

مقاله پژوهشی

کنترل داده محور سیستم‌های پویای مبتنی بر رویداد با تأخیر

چکیده

این مقاله کنترل متنی بر داده سیستم‌های خطی با داده‌های نمونه برداری شده ناشناخته با تأخیرهای ارتباطی تحت یک مکانیسم انتقال مبتنی بر رویداد را بررسی می‌کند. در حالی که کنترل مبتنی بر رویداد در ادبیات موجود توجه زیادی را به خود جلب کرده است.

طراحی و پیاده‌سازی آن معمولاً نیاز به دانش مدل دقیقی دارد با توجه به مشکلات یافتن مدل‌های دقیق و فراوانی داده‌ها در بسیاری از کاربردهای عملی، ما یک طرح کنترل مبتنی بر داده جدید برای سیستم‌های ناشناخته و تأخیردار با نظریه پیشنهاد می‌کنیم. برای این منظور به عنوان اولین گام یک شرط پایداری مبتنی بر مدل برای سیستم تأخیر زمانی مبتنی بر رویداد حاصل با استفاده از یک رویداد حلقه‌ای - تابعی جدید ایجاد می‌شود با ترکیب این شرط مبتنی بر مدل با نمایش مبتنی بر داده سیستم‌های خطی یک شرط پایداری مبتنی بر داده استخراج می‌شود. علاوه بر این روش‌هایی برای طراحی مشترک بهره کنترل‌کننده و ماتریس مبتنی بر رویداد بدون استفاده از هیچ دانش قبلی از ماتریس‌های سیستم ارائه می‌شوند در نهایت مثال‌های عددی برای تأیید مزایای طرح‌های کنترل مبتنی بر رویداد مبتنی بر داده پیشنهادی نسبت به نتایج موجود ارائه شده‌اند.

مقدمه

کنترل داده‌های نمونه‌برداری شده به دلیل انعطاف‌پذیری و ارتباط آن با کاربردها توجه زیادی را در مطالعه سیستم‌های کنترل شبکه‌ای برانگیخته است. در ادبیات رویکردهای قبلی برای تجزیه و تحلیل سیستم‌های داده‌های نمونه‌برداری شده و محاسبه حداکثر فاصله نمونه‌برداری (MSI) برای توان به طور کلی به چهار گروه طبقه‌بندی کرد. که شامل رویکرد زمان گسسته، رویکرد سیستم‌های ضربه‌ای، رویکرد پایداری ورودی/خروجی و رویکرد تأخیر ورودی است. براساس رویکردهای زمان بسته و تأخیر

ورودی اخیراً یک رویکرد تابعی حلقه‌ای توسعه داده شده است. ۱۰- این پیشنهاد نشان داده شده است که با معرفی یک تابع حلقه‌ای در تابع لیایانف رایج که در آن تابع حلقه‌ای باید در نقاط نمونه‌برداری پیوسته باشد اما لزوماً قطعی ثبت نباشد شرایط پایداری (به طور قابل توجهی) بهبود می‌یابد برای مثال استفاده از یک تابع حلقه‌ای دوطرفه، یک تابع حلقه‌ای مبتنی بر انتگرال ۱۲ و یک تابع حلقه‌ای توسعه‌یافته را ببیند در سیستم‌های داده نمونه‌برداری شده.

تأخیرهای ارتباطی طبیعی و اجتناب‌ناپذیرند و تأثیر قابل توجهی بر MSI دارند. ۱۳ تلاش‌های اخیر ۱۴، ۱۳ به تجزیه و تحلیل سیستم‌های داده نمونه‌برداری شده با تأخیر ارتباطی با استفاده از رویکرد تابع حلقه‌ای اختصاص داده شده است. شایان ذکر است که تمام نتایج فوق ذکر مبتنی بر مدل هستند به این معنا که به داده‌هایی صریح نیاز دارند. دانش مدل‌های سیستم زیربنایی با این وجود به دست آوردن یک مدل دقیق سیستم چالش‌برانگیز است. و حتی ممکن است در بسیاری از کاربردهای دنیای واقعی غیرممکن باشد شناسایی سیستم ۵ می‌تواند برای تعیین یک مدل براساس داده‌های اندازه‌گیری شده استفاده شود. با این حال به دست آوردن محدوده‌های خطای دقیق به طور کلی چالش‌برانگیز است و زمانی که فقط داده‌های نویزی با طول محدود در دسترس هستند یک زمینه تحقیقاتی فعال است ۱۶، ۱۷. در صورت وجود نویز قطعی می‌توان از تکنیک‌های عضویت مجموعه برای این منظور استفاده کرد جایی که محاسبه هر دو مدل قابل کنترل و دقیق نیز چالش‌برانگیز است. ۱۸ به عنوان یک جایگزین کنترل مستقیم مبتنی بر داده بدون شناسایی قبلی در سال‌های اخیر توجه فزاینده‌ای را به خود جلب کرده است (برای بررسی به مرجع ۱۶ مراجعه کنید). تعدادی از رویکردهای مبتنی بر داده برای مسائل مختلف کنترل با استفاده از تم بنیادی مشهور ارائه شده‌اند ۲۰ از جمله بازخورد حالت و کنترل بهینه ۲۱، ۲۲ کنترل مقاوم ۲۳ کنترل بیش بین ۲۸، ۲۷، ۲۶ و ۲۵ و موارد دیگر را می‌توانید در این بررسی بیابید. ۲۹ اخیراً یک مطالعه تکمیلی در مورد تثبیت سیستم و فرمولاسیون داده نمونه‌برداری شده در مقالات مورد بررسی قرار گرفته است. ۳۲ و ۳۱ علاوه بر این ترکیب داده محور ۲۳ با رویکرد

تأخیر ورودی به کنترل داده نمونه‌برداری شده یک شرط پایداری مبتنی بر داده برای سیستم‌های کنترل داده‌های نمونه‌برداری شده با زمان پیوسته سیستم به همراه یک کنترل‌کننده مبتنی بر داده در مقاله استخراج شده است. با این وجود این نتایج فقط برای سیستم‌هایی با نمونه‌برداری دوره‌ای بدون در نظر گرفتن هیچ‌گونه کنترل هوشمند قابل اجرا هستند. در سیستم‌های داده نمونه‌برداری شده واقعی شبکه ارتباطات دیجیتال پهنای باند محدودی دارد کارهای انتقال داده‌های اضافی می‌تواند برای صرفه‌جویی در منابع ارتباطی و در عین حال حفظ عملکرد کنترل مطلوب مفید باشد برای این منظور یک استراتژی انتقال رویداد - راه‌اندازی ۳۶، ۳۵ و ۳۴ پیشنهاد شد. ایده اصلی آن نظارت مداوم بر سیستم است. اما ارسال داده‌های نمونه‌برداری شده فقط در صورت (ضروری) بودن طبق برخی معیارهای از پیش تعریف شده به دنبال این ایده چندین طرح رویداد راه‌اندازی مبتنی بر نمونه‌برداری ابداع شد از جمله به عنوان مثال رویداد راه‌انداز گسسته ۳۷ رویداد راه‌انداز پویا - راه‌انداز دوره‌ای پویا ۳۹ از دیدگاه تقسیم‌بندی انرژی کنترل انرژی راه‌انداز سیستم‌های شبکه فیزیکی سایبری برای تثبیت قوی و سریع در مقاله‌ای توسعه داده شد. با این حال این روش‌های کنترل رویداد راه‌انداز موجود همگی به مدل‌های سیستم صریح نیاز دارند به طور خاص آنها نمی‌توانند عدم قطعیتی را که ممکن است از یک مرحله شناسایی ناشی شود در صورتی که فقط داده در دسترس باشد را مدیریت کنند. تا آنجا که نویسندگان می‌دانند زمینه بکری برای طراحی طرح‌های تحریک رویداد مبتنی بر داده و همچنین کنترل‌کننده‌هایی برای سیستم‌های کنترل داده‌های نمونه‌برداری شده ناشناخته از داده‌های نویزی با تضمین پایداری دقیق همچنان یک حوزه بکر است این پیشرفت‌ها و تحولات اخیر انگیزه کار ما در این مقاله را ایجاد کرده است که بر کنترل مبتنی بر رویداد مبتنی بر داده سیستم‌های داده نمونه‌برداری شده با تأخیرهای ارتباطی متمرکز است. با انگیزه طرح راه‌اندازی رویداد دوره‌ای پویا ما یک طرح راه‌اندازی رویداد دوره‌ای پویا با زمان گسسته توسعه می‌دهیم که منابع انتقال را در حضور تأخیرهای ارتباطی ذخیره می‌کند. متعاقباً شرایط پایداری مبنی بر مدل و داده بر سیستم‌های داده نمونه‌برداری شده با تأخیر تحت طرح

راه‌اندازی با استفاده از رویکرد تابعی حلقه‌ای به دست می‌آید براساس معیارهای مبتنی بر مدل یک روش طراحی مشترک مبتنی بر داده برای بهره کنترل‌کننده و ماتریس راه‌اندازی بدون استفاده از هیچ دانش قبلی از ماتریس سیستم ارائه می‌شود احتمالاً می‌توان MSI‌های بزرگ را با حل تکراری در برنامه نیمه‌قطعی به دست آورد. به قیمت افزایش محافظه‌کاری شرط یک روش جایگزین با استفاده از یک سیستم معادل جبری برای جلوگیری از چنین محاسبات تکراری ارائه می‌شود که در آن شرایط طراحی در تمام متغیرهای تصمیم‌گیری محور هستند. به عبارت دیگر دستاوردهای اصلی این اثر به شرح زیر خلاصه می‌شود.

(C_۱) یک طرح جدید راه‌اندازی رویداد پویا برای سیستم‌های داده نمونه‌برداری شده با تأخیر که در آن متغیر آستانه پویا فقط در نقاط نمونه‌برداری تغییر می‌کند و بار محاسبه مداوم متغیر پویا را در مقالات از بین می‌برد.

(C_۲) شرایط پایداری مبتنی بر مدل و داده به شکل نامساوی‌های ماتریسی خطی (LMIS) برای سیستم‌های کنترلی که توسط رویداد فعال می‌شوند و دارای تأخیر براساس یک تابع حلقه‌ای جدید هستند.

(C_۳) رویکرد داده‌محور برای طراحی مشترک بهره کنترلر و ماتریس تریگر براساس یک سیستم مبتنی بر داده. (پارامترسازی بدون استفاده از هیچ دانش قبلی از ماتریس‌های سیستم)

مزایای عملی و اثربخشی کنترل مبتنی بر رویداد مبتنی بر داده پیشنهادی و همچنین شرایط پایداری نهایت از طریق مقایسه عددی با استفاده از دو مثال شبیه‌سازی شده نشان داده می‌شود.

ادامه این مقاله به شرح زیر ساختار یافته است. در بخش (۲) نمایش‌های سیستم مبتنی بر داده به کار رفته از مقالات را معرفی می‌کنیم. و یک طرح راه‌اندازی رویداد پویا برای سیستم‌های داده نمونه‌برداری شده با تأخیر ارائه می‌دهیم. براساس نتایج بخش (۲) شرایط پایداری مبتنی بر مدل و داده در بخش (۳) توسعه داده می‌شوند. متعاقباً روش‌هایی برای طراحی مشترک بهره کنترل‌کننده و ماتریس

راه‌اندازی مورد بحث قرار می‌گیرند. بخش (۴) اعتبارسنجی مزایا و کاربرد روش‌ها و شرایط ما در سیستم‌های عملی در نهایت بخش (۵) نتیجه‌گیری را ارائه می‌دهد. رأی‌گیری در سراسر این مقاله N , R , R و R به ترتیب مجموعه‌های تمام اعداد صحیح غیرمنفی و اعداد غیرمنفی، بردارهای n بُعدی و ماتریس‌های حقیقی $n \times m$ را نشان می‌دهد. نماد $(p \geq 0)$, $p > 0$ به این معنی است که p یک ماتریس sym مثبت (نیمه) معین هستند. (...) diag یک ماتریس قطری بلوکی را نشان می‌دهد.

Symp نشان‌دهنده مجموع p^T و p نشان‌دهنده بردارهای ستونی هستند. O و I به ترتیب ماتریس‌های صفر و همانی با ابعاد مناسب هستند. علامت (*) نشان‌دهنده عبارت متقارن در ماتریس‌های بلوکی متقارن است ما از $|| \cdot ||$ برای نشان دادن نرم اقلیدسی یک بردار استفاده می‌کنیم t_k^- به این معنی است که t از چپ به t_R نزدیک می‌شود $\{t_k\}_{k \in N}$ نشان‌دهنده مجموعه $\{t_0, t_1, t_2, \dots\}$ است.

کنترل داده‌های نمونه‌برداری شده با ماتریس‌های سیستم ناشناخته

سیستم خطی تغییرناپذیر با زمان زیر را در نظر بگیرید:

$$\dot{x}(t) = A x(t) + B u(t) \quad (1)$$

جایی که در آن $x(t) \in R^n$ حالت سیستم و $u(t) \in R^m$ ورودی کنترلی است. $A \in R^{n \times n}$ و $B \in R^{n \times m}$ ماتریس‌های سیستم ثابت هستند یک تأخیر متغیر با زمان نامعلوم $d(t)$ در ارتباط شبکه‌ای کانال حسگر به کنترل‌کننده در نظر گرفته می‌شود. که در آن $0 \leq d \leq d(t) \leq \bar{d}$ صدق می‌کند که در آن کران‌های $\underline{d}$ و $\bar{d}$ ثابت‌های داده شده هستند.

فرض می‌کنیم که برخی از اندازه‌گیریهای ورودی حالت از پیش جمع‌آوری شده در دسترس هستند. اما ماتریس‌های A و B در دسترس نیستند. فرض یک ماتریس‌های A و B ناشناخته هستند. هدف ما طراحی یک ماتریس بهره کنترل ثابت $K \in R$ است به طوری که سیگنال کنترل قید یک حالت $u(t) = K x(t - d(t))$ سیستم یک را تحت یک طرح تحریک رویداد (که در بخش ۳-۲ ارائه شده

است) پایدار کند فرض کنید سیگنال‌های کنترل در سمت حسگر (s) آزاد می‌شوند $\{s_k\}_{k \in \mathbb{N}}$ جایی که $S_0 = 0$ و $S_{k+1} - S_k > 0$ زمان اولیه است. توالی زمان رسیدن در سمت کنترل‌کننده $\{k_N\}_{k \in \mathbb{N}}$ برآورده می‌شود.

$$0 \leq d(t_0) = t_0 < t_1 \dots < t_u \dots < \infty \quad (2)$$

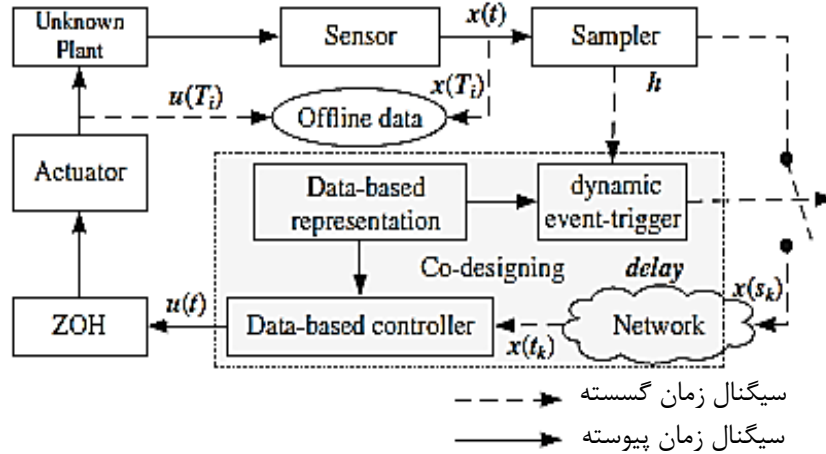
سیستم داده‌های نمونه‌برداری شده در حلقه بسته اینگونه نوشته می‌شوند:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) & , \quad t \in [0, t_0), \\ \dot{x}(t) = Ax(t) + BKx(t_k - d(t_k)) & , \quad t \in [t_k, t_{k+1}), \\ x(t) = \psi(t) & , \quad t \in [-\bar{d}, 0), \end{cases} \quad (3)$$

که در آن $\psi(t)$ یک تابع پیوسته و $t_k = s_k + d(t_k)$ چارچوبی برای سیستم ۳ در شکل ۱ ارائه شده است. ارتقا درست نسبت به سیستم داده نمونه‌برداری شده کلاسیک قابل ذکر است. (۱) شامل یک مازول انتقال پویای رویداد تحریک برای توالی انتقال پویای (۵) و (۴) یک نمایش سیستم مبتنی بر داده برای طراحی مشترک طرح تحریک رویداد و کنترل‌کننده نمایش سیستم مبتنی بر داده براساس داده‌های جمع‌آوری شده آنلاین در لحظات گسسته $\{T_i\}_{i \in \mathbb{N}}$ ساخته شده است. این زمان‌های نمونه‌برداری مستقل از زمان‌های نمونه‌برداری حلقه بسته (۱) هستند که در آن کنترل‌کننده به صورت آنلاین به‌روزرسانی می‌شوند. در ادامه نمایش مبتنی بر داده و طرح اتصال تحریک رویداد طراحی شده را به طور جداگانه شرح می‌دهیم.

نمایش سیستم مبتنی بر داده با نویز

طبق فرض یک: چالش اصلی این است که هم تحلیل پایداری سیستم و هم طراحی کنترل‌کننده باید بدون آگاهی از ماتریس A و B انجام شوند برای این منظور نمایش در مقاله برای سیستم یک.



شکل (۱) تصویر گرافیکی از رویکرد پیشنهادی

فرض کنید که اندازه‌گیری‌های نمونه‌برداری شده:

$$\{\dot{x}(T_i), x(T_i), u(T_i)\}_{i=1}^{\rho} \quad (l, \rho \in \mathbb{N}) \quad (۴)$$

$$\dot{x}(T) = Ax(T) + Bu(T) + B_w w(T), \quad T \geq 0$$

در لحظات گسسته زمانی $T_i \in [0, T]$ در دسترس هستند که در آن $B \in \mathbb{R}$ معلوم فرض می‌شود و رتبه ستون کامل دارد. این بدون از دست دادن کلیت است. زیرا می‌توان B را نیز در نویز جمعی $w(t)$ جمع کرده در اینجا داده‌های سیستم اندازه‌گیری شده توسط توالی نویز (اختلال) $(w(t_1))$ خراب می‌شود که در آن $w(t) \in \mathbb{R}$ می‌تواند نویز فرایند مؤثر به مسیر سیستم زمان پیوسته یا خطای تخمین برای مشتق حالت را ثبت کند. (به نکته (۱) در زیر مراجعه کنید) این اندازه‌گیری‌ها را می‌توان برای تشکیل ماتریس‌های داده زیر جمع‌آوری کرد.

$$\begin{aligned} \dot{X} &:= [\dot{x}(T_1) \quad \dot{x}(T_2) \quad \dots \quad \dot{x}(T_{\rho})], \\ X &:= [x(T_1) \quad x(T_2) \quad \dots \quad x(T_{\rho})], \\ U &:= [u(T_1) \quad u(T_2) \quad \dots \quad u(T_{\rho})], \\ W &:= [w(T_1) \quad w(T_2) \quad \dots \quad w(T_{\rho})], \end{aligned}$$

جایی که $\dot{X}$ ، X و U در دسترس‌اند. زمانی که W ناشناخته است سپس واضح است که:

$$\dot{X} = AX + BU + B_w W \quad (۵)$$

توجه داشته باشید که چنین داده‌هایی از سیستم آشفته (۴) جمع‌آوری شده‌اند، در حالی که ما پایداری سیستم آشفته نشده (۳) را تجزیه و تحلیل می‌کنیم. با این وجود، استخراج استحکام و تضمین عملکرد در حضور نویز از جمله به عنوان مثال روی بهره L_2 حلقه بسته با استفاده از استدلال مشابه در مقاله ساده است.

نکته ۱: در عمل مشتقات زمانی X معمولاً در دسترس نیستند. با این حال به وسیله تقاضای محدود و رباست متراکم از حالت‌های سیستم X ، درستی برای نخستین مشتقات حالت در مرجع ۲۳ مورد بحث قرار گرفته است. به طور خاص می‌توان $X(T)$ را با:

$$\begin{aligned} \dot{x}(T_i) \text{ by } \underline{\dot{x}}(T_i) &= \frac{x(T_{i+1}) - x(T_i)}{T_{i+1} - T_i} \\ \|\underline{\dot{x}}(T_i) - \dot{x}(T_i)\|_2 &\leq \frac{\bar{a}(T_{i+1} - T_i)}{2} \\ \left[\bar{a}\|x(T_i)\|_2 + \left(1 + \frac{\bar{a}(T_{i+1} - T_i)}{3}\bar{b}\right)\|u(T_i)\|_2 \right] \end{aligned}$$

جایی که a و b کردن مشخص دارند $\|A\|_2 \leq a$ ، $\|B\|_2 \leq \bar{b}$ و چندین روش نخستین مشتق مبتنی بر شناسایی سیستم زمان پیوسته را می‌توان در مقاله یافت. در این مقاله ما به طراحی و تحلیل کنترل رویداد محرک مبتنی بر داده تمرکز می‌کنیم که در آن داده‌های مشتق در دسترس‌اند. اما بررسی امکانات بیشتر برای تخمین X موضوع جالبی برای تحقیقات آینده است.

نکته ۲: زمان نمونه‌برداری برای تولید داده: توجه داشته باشید که داده‌ها یکبار و از قبل در زمان‌های نمونه‌برداری (۷) جمع‌آوری می‌شوند که مستقل از زمان انتقال $\{t_k\}_{k \in \mathbb{N}}$ هستند. برای مثال می‌توان آنها را توسط حسگر محلی با نرخ نمونه‌برداری بالا اندازه‌گیری و ذخیره کرد و سپس برای طراحی کنترل‌کننده به کاربر منتقل کرد. توجه داشته باشید که نمونه‌برداری سریع و دوره‌ای از داده‌های مورد استفاده در مرحله طراحی مورد نیاز است. به ویژه آنها می‌توانند تحت تأثیر اثرات شبکه (مثلاً تأخیر) قرار گیرند و در زمان‌های نمونه‌برداری غیر هم فاصله نمونه‌برداری شوند.

در عمل نویز معمولاً کران دار است ما یک فرض ثابت در مورد نویز در نظر می گیریم که در مقالات نیز استفاده شده است.

فرض ۲: (کران نویز) دنباله نویز $(w(t))$ که در ماتریس W جمع آوری شده است.

$$\mathcal{W} = \left\{ W \in \mathbb{R}^{n_w \times \rho} \mid \begin{bmatrix} W^T \\ I \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} Q_d & S_d \\ * & R_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W^T \\ I \end{bmatrix} \geq 0 \right\} \quad (6)$$

برای برخی از ماتریس های شناخته شده:

نکته ۳: (توضیح نویز) فرض ۲ یک فرم $Q_d < 0 \in \mathbb{R}^{\rho \times \rho}$, $S_d \in \mathbb{R}^{\rho \times n_w}$, and $R_d = R_d^T \in \mathbb{R}^{n_w \times n_w}$

کلی برای مدل سازی نویز جمعی کران دار ارائه می دهد که به شکل مشابه توسط مقالات ۳۳، ۳۰، ۲۳ و ۲۱ استفاده شده است. ماتریس های S_a , R_a و Q_d بسته به دانش قبلی در مورد نویز انتخاب می شوند.

به عنوان مثال اگر $W(t) \in [-W, W]$ برای (6) $W \geq 0$ به صورت زیر خلاصه می شود.

$$WW^T = \sum_{i=1}^{i=\rho} w(T_i)w^T(T_i) < \bar{w}^2 \rho I, \quad (7)$$

جایی که: $R_d = W^T P I$ و $R_d = 0$, $Q_d = -I$

از نویز از فرض ۲ در بسیاری از کارهای اخیر در مورد کنترل مبتنی بر داده به کار گرفته شده است و امکان بسط های مختلفی را فراهم می کند. به عنوان مثال استفاده از ضرایب به جای ماتریس ثابت S_a , Q_a و R_a در مقاله.

صحت مدل ۵ و فرض ۲، ۲ را به عنوان مجموعه ای از تمام جهت ها (A, B) که به داده های

اندازه گیری شده و محدوده نویز پایبند هستند تعریف می کنیم یعنی:

$$\Sigma_s := \{(A, B) \mid \dot{X} = AX + BU + B_w W, W \in \mathcal{W}\} \quad (8)$$

از طریق یک روش جایگزینی ریاضی ساده عبارت معادل (۲) به شکل یک نامساوی ماتریسی درجه

دوم در زیر آورده شده است برای جزئیات به مقالات ۳۳ و ۲۳ مراجعه کنید.

مهم ۱ (نمایش مبتنی بر داده): مجموعه Σ_s در ۸ معادل است با:

$$\Sigma_s = \left\{ [A \ B] \in \mathbb{R}^{n \times (n+m)} \mid \begin{bmatrix} [A \ B]^T \\ I \end{bmatrix}^T \Theta_s \begin{bmatrix} [A \ B]^T \\ I \end{bmatrix} \geq 0 \right\} \quad (9)$$

$$\Theta_s = \begin{bmatrix} Q_c & S_c \\ * & R_c \end{bmatrix} := \begin{bmatrix} -\mathcal{Z} & 0 \\ \dot{X} & B_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Q_d & S_d \\ * & R_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\mathcal{Z} & 0 \\ \dot{X} & B_w \end{bmatrix}^T \quad (10)$$

$$\text{with } \mathcal{Z} := [X^T \ U^T]^T$$

از سیستم (۱) با ماتریس‌های ناشناخته A و B (به فرض (۱) مراجعه کنید) با استفاده از داده‌های نویزی X ارائه می‌دهد. U، X، همان‌طور که در مقاله بحث شد دانش قبلی اضافی از سیستم می‌تواند به کوچک کردن مجموعه سیستم‌های سازگار با داده‌های جمع‌آوری شده کمک کنند و در نتیجه به شرایط پایداری مبتنی بر داده کمتر محافظه‌کارانه در مقایسه با شرایط مشتق شده فقط با استفاده از داده‌ها کمک کنند. این را می‌توان یک رویکرد ترکیبی مبتنی بر داده و مدل درک کرد. یکی از کارهای آینده ما بر بررسی هر گونه دانش قبلی موجود در سیستم برای بهبود طراحی مبتنی بر داده کنترل‌کننده‌های داده‌های نمونه‌برداری شده تمرکز دارد برای تحلیل پایداری در بخش‌های بعدی یک فرض فنی مشابه مقاله مربوط به ماتریس θ مهم یک در زیر در نظر گرفته شده است.

فرض ۳: ماتریس θ معکوس‌پذیر است و n تعداد ویژه مثبت دارد. در عمل فرض (۳) در صورتی برقرار است که اندازه‌گیری‌های موجود از حالت‌های سیستم به اندازه کافی فنی باشد. به طور دقیق‌تر فرض (۳) برای حالت‌های خاص رایج $S = 0$ صادق است اگر (i) Z رتبه ردیفی کامل داشته باشد و (ii) B_w معکوس‌پذیر باشد.

nn و (II۱) اختلال W که داده‌ها را تولید می‌کند یک نسخه اکید در نامساوی ماتریسی درجه دوم در ۶ را برآورده می‌کنند مبتنی $WQ_d W^T + R_d > 0$ اثبات در مقاله ارائه شده است.

طرح انتقال پویا یا تحریک رویداد

در سیستم کنترل داده‌های نمونه‌برداری شده در شکل ۱- از یک مازول راه‌اندازی رویداد پویا برای دیکته کردن مقادیر ماندگار انتقال استفاده می‌شود. برخلاف طرح‌های مبتنی بر نرمال کلاسیک ؟؟؟؟

اندازه‌گیری «اطلاعاتی» توسط طرح‌های مبتنی بر نرمال ارسال می‌شوند تا در منابع انتقال صرفه‌جویی شود. به طور مشخص، طرح راه‌اندازی رویداد پویا پیشنهادی ما شامل دو مرحله است. مرحله اول مشابه طرح راه‌اندازی زمانی، نمونه‌برداری از وضعیت سیستم در لحظات زمانی J_t است که در آن بازه نمونه‌برداری a در $h > 0$ صدق می‌کند و در مرحله دوم طرح راه‌اندازی رویداد است. سیگنال نمونه‌برداری شده $X(s_k + jh)$ باید برای شرایط زیر بررسی شود.

$$\eta(\tau_j^k) + \theta \rho(\tau_j^k) < 0 \quad (11)$$

جایی که ρ تابع گسسته زمان است:

$$\rho := \sigma_1 x^T(\tau_j^k) \Omega x(\tau_j^k) + \sigma_2 x^T(s_k) \Omega x(s_k) - e^T(\tau_j^k) \Omega e(\tau_j^k) \quad (12)$$

$$\eta(\tau_{j+1}^k) - \eta(\tau_j^k) = -\lambda \eta(\tau_j^k) + \rho(\tau_j^k) \quad (13)$$

در شکل ۲ طرحی که نمونه‌برداری دوره‌ای را با طرح انتقال تحریک پیشنهادی نشان می‌دهد ارائه شده است. حالت‌های سیستم به صورت دوره‌ای نمونه‌برداری می‌شوند سپس داده‌ها نمونه‌برداری به کنترل‌کننده منتقل می‌شود و به $\{t_k\}_k$ می‌رسند اگر شرایط ۱۱ برقرار باشد.

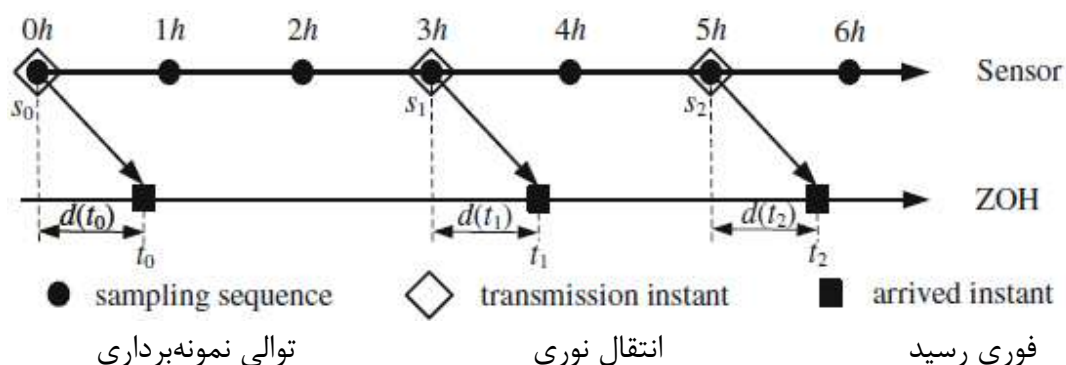
حالت نمونه‌برداری شده فعلی $x(\tau_j^k)$ به کنترل‌کننده منتقل می‌شود. و یک نگهدارنده مرتبه صفر آن را در بازه $[t_k, t_{k+1})$ حفظ می‌کند. سپس الگوریتم راه‌اندازی به‌روزرسانی می‌شود و داده نمونه‌برداری شده بعدی را شناسایی می‌کند به طور خلاصه شرط راه‌اندازی رویداد پویا را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$s_{k+1} = s_k + h \min_{j \in \mathbb{N}} \{j > 0 \mid \eta(\tau_j^k) + \theta \rho(\tau_j^k) < 0\} \quad (14)$$

در شکل ۲ طرحی که نمونه‌برداری دوره‌ای را با طرح انتقال تحریک پیشنهادی نشان می‌دهد ارائه شده است. حالت‌های سیستم به صورت دوره‌ای نمونه‌برداری می‌شوند. سپس داده‌های نمونه‌برداری شده به کنترل‌کننده منتقل می‌شوند و به (t_e) می‌رسند.

در صورتی که شرط ۱۱ برقرار باشد یعنی در لحظات زمانی S_0 و S_1 و S_2 مطابق زیر بیان می‌کند مقدار $F(t)$ برای سیستم (۳) تحت شرایط تحریک ۱۴، با $t \geq 0$ اگر مقدار اولیه $\eta(0) \geq 0$ باشد غیرمنفی باقی می‌ماند.

مهم ۲: (غیرمنفی بودن) فرض کنید $\eta(0) \geq 0$ و $\lambda > 0$ ثابت‌های مثبت باشند. $\Omega = \Omega^T > 0$ یک ماتریس مثبت نیمه‌معین و $\theta > 0$ یک ثابت مثبت باشد. که در ۱-۲۰ صدق می‌کند. یا $\theta = 0$ سپس برای همه SN تحت شرایط تحریک (۱۴)



شکل ۲) سیستم تکاملی رویدادهای نمونه‌برداری و انتقال

اثبات: حالت هر زمان که شرط (۱۱) برقرار باشد منتقل می‌شود (۱۴) را مقایسه کنید برای همه نمونه‌های زمان گسسته:

$$\eta(\tau_j^k) + \theta \rho(\tau_j^k) \geq 0, \forall j, k \in \mathbb{N} \quad (15)$$

اگر $\theta = 0$ باشد، بدیهی است که $\eta(\tau_j^k) \geq 0$ است بنابراین اجازه دهید روی $\theta > 0$ تمرکز کنیم. نابرابری ۱۵ نشان می‌دهد:

$$\rho(\tau_j^k) \geq -\frac{1}{\theta} \eta(\tau_j^k) \quad (16)$$

از ۱۳ به دست می‌آید.

$$\eta(\tau_{j+1}^k) \geq (1 - \lambda) \eta(\tau_j^k) - \frac{1}{\theta} \eta(\tau_j^k) \quad (17)$$

با استقرار به همراه شرط اولیه ۷: $\eta(\circ) \geq \circ$ و فرض $\frac{1}{\theta} - \lambda - 1 \geq \circ$ نتیجه می‌شود $\eta(\tau_j^k) \geq \circ$

برای همه $j, k \in \mathbb{N}$ اثبات کامل می‌شود.

نکته ۴: (نمونه‌برداری تبادلی یا غیرتناوبی) در کنار حسگر حالت سیستم به صورت دوره‌ای با یک بازه

ثابت h در طرح تحریک پویای ما (۱۴) نمونه‌برداری می‌شود. در کاربردهای عملی مرحله تحریکی را می‌توان با نمونه‌برداری غیرتناوبی نیز اجرا کرد که در آن مقدار بازه نمونه‌برداری h در $[\underline{h}, \bar{h}]$ معتبر می‌کند. در شرایط پایداری در قضایای ۱-۴ در بخش ۳ رمزهای نمونه‌برداری مجاز h را به گونه‌ای تعیین می‌کنیم که پایداری حلقه بسته برای هر (احتمالاً معتبر با زمان) $h \in [\underline{h}, \bar{h}]$ تضمین شود و برای لرزش نمونه.

نکته ۵: (تأخیر زمانی) تأخیرهای زمانی ۴۶، ۴۵، ۱۴ و ۱۳ اغلب هنگام پیاده‌سازی سیستم IS

کنترل عملی از طریق شبکه‌های ارتباطی در حلقه‌های کنترل وارد می‌شوند. به ساختار شکل ۱- مراجعه کنید. توجه داشته باشید که در شکل ۲- تأخیرهای ارتباطی معتبر با زمان در کانال حسگر نادیده گرفته می‌شوند. تأخیرهای زمانی می‌توانند خواص پایداری حلقه بسته را به خطر بیندازند بنابراین یک مدت مهم از تحلیل پایداری یافتن یک ناحیه delay قابل قبول $[d, d]$ است. در این مقاله فرض می‌کنیم حد بالای d تأخیر در کانال حسگر به کنترل‌کننده $d \in [0, h]$ را برآورده می‌کند. بنابراین واضح است که $t_k < t_{k+1}$ که نشان می‌دهد. هیچ بسته انتقال بی‌نظمی رخ نمی‌دهد. در این تنظیمات طرح راه‌اندازی رویداد به اندازه‌گیری‌ها $x(r)$ و خطای $e(r)$ دسترسی دارد. در حالی که حالت‌های انتقال $x(sk)$ پس از مراحل $d(t)$ با تأخیر متغیر با زمان به کنترل‌کننده می‌رسند.

نکته ۶: (مقایسه طرح‌های مختلف راه‌اندازی رویداد) طرح راه‌اندازی رویداد ۱۴ را می‌توان به عنوان

یک تصمیم زمان گسسته از طرح دوره‌ای پویای پیوسته مورد مطالعه در مقاله در نظر گرفت. ۳۹ برخلاف مقاله متغیر پویای $\eta(\tau_j^k)$ فقط در نقاط نمونه‌برداری گسسته تغییر می‌کند. که بار محاسباتی ناشی از محاسبات پیوسته $\eta(t)$ در مقاله را از بین می‌برد. ۳۹ علاوه بر این طرح پیشنهادی ما چندین مورد

موجود را به عنوان موارد خاص در نظر می‌گیرد. به عنوان مثال $\sigma_1 = 0$ و $h = 0$ طرح ما به طرح راه‌اندازی رویداد گسسته در مقاله تبدیل می‌شود ۳۷ با تنظیم $\sigma_1 = 0$ و $h = 0$ طرح ما به طرح راه‌اندازی رویداد پویا تقلیل می‌یابد. همچنین اگر $\sigma_1 = 0$ باشد به یک طرح انتقال دوره‌ای تبدیل می‌شود و در منابع انتقال صرفه‌جویی می‌شود.

در این بخش پایداری سیستم (۳) را تحت طرح انتقال در ۱۴ تجزیه و تحلیل می‌کنیم و یک حد بالا برای بازه نمونه‌برداری h استخراج می‌کنیم سپس یک شرط پایداری مبتنی بر داده از شرط مبتنی بر مدل باز تولید می‌شود و برای طراحی مشترک ماتریس تحریک و همچنین بهره کنترل‌کننده k از داده‌ها استفاده می‌شود.

مهم ۳: برای هر بردار $\vartheta \in \mathbb{R}^m$ ماتریس $\mathcal{R} = \mathcal{R}^T \in \mathbb{R}^{n \times n}$ و $N \in \mathbb{R}^{m \times n}$ اسکالرهایی

$\alpha \leq \beta \in \mathbb{N}$ و تابع مشتق‌پذیر $x: [\alpha, \beta] \rightarrow \mathbb{R}^n$ نامساوی انتگرالی زیر برقرار است:

$$-\int_{\alpha}^{\beta} \dot{x}^T(s) R \dot{x}(s) ds \leq (\beta - \alpha) \vartheta^T N \mathcal{R}^{-1} N^T \vartheta + \text{Sym} \{ \vartheta^T N \Pi \}$$

$$\mathcal{R} := \text{diag} \{ R, 3R \},$$

$$\Pi := \left[x^T(\beta) - x^T(\alpha), x^T(\beta) + x^T(\alpha) - 2 \int_{\alpha}^{\beta} \frac{x^T(s)}{\beta - \alpha} ds \right]^T.$$

که اثبات در اینجا حذف شده است در نظر مهم ۳ را می‌توان به عنوان یک حالت خاص از نامساوی

گرفت مهم ۳: به همراه رویکرد تابعی حلقه‌ای، اجزای حیاتی تحلیل نظری ما هستند.

تحلیل پایداری مبتنی بر مدل

ما با توسعه یک تحلیل پایداری مبتنی بر مدل از سیستم رویداد تحریک شده (۳) در این زیربخش شروع می‌کنیم که در آن ماتریس‌های A و B ابتدا معلوم فرض می‌شوند. این امر مبنای نظری را برای تحلیل پایداری مبتنی بر داده و طراحی مشترک ما در بخش ۳.۲ و ۳.۳ فراهم می‌کند. استراتژی

تحریک پیشنهادی ۱۴ شامل یک مرحله از تحریک زمانی با نمونه برداری از مرز A برای MSI است که می تواند از طریق شرط پایداری زیر محاسبه شود.

قضیه ۱: (شرط مبتنی بر مدل) برای به دست آوردن اسکالرهایی $\bar{h} \geq \underline{h} > 0$ ، $\bar{d} \geq \underline{d} \geq 0$ ، $\sigma_1 > 0$ ، $\sigma_\gamma > 0$ ، $\lambda > 0$ و $\theta > 0$ تحت شرایط تحریک در ۱۴ به صورت مجانبی پایدار است و $\eta(\tau_j^k)$ به مبدأ همگرا می شود. اگر ماتریس ۱۳ وجود داشته باشد $Z > 0$ ، $T > 0$ ، $R_1 > 0$ ، $R_\gamma > 0$ و $\Omega > 0$ و $S = S^T$ ، N ، M_1 ، M_γ و F به طوری که LMZ های زیر برای همه $h_k \in \{\underline{h}, \bar{h}\}$ و $d(t_k) \in \{\underline{d}, \bar{d}\}$ برقرار هستند.

$$\begin{bmatrix} \Xi_0 + h_k \Xi_a + \Psi + \mathcal{O} & d(t_k)N \\ * & d(t_k)\mathcal{T} \end{bmatrix} < 0 \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} \Xi_0 + h_k \Xi_b + \Psi + \mathcal{O} & d(t_k)N & h_k \mathcal{M} \\ * & d(t_k)\mathcal{T} & 0 \\ * & * & h_k \mathcal{R} \end{bmatrix} < 0 \quad (19)$$

۷۰۷۸

اثبات: بگذارید ابتدا تعریف کنیم:

$$v_j^k := \begin{cases} t_k + jh & , j < m(k), \\ t_k + m(k)h & , j = m(k), \end{cases}$$

$$v_{j+1}^k := \begin{cases} t_k + (j+1)h & , j < m(k), \\ t_{k+1} & , j = m(k), \end{cases}$$

جایی که در آن $k \in \mathbb{N}$ ، $j = 0, 1, \dots, m(k)$ و $m(k) = \frac{s_{k+1} - s_k}{h} - 1$ از آنجایی که

$d(t) \in [0, h)$ واضح است که $h_k := v_{j+1}^k - v_j^k \leq h$ و $h_k \in \{\underline{h}, \bar{h}\}$ فاصله $[t_k, t_{k+1})$

می تواند تقسیم شود به $[t_k, t_{k+1}) = \bigcup_{j=0}^{m(k)} [v_j^k, v_{j+1}^k)$.

ما تابع زیر را برای سیستم می‌سازیم:

$$V(x, t) = V_a(x, t) + V_l(x, t) + t \left[\eta(\tau_{j+1}^k) - \eta(\tau_j^k) \right], \quad t \in [v_j^k, v_{j+1}^k) \quad (20)$$

که در آن $\eta(\tau_j^k)$ به دست می‌آید در ۱۳ که تابع لیاپارف $V_a(t)$ به صورت زیر انتخاب می‌شود:

$$V_a(x, t) = \quad (21)$$

$$\begin{aligned} & \left[x^T(t) x^T(t - d(t_k)) \int_{t-d(t_k)}^t x^T(s) ds \right] P \left[x^T(t) x^T(t - d(t_k)) \int_{t-d(t_k)}^t x^T(s) ds \right]^T \\ & + \int_{t-d(t_k)}^t [x^T(s) \dot{x}^T(s)] Z [x^T(s) \dot{x}^T(s)]^T ds + \int_{t-d(t_k)}^t \int_s^t \dot{x}^T(v) T \dot{x}(v) dv ds \end{aligned}$$

با $P > 0$ و $Z > 0$ و $T > 0$ یک تابع حلقه‌ای $V_l(x, t)$ به صورت زیر ساخته می‌شود:

$$V_l(x, t) = \quad (22)$$

$$\begin{aligned} & (v_{j+1}^k - t)(t - v_j^k) \left[x^T(v_j^k) x^T(v_j^k - d(t_k)) \right] S \left[x^T(v_j^k) x^T(v_j^k - d(t_k)) \right]^T \\ & + (v_{j+1}^k - t) \int_{v_j^k}^t \dot{x}^T(s) R_1 \dot{x}(s) ds + (v_{j+1}^k - t) \int_{v_j^k - d(t_k)}^{t-d(t_k)} \dot{x}^T(s) R_2 \dot{x}(s) ds, \end{aligned}$$

که در آن $S = S^T$ ، $R_1 > 0$ و $R_2 > 0$ باید طراحی شوند تابع $V_a(x, t)$ مثبت معین است. در

حالی که $V_l(x, t)$ را برآورده می‌کند. $\lim_{t \rightarrow v_j^k} V_l(x, t) = \lim_{t \rightarrow v_{j+1}^k} V_l(x, t)$

با پیروی از رویکرد تابعی حلقه‌ای، ۱۰ به شرح زیر عمل می‌کنیم. با مشتق گرفتن از $V(x, t)$ در

ابتدا مسیر سیستم (۳) نتیجه می‌شود:

$$\frac{d}{dt} V(x, t) = \frac{d}{dt} V_a(x, t) + \frac{d}{dt} V_l(x, t) + \left[\eta(\tau_{j+1}^k) - \eta(\tau_j^k) \right] \quad (23)$$

که در آن $\eta(\tau_{j+1}^k) - \eta(\tau_j^k)$ داده شده.

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}V_a(x, t) &= \xi^T(t) \left[2(\Pi_1^T P \Pi_3 + d(t_k) \Pi_2^T P \Pi_3) + L_3^T T L_3 + \Pi_4^T Z \Pi_4 - \Pi_5^T Z \Pi_5 \right] \xi(t) - \int_{t-d(t_k)}^t \dot{x}^T(s) T \dot{x}(s) ds \\ \frac{d}{dt}V_l(x, t) &= \xi^T(t) \left[(v_{j+1}^k - t) (\Pi_7^T S \Pi_7 + L_3^T R_1 L_3 + L_4^T R_2 L_4) - (t - v_j^k) \Pi_7^T S \Pi_7 \right] \xi(t) \\ &\quad - \int_{v_j^k}^t \dot{x}^T(s) R_1 \dot{x}(s) ds - \int_{v_j^k - d(t_k)}^{t-d(t_k)} \dot{x}^T(s) R_2 \dot{x}(s) ds.\end{aligned}$$

که در آن نماد $\xi(t)$ به صورت زیر داده می‌شود:

$$\begin{aligned}\xi(t) := & \left[x^T(t), x^T(t - d(t_k)), \dot{x}^T(t), \dot{x}^T(t - d(t_k)), \int_{t-d(t_k)}^t \frac{x^T(s)}{d(t_k)} ds, x^T(v_j^k), x^T(v_j^k - d(t_k)), \int_{v_j^k}^t \frac{x^T(s)}{t - v_j^k} ds \right. \\ & \left. \int_{v_j^k - d(t_k)}^{t-d(t_k)} \frac{x^T(s)}{t - v_j^k} ds, x^T(t_k - d(t_k)) \right]^T.\end{aligned}$$

توجه داشته باشید که برخی از عبارات انتگرال در $V(x, t)$ وجود دارند طبق مهم (۳) این عبارات

شرایط زیر را برآورده می‌کنند:

$$- \int_{t-d(t_k)}^t \dot{x}^T(s) T \dot{x}(s) ds \leq \xi^T(t) \left[d(t_k) N T^{-1} N^T + 2N \Pi_6 \right] \xi(t) \quad (24)$$

$$\begin{aligned}- \int_{v_j^k}^t \dot{x}^T(s) R_1 \dot{x}(s) ds - \int_{v_j^k - d(t_k)}^{t-d(t_k)} \dot{x}^T(s) R_2 \dot{x}(s) ds \leq \\ \xi^T(t) \left[(t - v_j^k) M R^{-1} M^T + 2M_1 \Pi_8 + 2M_2 \Pi_9 \right] \xi(t)\end{aligned} \quad (25)$$

که در آن n , M_1 و M_2 ماتریس‌های مناسبی هستند.

با استفاده از روش توصیف‌گر معادله زیر را طبق سیستم داریم که از طریق نمایش زیر به دست

می‌آید:

$$\begin{aligned}0 &= 2\xi^T(t) F \left[A x(t) + B K x(t_k - d(t_k)) - \dot{x}(t) \right] \\ &= 2\xi^T(t) F (A L_1 + B K L_{10} - L_3) \xi(t),\end{aligned} \quad (26)$$

که در آن F ماتریسی با ابعاد $1 \times n \times n$

جمع‌بندی ۲۳-۲۶ خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}V(x, t) \leq \xi^T(t) \left[(v_{j+1}^k - t)\Xi_a + (t - v_j^k)(\Xi_b + \mathcal{M}\mathcal{R}^{-1}\mathcal{M}^T) + \right. \\ \left. \Xi_0 + \Psi + d(t_k)N\mathcal{T}^{-1}N^T \right] \xi(t) + \left[\eta(\tau_{j+1}^k) - \eta(\tau_j^k) \right] \end{aligned} \quad (27)$$

با توجه به شرط آغازگر (۱۴) مهم (۲) بیان می‌کند $\eta(\tau_j^k) \geq 0$ برای $\eta(0) \geq 0$ ، $\lambda > 0$ و $\theta > 0$ صدق می‌کند علاوه بر این طبق رابطه (۱۳) این رابطه برقرار است که:

$$\eta(\tau_{j+1}^k) - \eta(\tau_j^k) = -\lambda\eta(\tau_j^k) + \rho(\tau_j^k)$$

از (۱۲)، $\rho(\tau_j^k)$ نوشته می‌شود بنابراین به راحتی می‌توان نتیجه گرفت که:

$$\eta(\tau_{j+1}^k) - \eta(\tau_j^k) \leq \sigma_1 x^T(\tau_j^k) \Omega x(\tau_j^k) + \sigma_2 x^T(s_k) \Omega x(s_k) - e^T(\tau_j^k) \Omega e(\tau_j^k)$$

از آنجا که $s_k = t_k - d(t_k)$ و $\tau_j^k = v_j^k - d(t_k)$ داریم که:

$$\eta(\tau_{j+1}^k) - \eta(\tau_j^k) \leq \xi^T(t) \Theta \xi(t) \quad (28)$$

از ترکیب ۲۷ با ۲۸ داریم که:

$$\frac{d}{dt}V(x, t) \leq \xi^T(t) \left[\frac{v_{j+1}^k - t}{h_k} Y_1(h_k, d(t_k)) + \frac{t - v_j^k}{h_k} Y_2(h_k, d(t_k)) \right] \xi(t) \quad (29)$$

$$Y_1(h_k, d(t_k)) = \Xi_0 + \Psi + \Theta + h_k \Xi_a + d(t_k)N\mathcal{T}^{-1}N^T,$$

$$Y_2(h_k, d(t_k)) = \Xi_0 + \Psi + \Theta + h_k \Xi_b + h_k \mathcal{M}\mathcal{R}^{-1}\mathcal{M}^T + d(t_k)N\mathcal{T}^{-1}N^T$$

با استفاده از لم مکمل شور می‌توان بیشتر استنباط کرد که $Y_1(h_k, d(t_k)) < 0$ و

$Y_2(h_k, d(t_k)) < 0$ معادل ۱۸ و ۱۹ هستند که در h_k و $d(t_k)$ وابسته هستند. بنابراین (۱۸) و

(۱۹) در رئوس $(h_k, d(t_k)) \in [\underline{h}, \bar{h}] \times [\underline{d}, \bar{d}]$ تضمین می‌کنند.

$$\frac{d}{dt}V(x, t) + \eta(\tau_{j+1}^k) - \eta(\tau_j^k) < 0$$

برای همه $(h_k, d(t_k)) \in [\underline{h}, \bar{h}] \times [\underline{d}, \bar{d}]$ باشد از رویکرد تابعی - لوپ شده نتیجه می‌شود که:

$$\int_{v_j^k}^{v_{j+1}^k} \left[\frac{d}{ds} V(x, s) + \eta(\tau_{j+1}^k) - \eta(\tau_j^k) \right] ds = \quad (30)$$

$$V_a(x, v_{j+1}^k) - V_a(x, v_j^k) + h_k [\eta(\tau_{j+1}^k) - \eta(\tau_j^k)] < 0$$

که دلالت دارد:

$$V_a(x, v_{j+1}^k) + h\eta(\tau_{j+1}^k) < V_a(x, v_j^k) + h\eta(\tau_j^k), \quad \forall k, j \in \mathbb{N} \quad (31)$$

در نهایت با استفاده از $V_a(x, v_j^k) > 0$ و $\eta(\tau_j^k) \geq 0$ می‌توانیم نتیجه بگیریم که سیستم (۳) به صورت مجانبی پایدار است و همچنین (۱) η تحت طرح انتقال ما به مبدأ همگرا می‌شود اثبات به پایان می‌رسد.

قضیه ۱

براساس یک تابع حلقه‌ای جدید، در مقایسه با شرط پایداری که تنها از یک تابع لیاپانوف مشترک استفاده می‌کند استخراج شده است. توجه داشته باشید که قضیه (۱) پایداری را برای مقادیر دلخواه $h_k \in \{\underline{h}, \bar{h}\}$ و $d(t_k) \in [\underline{d}, \bar{d}]$ به این دلیل است که ۱۸ و ۱۹ در قضیه یک به $h_k = \underline{h}$ و $d(t_k) = \underline{d}$ و $d(t_k) = \bar{d}$ بررسی می‌کنیم.

جدول (۱- تعدادی متغیر برای شرایط پایداری بدون تأخیر از طریق رویکرد تابعی حلقه‌ای

قضیه ۱ ($d(t_k) = 0$)	(قضیه ۲) ^۱	(قضیه ۳) ^۴	(قضیه ۴) ^{۱۱}	روش بدون تأخیر
$11.5n^2 + 1.5n$	$96.5n^2 + 2.5n$	$82.5n^2 + 5.5n$	$64.5n^2 + 2.5n$	NVS

جدول (۲- تعدادی متغیر برای شرایط پایداری با تأخیر از طریق رویکرد تابعی حلقه‌ای

قضیه ۱	(قضیه ۱) ^{۱۳}	(قضیه ۱) ^{۱۴}	روش بدون تأخیر
$60n^2 + 5n$	$198.5n^2 + 9.5n$	$277.5n^2 + 7.5n$	NVS

در سیستم‌های کنترل شبکه‌ای مقادیر بازه نمونه‌برداری h و تأخیر زمانی $d(t)$ ممکن است تغییرات در مجموعه $[\underline{d}, \bar{d}] \times [\underline{h}, \bar{h}]$ با توجه به اثرات نامطلوب شبکه تغییر کنند بنابراین فواصل مجاز تأخیر زمانی و فاصله نمونه‌برداری در طراحی مشترک کنترل‌کننده و طرح راه‌اندازی که عملکرد مطلوب سیستم را تضمین می‌کند مورد نیاز است. قضیه یک، یک رویکرد سیستماتیک برای محاسبه چنین مناطقی براساس دانش دقیق ماتریس‌های سیستم ارائه می‌دهد. همچنین افزایش محدوده‌های مجاز h و $d(t)$ که مربوط به محافظه‌کاری شرایط پایداری است موضوع جالبی است. این موضوع در نکته زیر مورد بحث قرار گرفته است.

نکته ۷: (بحث در مورد تابع حلقه‌ای) رویکرد تابع حلقه‌ای به طور گسترده برای تحلیل پایداری سیستم‌های کنترل داده‌های نمونه‌برداری شده استفاده شده است. در مقایسه با قضیه پایداری لیاپانوف زمان پیوسته، رویکرد تابع حلقه‌ای شرایط پایداری محافظه‌کارانه‌تری را فراهم می‌کند. اخیراً انواع مختلفی از تابع حلقه‌ای پیشنهاد شده‌اند مانند تابع حلقه‌ای دوطرفه، تابع حلقه‌ای توسعه‌یافته، تابع حلقه‌ای عمومی و تابع حلقه‌ای وابسته به تأخیر (۱۴، ۱۳) در اثبات قضیه یک، یک تابع حلقه‌ای وابسته به تأخیر جدید $V_1(x, t)$ ارگ (۲۲) ساخته شده است) اثبات این که $\lim_{t \rightarrow v_j^k} V_1(x, t) = \lim_{t \rightarrow v_{j+1}^k} V_1(x, t)$ مزیت انتخاب $V_1(x, t)$ این است که شرط پایداری حاصل (به قضیه یک مراجعه کنید) در مقایسه با استفاده از روش‌های پیچیده‌تر تابع حلقه‌ای از نظر محاسباتی پیچیدگی کمتری دارد ۱۴، ۱۳، ۱۱، ۴، ۳ وقتی ما مجموعه $\Omega = \emptyset$ قضیه (۱) تحت طرح انتقال دوره‌ای که مشابه مقالات است تضمین می‌شود ۱۴، ۱۳، ۱۱، ۴، ۳ در این شرایط در کل $11.5n^2 + 1.5n$ متغیر برای حالت $d(t_k) = \emptyset$ استفاده می‌شوند. نتایج مقایسه تعداد معتبرها با روش‌های ذکر شده در جدول ۱- (برای شرایط بدون تأخیر) و جدول ۲- (برای حالت وابسته به تأخیر) ارائه شده است. بدیهی است که قضیه (۱) در هر دو حالت تعداد متغیر کمتری دارد کاربرد عملی روش تابعی حلقه‌ای پیشنهادی با مثال‌های عددی در بخش (۴) به ویژه برای سیستم‌های مرتبه بالا در مثال

۲ نشان داده شده است. همچنین باید ذکر شود که می توان با استفاده از تابعی های حلقه ای پیچیده تر با هزینه پیچیدگی محاسباتی بیشتر MSI های بزرگ تری به دست آورد.

تحلیل پایداری مبتنی بر داده

اکنون با یک گواهی پایداری مبتنی بر داده برای سیستم کنترل رویداد تحریک شده (۳) با سیستم ناشناخته A, B استخراج می کنیم (به فرض ۱ مراجعه کنید) ایده اصلی بازسازی یک عبارت سیستم با استفاده از داده های $\{\dot{x}(T_i), x(T_i), u(T_i)\}_{i=1}^p$ است تا نمایش مبتنی بر ماتریس A و B جایگزین شود. بر این اساس یک نمایش سیستم مبتنی بر داده مهم یک همراه با شرط پایداری مبتنی بر مدل در قضیه یک برای به دست آوردن یک شرط مبتنی بر داده به کار گرفته می شود.

قضیه ۲

شرط مبتنی بر داده با مقادیر نامعلوم A و B ، برای اسکالرهایی داده شده $\bar{d} \geq \underline{d} \geq 0, \bar{h} \geq \underline{h} > 0$ ، $\theta \geq 0, \sigma_1 > 0, \sigma_2 > 0, \lambda > 0$ و $\theta > 0$ ، $1 - \lambda - \frac{1}{\theta} \geq 0$ و $\theta = 0$ را ارضا می کند. سیستم (۳) تحت شرایط تریگر در ۱۴ برای هر $\sum_{\gamma} \in [A, B]$ و $\eta(\tau_j^k)$ به $\eta(0) \geq 0$ همگرا می شوند برای هر $\eta(0) \geq 0$ اگر وجود داشته باشد $\varepsilon > 0$.

و ماتریس های $P > 0, Z > 0, T > 0, R_1 > 0, R_2 > 0$ و $\Omega > 0, S = S^T, N, M_1, M_2$ و F به طوری که LMI های زیر برای همه $h_k \in \{\underline{h}, \bar{h}\}$ و $d(t_k) \in \{\underline{d}, \bar{d}\}$.

$$\begin{bmatrix} \mathcal{G}_3 & \mathcal{G}_2 + F^T & 0 \\ * & \mathcal{G}_1 + \Xi_0 + h_k \Xi_b + \tilde{\Psi} + \mathcal{O} & d(t_k)N \end{bmatrix} < 0 \quad (32)$$

$$\begin{bmatrix} \mathcal{G}_3 & \mathcal{G}_2 + F^T & 0 & 0 \\ * & \mathcal{G}_1 + \Xi_0 + h_k \Xi_b + \tilde{\Psi} + \mathcal{O} & d(t_k)N & h_k \mathcal{M} \\ * & * & d(t_k)\mathcal{T} & 0 \\ * & * & * & h_k \mathcal{R} \end{bmatrix} < 0 \quad (33)$$

$$\tilde{\Psi} := \text{Sym}\{-FL_3\}, \mathcal{G}_1 := \varepsilon \mathcal{Y}_1^T \tilde{\Theta} \mathcal{Y}_1, \mathcal{G}_2 := \varepsilon \mathcal{Y}_2^T \tilde{\Theta} \mathcal{Y}_1, \mathcal{G}_3 := \varepsilon \mathcal{Y}_2^T \tilde{\Theta} \mathcal{Y}_2$$

$$\tilde{\Theta} := \begin{bmatrix} -\tilde{R}_c & \tilde{S}_c^T \\ * & -\tilde{Q}_c \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \tilde{Q}_c & \tilde{S}_c \\ * & \tilde{R}_c \end{bmatrix} := \begin{bmatrix} Q_c & S_c \\ * & R_c \end{bmatrix}^{-1}$$

$$\mathcal{Y}_1 := [0 \ L_1^T \ (KL_{10})^T]^T, \mathcal{Y}_2 := [I \ 0 \ 0]^T$$

اثبات: طبق ۲۳ در اثبات قضیه (۱)، به این نتیجه می‌رسیم که سیستم (۳) تحت طرح محرک رویداد ۱۴ پایدار است اگر $Y_1(h_k, d(t_k))$ و $Y_2(h_k, d(t_k))$ با تجزیه ماتریس، عبارت در ۲۶ به صورت زیر فرمول‌بندی می‌شود.

$$2\xi^T(t)F(AL_1 + BKL_{10} - L_3)\xi(t) = \quad (34)$$

$$\xi^T(t) \begin{bmatrix} AL_1 + BKL_{10} \\ I \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 & F^T \\ * & \tilde{\Psi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} AL_1 + BKL_{10} \\ I \end{bmatrix} \xi(t)$$

متعاقباً بازنویسی می‌شود: $Y_1(h_k, d(t_k))$ و $Y_2(h_k, d(t_k))$

$$Y_1(h_k, d(t_k)) = \quad (35)$$

$$\begin{bmatrix} AL_1 + BKL_{10} \\ I \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 & F^T \\ * & Y_1(h_k, d(t_k)) + \tilde{\Psi} - \Psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} AL_1 + BKL_{10} \\ I \end{bmatrix}$$

$$Y_2(h_k, d(t_k)) = \quad (36)$$

$$\begin{bmatrix} AL_1 + BKL_{10} \\ I \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 & F^T \\ * & Y_2(h_k, d(t_k)) + \tilde{\Psi} - \Psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} AL_1 + BKL_{10} \\ I \end{bmatrix}$$

علاوه بر این با اعمال مهم دوگان‌سازی به نمایش سیستم در (۹) با فرض (۳) می‌توان ثابت کرد که

$$\sum_{\mathcal{P}} \in [A, B] \text{ اگر و تنها اگر:}$$

$$\begin{bmatrix} [A \ B] \\ I \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} -\tilde{R}_c & \tilde{S}_c^T \\ * & -\tilde{Q}_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [A \ B] \\ I \end{bmatrix} \geq 0 \quad (37)$$

با استفاده از روش S بلوک کامل ۴۸ ما داریم $Y_r(h_k, d(t_k)) < 0$ و $Y_l(h_k, d(t_k)) < 0$ برای هر $[A, B] \in \sum_S$ اگر وجود داشته باشد اسکالر $\varepsilon > 0$ به طوری که:

$$\begin{bmatrix} 0 & F^T \\ * & Y_2(h_k, d(t_k)) + \tilde{\Psi} - \Psi \end{bmatrix} + \varepsilon \begin{bmatrix} y_1^T \tilde{\Theta} y_2 & y_2^T \tilde{\Theta} y_1 \\ * & y_1^T \tilde{\Theta} y_1 \end{bmatrix} < 0 \quad (38)$$

$$\begin{bmatrix} 0 & F^T \\ * & Y_2(h_k, d(t_k)) + \tilde{\Psi} - \Psi \end{bmatrix} + \varepsilon \begin{bmatrix} y_2^T \tilde{\Theta} y_2 & y_2^T \tilde{\Theta} y_1 \\ * & y_1^T \tilde{\Theta} y_1 \end{bmatrix} < 0 \quad (39)$$

سپس لم مکمل شور ۳۸ و ۳۹ را معادل ۳۲ و ۳۳ ارائه می‌دهد. مشابه قضیه (۱)، نتیجه می‌گیریم که سیستم (۳) تحت شرایط تحریک ۱۴ برای هر $[A \ B] \in \eta(\tau_j^k)$ به صورت مجانبی پایدار است و به مبدأ همگرا می‌شود که اثبات را کامل می‌کند.

قضیه ۲: به ما اجازه می‌دهد تا ویژگی‌های پایداری کنترل پویای فعال شده توسط رویداد را با تأخیرها بدون هیچ دانشی مدلی (به فرض ۱ مراجعه کنید) تجزیه و تحلیل کنیم یک MSI احتمالاً بزرگ و یک ماتریس فعال‌سازی و برای شرایط فعال‌سازی (۱۴) را می‌توان با استفاده از قضیه (۲) با بهره کنترل‌کننده K داده شده جست‌وجو کرد. کاربرد قضیه (۲) ساده است فقط نیاز به راه‌حل LMI‌هایی که براساس داده‌های نویزی ساخته می‌شوند دارد.

طراحی مشترک کنترلر و ماتریس راه‌اندازی مبتنی بر داده

این بخش روش‌های طراحی مشترک بهره کنترل‌کننده k و ماتریس تریگر Ω را برای سیستم (۳) ارائه می‌دهد. به طور دقیق می‌خواهیم ماتریس k و Ω را با استفاده از قضیه (۲) با مرزهای داده شده از بازه نمونه‌برداری h و لایه متغیر با زمان d(t) محاسبه کنیم. با این حال از آنجایی که ماتریس Q عموماً منفی قطعی نیست نامساوی‌های ۳۲ و ۳۳ محدب در k نیستند از این‌رو طراحی k مستقیماً از طریق قضیه (۲) دشوار است با الهام از رویکرد تکراری در مقاله ما فرمولی از قضیه (۲) ارائه می‌دهیم برای

شعر ثابت F در k محدب است. بنابراین می توان بهره کنترل کننده را به صورت متناوب بین حل قضایای (۲) و (۳) جست و جو کرد.

قضیه ۳

طراحی مشترک مبتنی بر داده تحت A و B نامعلوم و ماتریس ثابت F برای هر اسکالر داده شده $\bar{d} \geq d \geq 0, \bar{h} \geq h > 0, \sigma_1 > 0, \sigma_r > 0, \lambda > 0$ و $Q > 0$ صدق می کند یک بهره وجود دارد به طوری که سیستم (۳) تحت شرایط تحریک در ۱۴ برای هر جفت $\sum \in [A, B]$ به صورت مجانبی پایدار است و t برای هر $\eta(\cdot) \geq 0$ به مبدأ همگرا می شود مشروط به این که $\varepsilon > 0$ و ماتریس های $P > 0, Z > 0, T > 0, R_1 > 0, R_r > 0, \Omega > 0, S = S^T, N, M_1$ و M_r به طوری که LMI ها برای همه $h_k \in \{h, \bar{h}\}$ و $d(t_k) \in \{d, \bar{d}\}$ برقرار باشد.

$$\begin{bmatrix} S_1 & S_2 + [L_1^T (KL_{10})^T]^T & 0 \\ * & S_3 + \Xi_0 + h_k \Xi_a + \tilde{\Psi} + \mathcal{O} & d(t_k)N \\ * & * & d(t_k)\mathcal{T} \end{bmatrix} < 0. \quad (40)$$

$$\begin{bmatrix} S_1 & S_2 + [L_1^T (KL_{10})^T]^T & 0 & 0 \\ * & S_3 + \Xi_0 + h_k \Xi_b + \tilde{\Psi} + \mathcal{O} & d(t_k)N & h_k \mathcal{M} \\ * & * & d(t_k)\mathcal{T} & 0 \\ * & * & * & h_k \mathcal{R} \end{bmatrix} < 0. \quad (41)$$

$$S_1 := \varepsilon D_1 \Theta_s D_1^T, S_2 := \varepsilon D_1 \Theta_s D_2^T, S_3 := \varepsilon D_2 \Theta_s D_2^T$$

$$D_1 := \begin{bmatrix} I & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, D_2 := \begin{bmatrix} 0 & 0 & F^T \end{bmatrix}$$

اثبات مشابه اثبات قضیه (۲) عبارت (۲۶) را به صورت زیر بازنویسی می کنیم.

مانند زیر:

$$2\xi^T(t)F(AL_1 + BKL_{10} - L_3)\xi(t) = \quad (42)$$

$$\xi^T(t) \begin{bmatrix} [FA \ FB]^T \\ I \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 & [L_1^T (KL_{10})^T]^T \\ * & \tilde{\Psi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [FA \ FB]^T \\ I \end{bmatrix} \xi(t)$$

به عنوان نتیجه $\Psi_1(h_k, d(t_k))$ و $\Psi_2(h_k, d(t_k))$ می توان بازنویسی کرد.

$$Y_1(h_k, d(t_k)) = \begin{bmatrix} [FA \ FB]^T \\ I \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 & [L_1^T (KL_{10})^T]^T \\ * & Y_1(h_k, d(t_k)) + \tilde{\Psi} - \Psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [FA \ FB]^T \\ I \end{bmatrix} \quad (43)$$

$$Y_2(h_k, d(t_k)) = \begin{bmatrix} [FA \ FB]^T \\ I \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 & [L_1^T (KL_{10})^T]^T \\ * & Y_2(h_k, d(t_k)) + \tilde{\Psi} - \Psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [FA \ FB]^T \\ I \end{bmatrix} \quad (44)$$

در نمایش مبتنی بر داده (۹) این طور استنباط می شود که:

$$\begin{bmatrix} [A \ B]^T \\ I \end{bmatrix}^T \Theta_s \begin{bmatrix} [A \ B]^T \\ I \end{bmatrix} \geq 0 \quad (45)$$

طبق روش S بلوک کامل ما داریم $\Psi_1(h_k) < 0$ و $\Psi_2(h_k) < 0$ برای هر $[A, B] \in \sum_s$ اگر

وجود داشته باشد یک اسکالر $\varepsilon > 0$ به طوری که:

$$\begin{bmatrix} 0 & [L_1^T (KL_{10})^T]^T \\ * & Y_1(h_k, d(t_k)) + \tilde{\Psi} - \Psi \end{bmatrix} + \varepsilon \begin{bmatrix} D_1 \Theta_s D_1^T & D_1 \Theta_s D_2^T \\ * & D_2 \Theta_s D_2^T \end{bmatrix} < 0 \quad (46)$$

$$\begin{bmatrix} 0 & [L_1^T (KL_{10})^T]^T \\ * & Y_2(h_k, d(t_k)) + \tilde{\Psi} - \Psi \end{bmatrix} + \varepsilon \begin{bmatrix} D_1 \Theta_s D_1^T & D_1 \Theta_s D_2^T \\ * & D_2 \Theta_s D_2^T \end{bmatrix} < 0 \quad (47)$$

در نهایت مشابه اثبات قضیه (۲) به این نتیجه می رسیم که ۴۰ و ۴۱ شرایط پایداری کافی برای

سیستم (۳) تحت شرط تحریک (۱۴) برای هر $\sum \in [A \ B]$ هستند و $\eta(\tau_j^k)$ به مبدأ همگرا می شود

که اثبات را کامل می کند.

نکته ۸: (رویکرد تکراری) توجه داشته باشید که نامساوی ۴۰ و ۴۱ در قضیه (۳) در ماتریس F درجه دوم هستند. ثابت کردن ماتریس F امکان طراحی کنترل کننده را فراهم می کند. با این حال محافظ کاری تخمین MSI به دست آمده ممکن است به طور قابل توجهی افزایش یابد برای این منظور ما رویکرد تکراری پیشنهاد می کنیم که بین حل LMI ها در قضیه (۲) و (۳) در حالی که ماتریس k یا F را به ترتیب ثابت نگه می دارد متناوب است. اثربخشی این روش از طریق یک مثال عددی در بخش (۴) نشان داده شده است و توابع مرزی MSI در جداول (۳) و (۴) نشان می دهد که چنین روش تکراری (به جدول ۴ مراجعه کنید) مرزهای MSI را در مقایسه با استفاده از یک بهره کنترل کننده ثابت مانند قضیه های (۲) (به جدول ۳ مراجعه کنید) به طور چشمگیری بهبود می بخشد.

در ادامه، ما یک شرط پایداری ارائه می دهیم که در تمام متغیرهای تصمیم متفاوت از قضیه (۳) برای طراحی مشترک ماتریس k و Ω به قیمت محافظه کاری اضافی نسبت به ماتریس برای این منظور با یک تبدیل معادل جبری از سیستم (۳) شروع می کنیم. فرض کنید $G \in \mathbb{R}^{n \times n}$ یک ماتریس غیر منفرد داشته باشد و $x(t) = Gz(t)$ را تعریف می کنیم. سیستم (۳) به صورت زیر تبدیل می شود:

$$\dot{z}(t) = G^{-1}AGz(t) + G^{-1}BK_c z(t_k - d(t_k)), \quad t \in [t_k, t_{k+1}). \quad (48)$$

قضیه ۴

(طراحی مشترک مبتنی بر داده تحت شرایط A و B نامعلوم) برای اسکالرهایی داده شده $\bar{h} \geq \underline{h} > 0$

$\bar{d} \geq \underline{d} \geq 0$ ، $\sigma_1 > 0$ ، $\sigma_2 > 0$ ، $\lambda > 0$ و $\theta > 0$ و ارضاء $1 - \lambda - \frac{1}{\theta} \geq 0$ و $\theta = 0$ وجود دارد کنترلر با

گین k به طوری که:

جدول ۳- حداکثر مجاز $\bar{h}$ و $\underline{h} = 10^{-5}$ برای مرزهای مختلف نویز w و با توجه به $K = -[3.75 \ 11.5]$

$\bar{w}$	۰/۰۰۵	۰/۰۱	۰/۰۲	۰/۰۳	۰/۰۴	۰/۰۵
۳۳ مرجع	۱/۴۹	۱/۳۸	۱/۱۷	۱/۰۰	۰/۸۶	۰/۶۷
$\sigma_1 = \sigma_2 = 0$ قضیه (۲)	۱/۰۴	۰/۹۶	۰/۸۱	۰/۷۲	۰/۶۴	۰/۵۷

جدول (۴) حداکثر مجاز $\bar{h}$ و $\underline{h} = 10^{-5}$ با تأخیر $d(t) = 0$ برای مرزهای مختلف نویز w با بهینه‌سازی

بهره کنترل‌کننده K

$\bar{w}$	۰/۰۰۵	۰/۰۱	۰/۰۲	۰/۰۳	۰/۰۴	۰/۰۵
۳۳ مرجع	۲۸/۵	۱۳/۸	۶/۳	۴/۰	۲/۹	۲/۲
قضایای ۲ و ۳ (رویکرد تکراری)	۲۳/۴	۱۴/۷	۵/۲	۳/۴	۲/۱	۱/۹
$\sigma_1 = \sigma_2 = 0$ قضیه (۴)	۱۱/۶	۸/۴	۴/۲	۲/۷	۱/۹	۱/۶

سیستم (۳) تحت شرایط تحریک در ۱۴ برای هر $[A, B] \in \sum_s$ به صورت مجانبی پایدار است و

$\eta(\tau_j^k) \geq 0$ برای هر $\eta(\cdot) \geq 0$ به مبداء همگرا می‌شود اگر اسکالرهای $\varepsilon > 0$ و ماتریس‌های $P > 0$,

$Z > 0$, $T > 0$, $R_1 > 0$, $R_2 > 0$, $\Omega > 0$, $S = S^T$, N , M_1 , M_2 , G و K_ρ به طوری که

LMIهای زیر برای همه $h_k \in \{\underline{h}, \bar{h}\}$ و $d(t_k) \in \{\underline{d}, \bar{d}\}$ برقرار باشند.

$$\begin{bmatrix} B_1 & B_2 + [GL_1^T \ K_c L_{10}^T]^T & 0 \\ * & B_3 + \Xi_0 + h_k \Xi_a + \check{\Psi} + \mathcal{O}_z & d(t_k)N \\ * & * & d(t_k)\mathcal{T} \end{bmatrix} < 0 \quad (49)$$

$$\begin{bmatrix} B_1 & B_2 + [GL_1^T \ K_c L_{10}^T]^T & 0 & 0 \\ * & B_3 + \Xi_0 + h_k \Xi_b + \check{\Psi} + \mathcal{O}_z & d(t_k)N & h_k \mathcal{M} \\ * & * & d(t_k)\mathcal{T} & 0 \\ * & * & * & h_k \mathcal{R} \end{bmatrix} < 0 \quad (50)$$

$$\check{\Psi} := \text{Sym} \{ -(L_1^T + \varepsilon L_3^T) G L_3 \},$$

$$\mathcal{O}_z := \sigma_1 L_7^T \Omega_z L_7 + \sigma_2 L_{10}^T \Omega_z L_{10} - (L_7 - L_{10})^T \Omega_z (L_7 - L_{10}),$$

$$B_1 := \varepsilon \mathcal{V}_1 \Theta_s \mathcal{V}_1^T, \quad B_2 := \varepsilon \mathcal{V}_1 \Theta_s \mathcal{V}_2^T, \quad B_3 := \varepsilon \mathcal{V}_2 \Theta_s \mathcal{V}_2^T,$$

$$\mathcal{V}_1 := \begin{bmatrix} I & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathcal{V}_2 := \begin{bmatrix} 0 & 0 & (L_1^T + \varepsilon L_3^T) \end{bmatrix}.$$

علاوه بر این بهره کنترل‌کننده K و ماتریس تریگر به ترتیب $K = K_c G^{-1}$ و $\Omega = G^{-1T} \Omega_z G^{-1}$ طراحی شده‌اند.

اثبات: با جایگزینی x در تابع $V(x, t)$ در ۲۰ با z یک تابع $V(z, t)$ برای سیستم ۴۸ به صورت زیر می‌سازیم:

$$V(z, t) = V_a(z, t) + V_l(z, t) + t \left[\eta(\tau_{j+1}^k) - \eta(\tau_j^k) \right] \quad (51)$$

که در آن $V_a(z, t)$ و $V_l(z, t)$ به ترتیب طبق ۲۱ و ۲۲ ساخته شده‌اند. با تقلید از ۲۷ می‌توان نتیجه گرفت که:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} V(z, t) \leq & \xi_z^T(t) \left[(v_{j+1}^k - t) \Xi_a + (t - v_j^k) (\Xi_b + MR^{-1}M^T) + \Xi_0 + d(t_k)NT^{-1}N^T \right] \xi_z(t) + \\ & + \left[\eta(\tau_{j+1}^k) - \eta(\tau_j^k) \right] \end{aligned} \quad (52)$$

که در آن $\xi_z(t)$ به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\begin{aligned} \xi_z(t) := & \left[z^T(t), z^T(t - d(t_k)), \dot{z}^T(t), \dot{z}^T(t - d(t_k)), \int_{t-d(t_k)}^t \frac{z^T(s)}{d(t_k)} ds, z^T(v_j^k), z^T(v_j^k - d(t_k)), \right. \\ & \left. \int_{v_j^k}^t \frac{z^T(s)}{t - v_j^k} ds, \int_{v_j^k - d(t_k)}^{t-d(t_k)} \frac{z^T(s)}{t - v_j^k} ds, z^T(t_k - d(t_k)) \right]^T \end{aligned}$$

از آنجایی که مهم (۲) تضمین می‌کند که $\eta(\tau_{j+1}^k) - \eta(\tau_j^k) \leq \xi_z^T(t) \Theta \xi_z(t)$ مانند ۲۸ نامساوی زیر با $z(t) = G^{-1}x(t)$

$$\eta(\tau_{j+1}^k) - \eta(\tau_j^k) \leq \xi_z^T(t) \Theta_z \xi_z(t) \quad (53)$$

علاوه بر این طبق سیستم (۴۸) ما داریم که:

$$\begin{aligned} 0 = & 2[z(t) + \epsilon \dot{z}(t)] G \left[G^{-1}AGz(t) + G^{-1}BK_c z(t_k - d(t_k)) - \dot{z}(t) \right] \\ = & 2\xi_z^T(t) (L_1^T + \epsilon L_3^T) (AGL_1 + BK_c L_{10} - GL_3) \xi_z(t). \end{aligned} \quad (54)$$

با جمع بندی (۵۴) و (۵۲) می توان نتیجه گرفت:

$$\frac{d}{dt}V(z, t) \leq \xi_z^T(t) \left[\frac{v_{j+1}^k - t}{h_k} \check{Y}_1(h_k, d(t_k)) + \frac{t - v_j^k}{h_k} \check{Y}_2(h_k, d(t_k)) \right] \xi_z(t). \quad (55)$$

$$\begin{aligned} \check{Y}_1(h_k, d(t_k)) &:= \text{Sym} \left\{ (L_1^T + \epsilon L_3^T)(AGL_1 + BK_c L_{10}) \right\} + \Xi_0 + \check{\Psi} + \mathcal{O}_z + h_k \Xi_a + d(t_k)NT^{-1}N^T, \\ \check{Y}_2(h_k, d(t_k)) &:= \text{Sym} \left\{ (L_1^T + \epsilon L_3^T)(AGL_1 + BK_c L_{10}) \right\} + \Xi_0 + \check{\Psi} + \mathcal{O}_z + h_k \Xi_b + h_k MR^{-1}M^T + d(t_k)NT^{-1}N^T \end{aligned}$$

بگذارید عبارت ماتریسی در (۵۴) را به صورت زیر بازسازی کنیم.

$$\text{Sym} \left\{ (L_1^T + \epsilon L_3^T)(AGL_1 + BK_c L_{10} - GL_3) \right\} = \quad (56)$$

$$\begin{bmatrix} (L_1^T + \epsilon L_3^T)[A \ B]^T \\ I \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 & [GL_1^T \ K_c L_{10}^T]^T \\ * & \check{\Psi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (L_1^T + \epsilon L_3^T)[A \ B]^T \\ I \end{bmatrix}$$

سپس عبارات $\Psi_1(h_k, d(t_k))$ و $\Psi_2(h_k, d(t_k))$ به صورت زیر بازنویسی می شوند:

$$\check{Y}_1(h_k, d(t_k)) = \quad (57)$$

$$\begin{bmatrix} (L_1^T + \epsilon L_3^T)[A \ B]^T \\ I \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 & [GL_1^T \ K_c L_{10}^T]^T \\ * & \Xi_0 + \check{\Psi} + \mathcal{O}_z + h_k \Xi_a + d(t_k)NT^{-1}N^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (L_1^T + \epsilon L_3^T)[A \ B]^T \\ I \end{bmatrix}$$

$$\check{Y}_2(h_k, d(t_k)) = \quad (58)$$

$$\begin{bmatrix} (L_1^T + \epsilon L_3^T)[A \ B]^T \\ I \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 & [GL_1^T \ K_c L_{10}^T]^T \\ * & \Xi_0 + \check{\Psi} + \mathcal{O}_z + h_k \Xi_b + h_k MR^{-1}M^T + d(t_k)NT^{-1}N^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (L_1^T + \epsilon L_3^T)[A \ B]^T \\ I \end{bmatrix}$$

طبق نمایش مبتنی بر داده در (۹) این طور بیان می شود که:

$$\begin{bmatrix} [A \ B]^T \\ I \end{bmatrix}^T \Theta_s \begin{bmatrix} [A \ B]^T \\ I \end{bmatrix} \geq 0. \quad (59)$$

طبق روش S بلوک کامل برای هر $[A, B] \in \sum_S$ ما داریم $\tilde{\Psi}_1(h_k, d(t_k)) < 0$ و
 $\tilde{\Psi}_\gamma(h_k, d(t_k)) < 0$ اگر وجود داشته باشد یک اسکالر $\varepsilon > 0$ به طوری که:

$$\begin{bmatrix} 0 & [GL_1^T \ K_c L_{10}^T]^T \\ * & \Xi_0 + \tilde{\Psi} + \mathcal{O}_z + h_k \Xi_a + d(t_k) N T^{-1} N^T \end{bmatrix} + \varepsilon \begin{bmatrix} v_1 \Theta_s v_1^T & v_1 \Theta_s v_2^T \\ * & v_2 \Theta_s v_2^T \end{bmatrix} < 0, \quad (60)$$

$$\begin{bmatrix} 0 & [GL_1^T \ K_c L_{10}^T]^T \\ * & \Xi_0 + \tilde{\Psi} + \mathcal{O}_z + h_k \Xi_b + h_k \mathcal{M} R^{-1} \mathcal{M}^T + d(t_k) N T^{-1} N^T \end{bmatrix} + \varepsilon \begin{bmatrix} v_1 \Theta_s v_1^T & v_1 \Theta_s v_2^T \\ * & v_2 \Theta_s v_2^T \end{bmatrix} < 0 \quad (61)$$

نکته ۹: (الگوریتم راه محور برای طراحی کنترل کننده) براساس قضیه (۴) یک الگوریتم داده محور برای محاسبه کنترل کننده K و ماتریس تریگر θ به شرح زیر خلاصه می شود:

مرحله ۱: ماتریس داده $\dot{X}$, X و U با استفاده از داده های جمع آوری شده $\{\dot{x}(T_i), x(T_i), u(T_i)\}_{i=1}^{\rho}$ بسازید. $(i, \rho \in N)$

مرحله ۲: ماتریس θ را در ۱۰ با ماتریس S_d , Q_d و R_d که شرط (۲) را برآورده می کند.

مرحله ۳: جست و جوی راه حل های ممکنه G , K_c و با حل LMI در ۴۹ و ۵۰ با پارامترهای λ , $\bar{h}$, $\underline{h}$, $\bar{d}$, $\underline{d}$, σ_γ و θ که به درستی انتخاب شده اند.

مرحله ۴: به ترتیب بهره کنترل کننده $K = K_c G^{-1}$ و ماتریس تریگر $\Omega = G^{-1T} \Omega_z G^{-1}$ را محاسبه کنید.

نکته ۱۰: (نوآوری) روش طراحی قضیه (۴) مشابه قضیه (۳) نیازی به دانش مدل ندارد بلکه فقط به یک سیر داده حلقه باز واحد تحت تأثیر نویز نیاز دارد. توجه داشته باشید که LMI های ۴۹ و ۵۰ در تمام متغیرهای تصمیم محدب هستند. برخلاف قضیه (۳-۲) و مقاله ۳۳ ما می توانیم با حل LMI ها

در قضیه (۴) بدون ثابت کردن هیچ متغیری مستقیماً یک بهره کنترل کننده K با MSI مجاز و مرزهای تأخیرهای متغیر با زمان به دست آوریم. در اصل قضیه (۴) به قیمت افزایش محافظه کاری ماتریس آزاد F ایجاد می شود. یعنی جایگزینی تساوی ۲۶ در اثبات قضیه (۱) با ۵۴. در نتیجه ماتریس آزاد F با ابعاد $n \times n$ به ماتریس G با ابعاد $n \times n$ محدود می شود. به عبارت دیگر قضیه (۴) محافظه کارتر از قضیه (۲ و ۳) است. این نتیجه گیری از طریق مقایسه عددی در جدول ۴- بیشتر تأیید شده است. به عنوان یک مزیت نسبت به قضیه (۲) و مقاله دلیل اصلی این است که عبارت در ۵۷ دقیقاً با نامساوی (۹) مهم (۱) مطابقت دارد. بنابراین ما هنگام طراحی نیازی به مرحله میانی محاسبه یعنی ۳۷ در قضیه (۲) نداریم. طراحی گین کنترلر به وسیله قضیه (۴). بنابراین، این امر پیچیدگی محاسباتی کمتری ایجاد می کند و هیچ محدودیتی (فرض ۳) در طراحی همزمان بهره کنترل کننده و ماتریس تریگر ایجاد نمی کند.

نکته ۱۱: (رویکرد جایگزین) سیستم های کنترل داده های نمونه برداری شده، که در آن اطلاعات از طریق شبکه های سیمی یا بی سیم با پهنای باند محدود منتقل می شوند در دو دهه گذشته به طور گسترده مورد مطالعه قرار گرفته اند. کنترل مبتنی بر رویداد به عنوان الگویی برای سیستم های مبتنی بر رویداد ظهور کرده است (۵۰). در آثار موجود در مورد کنترل مبتنی بر رویداد دانش دقیق از یک سیستم فرض می شود. با این حال در موقعیت های عملی دستیابی به یک مدل دقیق سیستم اغلب دشوار یا غیرممکن است. این امر ترکیب کنترل مبتنی بر داده و کنترل مبتنی بر رویداد را برای سیستم های مبتنی بر داده نمونه برداری شده به خوبی توجیه می کند در رویکرد پیشنهادی ما تا آنجا که نویسندگان می دانند تنها جایگزین رویکرد ما در ادبیات فعلی ابتدا شناسایی سیستم در حال اجرا به عنوان مثال با استفاده از تخمین حداقل مربعات ماتریس های سیستم، ۱۷ و به دنبال آن کنترل مبتنی بر رویداد است که در مقالات بررسی شده است (۳۹-۳۷). با این حال چنین کنترل مبتنی بر شناسایی که تحت تأثیر نویز قرار می گیرند این به این دلیل است که (I) ارائه مرزهای تخمین دقیق برای شناسایی

سیستم در مقایسه با مثلاً مقالات (۱۶) چالش برانگیز است. و (II) مقالات ۳۷ و ۳۹. فقط نتایج اسمی ارائه می‌دهند یعنی مرزهای خطای بالقوه مثلاً ناشی از شناسایی سیستم به طور سیستماتیک مدیریت نمی‌شوند. رویکرد کنترل مبتنی بر رویداد ما، تضمین‌های پایداری دقیقی را مستقیماً براساس داده‌های نویزی می‌پذیرد و در نهایت نتایج ما را می‌توان با مواردی که دانش مدل اضافی مثلاً مقادیر پارامتر و مرزها در دسترس هستند تطبیق داد. بنابراین سهم ما را می‌توان به عنوان توسعه یک رویکرد کنترل مبتنی بر رویداد مبتنی بر مدل یا رباست با استفاده از توابع حلقه‌ای تفسیر کرد.

مثال و شبیه‌سازی

در مثال عددی در این بخش ارائه شده است تا اثربخشی پیشنهادها را نشان دهد محاسبات عددی با استفاده از متلب به همراه جعبه‌ابزار SeDuMi انجام شده است.

مثال ۱: سیستم (۳) را تحت طرح انتقال (۱۴) با پارامترهای ۴۹ در نظر بگیرید.

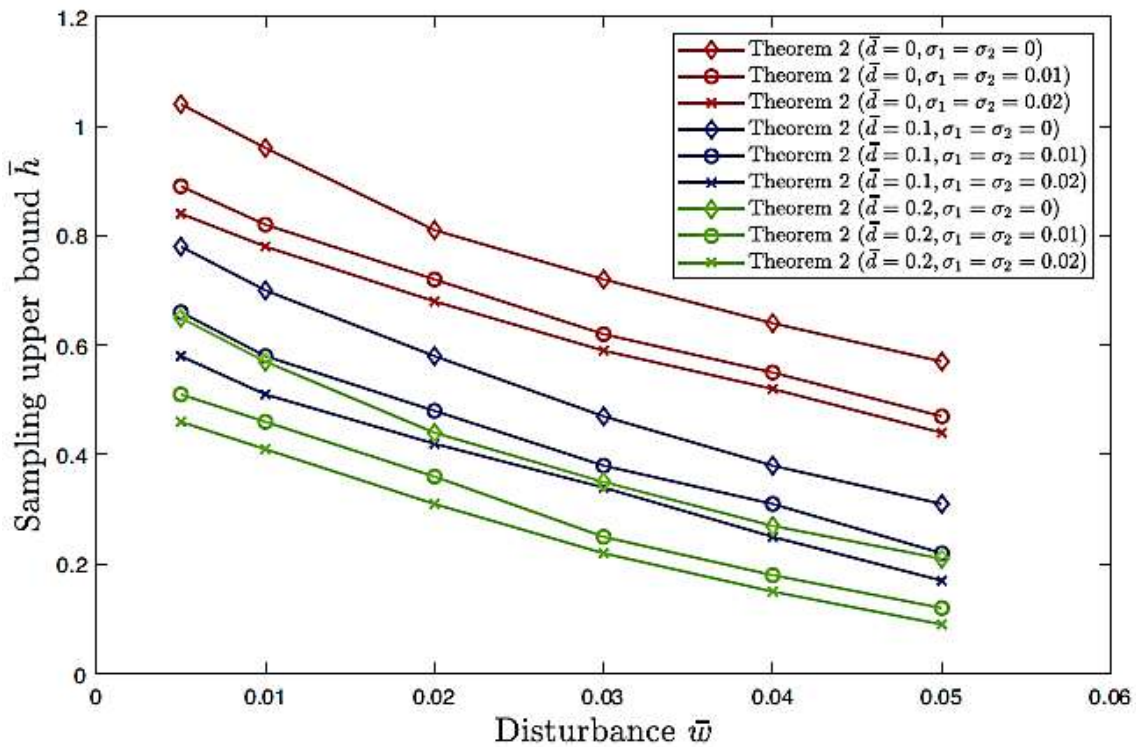
$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -0.1 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0.1 \end{bmatrix}$$

فرض کنید A و B مجهول هستند ما کنترل رویداد - محرک داده‌ای (۳) را در نظر می‌گیریم برای این منظور اندازه‌گیری $(x(T), x(T_i), u(T))$ را با بازه $T_{i+1} - T_i$ که در آن صدق می‌کند تولید می‌کنیم.

$$T_{i+1} - T_i = \begin{cases} 1 & , \quad t \in [1, 49], \\ 2 & , \quad t \in [50, 99], \end{cases} \quad (62)$$

که در آن ورودی مولد داده به طور یکنواخت از $u(t) \in [-1, 1]$ نمونه‌برداری شد. داده‌های اندازه‌گیری شده توسط یک اختلال توزیع شده به طور یکنواخت روی $w(t) \in [-\bar{w}, \bar{w}]$ برای

$w > 0$ آشفته شده‌اند طبق اظهارات فرض (۲): $Q_d = -I$ ، $S_d = 0$ و $R_d = w^{-2} \rho I (\rho = 100)$



شکل ۳- حداکثر مجاز در $h = 10^{-5}$ برای مرزهای مختلف $\bar{w}, \bar{d}, \sigma_1, \sigma_2$ و با توجه به

$$K = -[3.75 \ 11.5]$$

مرزهای MSI با استفاده از قضیه (۲) و با $\sigma_1 = \sigma_2 = 0$ و بهره کنترل کننده $K = -[3.75 \ 11.5]$

مقادیر احتمالاً بزرگ $\bar{h}$ با $\underline{h} = 10^{-5}$ و $d(t) = 0$ برای تحقیق‌های مختلف W محاسبه و در جدول

(۳) ارائه شده است. برای مقایسه توجه داریم که حل LMI‌های مبتنی بر مدل (۱۸) و (۱۹) در قضیه

(۱) منجر به $h = 1.14$ می‌شود.

در جدول (۱) می‌توان مشاهده کرد که مقادیر بزرگ W منجر به فرکانس نمونه‌برداری بالاتری برای

تضمین پایداری می‌شود که با مقاله سازگار است.

در جدول (۴) مقادیر مرتبط با بهره بهینه کنترل کننده K که توسط قضایای (۳-۲) با رویکرد تکراری

و قضیه (۴) یافت می‌شوند نمایش داده شده‌اند. مرزهای MSI بهبودیافته را می‌توان با رویکرد تکراری

در مقایسه با مرزهای به‌دست آمده توسط قضیه (۴) به‌دست آورد که مفید بودن ماتریس آزاد F را در

کاهش محافظه‌کاری پایداری تأیید می‌کند. شایان ذکر است که به قیمت محافظه‌کاری اضافی نسبت به ماتریس آزاد F قضیه (۴) شرایط LMI محدب را ارائه می‌دهد و نیازی به حفظ فرض (۳) نداریم. علاوه بر این شکل ۳- نتایج مرزهای MSI را برای تأخیرهای مختلف انتقال و پارامترهای آستانه σ_1 و σ_2 توسط قضیه (۲) نشان می‌دهد که افزایش $\bar{d}$ ، σ_1 و σ_2 باعث کاهش مرزهای MSI می‌شود.

علاوه بر این مقایسه بین جداول ۳- و ۴- نشان می‌دهد که می‌توان با انتخاب یک بهره کنترل‌کننده متفاوت (مانند جدول ۴-) در مقایسه با استفاده از ماتریس کنترل‌کننده ثابت (مانند جدول ۳-) کران‌های بالای MSI را به طور قابل توجهی افزایش داد. همچنین توجه داشته باشید که در جدول ۳- و ۴- مقادیر h به دست آمده از روش‌های ما کوچک‌تر از نتایج مرجع ۳۳ هستند. دلیل اصلی این است که در این مقاله فقط از یک تابع حلقه‌ای ساده برای استخراج شرایط مبتنی بر مدل و داده استفاده شده است. همان‌طور که در تبصره ۷ ذکر شد می‌توان با استفاده از روش‌های تابع حلقه‌ای پیچیده‌تر کران‌های مجاز بزرگ‌تری را به دست آورد. که موضوع جالبی برای تحقیقات آینده است. (تعداد در سال‌ها) با این حال برخلاف مرجع ۳۳ چارچوب پیشنهادی شامل یک طرح تحریک رویداد است که امکان کاهش قابل توجه میزان ارسال‌ها را فراهم می‌کند در عین حال پایداری را تضمین می‌کند. چنین نتیجه‌گیری با نتایج شبیه‌سازی در جدول ۵- اثبات شده است. برای $\sigma_1 = \sigma_2 = 0.02$ ، $\bar{d} = d = 0$ و $\varepsilon = 2$ جدول ۵- تعداد ارسال‌ها را در بازه زمانی $[0, 100]$ هنگام شبیه‌سازی رویکرد از مرجع ۳۳ همچنین طرح ۱۴ با پارامترهای مختلف λ و برای مرزهای نویز مختلف w نشان می‌دهد. جدول ۵- مزیت اصلی استفاده از طرح تحریک رویداد را مانند مقاله حاضر نشان می‌دهد. می‌توان مشاهده کرد که رویکرد ما در مقایسه با طرح دوره‌ای در مرجع ۳۳ به تعداد ارسال‌های بسیار کمتری نیاز دارد. مشاهده دیگر از جدول ۵- این است که λ کوچک‌تر منجر به ارسال‌های کمتر برای طرح ۱۴ می‌شود.

شبیه‌سازی برای پارامترهای خاص توسط قضیه ۴- برای کنترل داده محور سیستم (۳) با ماتریس‌های ناشناخته A و B تحت طرح انتقال پویای ما (۳-۱) از قضیه (۴) برای طرح مشترک بهره کنترل‌کننده K و تریگر استفاده می‌کنیم.

جدول (۵) تعداد ارسال در مثال یک روی $t \in [0, 100]$ برای محدوده‌های نویز مختلف w و پارامترهای داده

شده $\bar{d} = \underline{d} = 0$ و $\sigma_1 = \sigma_2 = 0.02$ و همچنین $K = -[3.75 \ 11.5]$

$\bar{w}$	۰/۰۵	۰/۰۱	۰/۰۲	۰/۰۳	۰/۰۴	۰/۰۵
۳۳ مرجع	۶۷	۷۲	۸۵	۱۰۰	۱۱۶	۱۴۰
$\lambda = 0.3$ طرح (۱۴)	۶۱	۶۸	۳۶	۶۶	۶۱	۸۱
$\lambda = 0.2$ طرح (۱۴)	۵۶	۶۶	۳۳	۶۴	۵۴	۶۵
$\lambda = 0.1$ طرح (۱۴)	۵۳	۶۱	۳۱	۵۸	۴۳	۶۲

ماتریس Ω : ما کران‌های تأخیر انتقال $\bar{d} = 0.1$ و $\underline{d} = 0.01$ فاصله نمونه‌برداری $h = 0.2$ پارامترهای تحریک $\sigma_1 = 0.4$ ، $\sigma_2 = 0.1$ ، $\theta = 2$ ، $\lambda = 0.5$ و $\varepsilon = 2$ نویز $w(t) \in [-0.01, 0.01]$ و اندازه‌گیری‌های موجود $\{\dot{x}(T_i), x(T_i), u(T_i)\}_{i=1}^{100}$ با فاصله $T_{i+1} - T_i$ را در نظر می‌گیریم که (۶۱) را برآورده می‌کند با حل LMI‌های مبتنی بر داده (۴۹) و (۵۰) در قضیه (۴) بهره کنترل‌کننده و ماتریس تحریک به صورت زیر طراحی شدند.

$$\Omega = \begin{bmatrix} 0.8122 & 12.2673 \\ 12.2673 & 209.8886 \end{bmatrix}, K = \begin{bmatrix} -0.2226 & -3.7062 \end{bmatrix}$$

ما سپس (۳) را تحت طرح تحریک در (۱۴) با شرایط اولیه $x(0) = [3 \ -2]^T$ بهینه‌سازی کردیم و تأخیر انتقال $d(t) \in [-0.01, 0.01]$ و همچنین متغیر دینامیکی $\eta(\tau_j^k)$ را در بازه زمانی $[0, 30]$ اجرا کردیم. مسیر آنها در شکل ۴- نشان داده شده است. بدیهی است که هم حالت‌های سیستم و هم متغیر دینامیکی به مبدأ همگرا شوند که امکان‌سنجی بهره کنترل‌کننده طراحی شده ما k و ماتریس تحریک Ω را نشان می‌دهد.

علاوه بر این شکل ۴- تحولات تابع خطا و آستانه را رسم می‌کند که در آن $\eta(\tau_j^k)$ یک تابع وزنی برای تجسم محرک‌هاست و

$$f_c := e^T(\tau_j^k)\Omega e(\tau_j^k),$$

$$f_t := \frac{1}{\theta}\eta(\tau_j^k) + \sigma_1 x^T(\tau_j^k)\Omega x(\tau_j^k) + \sigma_2 x^T(s_k)\Omega x(s_k)$$

از نمودارها مشخص است که به محض این که شرط تحریک از آستانه تجاوز کند رویدادی آغاز می‌شود اگر در آن لحظه تحریک حالت $x(t)$ به کنترل‌کننده منتقل می‌شود و خطای اندازه‌گیری $e(\tau_j^k)$ برابر صفر در $\eta(\tau_j^k)$ تنظیم می‌شود. بنابراین مطابق با نتیجه نظری در (۱۵) خطای if_t کوچک‌تر از آستانه نگه داشته می‌شود و اگر همچنین شایان ذکر است که تنها ۹ اندازه‌گیری تحت طرح تحریک پیشنهادی ما (۱۴) به کنترل‌کننده منتقل شد در حالی که ۱۵۰ اندازه‌گیر از حسگر نمونه‌برداری شد. این امر اثربخشی طرح پیشنهادی را در افزایش منابع ارتباطی ضمن حفظ پایداری سیستم تأیید می‌کند.

مثال ۲: شامل یک سیستم مرتبه چهارم است تا اثربخشی طرح تحریک رویداد مبتنی بر داده پیشنهادی را بیشتر نشان دهد. یک سیستم با نزول معکوس خطی شده را در نظر بگیرید که نمایش فضای حالت آن به صورت زیر است:

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -m_1 g / m_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & g / l & 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 / m_2 \\ 0 \\ -1 / (m_2 l) \end{bmatrix} u(t)$$

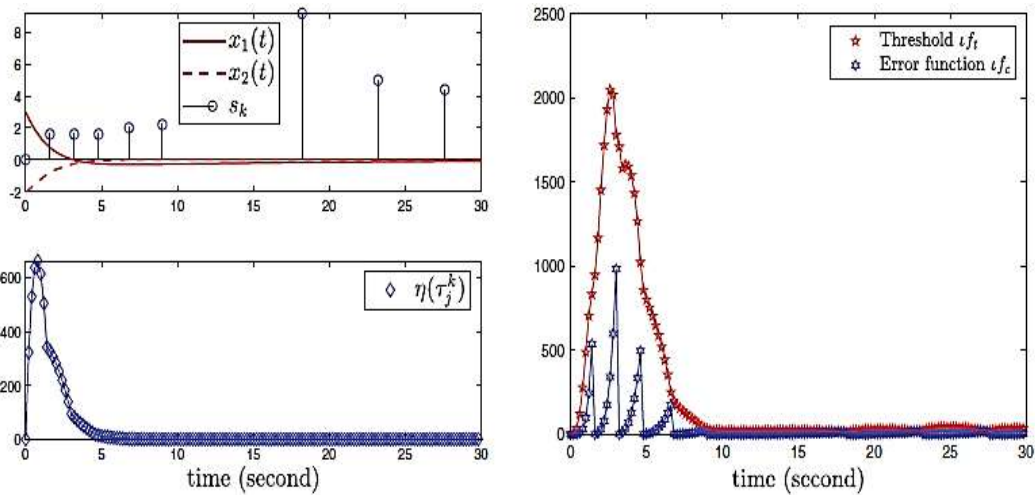
که در آن $m = 1 \text{ kg}$ جرم وزنه پاندول $m_2 = 10 \text{ kg}$ جرم گازی $\ell = 3 \text{ m}$ طول بازوی پاندول و

$g = 10 \frac{\text{m}}{\text{s}^2}$ شتاب گرانش است. متغیرهای حالت (x_1, x_2, x_3, x_4) موقعیت گازی سرعت گازی،

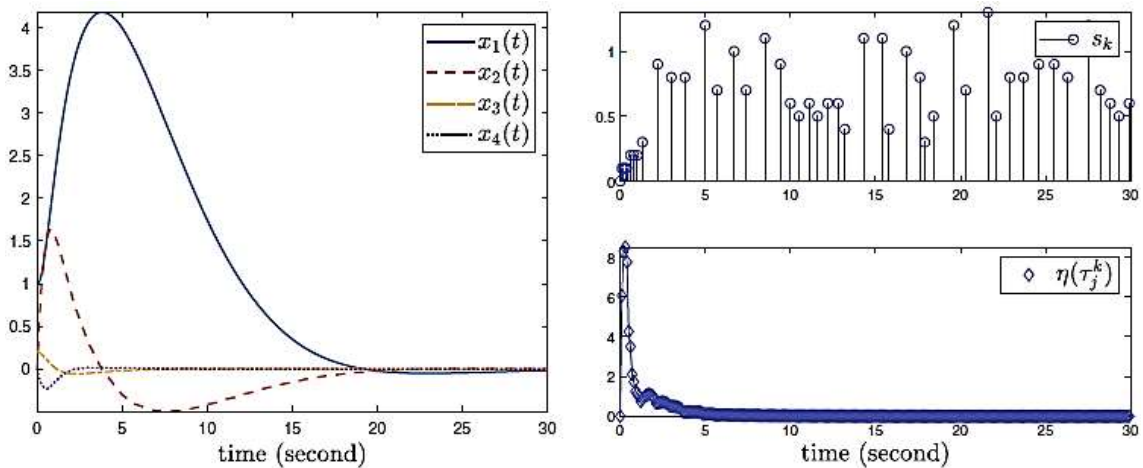
زاویه پاندول و سرعت زاویه‌ای وزنه پاندول هستند. ماتریس‌های سیستم ناشناخته فرض می‌شوند. اما ما

$\rho = 5^\circ$ اندازه‌گیری $\{\dot{x}(T_i), x(T_i), u(T_i)\}_{i=1}^{5^\circ}$ که بازه آن $T_{i+1} - T_i = 1$ را برآورده می‌کند، که در $i = 1$ آن ورودی به طور یکنواخت از $u(t) = [-1, 1]$ نمونه‌برداری شده است. اختلال

$w(t) \in [-0.001, 0.001]$ فرض (۲) با $Q_d = -I$ ، $S_d = 0$ ، $\rho = 5^\circ$ و $R_d = 10^{-4} I$



شکل ۴- مسیرهای سیستم (۳) متغیر دینامیکی (۲) تابع خطای f و آستانه f تحت شرایط تحریک (۱۴) با پارامترهای $\sigma_1 = 0.1$ ، $\sigma_2 = 0.4$ ، $h = 0.2$ ، $\theta = 2$ و $\lambda = 0.5$ ماتریس‌های ناشناخته A و B با شرایط اولیه $x(0) = [3 \ -2]^T$ و تأخیر تصادفی $d(t) = [0.1, 0.1]$.



شکل ۵- مسیرهای سیستم (۳) متغیر پویا (۲) تحت شرایط تحریک (۱۴) با پارامترهای $h = 0.1$ ، $\sigma_1 = 0.3$ ، $\sigma_2 = 0.1$ ، $\theta = 2$ و $\lambda = 0.2$ و ماتریس‌های ناشناخته A و B با شرایط اولیه

$x(0) = [0.3/98 \ 0 \ 0/20]^T$ و تأخیر تصادفی $d(t) \in [0.001, 0.001]$

کنترل کننده فیدبک حالت و طرح انتقال ۱۴ برای پایداری سازی سیستم استفاده می شوند. ما فاصله نمونه برداری را $h = 0.1$ پارامترهای تریگر $\sigma_1 = 0.03$ ، $\sigma_2 = 0.01$ ، $\theta = 2$ ، $\lambda = 0.2$ ، مرزهای تأخیر $\bar{d} = 0.01$ ، $\underline{d} = 0.001$ و ماتریس $B_W = 0.01I$ قرار می دهیم. با حل LMI های ۴۹ و ۵۰ در قضیه (۴) با $e = 2$ بهره کنترل کننده و ماتریس تریگر به صورت زیر طراحی شدند.

$$K = [\begin{array}{cccc} 0.8528 & 5.6878 & 242.1418 & 134.3725 \end{array}]$$

$$\Omega = 10^3 \times \begin{bmatrix} 0.0001 & 0.0005 & 0.0204 & 0.0113 \\ 0.0005 & 0.0034 & 0.1350 & 0.0751 \\ 0.0204 & 0.1350 & 5.6877 & 3.1573 \\ 0.0113 & 0.0751 & 3.1573 & 1.7566 \end{bmatrix}.$$

ما سیستم (۳) را تحت طرح تحریک در ۱۴ با شرط اولیه $x(0) = [0.3/98 \ 0 \ 0/20]^T$ و تأخیر انتقال تصادفی $d(t) \in [0.001, 0.01]$ همچنین متغیر دینامیک $\eta(\tau_j^k)$ در بازه زمانی $t \in [0, 30]$ شبیه سازی کردیم نتایج در شکل ۵- نمایش؛ نشان می دهد که $x(t)$ و $\eta(\tau_j^k)$ با نزدیک شدن به صفر $t \rightarrow \infty$ تحت بهره کنترل کننده طراحی شده K و ماتریس تحریک ۲۲ به صفر نزدیک می شود. در شکل ۵- مشاهده می شود که میانگین دوره انتقال حدود 0.6522 (به ۴۶ از 300 داده نمونه برداری شده منتقل شده به کنترل کننده مراجعه کنید) تحت طرح تحریک دینامیکی مبتنی بر داده پیشنهادی (۱۴) است که نزدیک به برخی از نتایج موجود تحت طرح های تحریک مبتنی بر مدل به عنوان مثال: 0.5131^{37} ، 0.5769^{52} و 0.6523^{53} است. در حالی که مشخصه پایداری سیستم مشابه را تضمین می کند. این پدیده اثربخشی روش ما را تأیید می کند.

روش کنترل رویداد محور مبتنی بر داده در سیستم مرحله چهارم

نکته پایانی: در این مقاله ما یک طرح کلی انتقال پویای تحریک رویداد برای سیستم های کنترل داده های نمونه برداری شده با تأخیر ارتباطی ارائه داریم. به عنوان یک نتیجه میانی با توجه مستقل، ما همچنین یک رویکرد جدید مبتنی بر تابع برای کنترل تحریک رویداد ارائه داریم. هر دو شرایط پایداری

مبتنی بر مدل و داده با استفاده از رویکرد تابع حلقه‌ای توسعه داده شدند. در همین حال روش‌های مبتنی بر داده برای طراحی مشترک بهره کنترل‌کننده و ماتریس تحریک با ماتریس‌های سیستم ناشناخته ارائه شدند در نهایت در مثال عددی برای تأیید شایستگی‌ها و اثربخشی روش‌های مبتنی بر داده ما ارائه شد.

تقدیر و تشکر

این کار تا حدی توسط برنامه ملی تحقیق و توسعه کلیدی چین تحت عنوان کمک هزینه ۲۰۲۱YFB۱۷۱۴۸۰۰ بنیاد ملی علوم طبیعی چین تحت عنوان کمک هزینه‌های ۶۲۱۷۳۰۳۴ - ۶۱۹۲۵۳۰۳ - ۶۲۰۸۸۱۰۱ و تا حدی توسط بنیاد علوم طبیعی چونگ‌کینگ تحت عنوان کمک هزینه ۲۰۲۱ZX۴۱۰۰۰۲۷ پروژه کمیسیون علوم و مقاله‌ی شهرداری شانگهای تحت عنوان کمک هزینه ۱۹۵۱۱۳۲۱۰۱ و Deutsche Forschungsge بنیاد تحقیقات آسمان، تحت عنوان استراتژی تعالی آسمان - ۲۰۷۵-۳۹۰۷۴۰۰۱۶ EXC و تحت عنوان کمک هزینه ۴۶۸۰۹۴۸۹۰ پشتیبانی شده است.

از حمایت مرکز علوم شبیه سازی اشتوتگارت (Sim Tech) قدردانی می‌کنیم.

بیانیه تضاد منافع

نویسندگان هیچ‌گونه تضاد منافی را اعلام نمی‌کنند.