

# طراحی کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع برای سیستم حرکت از راه دور با فیدبک از خروجی پیش بینی شده

سیدکمال حسینی ثانی، حمیدرضا مومنی و فرخ جنابی شریفی

سیستم شدند. لرافان و همکاران [۵] به منظور غیر فعال سازی سیستم از پارامتر متغیری استفاده کردند که به صورت تطبیقی باعث غیر فعال سازی کل سیستم می شد. در ادامه کار، ریو و همکاران [۶] نیز با بکارگیری کنترل کننده غیر فعال ساز سعی در غیر فعال سازی سیستم نمودند. نایمیر و اسلوتین [۷] بحث کاربرد متغیرهای موج<sup>۵</sup> را مطرح کردند تا علاوه بر غیر فعال سازی سیستم، پاسخ عملکرد را بهبود بخشند و در ادامه کار خود [۸] با فیلترسازی متغیرهای موج، خطای ردیابی را کاهش دادند. در سال ۲۰۰۲ م. نایمیر و بوک [۹] از پیش بینی کننده اسمیت استفاده کردند که لازمه آن، معلوم بودن مدل سیستم بود. بکارگیری کنترلر  $H_{\infty}$  در سال ۲۰۰۲ م. توسط سانو و همکاران [۱۰] مطرح شد که برای محدوده مشخصی از تأخیر زمانی خط انتقال پاسخ مناسبی بدست می داد. هشترودی زاد و سالکودن [۱۱] کنترل کننده تطبیقی غیر مستقیم را مطرح کردند. آنها بجای اندازه گیری نیروی ربات فرمانبر از سرعت، موقعیت و شتاب ربات فرمانده و فرمانبر استفاده کردند. در سال ۲۰۰۳ م. لاو و بوک [۱۲] کنترل کننده امیدانس تطبیقی را بکار بردند که باعث کاهش انرژی مورد نیاز توسط اپراتور می شد. ریو و همکاران [۱۳] در سال ۲۰۰۴ م. با بکارگیری رویترگر و کنترل کننده غیرفعال ساز، پایداری سیستم را برای برخوردهای محکمتر ربات فرمانبر با محیط تضمین کردند. یدا و یاشیکاوا در سال ۲۰۰۴ م. [۱۴] نشان دادند که در حالت فیدبک نیرو از سایت فرمانبر به دلیل تأخیر خط انتقال و بنابراین نداشتن پاسخ واقعی در سمت ربات فرمانده، پایداری سیستم تضمین نمی شود اما با بکارگیری فیلتر می توان پاسخ سیستم را بهبود داد. در سال ۲۰۰۵ م. حسینی و همکاران [۱۵] بحث کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع را مطرح کردند که باعث بهبود ردیابی سیستم برای تأخیرهای بزرگتر خط انتقال می شد. مجموعه کارهای انجام شده نشان می دهد که همواره بهبود پایداری، عملکرد مطلوب سیستم را کاهش می دهد و داشتن سیستمی پایدار برای تأخیرهای مختلف خط به نحوی که ردیابی سیستم مناسب باقی بماند همواره مورد توجه بوده است.

در این مقاله با طراحی دو کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع مستقل در سمت رباتهای فرمانده و فرمانبر، ردیابی بسیار مناسبی برای سیگنالهای گشتاور و سرعت بدست آمده است و به منظور بهبود پایداری و ردیابی سیستم برای تأخیرهای بزرگتر خط انتقال از پیش بینی خروجی فرآیند استفاده شده است. پیش بینی خروجی نیازمند شناسایی تأخیر خط انتقال است که در این مقاله با ارائه روش جدیدی به صورت مناسبی این تأخیر قابل شناسایی است. همچنین بکارگیری کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع، پایداری و ردیابی مناسبی در مقابل تغییرات پارامترهای سایت فرمانده و فرمانبر بدست می دهد که در دیگر مقالات کمتر به آن پرداخته شده است.

چکیده: با توجه به کاربردهای سیستمهای حرکت از راه دور که طیف وسیعی از صنعت را به خود تخصیص داده است، در این مقاله با پرداختن به آن و طراحی کنترل کننده مناسب، سعی در بهبود عملکرد اینگونه سیستمها با توجه به تأخیر زمان خط اینترنت شده است. به همین منظور با ارائه روشی جدید ابتدا زمان تأخیر خط به طور مناسب شناسایی می شود و از آن در پیش بینی خروجی فرآیند استفاده می گردد. سپس از این خروجی در طراحی کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع در سمت فرمانده استفاده می شود. در سمت فرمانبر نیز با طراحی کنترل کننده تطبیقی مستقل از ربات فرمانده، ردیابی بسیار مناسبی برای سیگنالهای موقعیت/سرعت ربات فرمانبر حاصل می گردد.

کلید واژه: سیستم حرکت از راه دور، کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع، تأخیر زمانی، ربات فرمانده، ربات فرمانبر.

## ۱- مقدمه

سیستمهای حرکت از راه دور در زمینههای مختلفی از جمله پزشکی، کاوشگریهای زیر آب و محیطهایی که امکان حضور انسان در آنها نیست و موارد متنوع دیگر، کاربرد دارند. به همین منظور در دهه اخیر بیشتر مورد توجه محققین قرار گرفته است. تأخیر زمانی خط انتقال پارامتر بسیار مهمی است که موجب ناپایداری و عملکرد نامناسب<sup>۱</sup> سیستم می شود و در اینگونه سیستمها افزایش بازه پایداری باعث کاهش عملکرد مطلوب سیستم می شود و لازم است که مصالحه ای بین آن دو صورت گیرد. نکته دیگر فرض غیر خطی بودن سیستم است که در مجموع باعث شده افراد مختلفی [۱] و [۲] به تحقیق روی این مسائل بپردازند.

از جمله کارهای اولیه ای که در مورد سیستمهای حرکت از راه دور توسط اندرسون و اسپنگ [۳] مطرح گردید بکارگیری کنترل کننده PI و غیر فعال<sup>۲</sup> سازی کانال انتقال بود که باعث پایداری سیستم برای تأخیرهای کوچک خط انتقال ۴۰ میلی ثانیه می شد. در سال ۱۹۹۸ م. شی و همکاران [۴] در طراحی کنترل کننده، علاوه بر سرعت از شتاب ربات فرمانده<sup>۳</sup> در کنترل ربات فرمانبر<sup>۴</sup> استفاده کردند و باعث بهبود پاسخ

این مقاله در تاریخ ۱۸ تیر ماه ۱۳۸۴ دریافت و در تاریخ ۳ آبان ماه ۱۳۸۴ بازنگری شد.

سید کمال حسینی ثانی، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه تربیت مدرس، تهران، ایران (email: kamal\_hosseini@yahoo.com)

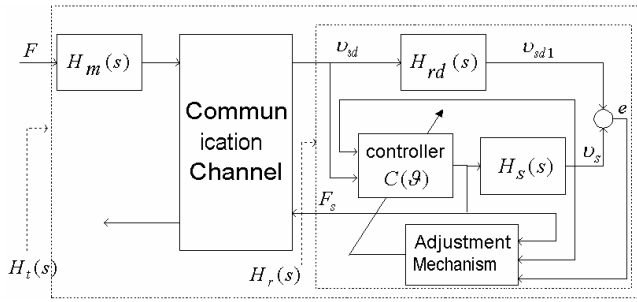
حمید رضا مومنی، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه تربیت مدرس، تهران، ایران (email: momeni\_h@modares.ac.ir)

فرخ جنابی شریفی، گروه مکانیک دانشگاه Ryerson، تورونتو، انتاریو، کانادا، (email: fsharifi@ryerson.ca)

1. Transparency
2. Passive
3. Master Robot

4. Slave Robot

5. Wave Variables



شکل ۲: بلوک دیاگرام سایت فرمانده.

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

$$H_{rd}(s) = \frac{\omega_s^2}{s^2 + 2\xi_s \omega_s s + \omega_s^2} \quad (11)$$

در صورت حصول ردیابی مناسب در سمت سایت فرمانبر  $v_{sd1} = v_s$  است، بنابراین تابع تبدیل قابل مشاهده از سمت سایت فرمانده به صورت زیر قابل محاسبه است

$$H_r(s) = \frac{F_s(s)}{v_{sd}(s)} = \frac{F_s}{v_s} \cdot \frac{v_{sd1}}{v_{sd}} = H_s^{-1}(s) \cdot H_{rd}(s) \quad (12)$$

$$H_t(s) = \frac{F_{md}(s)}{F_h - F_{md}(s)} = H_m(s) \cdot e^{-T_s} \cdot H_r(s) \cdot e^{-T_r} \quad (13)$$

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

که  $d = T_1 + T_r$  تأخیر کل کانال و  $H_r(s)$  تابع تبدیل سایت فرمانبر  $H_t(s)$  و  $H_m(s)$  تابع تبدیل از دیدگاه سایت فرمانده است. با جایگزینی روابط (۵) و (۶) در رابطه (۱۳) داریم.

$$H_t(s) = \frac{\omega_s^2 (J_s s + b_s)}{(J_m s + b_m)(s^2 + 2\xi_s \omega_s s + \omega_s^2)} \cdot e^{-ds} \quad (14)$$

### ۳- شناسایی زمان تأخیر کانال انتقال

می توان تابع تبدیل کل سیستم، معادله (۱۴)، را در حالت دیجیتال به فرم کلی زیر نمایش داد.

$$H(q^{-1}) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} q^{-d} \quad (15)$$

اگر فرض کنیم مدل سیستم به فرم زیر باشد.

$$\hat{H}(q^{-1}) = \frac{\hat{B}(q^{-1})}{\hat{A}(q^{-1})} q^{-\hat{d}} \quad (16)$$

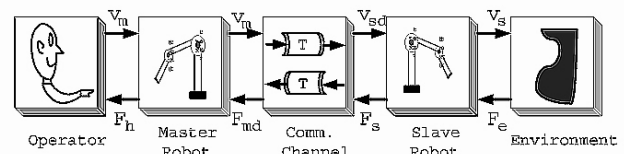
در اینصورت می توان نوشت.

$$\hat{A}(q^{-1})y(t) = \hat{B}(q^{-1})q^{-\hat{d}}u(t) \quad (17)$$

که در آن  $y(t)$  خروجی و  $u(t)$  ورودی فرآیند است و  $\hat{A}(q^{-1})$  و  $\hat{B}(q^{-1})$  چند جمله ایهایی از توانهای  $q^{-1}$  هستند و می توان به فرم کلی زیر نمایش داد.

$$\hat{A}(q^{-1}) = 1 - \hat{a}_1 q^{-1} - \hat{a}_2 q^{-2} - \dots - \hat{a}_n q^{-n} \quad (18)$$

$$\hat{B}(q^{-1}) = \hat{b}_0 + \hat{b}_1 q^{-1} + \dots + \hat{b}_m q^{-m}$$



شکل ۱: یک سیستم حرکت از راه دور ساده.

### ۲- مدل سازی سیستم

سیستم حرکت از راه دور مورد بررسی در این مقاله مطابق شکل ۱، یک سیستم از نوع ردیابی نیرو/ سرعت است و با توجه به اینکه در اکثر مقالات [۳] از ربات یک درجه آزادی برای ربات فرمانده و فرمانبر استفاده شده ما نیز به منظور مقایسه نتایج از همان مدل استفاده می کنیم.

معادلات (۱) تا (۴) دینامیک ربات فرمانده و فرمانبر را نشان می دهند

$$J_m \dot{v}_m = F_h + \tau_m \quad (1)$$

$$J_s \dot{v}_s = -F_e + \tau_s \quad (2)$$

$$\tau_m = -b_m v_m - F_{md} \quad (3)$$

$$\tau_s = -b_s v_s + F_s \quad (4)$$

که در آن  $v_m$  و  $v_s$  به ترتیب سرعت رباتهای فرمانده و فرمانبر (بر حسب rad/s)،  $J_m$  و  $J_s$  اینرسی (بر حسب  $kgm^2$ )،  $b_m$  و  $b_s$  دمپینگ (بر حسب  $kgm^2/s$ )،  $F_h$  گشتاور اعمالی از دست اپراتور به ربات فرمانده (بر حسب Nm)،  $\tau_m$  و  $\tau_s$  گشتاور موتورها،  $F_{md}$  گشتاور برگشتی از سایت فرمانبر،  $F_s$  گشتاور هماهنگ ساز<sup>۱</sup> و  $F_e$  گشتاور محیط است. کلیه واحدها در سیستم SI در نظر گرفته شده اند. گشتاور معمولاً جهت تطبیق سیگنال های سرعت فرمانده و فرمانبر و توسط کنترل کننده اعمال می شود. با توجه به روابط فوق تابع تبدیل رباتهای فرمانده و فرمانبر قابل محاسبه هستند

$$H_m(s) = \frac{v_m}{F_h - F_{md}} = \frac{1}{J_m s + b_m} \quad (5)$$

$$H_s(s) = \frac{v_s}{F_s - F_e} = \frac{1}{J_s s + b_s} \quad (6)$$

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

$$v_{sd}(t) = v_m(t - T_1) \quad (7)$$

$$F_{md}(t) = F_s(t - T_r) \quad (8)$$

که  $T_1$  و  $T_r$  تأخیر کانال رفت و برگشت است و  $v_{sd}$  سرعت اعمال شده به سایت فرمانبر و  $F_{md}$  گشتاور برگشتی از سایت فرمانبر است. با گرفتن تبدیل لاپلاس از روابط (۷) و (۸) داریم

$$v_{sd}(s) = e^{-T_1 s} \cdot v_m(s) \quad (9)$$

$$F_{md}(s) = e^{-T_r s} \cdot v_m(s) \quad (10)$$

با فرض  $F_e = 0$  و با توجه به روابط فوق و بکارگیری کنترل کننده مدل مرجع در سمت فرمانبر، دیاگرام کلی سیستم به صورت شکل ۲ قابل نمایش است.

1. Coordinating Torque

$$e(k) = y(k) - \hat{y}(k)$$

$$\hat{d}(k) = \hat{d}(k-1) - \alpha e(k) m(k)$$

که پارامتر  $\alpha$  سرعت شناسایی و همگرایی الگوریتم را تعیین می‌کند و در شبیه‌سازی به صورت تابع نمایی در نظر گرفته شده که در لحظه اول برابر ۰/۵ است و با گذشت زمان به سمت ۰/۱ کاهش می‌یابد تا هم سرعت و هم مقاومت<sup>۳</sup> الگوریتم افزایش یابد. نتایج شبیه‌سازی، عملکرد خوب الگوریتم شناسایی زمان تأخیر را تایید می‌کند.

#### ۴- پیش بینی خروجی سیستم

به منظور حذف پارامترهای تأخیر در کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع که در بخش (۵) بررسی خواهد شد لازم است با داشتن پارامترهای زمان تأخیر، خروجی فرآیند را پیش بینی کنیم. به همین منظور از روشهای مرسوم پیش بینی مطابق روابط زیر استفاده می‌کنیم. می‌توان تابع تبدیل کل سیستم را از دیدگاه اپراتور به فرم زیر نمایش داد

$$\hat{y}(k) = a_1 \hat{y}(k-1) + a_2 \hat{y}(k-2) + \dots + b_1 u(k-\hat{d}) + b_2 u(k-\hat{d}-1) + \dots \quad (28)$$

با توجه به رابطه فوق، برای محاسبه خروجی  $\hat{y}(k+\hat{d})$  از خروجی‌های قبلی  $\hat{y}(k)$ ،  $\hat{y}(k-1)$  و ... و ورودی‌های  $u(k)$ ،  $u(k-1)$  و ... استفاده می‌کنیم. بنابراین الگوریتم زیر می‌تواند در پیش بینی خروجی فرآیند استفاده گردد

$$\hat{y}(k+1) = a_1 \hat{y}(k) + a_2 \hat{y}(k-1) + \dots + b_1 u(k-\hat{d}+1) + b_2 u(k-\hat{d}) + \dots \quad (29)$$

$$\hat{y}(k+\hat{d}) = a_1 \hat{y}(k+\hat{d}-1) + \dots + b_1 u(k) + \dots$$

پس از گذشت مدتی از شروع کار سیستم، می‌توان جهت شناسایی تأخیر، از خروجی پیش بینی شده  $\hat{y}(k+\hat{d})$  استفاده کرد و در نتیجه شرط  $\hat{A} = A$  و  $\hat{B} = B$  قابل اغماض است.

#### ۵- طراحی کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع با فیدبک از خروجی

در این بخش ابتدا به طراحی کنترل کننده برای سایت فرمانده می‌پردازیم و سپس نتایج را برای سایت فرمانبر تعمیم می‌دهیم. سایت فرمانبر را می‌توان با مدل پیوسته زمانی زیر توصیف کرد

$$Ay(t) = b \cdot B e^{-ds} u(t) \quad (30)$$

که در آن  $A$  و  $B$  چند جمله‌ایهایی هستند که فاکتور مشترک ندارند و  $B$  چند جمله‌ای یکتاست که تمامی صفرهای آن در سمت چپ محور  $j\omega$  هستند. اگر خروجی فرآیند برای زمان تأخیر  $d$  پیش بینی شود در این صورت می‌توان فرآیند تحت کنترل را با مدل زیر تقریب زد.

$$A \hat{y}(t) = b \cdot B u(t) \quad (31)$$

$$\hat{y}(t) = y(t+d)$$

که برای سایت فرمانده یک سیستم کمینه فاز است و می‌تواند توسط کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع [۱۶] کنترل شود. کنترل کننده خطی کلی را به صورت زیر انتخاب می‌کنیم

برای شناسایی برخط<sup>۱</sup> تأخیر خط انتقال، از روش گرادیان<sup>۲</sup> استفاده کرده و خطا را به صورت زیر تعریف می‌کنیم.

$$e(k) = y(k) - \hat{y}(k) = u(k) \left[ \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} q^{-d(k)} - \frac{\hat{B}(q^{-1})}{\hat{A}(q^{-1})} q^{-\hat{d}} \right] \quad (19)$$

تابع هزینه را به صورت زیر تعریف می‌کنیم

$$J(k) = \sum_{i=1}^k \frac{1}{\rho} e^2(i) \quad (20)$$

برای شناسایی تأخیر فرض می‌کنیم در لحظه شروع کار سیستم  $\hat{A} = A$  و  $\hat{B} = B$  باشد (این فرض معتبر است زیرا در لحظه اول، مقادیر پارامترهای تابع تبدیل مشخص هستند) و پس از تخمین تقریبی تأخیر، می‌توان فرض فوق را کنار گذاشت و از خروجی فرآیند در شناسایی تأخیر استفاده کرد. به منظور تخمین تأخیر از روش گرادیان داریم

$$\hat{d}(k) = \hat{d}(k-1) - \alpha \frac{\partial J(k)}{\partial \hat{d}(k-1)} \Big|_{\hat{A} = \hat{A}(k), \hat{B} = \hat{B}(k)} \quad (21)$$

از طرفی داریم

$$\frac{\partial J(k)}{\partial \hat{d}(k)} = \frac{\partial J(k)}{\partial e(k)} \cdot \frac{\partial e(k)}{\partial \hat{d}(k)} = e(k) \frac{\hat{B}(q^{-1})}{\hat{A}(q^{-1})} \cdot q^{-\hat{d}(k)} \cdot \ln q \quad (22)$$

می‌توان  $\ln q$  را با بسط دو جمله اول آن نمایش داد. یعنی داریم

$$\ln q \cong -\rho \left[ \frac{q-1}{q+1} + \frac{1}{3} \frac{(q-1)^2}{(q+1)^2} \right] = \frac{\rho}{3} \times \frac{(1-q^{-1})}{1+\rho q^{-1} + \rho^2 q^{-2} + \rho^3 q^{-3}} \quad (23)$$

بنابراین داریم

$$\frac{\partial J(k)}{\partial \hat{d}(k)} = e(k) \frac{\rho}{3} \times \frac{(1-q^{-1})}{1+\rho q^{-1} + \rho^2 q^{-2} + \rho^3 q^{-3}} \cdot \hat{y}(k) \quad (24)$$

به منظور پیاده سازی الگوریتم تخمین، پارامتر کمکی  $m(k)$  را بصورت زیر تعریف می‌کنیم.

$$m(k) = \frac{\rho}{3} \times \frac{(1-q^{-1})}{1+\rho q^{-1} + \rho^2 q^{-2} + \rho^3 q^{-3}} \cdot \hat{y}(k) \quad (25)$$

$$m(k) = -\rho m(k-1) - \rho m(k-2) - \rho m(k-3) + \frac{\rho}{3} (\hat{y}(k) - \hat{y}(k-1)) \quad (26)$$

بنابراین الگوریتم شناسایی زمان تأخیر به صورت زیر قابل محاسبه است.

$$m(k) = -\rho m(k-1) - \rho m(k-2) - \rho m(k-3) + \frac{\rho}{3} (\hat{y}(k) - \hat{y}(k-1)) \quad (27)$$

1. Online
2. Gradient Method

$$e = b \cdot \left( \frac{1}{P_1} u + \varphi^T \dot{\theta} \right) \quad (۴۴)$$

در حالت نامی که پارامترهای کنترل کننده معلوم هستند داریم

$$u = -p_1 (\varphi^T \dot{\theta}) = -p_1 ((\dot{\theta}^T) \varphi) = -(\dot{\theta}^T) (p_1 \varphi) \quad (۴۵)$$

با فرض اینکه  $\theta$  بردار پارامترهای قابل تنظیم کنترل کننده باشد قانون فیدبک زیر مدل خطای مطلوب را بدست می‌دهد.

$$u = -p_1 (\varphi^T \theta) \quad (۴۶)$$

با توجه به اینکه این قانون کنترلی درحالتی 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 می‌شود

$$u = -\theta^T (p_1 \varphi) \quad (۴۷)$$

در این صورت با استفاده از رابطه (۴۴) داریم

$$e = b \cdot \left( \varphi^T \dot{\theta} - \frac{1}{P_1} \theta^T (P_1 \varphi) \right) = b \cdot \left( \varphi^T \dot{\theta} - \varphi^T \theta - \frac{1}{P_1} \theta^T (P_1 \varphi) + \varphi^T \theta \right) \quad (۴۸)$$

$\eta$  و  $\varepsilon$  را به صورت زیر تعریف می‌کنیم

$$\eta = \frac{1}{P_1} \theta^T (P_1 \varphi) - \varphi^T \theta = -\left( \frac{1}{P_1} u + \varphi^T \theta \right) \quad (۴۹)$$

$$\varepsilon = e_f + b \cdot \eta = b \cdot \varphi^T (\dot{\theta} - \theta) \quad (۵۰)$$

سیگنال  $\varepsilon$  خطای افزوده نامیده می‌شود که به صورت زیر محاسبه می‌گردد

$$\varepsilon = (\hat{y} - y_m) + b \cdot \eta \quad (۵۱)$$

محاسبات فوق کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع مطلوب را برای فرآیند به دست می‌دهد. محدودیت این طراحی، شرط کمینه فاز بودن فرآیند است. درجه چند جمله‌ایهای  $R, S, T, A, A_m$  و  $B_m$  براساس شرایط زیر انتخاب می‌گردد. شرط مناسب بودن کنترل کننده:

$$\deg S \leq \deg R \quad (۵۲)$$

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

شرط سازگاری:

$$\deg A_m = \deg A$$

$$\deg B_m = \deg B$$

$$\deg A_c = \deg A - \deg B - 1 \quad (۵۳)$$

$$AR_1 + b \cdot S = A \cdot A_m$$

سایت فرمانبر از ربات فرمانبر و محیط تشکیل شده است. با توجه به اینکه در اکثر مقالات، مدل درجه ۲ برای محیط انتخاب می‌شود و ربات فرمانبر نیز یک ربات یک درجه آزادی است، بنابراین می‌توان سایت فرمانبر را با تابع تبدیل درجه ۲ مدل‌سازی نمود. در این صورت داریم

$$Ru(t) = -S\hat{y}(t) + Tu_c(t) \quad (۳۲)$$

که در آن سیگنال فرمان ورودی و  $T, S, R$  چند جمله‌ایهایی از  $s$  هستند. چون  $B$  پایدار است پس تمامی صفرهای آن می‌تواند با کنترل کننده حذف شوند. بنابراین می‌توان نوشت  $R = R_1 B$ . در این صورت سیستم حلقه بسته به دست آمده، به فرم زیر قابل توصیف است

$$(AR_1 + b \cdot S)\hat{y} = b \cdot Tu_c \quad (۳۳)$$

با نمایش  $T$  به فرم  $T = t \cdot A$  که در آن  $A$  چند جمله‌ای یکتا و پایدار است و رویتگر نامیده می‌شود داریم

$$AR_1 + b \cdot S = A \cdot A_m \quad (۳۴)$$

بنابراین ردیابی کامل با مدل زیر امکان پذیر است

$$A_m y_m(t) = b \cdot t \cdot u_c(t) \quad (۳۵)$$

با نوشتن خطا به فرم زیر

$$e = \hat{y} - y_m \quad (۳۶)$$

و استفاده از روابط کنترل کننده داریم

$$A \cdot A_m e = A \cdot A_m (\hat{y} - y_m) = b \cdot (Ru + S\hat{y} - Tu_c) \quad (۳۷)$$

در نتیجه داریم

$$e = \frac{b \cdot (Ru + S\hat{y} - Tu_c)}{A \cdot A_m} \quad (۳۸)$$

چون ممکن است  $b / A \cdot A_m$  اکیدا حقیقی مثبت نباشد و بنابراین نتوان از قانون لیاپونف استفاده کرد، پس از مدل خطای زیر استفاده می‌کنیم

$$e_f = b \cdot \left( \frac{R}{P} u + \frac{S}{P} \hat{y} - \frac{T}{P} u_c \right) \quad (۳۹)$$

که در آن  $P = P_1 P_2 = A \cdot A_m$  چند جمله‌ای یکتا، پایدار و با درجه مشابه درجه  $R$  است در این صورت داریم.

$$\frac{R}{P} = \frac{1}{P_1} + \frac{R - P_2}{P} \quad (۴۰)$$

بنابراین مدل خطا به فرم زیر قابل نمایش است

$$e = b \cdot \left( \frac{1}{P_1} u + \frac{R - P_2}{P} u + \frac{S}{P} \hat{y} - \frac{T}{P} u_c \right) \quad (۴۱)$$

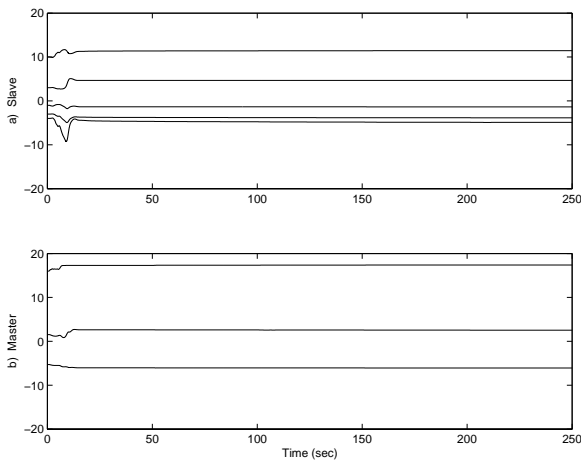
فرض کنید  $k$  و  $l$  به ترتیب درجه چند جمله‌ایهای  $S$  و  $T$  باشند. بردار پارامترهای صحیح کنترل کننده به فرم زیر قابل تعریف است.

$$\theta^0 = (r'_1 \dots r'_k \ s \dots s_l \ t \dots t_m)^T \quad (۴۲)$$

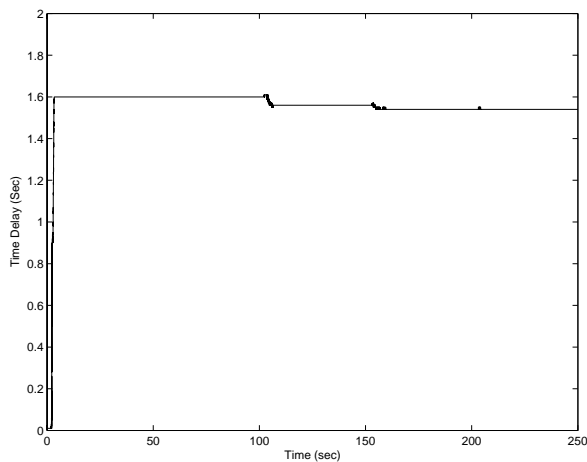
که در آن  $r'_i$  ها ضرایب چند جمله‌ای  $R - P_2$  هستند. بردار  $\varphi$  شامل ورودی، خروجی و سیگنال فرمان به صورت زیر قابل تعریف است.

$$\varphi^T = \left( \frac{\rho^{k-1}}{P(\rho)} u \dots \frac{1}{P(\rho)} u \quad \frac{\rho^l}{P(\rho)} \hat{y} \dots \frac{1}{P(\rho)} \hat{y} \right. \\ \left. - \frac{\rho^m}{P(\rho)} u_c \dots - \frac{1}{P(\rho)} u_c \right) \quad (۴۳)$$

بنابراین سیگنال خطا به فرم زیر قابل نمایش است



شکل ۴: همگرایی پارامترهای سایت فرمانبر و فرمانده.



شکل ۵: زمان تأخیر شناسایی شده (مقدار واقعی ۱/۶ ثانیه).

### ۶- نتایج شبیه سازی

به منظور بررسی نتایج تئوری، از رباتهای یک درجه آزادی با پارامترهای زیر که بیشتر مقالات نیز از آن استفاده کرده‌اند در شبیه‌سازی استفاده شده است.

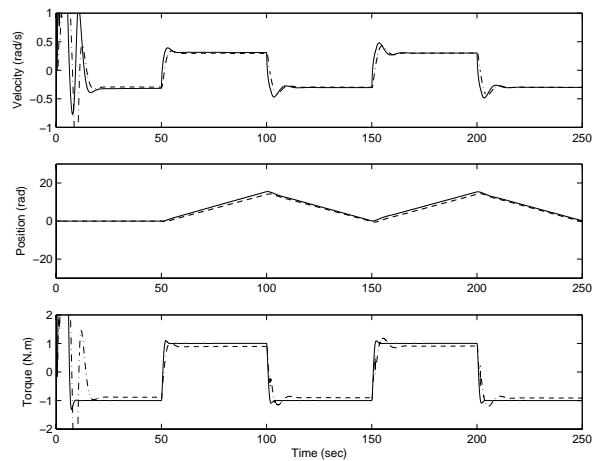
$$[J_m, b_m, J_s, b_s] = [170, 2, 50, 150]$$

نتایج شبیه‌سازی مشابه [۱۵] برای دو حالت، زمان تأخیر رفت و برگشت  $d=1/6$  و  $d=6$  ثانیه مورد بررسی قرار گرفته است. شکل ۳ ردیابی سیگنال‌های سرعت، موقعیت و گشتاور را نشان می‌دهد. همانطور که مشاهده می‌شود ردیابی بسیار خوب انجام شده است. در شکل ۴ همگرایی پارامترهای کنترل‌کننده سایت فرمانبر و فرمانده نمایش داده شده است. به منظور تسریع همگرایی این پارامترها و در نتیجه تسریع ردیابی و نیز افزایش سرعت همگرایی الگوریتم شناسایی تأخیر، مقادیر اولیه این پارامترها بصورت مناسبی انتخاب شده است.

شکل ۵ تأخیر شناسایی شده توسط الگوریتم شناسایی را نشان می‌دهد. مقدار واقعی این تأخیر برای مسیر رفت و برگشت ۰/۸ ثانیه، برابر ۱/۶ ثانیه است. مشاهده می‌شود که الگوریتم بسیار خوب تأخیر را شناسایی کرده است.

در شکل ۶ خروجی پیش‌بینی شده (گشتاور برگشتی از سایت فرمانبر) و خروجی واقعی آورده شده است. مشاهده می‌شود که الگوریتم پیش‌بینی نیز مناسب عمل کرده است.

یکی از مزایای کنترل‌کننده تطبیقی، مقاومت سیستم در مقابل تغییرات پارامترهای فرآیند است. به همین منظور در شکل ۷ مقادیر پارامترهای



شکل ۳: سیگنال‌های سرعت، موقعیت و گشتاور برای تأخیر زمانی ۱/۶ ثانیه (خطوط نقطه چین برای سایت فرمانبر و خطوط توپر برای سایت فرمانده).

$$\deg B = 0, \deg A = 2$$

از روابط (۵۲) و (۵۳) داریم

$$\deg A_m = 2, \deg B_m = 0, \deg A_c = 1$$

$$\deg R = 1, \deg S = 1, \deg T = 1$$

مدل خطا، به صورت اختلاف بین سرعت دریافتی از ربات فرمانده از طریق خط انتقال با سرعت خروجی حاصل از ربات فرمانبر قابل نمایش است یعنی داریم

$$e = v_s - v_{sd} \quad (54)$$

بردار  $\varphi, \theta$  به صورت زیر قابل بیان هستند

$$\varphi^T = \left( \frac{1}{P(\rho)} u \quad \frac{\rho}{P(\rho)} y \quad \frac{1}{P(\rho)} y \right. \\ \left. - \frac{\rho}{P(\rho)} u_c \quad - \frac{1}{P(\rho)} u_c \right) \quad (55)$$

به دلیل اینکه محیط و ربات فرمانبر هر دو غیر فعال هستند سایت فرمانبر نیز غیر فعال خواهد بود و کنترل‌کننده طراحی شده، یک سیستم پایدار به دست می‌دهد.

حال با فرض عدم وجود زمان تأخیر، کنترل‌کننده مدل مرجع را طراحی می‌کنیم و سپس آن را به سیستم تأخیر دار اعمال می‌کنیم. با توجه به اینکه تابع تبدیل کل سیستم از درجه ۳ می‌باشد، درجه چند جمله‌ایهای کنترل‌کننده، مدل مرجع و روباتگر به صورت زیر قابل محاسبه هستند.

$$\deg B = 1, \deg A = 3$$

$$\deg A_m = 3, \deg B_m = 1, \deg A_c = 1$$

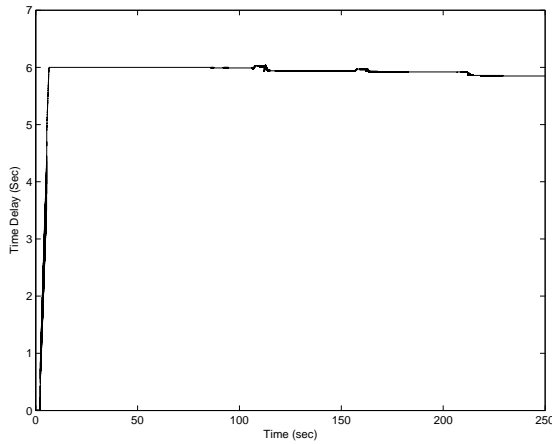
$$\deg R = 3, \deg S = 2, \deg T = 1$$

طراحی کنترل‌کننده سایت فرمانبر کاملاً مشابه کنترل‌کننده سمت فرمانده است با این تفاوت که بدلیل عدم وجود تأخیر زمانی، نیازی به پیش‌بینی خروجی نیست. تابع تبدیل فرمانبر یک تابع تبدیل درجه ۲ است و بنابراین می‌توان درجه کنترل‌کننده را به صورت زیر محاسبه کرد.

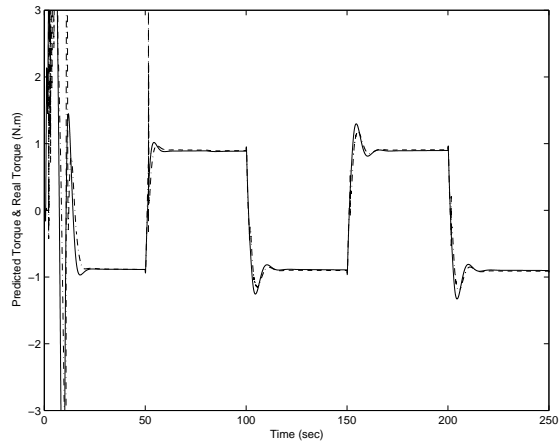
$$\deg B = 0, \deg A = 2$$

$$\deg A_m = 2, \deg B_m = 0, \deg A_c = 1$$

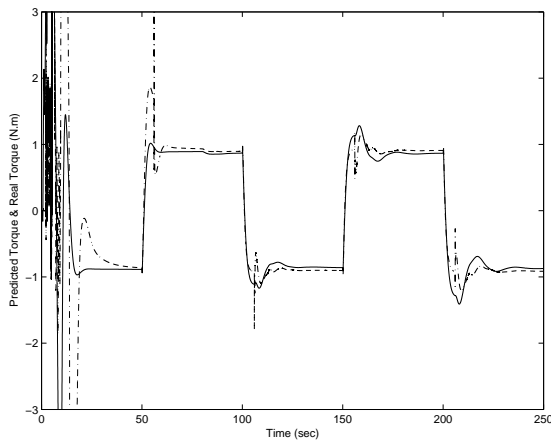
$$\deg R = 1, \deg S = 1, \deg T = 1$$



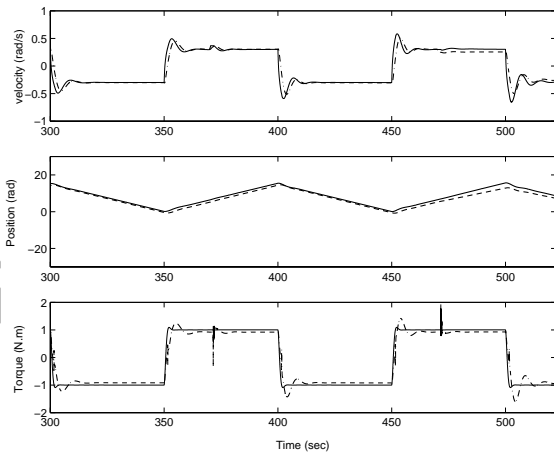
شکل ۹: زمان تأخیر شناسایی شده (مقدار واقعی ۶ ثانیه).



شکل ۶: سیگنال گشتاور پیش بینی شده (خطوط نقطه چین) و سیگنال گشتاور واقعی (خطوط توپر).



شکل ۱۰: سیگنال گشتاور پیش بینی شده (خطوط نقطه چین) و سیگنال گشتاور واقعی (خطوط توپر).



شکل ۷: سیگنال‌های سرعت، موقعیت و گشتاور با اعمال ۲۰٪ تغییر در پارامترهای ربات فرمانبر در زمان ۳۷۰ ثانیه و ۲۰٪ تغییر در پارامترهای ربات فرمانده در زمان ۴۷۰ ثانیه (خطوط نقطه چین برای سایت فرمانبر و خطوط توپر برای سایت فرمانده).

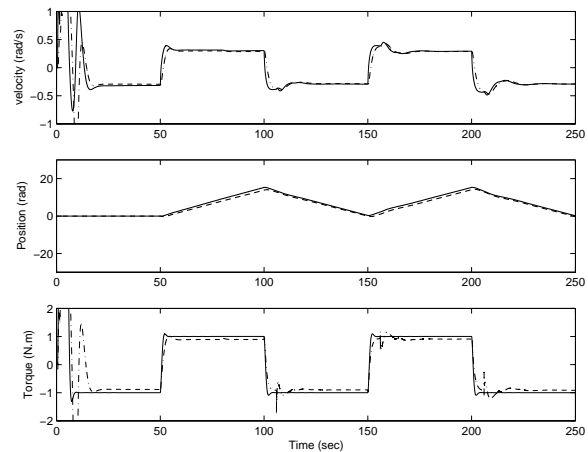
دارای ردیابی نامناسب و یا ناپایدار هستند آورده‌ایم. شکل ۸ نشان می‌دهد که ردیابی مناسبی در مقایسه با [۱۵] برای سیستم بدست آمده است. در شکل ۹ و ۱۰ نیز به ترتیب تأخیر شناسایی شده و خروجی گشتاور پیش بینی شده نمایش داده شده است. با تکرار شبیه‌سازی می‌توان مشاهده کرد که برای زمان تأخیر ۹ ثانیه نیز می‌توان پاسخ‌های مناسبی برای سیستم بدست آورد.

### ۷- بررسی پایداری سیستم

با توجه به اینکه تأخیر سیستم بر اساس پیش بینی خروجی فرآیند، در کنترل کننده لحاظ شده است و توجه به اینکه سیستم مورد نظر یک سیستم کمینه فاز است، بنابراین کنترل کننده مدل مرجع با فیدبک از خروجی پیش‌بینی شده یک کنترل کننده پایدار ساز خواهد بود.

### ۸- نتیجه‌گیری

با بررسی نتایج شبیه‌سازی مشاهده می‌شود که پاسخ عملکرد سیستم در مقایسه با کارهای انجام شده بسیار مناسب است. بکارگیری کنترل کننده مدل مرجع با فیدبک از خروجی پیش بینی شده باعث می‌شود که ردیابی مناسبی برای سیگنال گشتاور حاصل گردد، در عین حال که پایداری سیستم نیز تضمین می‌شود. پیش بینی خروجی مستلزم شناسایی دقیق زمان تأخیر خط انتقال است و مشاهده می‌شود که روش ارائه شده در شناسایی زمان تأخیر بسیار مناسب عمل می‌کند.



شکل ۸: سیگنال‌های سرعت، موقعیت و گشتاور برای تأخیر زمانی ۶ ثانیه (خطوط نقطه چین برای سایت فرمانبر و خطوط توپر برای سایت فرمانده).

ربات فرمانده و فرمانبر را در زمانهای ۳۷۰ و ۴۷۰ ثانیه، ۲۰٪ تغییر داده‌ایم. همانطور که مشاهده می‌شود با وجود این تغییرات ردیابی بسیار مناسب انجام شده است. همانطور که قبلاً توضیح داده شد با اعمال خروجی پیش‌بینی شده در کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع، ردیابی سیستم برای زمانهای تأخیر بزرگ بهبود می‌یابد. به همین منظور در ادامه مقاله نتایج شبیه‌سازی را برای زمان تأخیر ۶ ثانیه که نسبتاً زمان تأخیر بزرگی برای سیستم‌های حرکت از راه دور است و اکثر روشهای کنترلی ارائه شده

## مراجع

- [15] K. H. Sunny, H. Momeni, and F. Janabi-Sharifi, "Adaptive teleoperation systems design", in *Proc. IEEE Int. Conf. Control Applications, CCA2005*, pp. 334-339, Toronto, Canada, Aug. 2005.
- [16] K. J. Astrom, *Adaptive Control System*, Addison-Wesley, New York, US, 1995.
- سید کمال حسینی ثانی در سال ۱۳۷۴ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه فردوسی مشهد در رشته الکترونیک و در سال ۱۳۷۷ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق خود را از دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی در رشته کنترل دریافت نمود و از سال ۱۳۷۶ تاکنون، به عنوان کارشناس ارشد سیستم‌های الکترونیک و کنترل در صنعت مشغول به کار بوده است. نامبرده در سال ۱۳۷۹ به دوره دکترای مهندسی برق و کنترل در دانشگاه تربیت مدرس وارد گردید. زمینه‌های علمی مورد علاقه ایشان متنوع بوده و شامل موضوعاتی مانند کنترل تطبیقی، کنترل دیجیتال، الکترونیک صنعتی، الکترونیک دیجیتال و طراحی و ساخت مدارات الکترونیک و منابع تغذیه سوئیچینگ می‌باشد.
- حمیدرضا مومنی در سال ۱۳۵۶ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه صنعتی شریف و در سال ۱۳۵۸ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق خود را از دانشگاه ویسکانسین در مدیسون امریکا دریافت نمود. از سال ۱۳۵۸ الی ۱۳۶۲ نامبرده به عنوان عضو هیات علمی دانشگاه‌های چمران اهواز و صنعتی اصفهان به کار مشغول بود و پس از آن به دوره دکتری مهندسی برق و کامپیوتر در دانشگاه امپریال کالج لندن در انگلستان وارد گردید و در سال ۱۳۶۶ موفق به اخذ درجه دکتری در مهندسی کنترل از دانشگاه مذکور گردید. دکتر مومنی از سال ۱۳۶۶ در دانشگاه‌های صنعتی شریف و تربیت مدرس فعالیت داشته و در حال حاضر دانشیار دانشکده فنی و مهندسی دانشگاه تربیت مدرس می‌باشد. زمینه‌های علمی مورد علاقه نامبرده متنوع بوده و شامل موضوعاتی مانند اتوماسیون، هدایت و ناوبری اجسام پرنده، شناسایی سیستم‌ها، کنترل تطبیقی، کنترل حرکت از راه دور و کنترل از طریق اینترنت می‌باشد.
- فرخ جنابی شریفی شرح حال ایشان در زمان انتشار نشریه در دسترس نبود.
- [1] A. Eusebi and C. Melchiorri, "Force-reflecting telemanipulators with time delay: stability analysis and control design," *IEEE Trans. Robot. Automat.*, vol. 14, no. 4, pp. 635-640, Aug. 1998.
- [2] B. Hannaford, "Design framework for teleoperators with kinesthetic feedback," *IEEE Trans. Robot. Automat.*, vol. 5, no. 4, pp. 426-434, Aug. 1989.
- [3] R. J. Anderson and M. W. Spong, "Bilateral control of teleoperators with time delay," *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 34, no.5, pp. 494-501, May 1989.
- [4] M. Shi, G. Tao, S. Graves, and H. Downs, "Positive realness and tracking of teleoperation systems," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Decision & Control*, Tampa, Florida, US, pp. 2527-2532, Dec. 1998.
- [5] S. Leeraphen, T. Maneewarn, and D. Laowattana, "Stable adaptive bilateral control of transparent teleoperation through time-varying delay", in *Proc. IEEE Int. Conf. on Intelligent Robots and Systems*, pp. 2979-2983, 2002.
- [6] J. -H. Ryu, D. -S. Kwon, and B. Hannaford, "Stable teleoperation with time domain passivity control," in *Proc. IEEE Int Conf. on Robotics & Automation*, pp. 3260-3265, May 2002.
- [7] G. Niemeyer and J. J. E. Slotine, "Stable adaptive teleoperation," *IEEE J. of Oceanic Engineering*, vol. 16, no. 1, pp. 152-163, Jan. 1991.
- [8] G. Niemeyer and J. J. E. Slotine, "Using wave variables for system analysis and robot control," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics & Automation*, vol. 2, pp. 1619-1625, Apr. 1997.
- [9] S. Munir and W. J. Book, "Internet-based teleoperation using wave variables with prediction," *IEEE/ASME Trans. on Mechatronics*, vol. 7, no. 2, pp. 124-133, Jun. 2002.
- [10] A. Sano, H. Fujimoto, and T. Takai, "Network-based force-reflecting teleoperation," in *Proc. IEEE, Int. Conf. on Robotics & Automation*, vol. 4, pp. 3126-3131, Apr. 2000.
- [11] K. Hashtrudi-Zaad and S. E. Salcudean, "Adaptive transparent impedance reflecting teleoperation," in *Proc. IEEE, Int. Conf. on Robotics & Automation*, pp. 1369-1374, Apr. 1996.
- [12] L. J. Love and W. J. Book, "Force reflecting teleoperation with adaptive impedance control," *IEEE Trans. on System Man and Cybernetic, Pt. B*, vol. 34, no. 1, pp. 159-165, Feb. 2003.
- [13] J. H. Ryu, D. S. Kwon, and B. Hannaford, "Stable teleoperation with time-domain passivity control," *IEEE Trans. on Robotics & Automation*, vol. 20, no. 2, pp. 365-373, Apr. 2004.
- [14] J. Ueda and T. Yoshikawa, "Force-reflecting bilateral teleoperation with time delay by signal filtering," *IEEE Trans. on Robotics & Automation*, vol. 20, no. 3, pp. 613-619, Jun. 2004.

Archive of SID