

# طراحی کنترل کننده معکوس تطبیقی برای سیستم‌های حرکت از راه دور

مختار شاصادقی، حمیدرضا مؤمنی، رامین امیری فر و سهیل گنج‌فر

کارایی<sup>۱</sup> سیستم است [۱]. این تأخیر بنا به شرایط محیط واسط می‌تواند متغیر با زمان نیز باشد. تغییرپذیری و تصادفی بودن تأخیر زمانی کنترل سیستم را بسیار دشوار می‌کند.

روش‌های کنترلی متعددی در این زمینه ارائه شده‌اند. در این روش‌ها، معیارهای پایداری، کارایی، شفافیت<sup>۲</sup> و ... وابسته به نوع کاربردها مورد توجه قرار گرفته‌اند. در [۲]، روشی بر اساس پسیوبودن و تئوری پراکندگی<sup>۳</sup> ارائه شده است. در این روش، پایداری سیستم با فرض ثابت بودن تأخیر زمانی تضمین می‌شود ولی با افزایش تأخیر زمانی، کارایی سیستم به شدت کاهش می‌یابد. در روشی دیگر، از شیوه متغیرهای موج در ارسال سیگنال‌ها و از خاصیت پسیوبودن در اثبات پایداری سیستم استفاده شده است [۳]. اخیراً، با بکارگیری پیش‌بین اسمیت در شیوه متغیرهای موج، ساختاری برای مواجهه با رفتار تصادفی و متغیر تأخیر زمانی پیشنهاد شده است [۴]. در [۵]، روش ترکیبی متغیرهای موج و پیش‌بین اسمیت همراه با یک فیلتر تطبیقی به منظور تخمین تأخیر زمانی ارائه شده است. در [۶]، روشی مبتنی بر افزایش شفافیت پیشنهاد شده است. ساختار توسعه‌یافته این روش با استفاده از فیدبک محلی نیرو برای بهبود شفافیت در [۷] بکار گرفته شده است. همچنین، با بکارگیری روش کنترل تطبیقی غیرمستقیم با تأکید بر نقش فیدبک محلی نیرو پایداری و کارایی سیستم افزایش داده شده است [۸]. در [۹]، از خروجی پیش‌بینی شده سیستم فرمانبر در طراحی کنترل کننده تطبیقی مدل مرجع در سمت فرمانده استفاده شده و کنترل کننده سمت فرمانبر، مستقل از ربات فرمانده طراحی شده است. روشی مبتنی بر پیش‌بینی متغیرهای موج و کنترل چند مدلی برای شرایط کاری مختلف سیستم حرکت از راه دور در [۱۰] ارائه شده است. در [۱۱]، سیستم‌های کنترل یک‌طرفه و دوطرفه<sup>۴</sup> به منظور کنترل موقعیت و سرعت ارائه شده‌اند. در این روش، پایداری به پارامترهای کنترل کننده وابسته بوده و سبب اعمال قیدی بر روی کنترل کننده می‌شود.

استفاده از تئوری کنترل مقاوم نیز در زمینه کنترل سیستم‌های حرکت از راه دور مورد توجه قرار گرفته است [۱۲] و [۱۳]. از جمله روش‌های نوین در طراحی کنترل کننده‌های سیستم‌های حرکت از راه دور، بکارگیری روش کنترل و برنامه‌ریزی مبتنی بر حادثه<sup>۵</sup> است [۱۴]. در این روش، از مرجعی غیر از زمان و بر اساس وقوع حوادث و حالت‌های کاری به حل مسأله طراحی پرداخته می‌شود. در [۱۵]، یک کنترل کننده امیدانس برای سیستم فرمانده طراحی شده و با نشان دادن نامناسب بودن کنترل کننده غیرخطی مود لغزشی معمولی، یک کنترل کننده غیرخطی مود لغزشی

چکیده: در این مقاله، روشی برای کنترل مقاوم سیستم‌های حرکت از راه دور ارائه می‌شود. در این روش، با استفاده از ایده پیش‌بین اسمیت، یک کنترل کننده امیدانس برای ربات فرمانده و یک کنترل کننده معکوس تطبیقی برای ربات فرمانبر به گونه‌ای طراحی می‌شوند که تأثیر حاصل از تأخیر زمانی کانال‌های مخابراتی بر روی پایداری و کارایی سیستم حلقه بسته حذف شود. همچنین، شرایطی به منظور حصول پایداری عملی سیستم بر اساس نظریه کنترل مقاوم به دست آورده می‌شوند. ویژگی‌های مطلوب در پاسخ گذرای سیستم نیز با استفاده از روش چندجمله‌ای‌های مشخصه استاندارد در طراحی گنجانده می‌شوند. از مزیت‌های روش پیشنهادی می‌توان به تعدیل نمودن محدودیت‌های حاکم بر پیش‌بین اسمیت، عدم ضرورت اطلاع دقیق از مدل سیستم فرمانده و حصول کارایی سیستم حلقه بسته در تعقیب موقعیت اشاره کرد. همچنین، روش پیشنهادی با روش غیرخطی مود لغزشی مقایسه می‌شود. نتایج حاصل از شبیه‌سازی نشان می‌دهند که روش پیشنهادی از بازدهی خوبی برخوردار است.

کلید واژه: پیش‌بین اسمیت، تأخیر زمانی، سیستم‌های حرکت از راه دور، کنترل امیدانس، کنترل معکوس تطبیقی.

## ۱- مقدمه

سیستم حرکت از راه دور از دو ربات فرمانده و فرمانبر تشکیل می‌شود که در آن، اپراتور انسانی فرمان حرکت را به ربات فرمانده صادر کرده و ربات فرمانبر حرکت ربات فرمانده را تبعیت می‌نماید. این فرمان‌ها از طریق محیط واسط منتقل می‌شوند که از آن جمله می‌توان به شبکه‌های کامپیوتری و کانال‌های مخابراتی اشاره نمود. پیشرفت سریع و دسترسی نسبتاً آسان به شبکه جهانی موجب شده است که در تبادل اطلاعات از این شبکه نیز استفاده شود. سیستم‌های حرکت از راه دور در زمینه‌های مختلفی کاربرد دارند که از آن جمله می‌توان به اکتشافات فضایی، انجام عملیات در محیط‌های شیمیایی خطرناک، جراحی از راه دور، نظارت و نگهداری دستگاه‌ها از راه دور اشاره کرد.

تأخیر زمانی ناشی از انتقال سیگنال از محیط واسط، از پارامترهای بسیار مهم و تأثیرگذار در این گونه سیستم‌ها می‌باشد. بر اساس نتایج حاصل از تحقیقات قبلی، تأخیر زمانی عاملی مؤثر در ناپایداری و کاهش

این مقاله در تاریخ ۷ مرداد ماه ۱۳۸۵ دریافت و در تاریخ ۲۶ اسفند ماه ۱۳۸۵ بازنگری شد.

مختار شاصادقی، دانشکده مهندسی برق و الکترونیک، دانشگاه صنعتی شیراز، شیراز، ایران (email: shasadeg@modares.ac.ir).

حمیدرضا مؤمنی، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه تربیت مدرس، تهران، ایران (email: momeni\_h@modares.ac.ir).

رامین امیری فر، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه تربیت مدرس، تهران، ایران (email: r\_amirifar@alum.sharif.edu).

سهیل گنج‌فر، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه بوعلی سینا، همدان، ایران (email: ganjehfar@modares.ac.ir).

1. Performance
2. Transparency
3. Scattering
4. Unilateral/Bilateral Control
5. Event Based Planning and Control

سیستم کنترل را در برابر تغییرات محیط دور افزایش می‌دهد. برای تعقیب موقعیت، یک کنترل‌کننده امپدانس برای ربات فرمانده و یک کنترل‌کننده معکوس تطبیقی برای ربات فرمانبر طراحی می‌شود. برای تضمین پایداری، با استفاده از ایده پیش‌بین اسمیت، سیستم کنترل به گونه‌ای تکمیل می‌شود که عبارت حاصل از تأخیر زمانی در چندجمله‌ای مشخصه سیستم حذف شود. نتایج اولیه این تحقیق در [۳۳] ارائه شده‌اند.

در بخش ۲، سیستم حرکت از راه دور توصیف و معادلات دینامیکی آن آورده می‌شوند. در بخش ۳، روش کنترل معکوس تطبیقی و در بخش ۴، الگوریتم طراحی کنترل‌کننده‌ها شرح داده می‌شوند. تحلیل پایداری روش پیشنهادی و طراحی بهینه برای ویژگی‌های مطلوب کنترلی به ترتیب در بخش‌های ۵ و ۶ آورده می‌شوند. در بخش ۷، به بررسی نتایج حاصل از شبیه‌سازی روش پیشنهادی پرداخته می‌شود. در پایان، نتیجه‌گیری و پیشنهادها برای ادامه تحقیق ارائه می‌شوند.

## ۲- سیستم حرکت از راه دور دوطرفه

یک سیستم استاندارد حرکت از راه دور از دو ربات فرمانده و فرمانبر و کانال مخابراتی واسط تشکیل می‌شود. ربات فرمانده با نیروی وارده از طرف اپراتور به حرکت در می‌آید و ربات فرمانبر در سایت دور نیز وظیفه‌های محوله را اجرا می‌کند. سیستم‌های حرکت از راه دور به دو دسته یک‌طرفه و دوطرفه تقسیم‌بندی می‌شوند. اگر اطلاعات از سمت فرمانبر به سمت فرمانده فیدبک شده و به وسیله بازوی فرمانده به دست اپراتور منتقل شود سیستم حرکت از راه دور دوطرفه یا بازتاب نیرو<sup>۴</sup> نامیده می‌شود. وابسته به نوع طراحی‌ها و کاربردها، اطلاعات ارسالی و دریافتی متفاوت هستند. در روش پیشنهادی، سیگنال سرعت فرمانده به فرمانبر و سیگنال نیروی ربات فرمانبر به فرمانده ارسال می‌شود. در اکثر روش‌های قبلی، به منظور حفظ سادگی آنالیزهای مطرح‌شده، از ربات‌هایی با یک درجه آزادی استفاده شده است. دینامیک ربات‌های فرمانده و فرمانبر با معادلات زیر بیان می‌شوند

$$M_m \dot{v}_m + B_m v_m = u_m + f_h \quad (1)$$

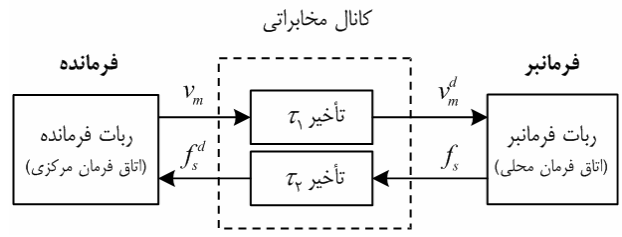
$$M_s \dot{v}_s + B_s v_s = f_s - f_e \quad (2)$$

که در آن  $v$ ،  $u$ ،  $M$  و  $B$  به ترتیب سرعت، گشتاور، ضریب جرمی و میرایی می‌باشند. زیرنویس‌های  $m$  و  $s$  نیز به ترتیب ربات فرمانده و فرمانبر را بیان می‌کنند.  $f_h$  نیروی اعمالی از طرف اپراتور به ربات فرمانده،  $f_e$  نیروی اعمالی از محیط دور به ربات فرمانبر و  $f_s$  خروجی کنترل‌کننده فرمانبر است که به منظور تطبیق سیگنال‌های سرعت فرمانده و فرمانبر اعمال می‌شود. یک شبکه کامپیوتری محلی یا جهانی نیز به عنوان کانال مخابراتی مورد استفاده قرار می‌گیرد.

یکی از مهم‌ترین عوامل مؤثر بر سیستم حرکت از راه دور دینامیک کانال انتقال سیگنال بین فرمانده و فرمانبر است. در حالت ایده‌آل، این دینامیک را می‌توان با یک تأخیر خالص مدل کرد. نمودار بلوکی سیستم حرکت از راه دور دوطرفه در شکل ۱ نمایش داده شده است. این شکل روابط حاکم بر سیگنال‌های ورودی و خروجی به کانال انتقال را به صورت زیر نشان می‌دهد

$$v_m^d(t) = v_m(t - \tau_r) \quad (3)$$

$$f_s^d(t) = f_s(t - \tau_r) \quad (4)$$



شکل ۱: نمودار بلوکی سیستم حرکت از راه دور دوطرفه.

اصلاح‌شده برای سیستم فرمانبر طراحی شده است. در ادامه و توسعه این روش، یک کنترل‌کننده محلی برای کاهش اثرات ناشی از برخورد با محیط دور به طراحی افزوده شده است [۱۶]. در تکمیل این روش کنترل غیرخطی، کنترل‌کننده امپدانس سیستم فرمانبر نیز مبتنی بر روش مود لغزشی ارائه شده است [۱۷]. هر چند در اکثر مقالات، رفتار سیستم فرمانده و فرمانبر به منظور آسانی ارائه روش‌ها و تحلیل‌ها خطی فرض می‌شوند ولی تعدادی از مراجع رفتار غیرخطی ربات‌ها را لحاظ می‌نمایند. در [۱۸]، با فرض تأخیر زمانی ثابت از نظریه پسیوبودن، روش لیاپانف-کرازوفسکی و قضیه پارسوال، در طراحی کنترل‌کننده‌ها استفاده شده است. در این روش، برای تضمین پایداری لازم است که کران تأخیر زمانی مسیر رفت و برگشت محدود و معلوم باشد. دسته‌ای دیگر از سیستم‌های حرکت از راه دور، سیستم‌های همکار<sup>۱</sup> نامیده می‌شوند. در این سیستم‌ها، چند سیستم فرمانبر از طریق یک سیستم فرمانده مدیریت و کنترل می‌شوند [۱۸] تا [۲۰].

در [۲۱]، روش‌های متعدد در کنترل سیستم‌های حرکت از راه دور تحت بررسی و مقایسه قرار گرفته‌اند. همچنین، هفت ساختار کنترلی برای کنترل حرکت و نیرو در یک سیستم آزمایشگاهی حرکت از راه دور در [۲۲] مورد مقایسه قرار گرفته‌اند. این آزمایش‌ها در شرایط تأخیر زمانی متغیر با زمان، دور ریز بسته<sup>۲</sup> و در حضور اغتشاش محیط دور انجام شده‌اند. مقایسه تفصیلی این ساختارها بر اساس حفظ پایداری، محدودیت بهره‌ها و کارایی سیستم مانند خطای تعقیب، پیچیدگی، اثرات تأخیر زمانی، دور ریز بسته و احساس حضور در محیط دور انجام شده است.

در بسیاری از تحقیقات قبلی، نوعی نگرش یکسان در ابزارها و آنالیزها مبنی بر استفاده از تئوری شبکه برای دستیابی به شفافیت و بکارگیری نظریه پسیوبودن برای تضمین پایداری مشاهده می‌شود [۲] تا [۲۴]. نمایش شبکه‌ای سیستم حرکت از راه دور امکان بکارگیری این ابزارها را میسر نموده است. این ابزار و مفاهیم در طراحی لازم و ملزوم دیگری بوده و محافظه‌کاری آنها، منجر به نوعی سازگاری در کارایی سیستم می‌شود. بر خلاف این شیوه یکنواخت، فرمول‌بندی مسئله در قالب یک حلقه کنترلی ساده موجب می‌شود طراحی از محافظه‌کاری کمتری برخوردار شود [۲۵].

در این مقاله، از روش کنترل معکوس تطبیقی<sup>۳</sup> در سیستم‌های حرکت از راه دور استفاده می‌شود [۲۶] تا [۳۱]. این روش، مبتنی بر کنترل حلقه باز بوده و از ظرفیت بالایی در زمینه‌های کاربردی برخوردار است. روش کنترل معکوس تطبیقی امکان مدل‌سازی و فرمول‌بندی سیستم حرکت از راه دور را در قالب یک حلقه ساده فراهم می‌کند. همچنین، موجب می‌شود کارایی و پایداری سیستم حرکت از راه دور از دیدگاه روش‌های حوزه فرکانس قابل بررسی باشد. ویژگی تطبیقی این روش، توانایی سازگاری

1. Cooperative
2. Packet Losses
3. Adaptive Inverse Control

#### ۴- طراحی کنترل کننده‌ها

طراحی کنترل کننده‌ها در سه مرحله انجام می‌شود. ابتدا برای ربات فرمانده یک کنترل کننده امپدانس طراحی می‌شود. سپس، برای ربات فرمانبر یک ساختار کنترلی معکوس تطبیقی در نظر گرفته می‌شود. در انتها، با بهره‌گیری از ایده پیش‌بین اسمیت، ساختار سیستم کنترل به گونه‌ای اصلاح می‌شود که تأخیر زمانی از چندجمله‌ای مشخصه بیرون کشیده شده و سیستم حلقه بسته پایدار و مستقل از تأخیر<sup>۵</sup> حاصل شود. در ادامه، به ذکر جزئیات مراحل فوق پرداخته می‌شود.

#### ۴-۱ کنترل کننده سمت فرمانده

کنترل کننده سمت فرمانده از نوع کنترل کننده امپدانس می‌باشد [۱۶]. به منظور بالا بردن شفافیت در سیستم حرکت از راه دور، ضروری است یک انطباق امپدانس در دو سیستم فرمانده و فرمانبر به دست آید. برای این منظور، از فیدبک نیروی محیط دور به سیستم فرمانده استفاده می‌شود تا اپراتور انسانی، مستقل از دوری و فاصله دو سیستم، احساسی از حضور در محیط دور را به دست می‌آورد. کنترل کننده امپدانس با تنظیم امپدانس بازوی فرمانده این امکان را فراهم می‌آورد. در واقع، کنترل کننده امپدانس ارتباط بین ورودی (نیروی اعمالی) و خروجی (سرعت بازوی ربات) را به دست می‌دهد. امپدانس مطلوب سمت فرمانده به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود

$$M\ddot{x}_m + B\dot{x}_m + Kx_m = f_h - f_s^d \quad (5)$$

که در آن  $M$ ،  $B$  و  $K$  به ترتیب ضرایب جرمی، میرایی و سختی<sup>۶</sup> مطلوب را نشان می‌دهند. تابع تبدیل حلقه بسته مطلوب سیستم فرمانده به صورت زیر به دست می‌آید

$$V_m = sX_m \quad (6)$$

$$P_m = V_m / (f_h - f_s^d) = s / (Ms^2 + Bs + K) \quad (7)$$

اندازه‌گیری شتاب به علت وجود نویز بسیار مشکل است و برای بدست آوردن قانون کنترل ترجیح داده می‌شود  $\ddot{x}_m$  از معادلات حذف شود [۱۶]. در نتیجه، با جایگذاری (۵) در (۱)، سیگنال کنترل اعمالی به بازوی ربات فرمانده به صورت زیر به دست می‌آید

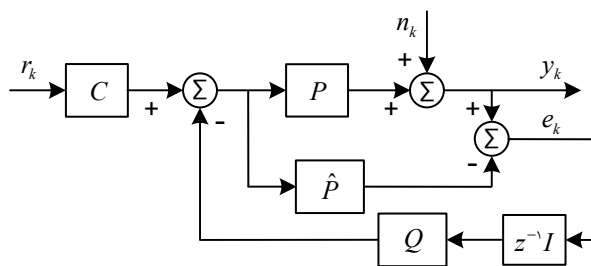
$$u_m = [B_m - (M_m/M)B]v_m + [(M_m/M) - 1]f_h - (M_m/M)(f_s^d + Kx_m) \quad (8)$$

#### ۴-۲ کنترل کننده سمت فرمانبر

در این بخش، به منظور تعقیب موقعیت بازوی ربات فرمانده، یک کنترل کننده معکوس تطبیقی برای بازوی فرمانبر طراحی می‌شود. با توجه به نظریه کنترل معکوس تطبیقی، حاصل ضرب توابع تبدیل سیستم و کنترل کننده باید بهترین برازش<sup>۷</sup> را به یک مدل مرجع داشته باشد یعنی

$$C_s \hat{P}_s \equiv M_s \quad (9)$$

که  $\hat{P}_s$  مدل ربات فرمانبر،  $C_s$  کنترل کننده حاصل از فرآیند تطبیقی و  $M_s$  مدل مرجع انتخابی برای فرآیند تطبیق است. در صورتی که سیستم فرمانبر حداقل فاز باشد مدل مرجع را می‌توان مقدار واحد انتخاب کرد ولی در غیر این صورت، انتخاب یک تابع تأخیری محض متناسب با تأخیر



شکل ۲: نمودار بلوکی سیستم کنترل معکوس تطبیقی.

#### ۳- کنترل معکوس تطبیقی

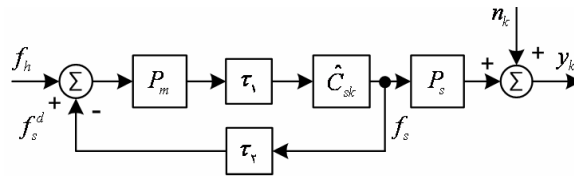
روش کنترل معکوس تطبیقی به عنوان روشی نوین در طراحی سیستم‌های کنترلی و تنظیم کننده‌ها شناخته می‌شود [۲۹]. ایده اصلی در این روش، در دنبال هم قراردادن سیستم و کنترل کننده‌ای با تابع تبدیل معکوس سیستم می‌باشد. با توجه به تطبیقی بودن روش، چگونگی کنترل یک سیستم خاص قابل یادگیری است. این روش می‌تواند هم در کنترل سیستم‌های کمینه‌فاز<sup>۱</sup> و هم در کنترل سیستم‌های غیر کمینه‌فاز<sup>۲</sup> حتی با وجود اطلاعات خیلی کمی از مدل سیستم به کار برده شود. در اکثر روش‌های موجود، کنترل سیستم و تضعیف اغتشاش سیستم توأمآ انجام می‌شوند. اما در کنترل معکوس تطبیقی این عملیات مستقل از یکدیگر انجام می‌شوند. در نتیجه، کنترل سیستم و تضعیف اغتشاش در مصالحه<sup>۳</sup> قرار نمی‌گیرند.

شکل ۲ نمودار بلوکی یک سیستم کنترل معکوس تطبیقی را نشان می‌دهد که در آن،  $P$  سیستم واقعی،  $\hat{P}$  مدل به دست آمده از روش‌های تطبیقی شناسایی سیستم،  $C$  کنترل کننده تطبیقی،  $Q$  فیلتر تطبیقی حذف اغتشاش،  $r_k$  ورودی مرجع،  $n_k$  اغتشاش جمعی در خروجی،  $y_k$  خروجی سیستم و  $e_k$  تفاضل خروجی سیستم و خروجی مدل بوده که یک تخمین خوب از اغتشاش است.

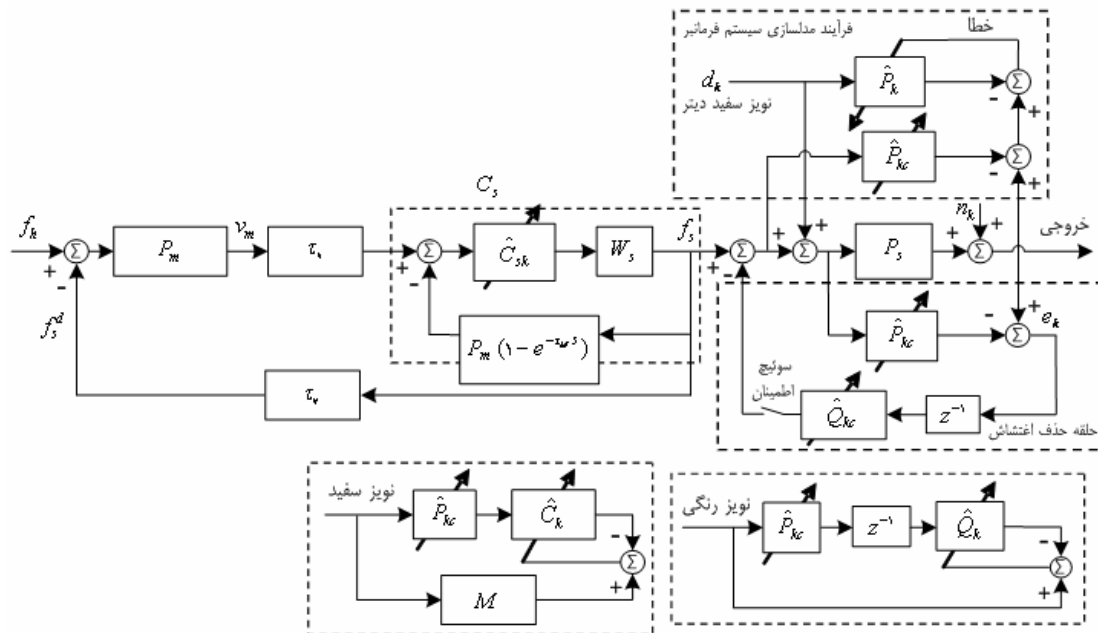
یک فرض اساسی در کنترل معکوس تطبیقی، پایداری سیستم  $P$  می‌باشد. در غیر این صورت، ابتدا این سیستم توسط فیدبک پایدار می‌شود. محدوده وسیعی از قطب‌ها برای سیستم پایدار شده مورد قبول بوده و عملکرد کنترل معکوس تطبیقی به محل این قطب‌ها حساسیتی ندارد [۲۹]. روش‌های فیلتر تطبیقی در تمامی مراحل کنترل معکوس تطبیقی شامل مدل‌سازی سیستم، مدل‌سازی معکوس سیستم و حذف اغتشاش به کار گرفته می‌شوند. کنترل معکوس تطبیقی یک سیستم در سه مرحله انجام می‌شود. در ابتدا، دینامیک سیستم به یک مدل تطبیقی از سیستم، آموزش داده می‌شود. سپس، یک کنترل کننده پیش‌خور تطبیقی، کنترل دینامیک سیستم را یاد می‌گیرد. تابع تبدیل این کنترل کننده با معکوس تابع تبدیل مدل سیستم یکسان بوده یا به گونه‌ای است که حاصل ضرب این دو تابع برابر با تابع تبدیل یک مدل مرجع شود. در این حالت، تابع تبدیل معکوس، معکوس مدل مرجعی<sup>۴</sup> نامیده می‌شود. در مرحله آخر، یک فیلتر به عنوان تضعیف کننده اغتشاش آموزش داده شده و به صورت فیدبک وارد ساختار می‌شود. جزئیات بیشتر در مورد مفاهیم و نحوه عملکرد کنترل معکوس تطبیقی در [۲۹] آورده شده‌اند.

1. Minimum Phase
2. Nonminimum Phase
3. Trade off
4. Model-Reference Plant Inverse

5. Delay Independent Stable
6. Stiffness
7. Fit



شکل ۳: ساختار ساده‌شده سیستم کنترل حرکت از راه دور (کنترل امپدانس و معکوس تطبیقی).



شکل ۴: ساختار سیستم کنترل پیشنهادی.

۳-۴ اعمال ایده پیش‌بین اسمیت

یکی از روش‌های مؤثر در مواجهه با تأخیر زمانی استفاده از پیش‌بین اسمیت است [۳۳] و [۳۴]. ایده اساسی این روش، مبتنی بر اصلاح حلقه کنترل به گونه‌ای است که عبارت حاصل از تأخیر از چندجمله‌ای مشخصه بیرون کشیده شود. از محدودیت‌های حاکم بر این روش می‌توان به داشتن اطلاع دقیق از مدل سیستم و تأخیر زمانی برای حفظ پایداری و کارایی مؤثر اشاره نمود. وجود عدم قطعیت می‌تواند سیستم‌های تحقق‌ناپذیری را نتیجه دهد. در [۳۴]، ویژگی‌های پایداری جبران‌ساز تأخیر زمانی اسمیت از نقطه نظر عملی به تفصیل بررسی شده‌اند. با اعمال ایده پیش‌بین اسمیت، پس از انجام محاسبات و استخراج روابط جبری حاکم بر ساختار شکل ۳ ساختار سیستم کنترل پیشنهادی شکل ۴ حاصل می‌شود.

در شکل ۴، نیروی اعمالی از طرف اپراتور،  $f_s$  نیروی خروجی از کنترل‌کننده ربات فرمانبر  $f_s^d$  و سیگنال انتقالی این نیرو به سمت فرمانده است.  $P_m$  دینامیک امپدانس مطلوب فرمانده و  $P_m$  دینامیک واقعی سیستم فرمانده است که ترکیب ربات و کنترل‌کننده سمت فرمانده را نشان می‌دهد. مسیرهای رفت و برگشت کانال‌های مخابراتی با تأخیر خالص  $\tau_1$  و  $\tau_v$  به ترتیب مسیرهای ارسال و دریافت سیگنال را نشان می‌دهند. به علت ویژگی حلقه باز بودن ساختار کنترل معکوس تطبیقی، کنترل‌کننده  $\hat{C}_{sk}$  و ربات سمت فرمانبر  $P_s$  به صورت سری با یکدیگر قرار می‌گیرند.  $W_s$  نیز یک فیلتر وزنی است که با  $\hat{C}_{sk}$  ادغام شده است. فرآیندهای تطبیقی مدل‌سازی ربات با سیگنال تصادفی دیتر<sup>۲</sup> و فرآیندهای

انتقال سیستم پیشنهاد می‌شود [۲۹]. یکی از فرضیات اساسی در پیاده‌سازی سیستم کنترل معکوس تطبیقی پایداری سیستم  $\hat{P}_s$  است. اگر این سیستم پایدار نباشد، ابتدا باید با هر روش ممکن، این سیستم را پایدار نمود. کنترل معکوس تطبیقی به محل قطب‌های سیستم پایدارشده حساس نیست [۲۹].

با توجه به وجود تنوع در مدل‌سازی سیستم، مدل‌سازی معکوس سیستم و تضعیف اغتشاش، پیکربندی‌های متعددی در کنترل معکوس تطبیقی قابل ارائه است. شکل ۳ ساختار کنترلی را بر اساس دو کنترل‌کننده امپدانس و معکوس تطبیقی نشان می‌دهد. برای سادگی و وضوح بیشتر، بخش‌های مدل‌سازی ربات فرمانبر و فرآیندهای خارج از خط ناشی از روش کنترلی معکوس تطبیقی نشان داده نشده‌اند.

در شکل ۳،  $P_m$  دینامیک کلی سمت فرمانده (مشمول بر ربات و سیستم کنترل آن)،  $\hat{C}_{sk}$  و  $P_s$  به ترتیب سیستم کنترل و ربات سمت فرمانبر و بلوک‌های  $\tau_1$  و  $\tau_v$  نشان‌دهنده تأخیر زمانی کانال‌های مخابراتی مسیرهای رفت و برگشت هستند. تابع تبدیل این ساختار به صورت زیر به دست آورده می‌شود

$$G_{cl} = P_s \left[ \frac{(P_m C_s e^{-s\tau_1})}{(1 + P_m C_s e^{-s(\tau_1 + \tau_v)})} \right] \tag{10}$$

شبه‌چندجمله‌ای<sup>۱</sup> این ساختار عبارت است از

$$p(s) = 1 + P_m \hat{C}_{sk} e^{-s\tau} \quad , \quad \tau = \tau_1 + \tau_v \tag{11}$$

عبارت حاصل از تأخیر  $e^{-s\tau}$  در تابع تبدیل و شبه‌چندجمله‌ای مشکلاتی از نقطه نظر پایداری ایجاد می‌کند [۱].

2. Augmented  
3. Dither White Noise

1. Quasipolynomial

برای آسانی در بیان شرایط تحلیل پایداری، تابع گویای زیر تعریف می‌شود

$$Q(s) := \frac{(P_m C_{sa})}{(1 + P_m C_{sa})} \quad (14)$$

در حقیقت، (۱۴) همان تابع تبدیل سیستم حلقه بسته در حالت ایده‌آل و مستقل از سیستم پایدار فرمانبر می‌باشد. همچنین تابع زیر تعریف می‌شود

$$I(s) = 1 - \left[ \frac{P_m(s)}{P_m(s)} \right] \exp[-(\tau - \tau_M)s] \quad (15)$$

این تابع، معیاری برای دوری دینامیک سیستم فرمانده از رفتار مطلوب می‌باشد. تابع فوق را تابع مکمل عدم اطمینان نسبی<sup>۴</sup> می‌نامند [۳۴]. این تابع در حالت ایده‌آل برابر با صفر است. در حالت غیر ایده‌آل، اندازه تفاضل بازگشتی<sup>۵</sup>  $1 + P_m C_s e^{-s\tau}$  بر حسب توابع  $I(s)$  و  $Q(s)$  به صورت زیر به دست می‌آید

$$1 + P_m C_s e^{-s\tau} = \frac{[1 - Q(s)e^{-s\tau_M} I(s)]}{[1 - Q(s)e^{-s\tau_M}]} \quad (16)$$

بنابراین پایداری سیستم حلقه بسته پیشنهادی در حالت غیر ایده‌آل بر اساس محل ریشه‌های چندجمله‌ای زیر تعیین می‌شود

$$p(s) = 1 - Q(s) \exp(-s\tau_M) I(s) \quad (17)$$

در اینجا فرض می‌شود که تأخیر زمانی  $\tau$  عدم قطعیت داشته ولی ترکیب سیستم فرمانده و کنترل کننده آن رفتار مطلوب از خود نشان می‌دهد. البته، شرایط پایداری مقاوم برای حالتی که  $P_m$  نیز دارای عدم قطعیت باشد و با امپدانس مطلوب  $P_m$  یکسان نباشد ارائه می‌شوند.

قضیه ۱- سیستم حلقه بسته ساختار پیشنهادی (شکل ۴) پایدار مجانبی است اگر [۳۴]

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} |Q(j\omega)| < \frac{1}{\gamma} \quad (18)$$

تبصره ۱- برای اینکه  $Q(s)$  شرط قضیه ۱ را برآورده کند باید حداقل سره<sup>۶</sup> باشد. به عبارت دیگر، اگر  $Q(s)$  ناسره باشد سیستم عملاً ناپایدار خواهد بود.

تبصره ۲- شرط پایداری عملی ارائه شده در قضیه ۱ مستقل از تأخیر زمانی است.

در سیستم‌های تأخیر زمانی دو نوع پایداری تعریف می‌شود [۱]: پایداری مستقل از تأخیر<sup>۷</sup> که طراحی نسبت به تغییرات تأخیر زمانی  $\Delta\tau$  از نظر پایداری غیرحساس است و دیگری پایداری وابسته به تأخیر زمانی<sup>۸</sup> که یک تغییر محدود  $(\Delta\tau)_{\max}$  محاسبه شده به گونه‌ای که سیستم در تغییرات تأخیر زمانی کمتر از آن پایدار می‌ماند. لم ۱ شرایط کافی را برای این دو حالت بر حسب  $Q(s)$  بیان می‌کند.

لم ۱- یک مقدار مثبت محدود  $(\Delta\tau)_{\max}$  وجود دارد به گونه‌ای که سیستم پیشنهادی برای هر  $|\Delta\tau| < (\Delta\tau)_{\max}$  پایدار مجانبی باشد اگر [۳۴]

$$|Q(j\omega)| \leq 1; \quad \forall \omega \geq 0 \quad \text{and} \quad \lim_{\omega \rightarrow \infty} |Q(j\omega)| < \frac{1}{\gamma} \quad (19)$$

تطبیقی خارج از خط برای محاسبه کنترل کننده مدل مرجعی و فیلتر حذف اغتشاش نیز در سمت فرمانبر نشان داده شده است. حلقه فیدبکی حذف اغتشاش نیز به همراه سوئیچ اطمینان از همگرایی مدل سیستم به سیستم واقعی فرمانبر به ساختار اضافه می‌شود. جزئیات دقیق نحوه عملکرد این فرآیندهای خارج از خط در [۲۹] بیان شده است. در شکل ۴، پیکان‌های مورب نشان دهنده تطبیقی بودن بلوک می‌باشند.  $\hat{P}_{kc}$  و  $\hat{C}_{sk}$  به ترتیب نسخه یکسان و همزمان از بلوک اصلی مدل سیستم فرمانبر و کنترل کننده معکوس را نشان می‌دهند. در واقع، وزن‌های فیلتر به طور لحظه‌ای نسخه برداری و به این بلوک‌ها منتقل می‌شوند.

با ارائه رفتار امپدانس مطلوب از سیستم فرمانده  $P_m$  و با فرض  $\tau_M \equiv \tau = \tau_1 + \tau_r$ ، تابع تبدیل کلی ساختار شکل ۴ از ورودی نیروی اپراتور انسانی  $f_h$  به خروجی سرعت سیستم فرمانبر  $v_s$  عبارت است از

$$G_{cl} = v_s / f_h = P_s [(P_m C_{sa} e^{-s\tau}) / (1 + P_m C_{sa})] \quad (12)$$

همان طور که مشاهده می‌شود چندجمله‌ای مشخصه سیستم حلقه بسته فاقد عبارت حاصل از تأخیر است.

## ۵- تحلیل پایداری

بنا بر فرضیات روش کنترل معکوس تطبیقی، سیستم فرمانبر پایدار یا پایداری شدنی<sup>۱</sup> است و می‌توان شرایط پایداری مخرج تابع تبدیل در (۱۲) را مستقل از قطب‌های (پایدار) سیستم فرمانبر بررسی کرد. پکارگیری روش کنترل معکوس تطبیقی و روش کنترل حلقه باز این امکان را فراهم می‌آورد که ساختار سیستم حرکت از راه دور در قالب یک حلقه ساده قابل ارائه باشد و وجود بلوک‌های تأخیر موجب شود ایده پیش بین اسمیت بر آن قابل اعمال شود. این شباهت‌ها و همسانی‌ها باعث می‌شوند که تحلیل پایداری روش پیشنهادی در چارچوب‌های موجود تحلیل پایداری پیش بین اسمیت قابل ارائه باشد [۳۴].

با فرض حذف کامل عبارت حاصل از تأخیر و ارائه رفتار مطلوب از ترکیب سیستم فرمانده و کنترل کننده آن، چندجمله‌ای مشخصه برابر است با

$$p(s) = 1 + P_m C_s \quad (13)$$

چندجمله‌ای (۱۳) رفتار مطلوب و ایده‌آل سیستم کنترل را نشان می‌دهد. در این حالت، سیستم حلقه بسته کلی پایدار مجانبی بوده و تمامی قطب‌های آن در سمت چپ محور موهومی قرار می‌گیرند. اما استفاده از شبکه جهانی اینترنت به عنوان محیط واسط در تبادل سیگنال‌ها موجب می‌شود تأخیر زمانی مقداری ثابت نبوده و دارای عدم قطعیت باشد. همچنین، دینامیک‌های مدل نشده و رفتار غیرخطی سیستم فرمانده الزام می‌کند که تحلیل پایداری در چارچوب پایداری مقاوم ارائه شده و شرایط لازم و کافی برای تضمین پایداری مقاوم سیستم کنترل پیشنهادی به دست آورده شوند. در ادامه، پس از ذکر تعریفی از سیستم‌های عملاً ناپایدار به قضایا و لم‌های تحلیل پایداری پرداخته می‌شود.

تعریف ۱- سیستم‌هایی که در حالت نامی پایدار هستند ولی برای اندکی عدم انطباق بین مدل‌های واقعی و فرضی ناپایدار می‌شوند، سیستم‌های عملاً ناپایدار<sup>۲</sup> یا سیستم‌های بسیار حساس<sup>۳</sup> نامیده می‌شوند [۳۴].

4. Ignorance Function

5. Return Difference

6. Proper

7. Delay-Independent Stability

8. Delay-Dependent Stability

1. Stabilizable

2. Practically Unstable

3. Infinitely Sensitive Systems

فرمانده برمی‌دارد. همچنین، این فیلتر امکان تنظیم رفتار سیستم را فراهم آورده و بازدهی سیستم را افزایش می‌دهد.

برای محاسبه مقدار مناسب قطب فیلتر، تابع تبدیل سیستم در حالت ایده‌آل برای محاسبه موقعیت فرمانبر به صورت زیر بدست آورده می‌شود

$$\frac{X_s}{f_h} = \frac{(P_s P_m C_{sa})}{[s(1 + P_m C_{sa})]} \quad (27)$$

با استفاده از قضیه مقدار نهایی و جایگذاری مقادیر مؤلفه‌های تابع فوق از روابط مربوطه می‌توان نوشت

$$x_s(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s X_s = \frac{k_s}{K p}, \quad x_s(\infty) \equiv 1 \Rightarrow p = \frac{k_s}{K} \quad (28)$$

که در آن،  $K$  ضریب سختی مطلوب در دینامیک سیستم فرمانده،  $k_s$  بهره و  $p$  قطب فیلتر وزنی است. محاسبات فوق برای حالت نامی و تأخیر ثابت انجام شده است و در عمل، تنظیم پارامترهای فیلتر حول این مقادیر نامی برای حذف دررفت موقعیت ضرورت دارد. در بخش بعد، روش بهینه‌ای برای محاسبه پارامترهای فیلتر ارائه می‌شود.

با در نظر گرفتن ویژگی‌های تابع گویای  $Q(s)$ ، خواص پایداری نسبی روش پیشنهادی را می‌توان به صورت زیر ارائه نمود.  
**قضیه ۲-** فرض کنید  $Q(s)$  در نیم‌صفحه سمت راست محور موهومی تحلیلی باشد. اگر برای هر  $\omega \geq 0$  نامساوی  $|Q(j\omega)| \leq 1$  برقرار باشد آنگاه [۳۴]:

الف) حد بهره سیستم حداقل برابر ۲ است.

ب) حد فاز سیستم حداقل برابر ۶۰ درجه است.

تبصره ۴- هر  $Q(s)$  که شرایط لم ۱ را برآورده کند در قضیه ۲ نیز صدق می‌کند.

حال پایداری عملی سیستم پیشنهادی در حالت غیر ایده‌آل و با وجود عدم قطعیت در تأخیر زمانی و سیستم فرمانده بررسی می‌شود. تابع  $I(s)$  اندازه‌ای از دوری مدل نامی از سیستم واقعی را نشان می‌دهد. از طرفی پایداری سیستم حلقه بسته در حالت غیر ایده‌آل بر اساس محل ریشه‌های  $p(s)$  در (۱۷) تعیین می‌شود. لم زیر، شرط لازم برای پایداری مجانبی سیستم پیشنهادی را ارائه می‌کند.

لم ۴- برای پایداری سیستم حلقه بسته ساختار پیشنهادی لازم است که [۳۴]

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} |Q(j\omega)I(j\omega)| < 1 \quad (29)$$

به عبارتی، تابع  $Q(s)I(s)$  باید حداقل سره باشد. لم زیر نیز شرط کافی برای پایداری مجانبی سیستم کنترل پیشنهادی را در حالت غیر ایده‌آل و با وجود عدم قطعیت در تأخیر زمانی و سیستم فرمانده ارائه می‌دهد.

لم ۵- سیستم کنترل حلقه بسته پیشنهادی پایدار مجانبی است اگر [۳۴]

$$|Q(j\omega)I(j\omega)| < 1, \quad \forall \omega > 0 \quad (30)$$

شرط کافی (۳۰) برای محاسبه تقریبی از کران تغییرات پارامترها مفید و قابل استفاده است.

## ۶- طراحی بهینه سیستم کنترل

در این بخش، به تنظیم و بهینه‌سازی پاسخ گذرا و رفتار حالت ماندگار سیستم کنترل پرداخته می‌شود. تابع تبدیل موقعیت ربات فرمانبر نسبت به ورودی فرمان اپراتور به صورت زیر است

که در آن  $\Delta\tau = \tau - \tau_M$  بوده و  $(\Delta\tau)_{\max}$  از رابطه زیر به دست می‌آید

$$(\Delta\tau)_{\max} = \frac{\pi}{(3\omega)} \quad (20)$$

$\omega$  فرکانسی است که به ازای هر  $\omega \geq \omega$  نامساوی  $|Q(j\omega)| < 1/2$  برقرار باشد.

لم زیر، شرط پایداری سیستم حلقه بسته پیشنهادی را بیان می‌کند.

لم ۲- سیستم حلقه بسته پایدار مجانبی است اگر

$$M > 2M_s \quad (21)$$

که  $M$  و  $M_s$  به ترتیب ضریب جرمی امپدانس مطلوب فرمانده و ضریب جرمی ربات فرمانبر می‌باشند.

اثبات- تابع تبدیل حالت ایده‌آل با جایگذاری  $P_m$  از (۷) و  $C_s$  از (۹) به صورت زیر محاسبه می‌شود

$$Q(s) = \frac{(P_m C_s)}{(1 + P_m C_s)} = \frac{(M_s s^\tau + B_s s)}{(M s^\tau + B s + K)} \quad (22)$$

با فرض برقراری شرط (۱۸) می‌توان نوشت

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} |Q(j\omega)| = \frac{M_s}{M} < \frac{1}{2} \Rightarrow M > 2M_s \quad (23)$$

با قراردادن  $s = j\omega$ ، (۲۲) به صورت زیر بازنویسی می‌شود

$$Q(j\omega) = \frac{(-M_s \omega^\tau + jB_s \omega)}{[(-M \omega^\tau + K) + jB \omega]} \quad (24)$$

بنابراین، با انتخاب مناسب مقادیر  $M$ ،  $B$  و  $K$  می‌توان سیستم کنترل را به گونه‌ای طراحی کرد که شرایط مطلوب بر روی  $Q(j\omega)$  و شرط (۲۱) برقرار باشند و در نتیجه، سیستم حلقه بسته پایدار مجانبی باشد.

هر چند لم ۲ شرط پایداری را بر اساس دینامیک مطلوب سیستم فرمانده نشان می‌دهد، اما مطلوب است شرایطی فراهم آورد که پارامترهای کنترل‌کننده مستقل از پارامترهای دینامیک سیستم‌های فرمانده و فرمانبر تعیین شوند. برای بیشتر شدن احتمال برقراری شرط (۱۸) و شکل‌دهی فرکانسی مناسب  $Q(s)$  می‌توان یک فیلتر وزنی پایدار  $W_s$  را با کنترل‌کننده  $C_s$  ادغام نمود یعنی

$$C_{sa} := W_s C_s \quad (25)$$

و سپس از  $C_{sa}$  در رابطه  $Q(s)$  استفاده کرد.

لم ۳- با در نظر گرفتن فیلتر وزنی پایدار  $W_s = k_s / (s + p)$ ، سیستم حلقه بسته پایدار مجانبی است.

اثبات- با وارد شدن فیلتر وزنی  $W_s$  در ساختار سیستم حلقه بسته، تابع تبدیل  $Q(s)$  به صورت زیر به دست می‌آید

$$Q(s) = \frac{k_s (M_s s^\tau + B_s s)}{M s^\tau + (Mp + B + M_s k_s) s^\tau + (Bp + K + B_s k_s) s + K p}$$

و در نتیجه

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} |Q(j\omega)| = 0 < 1/2 \quad (26)$$

بنا به قضیه ۱، سیستم حلقه بسته پایدار مجانبی است.

تبصره ۳- افزودن فیلتر وزنی  $W_s$ ، پایداری مجانبی سیستم حلقه بسته را تضمین کرده و قیود لم ۲ را از روی پارامترهای کنترل‌کننده سیستم

کنترل در تعقیب ورودی مرجع، پس از همگرایی فرآیندهای تطبیقی سیستم فرمانبر، با اعمال یک ورودی پله از طرف اپراتور به ربات فرمانده در دو حالت بدون فیلتر وزنی و با فیلتر وزنی مورد بررسی قرار گرفته است.

برای مدل‌سازی سیستم فرمانبر و کنترل کننده معکوس از فیلتر پاسخ ضربه محدود<sup>۴</sup> و الگوریتم آموزشی حداقل میانگین مربعات<sup>۵</sup> و از یک مدل مرجع با تأخیر زمانی خالص استفاده شده است. شکل ۵-الف پاسخ ضربه سیستم فرمانبر، شکل ۵-ب پاسخ ضربه مدل سیستم فرمانبر و شکل ۵-ج پاسخ ضربه مدل معکوس را پس از همگرایی فرآیند آموزشی نشان می‌دهند. برای ارزیابی دقت مدل‌سازی معکوس، از کانولوشن پاسخ ضربه سیستم فرمانبر و پاسخ ضربه مدل معکوس به دست آمده استفاده می‌شود [۲۹]. شکل ۵-د کانولوشن این دو تابع را نشان می‌دهد. در حالت ایده‌آل، حاصل این کانولوشن باید یک ضربه با دامنه واحد باشد که با توجه به شکل ۵-د دقت مناسب در یافتن مدل معکوس و کارایی فرآیند مدل‌سازی حاصل شده است. انحراف از حالت ایده‌آل در فرآیند مدل‌سازی معکوس ناشی از انتخاب تعداد وزن‌های فیلترها، نویز وزن‌های فیلتر و ... است. شکل ۶ تأخیرهای زمانی متغیر با زمان و تصادفی در کانال مخابراتی واصل بین فرمانده و فرمانبر را نشان می‌دهد.

#### ۷-۱ سیستم کنترل بدون فیلتر وزنی

بنا به (۲۱) و با فرض  $B = 2 \text{Ns/m}$ ، شرط پایداری مجانبی به صورت  $M > 2$  می‌باشد. شکل ۷ اندازه تابع  $Q(j\omega)$  را برای مقادیر  $M = 1, 2, 3$  در مقیاس لگاریتمی و تعقیب موقعیت بازوی فرمانده  $x_m$  را توسط موقعیت بازوی فرمانبر  $x_p$  نشان می‌دهد. مطابق شکل ۷-الف برای  $M = 1$ ، اندازه تابع  $Q(j\omega)$  با افزایش فرکانس از مقدار  $6 \text{ dB}$  فراتر رفته و شرط پایداری (۱۸) را برآورده نمی‌کند. شکل ۷-ب نیز کارایی نامطلوب سیستم را به ازای این مقدار نشان می‌دهد. برای  $M = 2$ ، اندازه تابع  $Q(j\omega)$  با افزایش فرکانس به  $6 \text{ dB}$  میل می‌کند و سیستم در مرز ناپایداری قرار می‌گیرد. شکل ۷-ج نیز کارایی نامطلوب سیستم در تعقیب موقعیت را نشان می‌دهد که البته از حالت  $M = 1$  بهتر است. برای  $M = 3$ ، سیستم شرایط پایداری را تأمین می‌کند و مطابق شکل ۷-د کارایی بهتری از سیستم در تعقیب موقعیت حاصل شده است. ولی در تعقیب موقعیت، دریافت مشاهده می‌شود و سیستم دارای خطای حالت ماندگار است.

#### ۷-۲ سیستم کنترل با فیلتر وزنی

در این بخش، همان مقادیر بخش ۷-۱ بکار گرفته شده و فقط فیلتر وزنی پایدار  $W_s = 1/(s+1)$  به کنترل کننده ربات فرمانبر افزوده شده است. شکل ۸-الف رضای شرط پایداری مجانبی را برای همه مقادیر ضریب جرمی مطلوب  $M = 1, 2, 3$  نشان می‌دهد. همان‌طور که در شکل‌های ۸-ب، ۸-ج و ۸-د دیده می‌شود در تعقیب موقعیت نیز با وجود این فیلتر بهبود قابل ملاحظه‌ای حاصل شده است. با تکرار شبیه‌سازی با توابع وزنی مختلف  $W_s$  مشخص شد که فیلتر وزنی در میزان دریافت تأثیرگذار است به گونه‌ای که  $W_s = 1/(s+1.05)$  دریافت سیگنال  $x_s$  را حذف می‌کند. این نکته در شکل ۹ قابل مشاهده است. در ادامه، شبیه‌سازی به منظور انتخاب بهینه پارامترهای طراحی و

$$\frac{X_s}{f_h} = \frac{(P_s P_m C_{sa}^s e^{-\tau_s s})}{[s(1 + P_m C_{sa}^s e^{-\tau_s s})]} \quad (31)$$

که

$$C_{sa}^s = \frac{(C_s W_s)}{[1 + C_s W_s P_m (\lambda - e^{-\tau_M s})]}, \quad \tau = \tau_1 + \tau_r \quad (32)$$

با جایگذاری مقادیر مربوطه در (۳۱)، می‌توان نوشت

$$\frac{X_s}{f_h} = \frac{(k_s/M)}{(s^r + a_1 s^r + a_2 s + a_3)} \quad (33)$$

که در آن

$$a_1 = p + \left(\frac{p}{M}\right) + \left[\frac{(M_s k_s)}{M}\right](1 + e^{-\tau_s} - e^{-\tau_M s})$$

$$a_2 = \left(\frac{1}{M}\right)[K + pB + k_s B(1 + \exp(-\tau_s) - \exp(-\tau_M s))] \quad (34)$$

$$a_3 = \frac{pK}{M}$$

برای دستیابی به رفتار مطلوب پاسخ گذرا می‌توان از چندجمله‌ای‌های مشخصه استاندارد ITAE<sup>۱</sup> بسل<sup>۲</sup> یا ناحیه مرگ<sup>۳</sup> استفاده کرد [۳۵] تا [۳۷]. از آنجایی که درجه مخرج تابع تبدیل (۳۳) از مرتبه سه است و چندجمله‌ای مشخصه معادل آن از معیار بهینه بسل عبارت است از

$$p(s) = s^3 + 2.433\omega_n s^2 + 2.4661\omega_n s + \omega_n^2 \quad (35)$$

$$\omega_n t_s = 5.7, \quad M_p = 0.8\%$$

زمان نشست نرمالیزه  $\omega_n t_s = 5.7$  ثانیه و فراجهش  $M_p = 0.8\%$  حاصل می‌شود.

از معادل قرارداد ضرایب درجه‌های یکسان مخرج (۳۳) و (۳۵) می‌توان سیستم کنترل بهینه را به دست آورد. همان‌طور که ملاحظه می‌شود در ضرایب (۳۴) عبارت  $1 + \exp(-\tau_s) - \exp(-\tau_M s)$  ظاهر شده است که البته، در حالت نامی و با فرض تأخیر انتقال ثابت و معلوم، برابر با مقدار واحد است. لازم به ذکر است که مقدار این عبارت با وجود تأخیر زمانی تصادفی و متغیر با زمان برابر یک نیست. برای سادگی محاسبات، این مقدار تقریباً برابر با یک در نظر گرفته می‌شود. برای صفرکردن خطای حالت ماندگار در تعقیب موقعیت می‌توان از یک بهره ثابت به صورت زیر استفاده کرد

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x_s(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s X_s(s) = d_s \left(\frac{k_s}{pK}\right) = 1 \Rightarrow d_s = \frac{pK}{k_s} \quad (36)$$

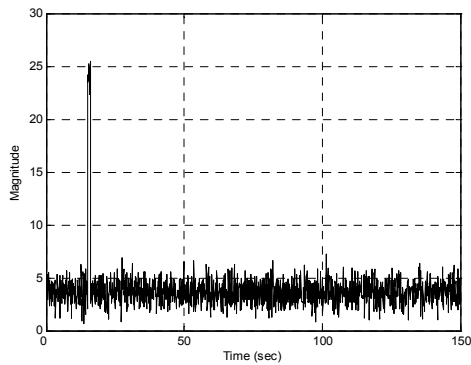
در اینجا،  $d_s$  بهره‌ای ثابت برای تنظیم سیگنال کنترل نیروی اعمالی به ربات فرمانبر و حذف دریافت موقعیت در پاسخ به ورودی پله است.

#### ۷- نتایج حاصل از شبیه‌سازی

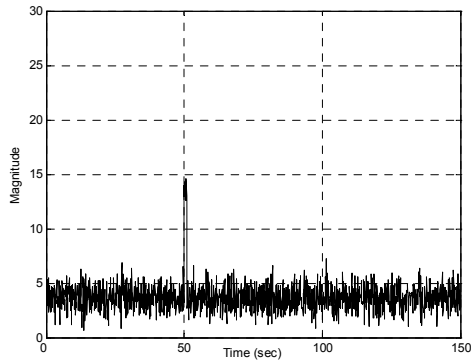
پارامترهای مورد استفاده در شبیه‌سازی به صورت  $M_m = 1 \text{kg}$ ،  $B_s = 1 \text{Ns/m}$  برای ربات فرمانده و  $M_s = 1 \text{kg}$  و  $B_s = 1 \text{Ns/m}$  برای ربات فرمانبر و  $\tau_M = 1 \text{sec}$  در نظر گرفته شده‌اند. برای داشتن بهره DC برابر با واحد  $K = 1 \text{N/m}$  و مقادیر  $M$  و  $B$  نیز بنا بر شرایط پایداری و بهینگی بخش‌های قبل انتخاب شده‌اند. کارایی سیستم

1. Integral of Time Multiplied Absolute Error
2. Bessel
3. Dead Beat

4. Finite Impulse Response
5. Least Mean Square



(الف)



(ب)

شکل ۶: (الف) تأخیر زمانی مسیر رفت کانال مخابراتی و (ب) تأخیر زمانی مسیر برگشت کانال مخابراتی.

برای حذف دررفت در تعقیب موقعیت، بهره  $d_s$  به صورت زیر محاسبه شده است

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x_s(t) = \lim_{s \rightarrow 0} X_s(s) = d_s \frac{k_s}{pK} = d_s \frac{-0,1906}{0,3075} = 1 \quad (38)$$

$$\Rightarrow d_s = -1,6$$

شکل ۱۰ نتایج شبیه‌سازی را به ازای مقادیر فوق نشان می‌دهد. این شکل بهبود رفتار سیستم را از نقطه نظر شرایط پاسخ گذرا (زمان نشست، فراجهش، فروجهش و زمان صعود) و خطای حالت ماندگار نشان می‌دهد.

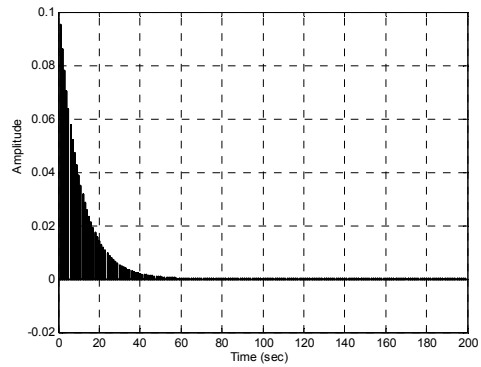
### ۳-۷ مقایسه کنترل معکوس تطبیقی با کنترل غیرخطی مود لغزشی

در این بخش، کارایی روش کنترل پیشنهادی با روش کنترل غیرخطی مود لغزشی [۱۶] مورد ارزیابی و مقایسه قرار می‌گیرد. بدین منظور، سیگنال‌های سرعت، موقعیت و نیرو در سیستم‌های فرمانده و فرمانبر انتخاب می‌شوند. مقادیر پارامترهای هر دو سیستم یکسان انتخاب شده‌اند. قانون کنترل سمت فرمانده نیز یکسان بوده ولی قانون کنترل در سمت فرمانبر در [۱۶] به صورت زیر ارائه شده است

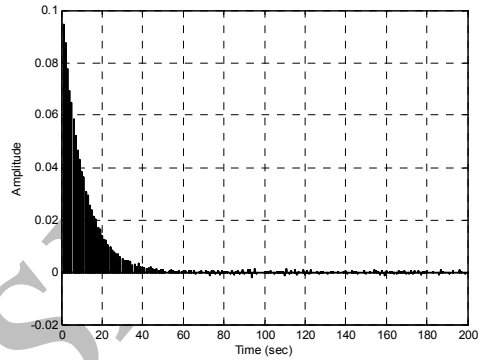
$$u_s(t) = b_s v_s(t) + f_e(t) - \left[ \frac{(k_p M_s)}{M} \right] [B v_{md}(t) - f_{hd}(t) + k_f f_e(t) + K x_{md}(t)] \quad (39)$$

$$- M_s \lambda \dot{\tilde{x}}(t) - K_{gain} sat\left(\frac{S_d}{\Phi}\right)$$

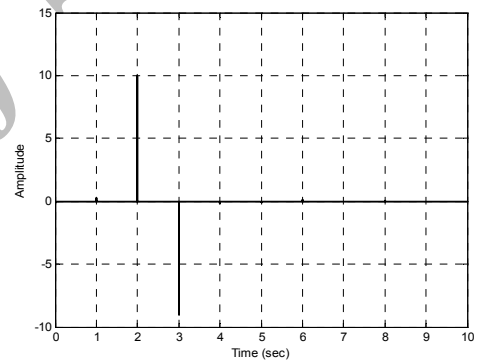
که زیر نویس  $d$  نشان‌دهنده سیگنال تأخیریافته در اثر عبور از کانال مخابراتی است.  $k_f$  و  $k_p$  ضرایب مقیاس سیگنال‌های ارسالی است که به علت همسان بودن دو سیستم برابر با یک در نظر گرفته شدند. سطح لغزشی اصلاح‌یافته در [۱۶] به صورت  $s_d(t) = \dot{\tilde{x}}_d(t) + \lambda x_d(t)$  است



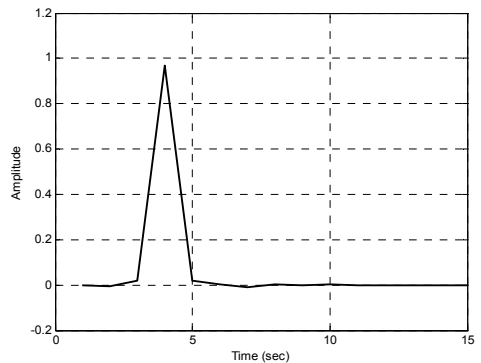
(الف)



(ب)



(ج)



(د)

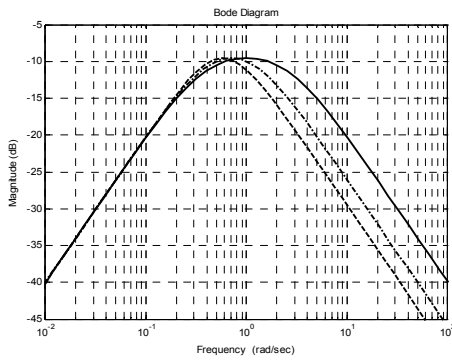
شکل ۵: (الف) پاسخ ضربه سیستم واقعی فرمانبر، (ب) پاسخ ضربه مدل سیستم فرمانبر، (ج) پاسخ ضربه مدل معکوس سیستم فرمانبر و (د) کانولوشن پاسخ ضربه سیستم واقعی فرمانبر و مدل معکوس.

دستیابی به یک سیستم کنترل بهینه انجام شده است. با فرض  $\omega_n = 1 \text{ rad/sec}$  و حل دستگاه معادلات حاصل از معادل قرارداد (۳۳) و (۳۵) در محیط MATLAB مقادیر زیر حاصل شده‌اند

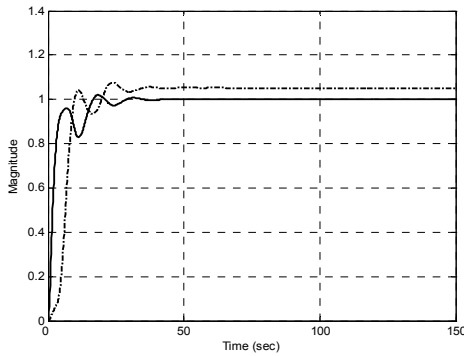
$$M = 0,2867 \quad , \quad B = 1,3162 \quad (37)$$

$$p = 0,3075 \quad , \quad k_s = -0,1906$$

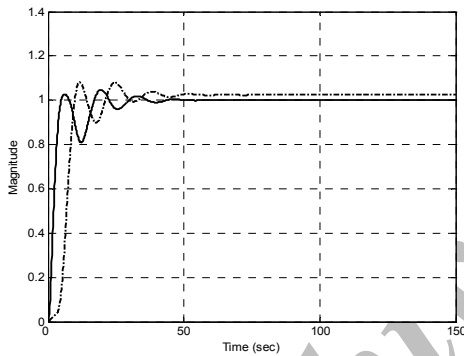




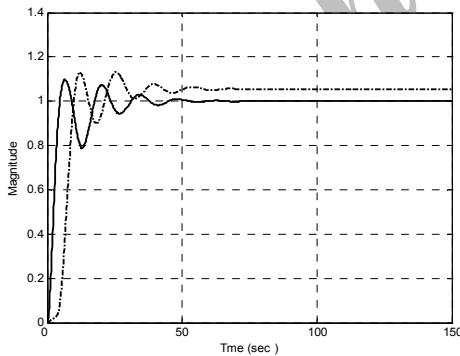
(الف)



(ب)



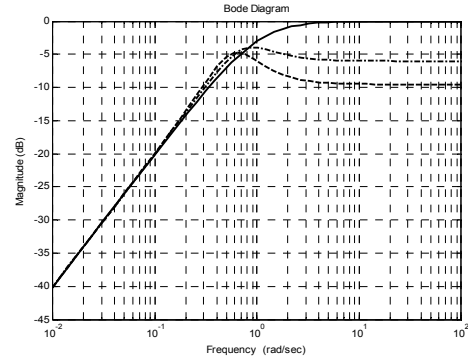
(ج)



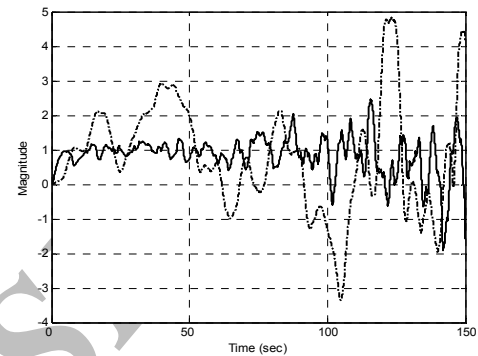
(د)

شکل ۸: (الف) اندازه تابع  $|Q(j\omega)|$  با تابع وزنی  $W_s$  برای  $M=1$  (خط)،  $M=2$  (خط نقطه)،  $M=3$  (خط چین)، (ب)  $x_m$  (خط) و  $x_s$  (خط نقطه) برای  $M=1$ ، (ج)  $x_m$  (خط) و  $x_s$  (خط نقطه) برای  $M=2$  و (د)  $x_m$  (خط) و  $x_s$  (خط نقطه) برای  $M=3$ .

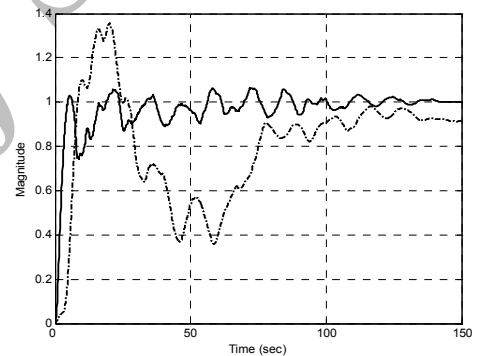
همان‌طور که ملاحظه می‌شود کارایی سیستم کنترل پیشنهادی در تعقیب سیگنال سرعت و ارائه یک سیگنال کنترل نیروی مناسب بهتر عمل کرده و در تعقیب موقعیت رفتار گذرای بهتری داشته ولی به دلیل تقریب در محاسبه زیربهمینه ضرایب چندجمله‌ای مشخصه، خطای حالت ماندگار اندکی حاصل می‌شود. شکل ۱۲-ج نشان می‌دهد که حتی با استفاده از



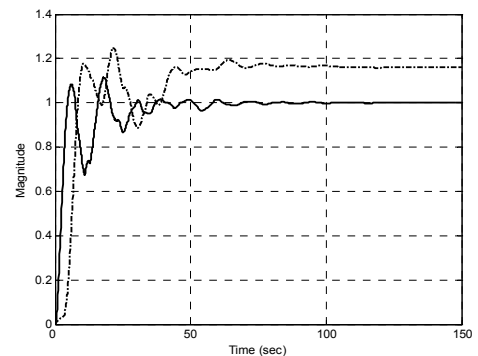
(الف)



(ب)



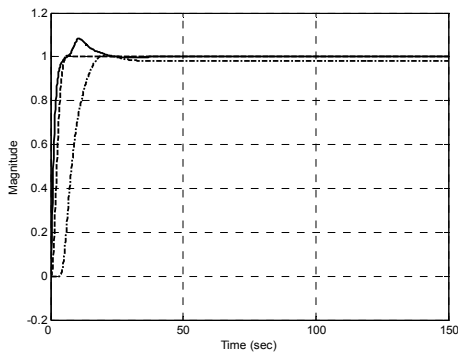
(ج)



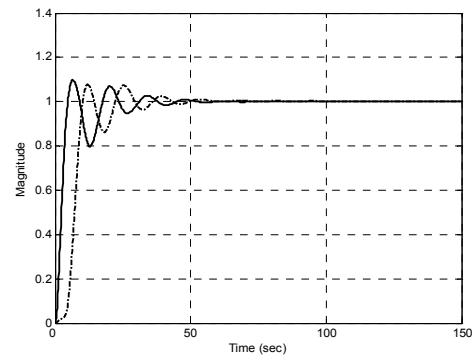
(د)

شکل ۹: (الف) اندازه تابع  $|Q(j\omega)|$  برای مقادیر مختلف  $M=1$  (خط)،  $M=2$  (خط نقطه)،  $M=3$  (خط چین)، (ب)  $x_m$  (خط) و  $x_s$  (خط نقطه) برای  $M=1$ ، (ج)  $x_m$  (خط) و  $x_s$  (خط نقطه) برای  $M=2$  و (د)  $x_m$  (خط) و  $x_s$  (خط نقطه) برای  $M=3$ .

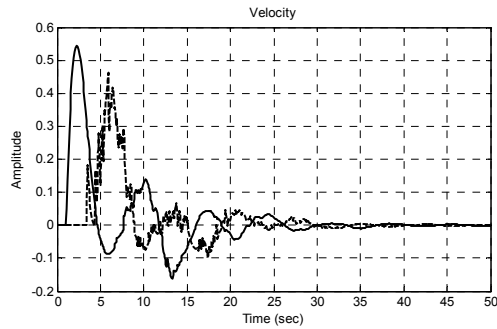
که  $\tilde{x}_d(t) = x_s(t) - k_p x_{md}(t)$  می‌باشد.  $K_{gain}$  بهره غیرخطی، تابع اشباع و  $\Phi$  ضخامت لایه مرزی است. سایر متغیرها همان علائم بکار رفته در مقاله است. شکل ۱۱ نتایج حاصل از روش طراحی سیستم کنترل پیشنهادی و شکل ۱۲ نتایج حاصل از روش کنترل مود لغزشی را نشان می‌دهد.



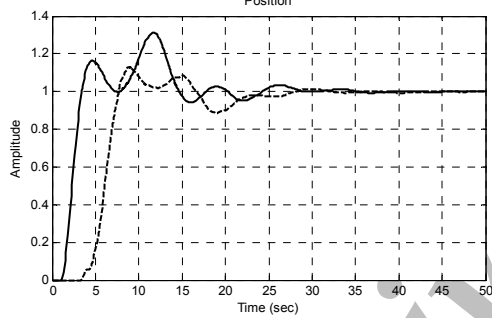
شکل ۱۰: پاسخ تابع تبدیل بهینه معیار بسل (خط چین)،  $x_m$  (خط) و  $x_s$  (خط نقطه).



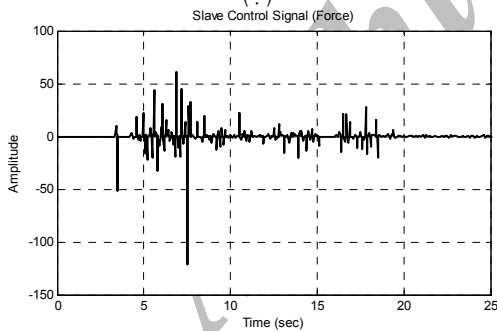
شکل ۹:  $x_s$  (خط نقطه) و  $x_m$  (خط) با فیلتر  $W_s = 1/(s+1.05)$ .



(الف)



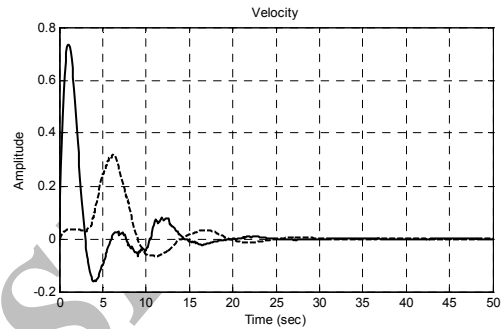
(ب)



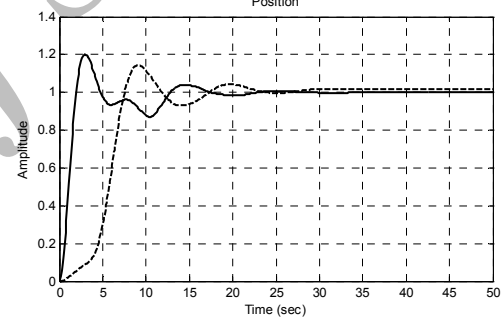
(ج)

شکل ۱۲: کارایی کنترل غیرخطی مود لغزشی (الف) سرعت، (ب) موقعیت و (ج) سیگنال کنترل نیرو.

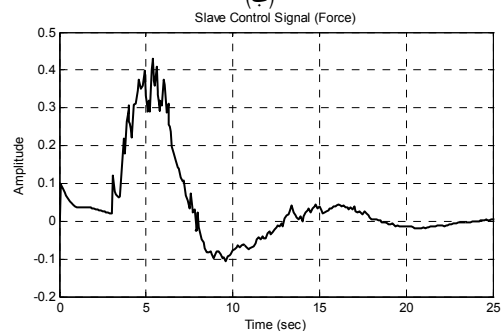
تأخیر زمانی متغیر با زمان ارائه شده است. در این روش، از کنترل امیدانس برای ربات فرمانده و کنترل معکوس تطبیقی برای ربات فرمانبر استفاده شده و برای دستیابی به سیستم پایدار مقاوم با وجود تأخیر زمانی از ایده پیش‌بین اسمیت استفاده شده است. با تکمیل و اصلاح کنترل‌کننده ربات فرمانبر، سیستم کنترل پیشنهادی ضمن حفظ پایداری مقاوم سیستم، کارایی‌های حوزه زمان را نیز برآورده می‌کند. نتایج حاصل از شبیه‌سازی نشان می‌دهند که سیستم حلقه بسته حاصل از بهینه‌سازی رفتار سیستم به کمک چندجمله‌ای مشخصه استاندارد حتی با وجود تأخیرهای زمانی بزرگ و متغیر با زمان از کارایی خوبی در تعقیب موقعیت



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۱۱: کارایی سیستم کنترل پیشنهادی (الف) سرعت، (ب) موقعیت و (ج) سیگنال کنترل نیرو.

تابع اشباع به جای تابع علامت در جهت کم کردن پدیده نوسانات مزاحم، همچنان این پدیده با شدت زیادی رخ داده است. این پدیده می‌تواند باعث تحریک مودهای سریع صرف نظر شده سیستم و همچنین کاهش طول عمر و استهلاک عملگر شود. وجود نوسانات مزاحم استفاده از روش کنترل مود لغزشی را بسیار محدود می‌کند.

### ۸- نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک روش کنترلی جدید مبتنی بر کنترل دوطرفه بازتاب نیرو برای سیستم‌های کنترل از راه دور با کانال‌های مخابراتی دارای

- [21] P. Arcara and C. Melchiorri, "Control schemes for teleoperation with time delay: a comparative study," *Robot. Autom. Syst.*, vol. 38, no. 1, pp. 49-64, Jan. 2002.
- [22] E. J. Odriguez-Seda, D. Lee, and M. W. Spong, "An experimental comparison study for bilateral Internet-based teleoperation," in *Proc. IEEE Conf. Contr. Applicat., CCA*, pp. 1701-1706, Munich, Germany, Oct. 2006.
- [23] B. Hannaford, "A design framework for teleoperators with kinesthetic feedback," *IEEE Trans. on Robot. Autom.*, vol. 5, no. 4, pp. 426-434, Aug. 1989.
- [24] J. Ueda and T. Yoshikawa, "Force reflecting bilateral teleoperation with time delay by signal filtering," *IEEE Trans. on Robot. Autom.*, vol. 20, no. 3, pp. 256-268, Jun. 2004.
- [25] K. B. Fite, L. Shao, and M. Goldfarb, "Loop shaping for transparency and stability robustness in bilateral telemanipulation," *IEEE Trans. on Robot. Autom.*, vol. 20, no. 3, pp. 620-624, Jun. 2004.
- [26] G. L. Plett, *Adaptive Inverse Control of Plants with Disturbances*, Ph. D. Dissert., Dept. Elec. Eng., Stanford Univ., Stanford, CA, May 1998.
- [27] G. L. Plett, "Adaptive inverse control of unmodeled stable SISO and MIMO linear systems," *Int. J. Adapt. Contr. Signal Process.*, vol. 16, no. 4, pp. 243-272, May 2002.
- [28] G. L. Plett, "Adaptive inverse control of linear and nonlinear systems using dynamic neural networks," *IEEE Trans. on Neural Net.*, vol. 14, no. 2, pp. 360-376, Mar. 2003.
- [29] B. Widrow and E. Walach, *Adaptive Inverse Control*. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1996.
- [30] G. L. Plett, "Efficient linear MIMO adaptive inverse control," in *Proc. IFAC Workshop on Adapt. Learning in Contr. Signal Process.*, pp. 89-94, Cernobbio-Como, Italy, Aug. 2001.
- [31] G. L. Plett and H. Böttrich, "DDEKF learning for fast nonlinear adaptive inverse control," in *Proc. World Cong. on Comput. Intell.*, 6 pages, Honolulu, US, May 2002.
- [32] M. Sha Sadeghi, H. R. Momeni, R. Amirifar, and S. Ganjefar, "A novel bilateral teleoperation paradigm with time varying communication delay," in *Proc. IEEE Conf. Contr. Applicat., CCA*, pp. 199-204, Munich, Germany, Oct. 2006.
- [33] O. J. M. Smith, "Closer control of loops with dead time," *Chem. Eng. Progress*, vol. 53, no. 5, pp. 217-219, May 1957.
- [34] Z. Palmor, "Stability properties of Smith dead-time compensator controllers," *Int. J. Control*, vol. 32, no. 6, pp. 937-949, Dec. 1980.
- [35] M. S. Tavazoei and M. Haeri, "Comparison of the existing methods in determination of the characteristic polynomials," in *Proc. of ARAS Conference, Istanbul, Turkey*, pp. 130-133, 2005.
- [36] S. E. Hamamci, I. Kaya, and M. Koksali, "Improving performance for a class of processes using coefficient diagram method," in *Proc. 9th Mediterranean Conf. on Contr. Autom.*, vol. 1, pp. 092-1092-6, Dubrovnik, Croatia, Jun. 2001.
- [37] S. Manabe, "Coefficient diagram method," in *Proc. 14th IFAC Symp. Autom. Contr. Aerospace*, pp. 199-210, Seoul, Korea, Aug. 1998.

**مختار شصادقی** تحصیلات خود را در مقطع کارشناسی مهندسی برق-الکترونیک از دانشگاه شیراز و در مقطع کارشناسی ارشد مهندسی برق-کنترل از دانشگاه تربیت مدرس به ترتیب در سال‌های ۱۳۷۷ و ۱۳۸۰ به پایان رسانده است و هم‌اکنون در دانشگاه صنعتی شیراز به تدریس اشتغال دارد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه وی شامل موضوعاتی مانند شبکه‌های عصبی، سیستم‌های آشوب‌گونه، سیستم‌های تأخیر زمانی، سیستم‌های حرکت از راه دور، کنترل تطبیقی و مقاوم است.

**حمیدرضا مؤمنی** 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 آمریکا دریافت نمود. از سال ۱۳۵۸ تا ۱۳۶۲ نام‌برده به عنوان عضو هیأت علمی دانشگاه‌های چمران اهواز و صنعتی اصفهان به کار مشغول بود 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 مدرک دکتری در مهندسی کنترل از دانشگاه مذکور گردید. دکتر مؤمنی 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

برخوردار می‌باشد. مقایسه کنترل کننده پیشنهادی با کنترل کننده غیرخطی مد لغزشی مبین آن است که تعقیب سیگنال سرعت و موقعیت بهتری حاصل شده و همچنین، سیگنال کنترل اعمالی به سیستم فرمانبر قابلیت پیاده‌سازی مناسب را داشته و فاقد نوسانات مزاحم است.

## مراجع

- [1] K. Gu, V. L. Kharitonov, and J. Chen, *Stability of Time - Delay Systems*, Birkhäuser: Springer, 2003.
- [2] R. J. Anderson and M. W. Spong, "Bilateral control of teleoperators with time delay," *IEEE Trans. on Autom. Control*, vol. 34, no. 5, pp. 494-501, May 1989.
- [3] G. Niemeyer and J. Slotine, "Stable adaptive teleoperation," *IEEE J. Ocean. Eng.*, vol. 16, no. 1, pp. 152-162, Jan. 1991.
- [4] S. Munir and W. Book, "Internet-based teleoperation using wave variables with prediction," *IEEE/ASME Trans. on Mechatronics*, vol. 7, no. 2, pp. 124-133, Jun. 2002.
- [5] S. Ganjefar, H. R. Momeni, F. J. Sharifi, and M. T. H. Beheshti, "Teleoperation control system using a hybrid structure of wave variables and Smith predictor with varying time delay estimation," *Modares J. Eng.*, vol. 13, no. 3, pp. 73-84, Fall 2003.
- [6] D. A. Lawrence, "Stability and transparency in bilateral teleoperation," *IEEE Trans. on Robot. Autom.*, vol. 9, no. 5, pp. 624-637, Oct. 1993.
- [7] Y. Yokokohji and T. Yoshikawa, "Bilateral control of master-slave manipulators for ideal kinesthetic coupling formulation and experiment," *IEEE Trans. Robot. on Autom.*, vol. 10, no. 5, pp. 605-620, Oct. 1994.
- [8] K. Hashtrudi-Zaad and S. E. Salcudean, "On the use of local force feedback for transparent teleoperation," in *Proc. IEEE Int. Conf. Robot. Autom.*, vol. 3, pp. 1863-1869, Detroit, Michigan, 1999.
- [9] K. H. Sunny, H. R. Momeni, and F. J. Sharifi, "Designing a model reference adaptive controller for a teleoperation system using slave robot output prediction," *Iranian J. Elec. and Comput. Eng.*, vol. 3, no. 2, pp. 96-102, Fall-Winter 2005.
- [10] E. Kamrani, H. R. Momeni, and A. R. Sharafat, "A novel adaptive control system for stable teleoperation via Internet," in *Proc. IEEE Int. Conf. Contr. Applicat.*, pp. 1164-1169, Toronto, Canada, Aug. 2005.
- [11] W. H. Zhu and S. E. Salcudean, "Stability guaranteed teleoperation: an adaptive motion/force control approach," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 45, no. 11, pp. 1951-1969, Nov. 2000.
- [12] H. Kazerooni, T. I. Tsay, and K. Hollerbach, "A controller design framework for telerobotics systems," *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, vol. 1, no. 1, pp. 50-62, Mar. 1993.
- [13] M. H. Gary, B. Leung, A. Francis, and J. Apkarian, "Bilateral controller for teleoperators with time delay via  $\mu$ -synthesis," *IEEE on Trans. Robot. Autom.*, vol. 11, no. 1, pp. 105-116, Feb. 1995.
- [14] I. Elhajj, J. Tan, N. Xi, W. K. Fung, Y. H. Liu, T. Kaga, and T. Fukuda, "Multi-site Internet-based cooperative control of robotic operations," in *Proc. IEEE/RSJ Int. Conf. Intell. Robot. Syst.*, vol. 2, pp. 826-831, Takamatsu, Japan, 31 Oct.-5 Nov. 2000.
- [15] J. H. Park and H. C. Cho, "Sliding-mode controller for bilateral teleoperation with varying time delay," in *Proc. IEEE/ASME Int. Conf. Advanced Intell. Mechatronics*, pp. 311-316, Atlanta, US, Sep. 1999.
- [16] J. H. Park and H. C. Cho, "Sliding mode control of bilateral teleoperation systems with force-reflection on the Internet," in *Proc. IEEE/RSJ Int. Conf. Intell. Robot. Syst.*, vol. 2, pp. 1187-1192, Takamatsu, Japan, 31 Oct.-5 Nov. 2000.
- [17] H. C. Cho, J. H. Park, K. Kim, and J. O. Park, "Sliding-mode-based impedance controller for bilateral teleoperation systems under varying time-delay," in *Proc. IEEE Int. Conf. Robot. Autom.*, vol. 1 pp. 1025-1030, Seoul, South Korea, 2001.
- [18] D. Lee and M. W. Spong, "Passive bilateral teleoperation with constant time delay," *IEEE Trans. on Robot. Autom.*, vol. 22, no. 2, pp. 269-281, Apr. 2006.
- [19] D. J. Lee and M. W. Spong, "Bilateral teleoperation of multiple cooperative robots over delayed communication networks: theory," in *Proc. IEEE Int. Conf. Robot. Autom.*, pp. 360-365, Barcelona, Spain, Apr. 2005.
- [20] D. Lee, O. Martinez-Palafox, and M. W. Spong, "Bilateral teleoperation of multiple cooperative robots over delayed communication networks: application," in *Proc. IEEE Int. Conf. Robot. Autom.*, pp. 366-371, Barcelona, Spain, Apr. 2005.

**سهیل گنجه‌فر** در سال ۱۳۷۳ مدرک کارشناسی خود را در رشته مهندسی برق در گرایش کنترل از دانشگاه فردوسی مشهد و در سال ۱۳۷۶ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق (گرایش کنترل) خود را از دانشگاه تربیت مدرس تهران دریافت نمود و در سال ۱۳۸۲ موفق به اخذ مدرک دکتری در رشته مهندسی کنترل از دانشگاه تربیت مدرس تهران گردید. دکتر گنجه‌فر از سال ۱۳۸۳ در دانشگاه بوعلی سینا و تربیت مدرس فعالیت داشته و در حال حاضر استادیار گروه برق دانشکده فنی و مهندسی دانشگاه بوعلی سینا می‌باشد. زمینه‌های علمی مورد علاقه نامبرده اتوماسیون، کنترل بهینه، سیستم‌های دور عملیات و کنترل از طریق اینترنت می‌باشد.

اتوماسیون، هدایت و ناوبری اجسام پرنده، شناسایی سیستم‌ها، کنترل تطبیقی، کنترل حرکت از راه دور و کنترل از طریق اینترنت می‌باشد.

**رامین امیری‌فر** تحصیلات خود را در مقطع کارشناسی مهندسی الکترونیک در سال ۱۳۷۲ از دانشگاه صنعتی اصفهان و در مقطع کارشناسی ارشد و دکترای مهندسی کنترل به ترتیب در سال‌های ۱۳۷۵ و ۱۳۸۳ از دانشگاه صنعتی شریف به پایان رسانده است و هم‌اکنون استادیار دانشکده مهندسی برق دانشگاه تربیت مدرس می‌باشد. نام‌برده قبل از پیوستن به دانشگاه تربیت مدرس در سال‌های ۱۳۸۰ الی ۱۳۸۲ در دانشکده مهندسی برق دانشگاه صنعتی شریف تدریس می‌نمود. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: کنترل چندمنظوره، نامساوی‌های ماتریسی خطی، کنترل غیرمتمرکز، کنترل مقاوم، کاهش مرتبه کنترل‌کننده و سیستم‌های تعلیق فعال.

Archive of SID