170s+2)(s^2+1.4s+1)} * 3}{\frac{s+3}{(170s+2)(s^2+1.4s+1)} + H(s)}$$

تابع تبدیل $H(S)$ را سریعتر از فرآیند انتخاب می کنیم و به منظور ساده سازی محاسبات $H(S)$ از درجه یک به فرم زیر انتخاب شده است:

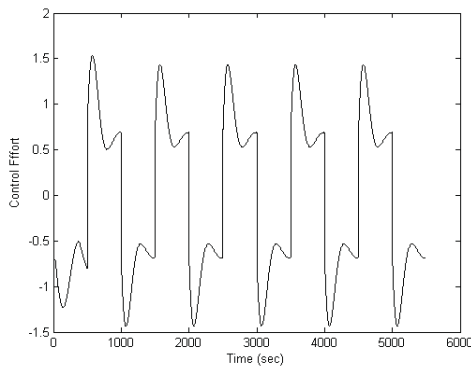
$$H(s) = \frac{b_0}{(s+10)}$$

با توجه به اینکه $\|\tilde{\Delta}(S)\|_{\infty}$ مقدار بهره ماکزیمم $\tilde{\Delta}(S)$ را نمایش می دهد، می توان محاسبات را به صورت تحلیلی نیز انجام داد. نتایج محاسبات مقدار $b_0 = 30$ را بدست خواهد داد.

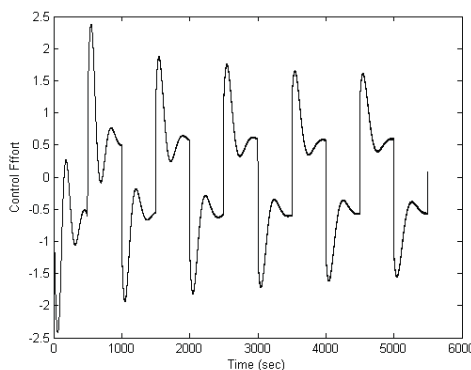
برای اینکه نشان دهیم $H(S)$ طراحی شده شرط ASPR را برقرار می سازد با رجوع به قضیه (۳) مشاهده می شود که $H(S)$ انتخابی شرط (۱)

² Proper
³ Compatibility

¹ Conservative



شکل (۷) سیگنال کنترلی در روش جدید



شکل (۸) سیگنال کنترلی در روش کنترل CGT

نتایج شبیه سازی نشان می دهد که روش کنترلی ارائه شده دارای ردیابی مناسبی برای سیگنالهای سرعت و نیرو می باشد و سیگنال کنترلی مورد نیاز نیز نسبت به روش CGT مقدار کمتری دارد.

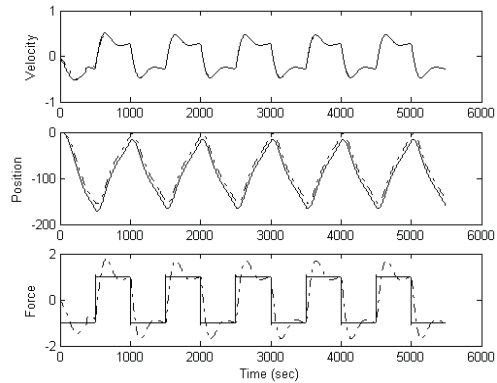
۵- نتیجه گیری

در این مقاله کنترلگر تطبیقی مدل مرجع مناسبی برای سیستم های خطی تاخیردار ارائه شده است. قابلیت پایدارسازی و عملکرد مطلوب این کنترلگر برای محدوده مورد نظر از تغییرات پارامترهای فرآیند و تغییرات زمان تاخیر سیستم از جمله مزایای آن است.

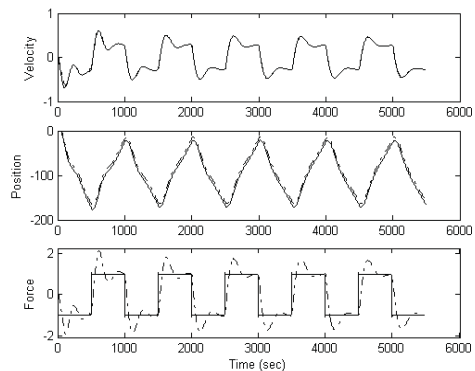
مقایسه این روش با روش CGT نشان نشان می دهد که روش کنترلی ارائه شده دارای پاسخ بهتری نسبت به روش CGT است. مزیت این روش نسبت به روش CGT آن است که اولاً در روش CGT باید برای مسئله مورد نظر جواب وجود داشته باشد (رابطه (۲۱) مقاله [۱۵]). ثانیاً در روش CGT بهره های تطبیقی در محاسبه سیگنال کنترلی به صورت PI انتخاب می شوند در حالی که در روش ارائه شده کنترلگر می تواند به صورت دلخواه و کلی تر $(Ru=Tu_c - Sy)$ انتخاب گردد که

$$A R_1 + \beta S = A_0 A_{mod}$$

در ادامه این بخش، نتایج شبیه سازی برای ورودی پالس مربعی به ربات فرمانده و به ازای تاخیر بزرگ ۵ ثانیه برای دو حالت کنترلگر مدل مرجع ارائه شده و کنترلگر CGT [۱۵]، آورده شده است.



شکل (۵) مقایسه سیگنالهای سرعت، موقعیت و نیرو برای تاخیر زمانی ۵ ثانیه و با روش کنترلی ارائه شده



شکل (۶) مقایسه سیگنالهای سرعت، موقعیت و نیرو برای تاخیر زمانی ۵ ثانیه و با روش کنترل CGT

همانطور که از شکل (۵) و (۶) مشاهده می شود با وجود تاخیر زمانی بزرگ کانال انتقال، فرآیند تحت کنترل پایدار مانده و دارای ردیابی مناسبی است.

در شکلهای (۷) و (۸) سیگنال کنترلی برای دو روش فوق رسم شده اند.

$$\tau_m = -b_m \dot{u}_m - F_{md}$$

$$\tau_s = -b_s \dot{u}_s + F_s$$

که در آن u_m و u_s به ترتیب سرعت رباتهای فرمانده و فرمانبر، J_m و J_s اینرسی، b_m و b_s دمپینگ، F_h نیروی اعمالی از دست اپراتور به ربات فرمانده، τ_m و τ_s گشتاور موتورها، F_{md} نیروی برگشتی از سایت فرمانبر، F_s گشتاور هماهنگ ساز^۱ و F_e گشتاور محیط است. گشتاور F_s معمولاً جهت تطبیق سیگنالهای سرعت فرمانده و فرمانبر و توسط کنترلگر اعمال می شود. با توجه به روابط فوق تابع تبدیل رباتهای فرمانده و فرمانبر قابل محاسبه هستند.

$$H_m(s) = \frac{u_m}{F_h - F_{md}} = \frac{1}{J_m s + b_m}$$

$$H_s(s) = \frac{u_s}{F_s - F_e} = \frac{1}{J_s s + b_s}$$

کانال انتقال نیز می تواند با یک تاخیر خالص مدل گردد. بنابراین داریم:

$$u_{sd}(s) = u_m(t - T_1)$$

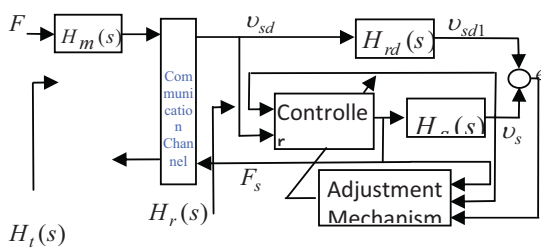
$$F_{md}(t) = F_s(t - T_2)$$

که T_1 و T_2 تاخیر کانال رفت و برگشت است و u_{sd} سرعت اعمال شده به سایت فرمانبر و F_{md} نیروی برگشتی از سایت فرمانبر است. بنابراین داریم:

$$u_{sd}(s) = e^{-T_1 s} \cdot u_m(s)$$

$$F_{md}(s) = e^{-T_2 s} \cdot u_m(s)$$

با فرض $F_e = 0$ و با توجه به روابط فوق و بکارگیری مدل مرجع در سمت فرمانبر، دیاگرام کلی سیستم مطابق شکل (۹) ارائه می گردد.



شکل (۹) بلوک دیاگرام سایت فرمانده

نوع PI را هم می تواند شامل باشد. بنابراین انتخاب مناسب تر کنترلگر پاسخ بهتری را برای سیستم نسبت به روش CGT به همراه خواهد داشت. ولی باید توجه کرد که روش انتخابی برای سیستمهای مینیمم فاز قابل اعمال است و برای سیستمهای غیر مینیمم فاز باید از روشهای کنترلی مربوط به آنها استفاده نمود.

ضمیمه ۱ (اثبات قضیه ۲)

از قضیه بار سوال داریم:

$$\langle y/u \rangle = \int_0^{\infty} y(t)u(t)dt =$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} Y(i\omega)U(-i\omega)d\omega =$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(i\omega)U(i\omega)U(-i\omega)d\omega =$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_1(i\omega)U(i\omega)U(-i\omega)d\omega +$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_2(i\omega)e^{-T_1\omega}U(i\omega)U(-i\omega)d\omega =$$

$$\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \text{Re}(G_1(i\omega))U(i\omega)U(-i\omega)d\omega +$$

$$\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \text{Re}(G_2(i\omega)e^{-T_1\omega})U(i\omega)U(-i\omega)d\omega =$$

$$\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \text{Re}(G_2(i\omega))U(i\omega)U^*(-i\omega)d\omega$$

حال اگر $G(s)$ اکیدا حقیقی مثبت باشد:

$$\text{Re}(G(i\omega)) > \varepsilon \Rightarrow \langle y/u \rangle^2 =$$

$$\frac{\varepsilon}{\pi} \int_0^{\infty} |G(i\omega)|^2 U U^* d\omega$$

$$\Rightarrow \langle y/u \rangle \geq \varepsilon_1 \|G(i\omega)\|_2^2$$

یعنی $G(s)$ اکیدا غیر فعال خروجی است.

ضمیمه ۲ (مدل سازی سیستم حرکت از راه دور نمونه)

مدلسازی سیستم حرکت از راه دور نمونه به صورت کامل در [۱۰] توضیح داده شده است. در این بخش نیز به منظور دستیابی سریعتر خواننده، مراحل مدلسازی آورده شده است. سیستم مورد نظر، یک سیستم از نوع ردیابی نیرو/ سرعت است و با توجه به اینکه در اکثر مقالات از ربات یک درجه آزادی برای سایت فرمانده و فرمانبر استفاده شده ما نیز به منظور مقایسه نتایج از همان مدل استفاده می کنیم. معادلات (۴۷) تا (۵۰) دینامیک ربات فرمانده و فرمانبر را نشان می دهند.

$$J_m \dot{u}_m = F_h + \tau_m$$

$$J_s \dot{u}_s = -F_e + \tau_s$$

^۱ Coordinating Torque

[4] J. Ryu, D. Kwon, B. Hannaford, "Stable Teleoperation with Time Domain Passivity Control", *proc. IEEE int conf. on Robotics & Automation*, May 2002

[5] G. Niemeyer and J.-J. E. Slotine, "Stable adaptive teleoperation," *IEEE J. of Oceanic Engineering*, vol. 16, no.1, Jan. 1991.

[6] G. Niemeyer, J.-J. E. Slotine, "Using Wave Variables For System Analysis And Robot Control," *Proc. IEEE Int. Conf. On Robotics & Automation*, pp. 1619-1625, 1997.

[7] G. Niemeyer and J.-J. E. Slotine, "Towards Force-Reflecting Teleoperation over the Internet," *Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics & Automation*, Leuven, Belgium, pp. 1909-1915, 1998.

[8] J. Ueda and T. Yoshikawa "Force-Reflecting Bilateral Teleoperation with Time Delay by Signal Filtering", *IEEE Transactions on Robotics & Automation*, vol. 20, no. 3, June 2004.

[9] L. J. Love and W. J. Book "Force Reflecting Teleoperation With Adaptive Impedance Control", *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics—Part*, vol. 34, no. 1, February 2004.

[10] K. H. Sunny, H. Momeni and F. Janabi-Sharifi, "Adaptive teleoperation systems design," *Proc. IEEE Int. Conf. Control Applications, CCA2005*, Toronto, Canada, August 2005.

[11] Kaufman, H. and G. Neat, "Asymptotically Stable MIMO Direct MRAC for Processes not Necessarily Satisfying a Positive Real Constraint," *Int. J. Control*, 58, pp. 1011-1031, 1993.

[12] K. J. Astrom, *Adaptive Control System*, 1995, Addison-Wesley, New York, USA.

[13] Broussard, J. and O. O'Brien, "Feedforward control to track the output of a forced model," *IEEE 17th Conference on Decision and Control*, San Diego, CA, vol. 42, pp. 1149-1155, 1979.

[14] Kaufman, H., I. Bar-Kana, and K. Sobel. *Direct Adaptive Control Algorithms*, Springer-Verlag, 1998.

[15] سید کمال حسینی ثانی، حمید رضا مومنی، "طراحی کنترلگر تطبیقی مقاوم برای سیستم های حرکت از راه دور"، *مجله کنترل و ابزار دقیق*، جلد ۱، شماره ۱، ۱۳۸۵.

در شکل فوق $H_{rd}(s)$ مدل مرجع مورد نظر در طراحی کنترلگر تطبیقی سایت فرمانبر است که برای آن یک تابع تبدیل درجه ۲ به فرم زیر در نظر گرفته شده است.

$$H_{rd}(s) = \frac{\omega_s^2}{s^2 + 2\zeta_s \omega_s s + \omega_s^2}$$

در صورت حصول ردیابی مناسب در سمت سایت فرمانبر داریم: $U_{sd1} = U_s$ و بنابراین تابع تبدیل قابل مشاهده از سمت سایت فرمانبر به صورت زیر قابل محاسبه است.

$$H_r(s) = \frac{F_s(s)}{U_{sd}(s)} = \frac{F_s}{U_s} \cdot \frac{U_{sd1}}{U_{sd}} = H_s^{-1}(s) \cdot H_{rd}(s)$$

$$H_t(s) = \frac{F_{md}(s)}{F_h - F_{md}(s)} = H_m(s) \cdot e^{-T_1 s}$$

$$H_r(s) \cdot e^{-T_2 s} = \frac{H_m(s) \cdot H_{rd}(s)}{H_s(s)} e^{-ds}$$

که $d = T_1 + T_2$ و $H_t(s)$ تابع تبدیل سایت فرمانبر و $H_r(s)$ تابع تبدیل از دیدگاه سایت فرمانبر است. با جایگزینی روابط (۵۱)، (۵۲) و (۵۳) در رابطه (۵۹) داریم:

$$H_t(s) = \frac{\omega_s^2 (J_s s + b_s)}{(J_m s + b_m)(s^2 + 2\zeta_s \omega_s s + \omega_s^2)} \cdot e^{-ds}$$

رابطه (۶۰) تابع تبدیل سیستم حرکت از راه دور را نشان می دهد.

مراجع

[1] L. F. Penin and K. Matsumoto, "Teleoperation With Time Delay. A Survey and Its Use in Space Robotics," *Technical Report of National Aerospace Laboratory TR-1438T*, 2000.

[2] R. J. Anderson, M. W. Spong, "Bilateral control of teleoperators with time delay," *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. 34, no.5, May 1989, pp. 494-501.

[3] S. Leeraphan, T. Marieewarn, and D. Laowattana, "Stable adaptive bilateral control of transparent teleoperation through time-varying delay," *Proc. IEEE/RSJ, Int. Conf. on Robots and systems*. Lausanne, Switzerland, pp. 2979-2984, October 2002.