



ارائه روشی مقاوم مبتنی بر مدل پیش‌بین به منظور کنترل از راه دور دستگاه‌های صنعتی

بهروز رحمانی

استادیار مهندسی مکانیک، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه یاسوج، یاسوج
b_rahmani@yu.ac.ir، ۷۵۹۱۴-۳۵۳

چکیده- در این مقاله، روش نگاشت ورودی کنترلی شبکه‌ای مقاوم برای کنترل دستگاه‌های صنعتی و ماشین‌های موجود در کارخانه‌ها با بهره‌گیری از شبکه‌های بی‌سیم با پهنای باند کوچک پیشنهاد شده است. برای رسیدن به این هدف، ابتدا روشی برای جبران سازی تأخیر ثابت پیشنهاد می‌شود که بر پایه حداقل نمودن اختلاف ورودی‌های کنترلی دستگاه تحت کنترل مختل شده در دو حالت زمان‌پیوسته و تأخیری استوار است. به این ترتیب که برای سیستم زمان‌پیوسته مورد نظر، کنترل‌کننده زمان‌پیوسته کلاسیکی طراحی شده که توانایی مقاومت در برابر عدم قطعیت‌های موجود در مدل‌سازی را دارد. سپس با در نظر گرفتن تأخیر در نمودار جعبه‌ای سیستم حلقه بسته و همچنین لحاظ نمودن اثر عدم قطعیت مدل‌سازی در سیستم گسسته تحت شبکه، از ره‌یافت تکرار دی-کی برای طراحی کنترل‌کننده مقاوم گسسته بهره برده می‌شود. همچنین، با پیشنهاد الگوریتمی به گسترش این کنترل‌کننده به سیستم‌های کنترل شبکه‌ای بی‌سیم پرداخته می‌شود. شبیه‌سازی‌های انجام شده بر مدل دو دستگاه صنعتی بر کارایی مناسب روش پیشنهادی در سیستم‌های شبکه‌ای مختل دلالت دارد.

کلیدواژگان: روش نگاشت ورودی کنترلی شبکه‌ای، شبکه بی‌سیم، کنترل از راه دور مقاوم، تأخیر، عدم قطعیت.

A model predictive-based robust method for remote control of industrial plants

B. Rahmani

Assist. Prof., Mech. Eng. Dept., Yasouj Univ., Yasouj, Iran
P.O.B. 75914-353, Yasouj, Iran. b_rahmani@yu.ac.ir

Abstract- In this paper, a robust networked plant-input mapping methodology is proposed to control of industrial plants and machineries through wireless communication networks. In this way, compensation of the destabilizing effects of a constant delay is firstly concerned by minimizing the error between the plant-inputs of the continuous time and delayed sampled-data systems. For this purpose, firstly a robust classic controller is designed for original continuous-time system according to a predefined uncertainty bound. A robust digital controller for the uncertain system is then designed using D-K iteration method by considering the delay in the closed loop. Finally this algorithm is modified to overcome the wireless network effects. Simulation studies on two benchmark industrial problems demonstrate the effectiveness of the proposed method for uncertain plants.

Keywords: Networked Plant Input Mapping, Wireless Networks, Remotely Robust Control, Delay, Uncertainty.

۱- مقدمه

کنترلی با پیکربندی قدیمی که در آن‌ها سنسورها، کنترل کننده و عملگر به کمک سیم‌های معمولی به هم متصل

با توجه به گسترش روزافزون سیستم‌های فیزیکی، سیستم‌های

سیمولینک^۴ و آپنت^۵ برای شبیه‌سازی سیستم‌های تحت شبکه بی‌سیم بهره بردند [۱۲]. طاهر و همکارش به بررسی اثر بخش‌های مختلف تأخیر در سیستم‌های کنترل شبکه‌ای بی‌سیم پرداختند [۱۳]. جی و همکارش شاخصی برای بررسی سیستم‌های شبکه‌ای بی‌سیم معرفی کرده و با بهره‌گیری از فیلتر کالمن و کنترل‌کننده‌ی بازخورد خروجی سعی در بهبود آن داشتند [۱۴].

کاوکا و همکاران به تحلیل پایداری و کارایی سیستم‌های شبکه‌ای بی‌سیم پرداختند. در این راستا، آنها شبکه را به‌صورت یک زنجیره‌ی مارکف دو حالتی مدل نمودند و روشی برای تنظیم دوره‌ی تناوب نمونه‌برداری و ارسال داده از طریق شبکه پیشنهاد نمودند [۱۵]. گلنداراج و همکاران [۱۶] به‌هنگام‌سازی استاتیکی تناوب نمونه‌برداری را برای شبکه‌های بی‌سیم پیشنهاد نمودند. برای این کار، شماری تناوب نمونه‌برداری برای بارهای مختلف شبکه برگزیده شده و در هر مرحله از اجرای سیستم، کنترل‌کننده براساس میزان تأخیر کلی اندازه‌گیری شده مرحله پیشین، یک تناوب نمونه‌برداری برگزیده و آن را به همراه دستور کنترلی، به سمت عمل‌گر می‌فرستد. سنسورهای به‌کار رفته، تطبیقی بوده و بر اساس این دوره تناوب برگزیده شده، فرآیند نمونه‌برداری انجام می‌شود. سپس با در نظر گرفتن تأخیرهای شبکه به‌صورت زنجیره‌ی مارکف، شرط‌های لازم برای پایداری مربعی میانگین سیستم شبکه‌ای بررسی شد.

روش‌هایی که تا این جا بررسی شد، بیشتر برای شبکه‌هایی با ترافیک کم کارایی دارد؛ درحالی‌که استفاده از شبکه‌های بی‌سیم غیر اختصاصی در انتقال داده‌ها، تأخیرها و پیش‌آمد بالاتر هدر رفت بسته‌های بیشتر را به‌همراه دارد. از طرف دیگر، بیشتر روش‌های کنونی پیشنهاد شده بر پایه فرض‌هایی پایه‌ریزی شده‌اند که در واقعیت قابل اتکا نیستند؛ به عنوان مثال فرض زنجیره‌ی مارکف بودن تأخیر شبکه و یا وجود شبکه فقط میان دستگاه و کنترل‌کننده. بنابراین، کارایی این سیستم‌های کنترلی باید به‌گونه‌ای بهبود یابد تا در شرایط واقعی قابل پیاده‌سازی و به‌کارگیری باشد. در این راستا، رحمانی و مرکزی [۲] با استفاده از ایده‌های کنترل پیش‌بین و ارسال بسته‌ای اطلاعات از طریق شبکه، روش نگاشت ورودی کنترلی منطبق بر کنترل پیش‌بین^۶ را پیشنهاد نمودند که بر

می‌شدند، پاسخگوی نیازهای تکنولوژی امروزی مانند هزینه‌های به‌کارگیری کمتر، تعمیر و نگهداری ساده‌تر و ارزان‌تر، تغییر راحت بخش‌ها و یا افزودن اجزاء نو و همچنین اشغال کمترین فضای فیزیکی نیستند [۱]. برای رفع این نواقص، اخیراً استفاده از سیستم‌های بی‌سیم شبکه‌ای^۱ که در این سال‌ها جهش‌های بزرگ تکنولوژیکی داشته‌اند، رایج شده است. در این راستا، ارتباط سنسورها، کنترل‌کننده‌ها و عملگرهای سیستم‌های دینامیکی گسترده یا توزیع شده‌ی دارای زیر مجموعه‌های فراوان و احتمالاً دور از هم، مانند نیروگاه‌ها و پالایشگاه‌ها، به کمک شبکه‌های ارتباطی بی‌سیم انجام می‌شود [۳، ۲]. بنابراین، انعطاف‌پذیری نرم‌افزاری و سخت‌افزاری بیشتر، سادگی راه‌اندازی، نگهداری و تعمیرات، امکان جابه‌جایی بیشتر، کاهش قیمت وسایل به‌کار رفته، توانمندی بیشتر برای پایشگری مرکزی و همچنین حذف سیم‌کشی‌های رایج در سیستم‌های کنترلی قدیمی را سبب می‌شود [۴].

بر این اساس، این سیستم‌ها در کاربردهای اتوماسیون صنعتی نوین، مورد توجه بسیار قرار گرفته است [۵]. برای نمونه کنترل خودکار و از راه دور فرآیندهای ساختی و صنعتی مانند ماشین‌های کنترل عددی کامپیوتری [۳]، کنترل پنجه‌های ربات [۶]، تهویه مطبوع و کنترل روشنایی ساختمان‌ها [۷]، کنترل وسایل پرنده بدون سرنشین [۸]، کنترل و پایشگری در مکان‌های خطرناک [۹]، برای نمونه در کار با مواد رادیواکتیو و تعمیر و نگهداری نیروگاه‌های هسته‌ای و کار در مکان‌های خارج از دسترس، مانند زیر دریا [۱۰]، جراحی از راه دور، ربات‌های پیشرو-پیرو کاربرد دارد.

اما به‌کارگیری شبکه‌های ارتباطی بی‌سیم در سیستم‌های کنترل، چالش‌هایی مانند تأخیر متغیر با زمان، هدررفت داده‌ها^۲ و دریافت نامنظم بسته‌های داده^۳ را در پی دارد که باعث پیچیدگی تحلیل و طراحی آن‌ها و همچنین ناتوانی استفاده از تئوری‌های معمول و متداول کنترل در چنین سیستم‌هایی می‌شود.

در پژوهش‌های پیشین، هُو و همکاران روشی بر پایه زنجیره گسسته و سویچی مارکف برای پایداری‌سازی چنین سیستم‌هایی پیشنهاد نمودند که از توانایی تنظیم هوشمند شبکه نیز برخوردار بود [۱۱]. حسن و همکاران از نرم‌افزارهای

4. Simulink

5. OPNET

6. Plant-Input Mapping Based Predictive Control: PIMPC

1. Wireless Networked Control Systems (WNCS)

2. Packet Loss (Packet Dropout)

3. Packet Disorder

پهنای باند شبکه مورد نیاز سیستم کنترلی و بنابراین کاهش ترافیک شبکه را سبب می‌شود. روش پیشنهادی شماری نوآوری نسبت به پژوهش‌های همانند (از جمله [۲]) دارد: الف) پایداری در دوره‌های تناوب نمونه‌برداری نسبتاً بالا نیز حفظ می‌شود. پس با گزینش دوره‌ی تناوب نمونه‌برداری بزرگ می‌توان پهنای باند شبکه مورد نیاز سیستم کنترلی را کاهش داد؛ ب) از آنجا که پایداری سیستم در تأخیرهای بزرگ حفظ می‌شود، امکان استفاده از شبکه‌های اینترنت فراهم می‌شود؛ پ) با مشکلات دیگر شبکه مانند هدررفت بسته‌ها و نیز دریافت نامرتب آن‌ها، مانند تأخیر القایی برخورد می‌کند؛ ت) برخلاف دیگر روش‌های پیش‌بین مانند PIMPC، برای بررسی پایداری حلقه‌بسته، نیاز به استفاده از نامعادلات ماتریسی با ابعاد متغیر بزرگ به‌زای تأخیرهای مختلف نیست و پایداری در چهارچوب طراحی کنترل‌کننده‌ی مقاوم و حداقل نمودن اختلاف ورودی‌های کنترلی سیستم‌های زمان‌پیوسته و گسسته ارضا می‌شود؛ ث) کنترل‌کننده NPIM، در هر گام، از مقدار واقعی ورودی که در گام‌های پیشین به دستگاه تحت کنترل اعمال شده است آگاه است؛ بنابراین با استفاده از این اطلاعات می‌تواند رفتار بهتری در مقابل اغتشاش ورودی، عدم قطعیت مدل‌سازی و یا نویز خروجی داشته باشد. همچنین طراحی کنترل‌کننده مقاوم، به افزایش توانایی روش در حذف عدم قطعیت‌های موجود در مدل‌سازی منجر خواهد شد. شبیه‌سازی‌های انجام شده بر دو دستگاه صنعتی بر کارایی مناسب روش پیشنهادی دلالت دارد.

نمادهای به‌کار رفته

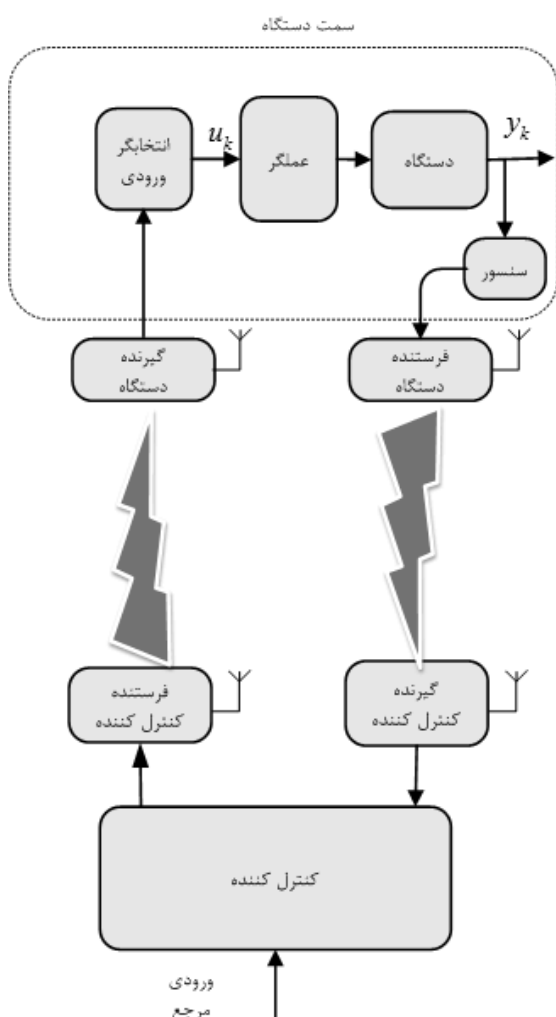
در ادامه این مقاله، $\mathbb{R}^n$ و $\mathbb{R}^{m \times n}$ به‌ترتیب بیان‌گر فضای اقلیدسی n -بعدی و مجموعه‌ی تمامی ماتریس‌های حقیقی $m \times n$ است. همچنین، نماد $P > 0$ ($P \geq 0$) نشان‌دهنده (نیمه) مثبت معین و متقارن بودن ماتریس P است. همچنین دوره‌ی تناوب نمونه‌برداری T_s را می‌توان از هر متغیر زمانی t فاکتور گرفت و آن را به‌صورت $t = kT_s \equiv k$ نمایش داد. برای نمونه، $T_{sc} = \tau_{sc}T_s$ و $T_{ca} = \tau_{ca}T_s$ به‌ترتیب بیان‌گر تأخیرهای شبکه در مسیر بازخورد و پیش‌خور است. برای ساده‌سازی نوشتار، این تأخیرها با عددهای صحیح و مثبت τ_{sc} و τ_{ca} نشان داده می‌شود.

به‌کارگیری راه‌کار گسسته‌سازی کنترل‌کننده پیوسته با روش نگاشت ورودی کنترلی^۱ استوار است. هرچند که این روش پایداری حلقه‌بسته سیستم‌های کنترل دیجیتال را حتی با نرخ‌های نمونه‌برداری پایین تضمین می‌کند و در نتیجه کاهش پهنای باند شبکه مورد نیاز سیستم کنترلی و بنابراین، کاهش ترافیک شبکه می‌شود، اما هنوز در پیاده‌سازی عملی با چالش‌هایی روبروست. به‌عنوان نمونه ناآگاهی کنترل‌کننده پیش‌بین، در هر گام، از مقدار واقعی ورودی که به دستگاه تحت کنترل اعمال می‌شود، تخمین نادرست بردارهای حالت و بنابراین، کاهش کارایی سیستم حلقه‌بسته و همچنین مقاوم نبودن آن در برابر کوچک‌ترین عدم قطعیت‌های مدل‌سازی را سبب می‌شود. از طرف دیگر، برای بررسی پایداری حلقه‌بسته سیستم شبکه‌ای کنترل شده با روش PIMPC، باید نامعادله‌های خطی ماتریسی با اندازه‌ای متناسب با میزان تأخیر را حل نمود که در هنگام بزرگ بودن نسبت تأخیر به دوره تناوب نمونه‌برداری ناشدنی است.

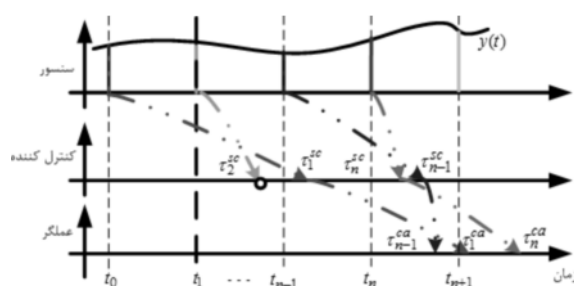
بر این اساس و برای رفع چالش‌های موجود در پیاده‌سازی روش PIMPC، در این مقاله، رهیافت مقاومی به نام نگاشت ورودی کنترلی شبکه‌ای برای کنترل از راه دور دستگاه‌های صنعتی موجود در کارخانجات از طریق شبکه‌های بی‌سیم با ترافیک بالا و پهنای باند کوچک پیشنهاد شده است. برای رسیدن به این هدف، ابتدا روشی برای جبران‌سازی تأخیر ثابت پیشنهاد می‌شود که بر پایه حداقل نمودن اختلاف ورودی‌های کنترلی دستگاه تحت کنترل مختل شده در دو حالت زمان-پیوسته و تأخیری استوار است. به‌این ترتیب که برای سیستم زمان‌پیوسته‌ی موردنظر، کنترل‌کننده زمان‌پیوسته کلاسیکی طراحی شده که توانایی مقاومت در برابر عدم قطعیت‌های موجود در مدل‌سازی را دارد. سپس با در نظر گرفتن تأخیر در نمودار جعبه‌ای سیستم حلقه بسته و همچنین لحاظ نمودن اثر عدم قطعیت مدل‌سازی در سیستم گسسته تحت شبکه، از رهیافت تکرار دی-کی برای طراحی کنترل‌کننده مقاوم گسسته بهره برده می‌شود. همچنین، با پیشنهاد الگوریتمی به‌گسترش این کنترل‌کننده به سیستم‌های کنترل شبکه‌ای بی‌سیم پرداخته می‌شود. از آن‌جا که روش پیشنهادی پایداری حلقه‌بسته سیستم‌های کنترل شبکه‌ای را حتی با نرخ‌های نمونه‌برداری پایین تضمین می‌کند، بهره‌گیری از آن کاهش

1. Plant-Input Mapping: PIM

بسته‌ها به گونه‌ای نامنظم و خارج از مرتبه دریافت می‌شود.



شکل ۱ ساختار ره‌یافت پیشنهادی نگاشت ورودی کنترلی شبکه‌ای



شکل ۲ چگونگی ارسال و دریافت اطلاعات در یک سیستم کنترلی
از طریق شبکه بیسیم

در ادامه هدف، طراحی کنترل‌کننده‌ای است که سیستم کنترل شبکه‌ای به‌رسم یا دینامیک بالا را برای هرگونه تأخیر

$$\begin{aligned} P_c(s) &= \frac{Y(s)}{U(s)} \\ &= \frac{b_ms^m + b_{m-1}s^{m-1} + \dots + b_1s + b_0}{a_ns^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1s + a_0} \end{aligned} \quad (1)$$
$$P_d(z) = \frac{y(k)}{u(k)} = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{b_{m_d} z^{m_d} + b_{m_d-1} z^{m_d-1} + \dots + b_0}{a_n z^{n_d} + a_{n-1} z^{n_d-1} + \dots + a_0} \quad (2)$$

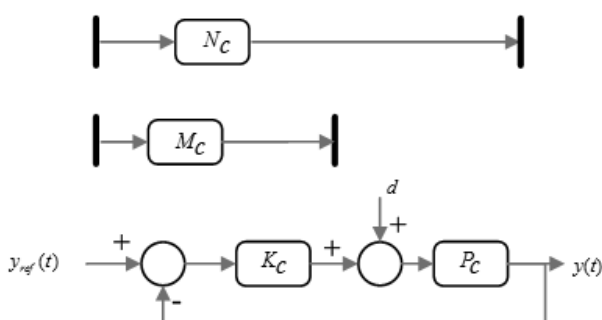
در این مقاله، $\{t_k, k = \{0, 1, 2, \dots, \infty\} | t_{k+1} > t_k, t_0 = 0\}$ نشان‌دهنده k^{th} تناوب نمونه‌برداری است. شکل ۲ نمایش دهنده ارسال اطلاعات در یک سیستم کنترلی حلقه بسته شبکه‌ای است، درحالی که سنسورهای زمان تحریک با دوره تناوب T_s و همچنین کنترل‌کننده‌هایی وقوعی دارد. در این‌جا، τ_k^{ca} و τ_k^{sc} به ترتیب بیان‌گر تأخیرهای k^{th} بسته سنسوری (مسیر سنسور-کنترل‌کننده یا بازخورد) و بسته کنترلی متناظر با آن (مسیر کنترل‌کننده-عمل‌گر یا مسیر پیش‌خور) است. همان‌گونه که دیده می‌شود بر اساس سرشت متغیر با زمان تأخیر،

1. Single Input Single Output (SISO)
2. Zero Order Hold Equivalent (ZOH)

بنابراین در مسائلی مانند سیستم‌های شبکه‌ای که داشتن دوره تناوب نمونه‌برداری کوچک امکان‌پذیر نیست، استفاده از این روش‌ها مناسب نخواهد بود. روش حل این مساله، بهره‌گیری از شیوه طراحی دوباره کلی است که در آن مشخصه‌های حلقه‌بسته سیستم کنترلی زمان پیوسته در نظر گرفته می‌شود. یکی از روش‌های این دسته، رهیافت PIM است که پایداری حلقه‌بسته را در دوره‌های تناوب بزرگ و مناسب تضمین می‌کند. این روش، بین سال‌های ۱۹۹۲-۱۹۹۵ توسط دوایی مرکزی و هوری پیشنهاد شده است.

رهیافت PIM که ویژه سیستم‌های خطی، نامتغیر با زمان و سره است، تنها روش بازطراحی کلی شناخته شده‌ای است که کارایی خوبی در سیستم‌های تحت کنترل چند ورودی-چند خروجی، ناکمینه فاز و ناپایدار دارد [۱۸، ۱۷]. اساس این رهیافت، بر برابر نمودن تابع تبدیل ورودی دستگاه تحت کنترل^۵ در سیستم حلقه‌بسته پیوسته اصلی شکل ۳ و معادل گسسته آن، یعنی شکل ۴ استوار است. PITF در یک پیکربندی حلقه‌بسته، به صورت تابع تبدیل از ورودی مرجع به ورودی دستگاه تحت کنترل تعریف می‌شود. همچنین در این روش، تابع تبدیل سیستم حلقه بسته^۶ پیوسته نیز مورد استفاده قرار می‌گیرد که در شکل ۳ نمایش داده شده است.

همان‌گونه که در شکل ۳ مشاهده می‌شود، دستگاه تحت کنترل تک-ورودی تک خروجی است که تابع تبدیل آن اکیداً سره بوده که با $P_c(s)$ نمایش داده شده است. همچنین کنترل‌کننده پیوسته‌ای با تابع تبدیل $K_c(s)$ که سره و کسری است، فرض شده است.



شکل ۳ پیکربندی سیستم کنترل زمان پیوسته با یک کنترل کننده و نمایش تابع تبدیل PITF و CLTF بر روی آن [۲]

تصادفی، با کران بالای دانسته $0 \leq \tau(t) \leq \tau_{\max}$ پدیدار مجانبی سازد.

فرض‌های به کار رفته در این روش عبارتند از: الف) سنسور و عمل‌گر هم‌زمان و زمان تحریک، ولی کنترل‌کننده وقوعی^۱ در نظر گرفته می‌شود؛ ب) مدل ریاضی غیرقطعی دستگاه تحت کنترل در دسترس است و ورودی مرجع آن از پیش دانسته فرض می‌شود؛ پ) دوره تناوب نمونه‌برداری برگزیده شده باید مناسب باشد؛ یعنی، هنگامی که T_s و α به ترتیب دوره تناوب و مقدار ویژه ناپایدار دستگاه تحت کنترل است، هیچ‌کدام از نقطه‌های $\alpha + j2\pi k / T_s, k \in Z \neq 0$ نباید مقدار ویژه دستگاه تحت کنترل باشد؛ ت) کران بالای تأخیر شبکه سنسور-کنترل‌کننده $\tau_1 = \tau_{sc_{\max}}$ ، کران بالای تأخیر شبکه‌ی کنترل-کننده-عمل‌گر $\tau_2 = \tau_{ca_{\max}}$ و همچنین کران بالای شمار بسته‌های از دست رفته‌ی پیایی، N ، دانسته فرض می‌شود.

۳- مقدمات لازم برای بیان روش پیشنهادی

در این بخش به معرفی مقدماتی که برای بیان روش پیشنهادی مورد نیاز است، پرداخته خواهد شد.

۳-۱- مروری بر رهیافت نگاشت ورودی کنترلی

یکی از روش‌های طراحی کنترل‌کننده‌های گسسته یا دیجیتال، روش‌های بازطراحی گسسته^۲ یا طراحی غیرمستقیم است که در آن، ابتدا کنترل‌کننده پیوسته مناسب طراحی شده و سپس به منظور دست‌یابی به کنترل‌کننده دیجیتال معادل گسسته می‌شود. از مزایای این روش این است که می‌توان از روش‌های طراحی کنترل‌کننده پیوسته در آن بهره برد. روش‌های مختلفی برای گسسته‌سازی سیستم‌های خطی نامتغیر با زمان وجود دارد. در روش‌های کلاسیک محلی، کنترل‌کننده پیوسته بدون در نظر گرفتن دینامیک سیستم و دینامیک حلقه‌بسته گسسته می‌شود؛ به این صورت که گسسته‌سازی به صورت محلی و با استفاده از روش‌های معمول مانند تاستین^۴ یا نگهدارنده مرتبه صفر انجام می‌شود. مشکل اصلی این روش‌ها در کاهش پایداری و کارایی سیستم کنترلی در نرخ‌های نمونه‌برداری پایین است؛

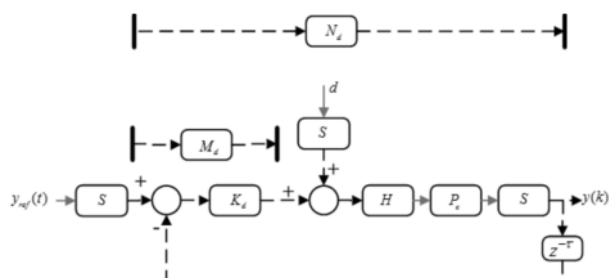
1. Event Driven
2. Non-pathological
3. Digital Redesign
4. Tustin

5. Plant-Input Transfer Functions: PITF
6. Closed-Loop Transfer Function: CLTF

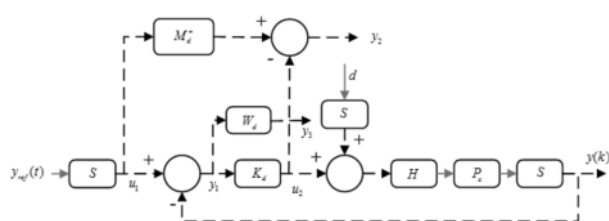
این مسأله در چهارچوب استاندارد H_∞ شکل ۶ انجام شد؛ به این ترتیب که با بیان مسأله کمینه‌سازی در قالب نمودار جعبه‌ای با تابع تبدیل (۴)، به طراحی کنترل‌کننده پرداخته شد.

$$G_d(z) = \begin{bmatrix} W_d & -W_d P_d & -W_d P_d \\ M_d^* & 0 & -1 \\ 1 & -P_d & -P_d \end{bmatrix} \quad (4)$$

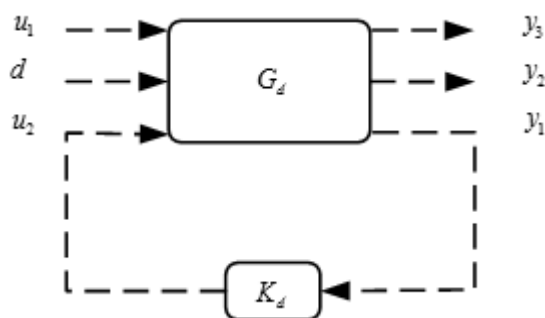
بر این اساس، هدف به پیدا کردن کنترل‌کننده $K_d(z)$ که کمینه‌ساز نرُم H_∞ سیستم گسسته $G_d(z)$ است، تبدیل شد. این کار با بررسی همهٔ کنترل‌کننده‌های پایدارساز $K_d^*(z)$ و پیدا کردن آن که نرُم بیان شده را کمینه سازد، انجام گرفت [۱۹].



شکل ۴ سیستم حلقه‌بسته گسسته معادل [۲]



شکل ۵ نمودار جعبه‌ای روش PIM [۲]



شکل ۶ بیان روش PIM در چهارچوب استاندارد H_∞ [۲]

در روش PIM، هدف استفاده از کنترل‌کننده پیوسته $K_c(s)$ برای طراحی کنترل‌کننده گسسته با تابع تبدیل $K_d(z)$ است، به‌گونه‌ای که کارایی و هم‌چنین پایداری سیستم کنترلی حلقه‌بسته گسسته شکل ۴ تضمین شود. سیستم دیجیتال مورد بررسی شامل نمونه‌بردارهای هم‌زمان S با دورهٔ تناوب T_s و نگهدارندهٔ H که با نمونه‌بردارها هم‌زمان است، می‌باشد. در فرایند طراحی، اغتشاش خارجی d هم در نظر گرفته می‌شود.

در اینجا، $(N_d)N_c$ بیان‌گر CLTF زمان پیوسته (زمان گسسته) و $(M_d)M_c$ بیان‌گر PITF زمان پیوسته (زمان گسسته) است. پس M_c به صورت (۳) نوشته می‌شود.

$$M_c(s) = (I + K_c(s)P_c(s))^{-1} K_c(s) \\ = K_c(s)(I + P_c(s)K_c(s))^{-1} \quad (3)$$

M_c با گسسته‌سازی به وسیلهٔ روش صفر-قطب تطبیق یافته^۱ به PITF زمان گسسته مطلوب $M_d^*(z)$ تبدیل می‌شود. سپس، به آن تعدادی صفر در $z = -1$ اضافه می‌شود تا $M_d^*(z)$ سره شود. $P_d(z)$ معادل نگهدارندهٔ مرتبهٔ صفر $P_c(s)$ و $N_d^*(z) = M_d^*(z)P_d(z)$ CLTF گسسته است. برای اطمینان از این که پاسخ ماندگار هر دو سیستم گسسته و پیوسته یکسان است، $M_d^*(z)$ چنان تنظیم می‌شود که

$$\lim_{z \rightarrow 1} N_d^*(z) = \lim_{s \rightarrow 0} N_c(s)$$

بر این اساس، مسألهٔ طراحی موردنظر در روش PIM را می‌توان آن گونه که در شکل ۵ نشان داده شده در نظر گرفت، که در آن y_{ref} ، u_1 ، u_2 و y_3 به ترتیب بیان‌گر ورودی مرجع زمان پیوسته، ورودی مرجع زمان گسسته، خروجی کنترل‌کننده، خطای تقریب در طراحی $K_d(z)$ و خطای ردگیری وزن‌دهی شده است. هدف طراحی کنترل‌کننده $K_d(z)$ است به‌گونه‌ای که اثر u_2 و d بر y_2 و y_3 کمینه شود. تابع وزن W_d که دارای اندازهٔ نسبتاً بزرگی در نزدیکی محل قطب‌های ناپایدار و یا با میرایی کوچک دستگاه تحت کنترل است، نیز برای بالا بردن توانایی کنترل‌کننده در حذف اغتشاش‌های خارجی در نظر گرفته می‌شود. این تابع تبدیل در حقیقت برای تضمین این که تابع تبدیل از d به y_1 دارای قطب ناپایدار و یا با میرایی کوچک نباشد، به کار رفته است. حل

1. Matched Pole-Zero: MPZ

دستگاه‌هایی با مدل دینامیک دقیق که در مسیر پیش‌خورد و پس‌خور آن‌ها تأخیری ثابت وجود دارد (به ترتیب τ_{ca} و τ_{sc})، پیشنهاد می‌شود (شکل).

همان گونه که در بخش ۰ گفته شد، روش PIM با برابر نمودن تابع تبدیل ورودی دستگاه تحت کنترل در سیستم حلقه‌بسته پیوسته اصلی شکل ۳ و معادل گسسته آن، یعنی شکل ۴ پیشنهاد شد. با کمک گرفتن از این ایده و بر اساس آنچه که در بخش ۰ در مورد اثر یکسان تأخیرهای τ_{ca} و τ_{sc} در پایداری حلقه‌بسته بیان شد، روش DPIM برای جبران سازی تأخیرهای ثابت در سیستم‌های با دینامیک معین پیشنهاد می‌شود. بنابراین می‌توان گفت که در این بخش هدف طراحی کنترل‌کننده K_D^D برای پایداری سیستم تأخیری شکل ۷ یا معادل آن یعنی شکل ۸ است. برای این کار، با اصلاح نمودار جعبه‌ای مورد استفاده در روش پی‌آی‌ام به صورت شکل ۹ و به کار بستن روش بیان شده در بخش ۰ می‌توان به طراحی کنترل‌کننده جبران‌ساز تأخیر پرداخت. بنابراین، حل این مسأله نیز در چهارچوب استاندارد H_∞

شکل ۶ انجام می‌شود؛ با این تفاوت که مسأله‌ی کمینه‌سازی در قالب نمودار جعبه‌ای شکل ۶ و با تابع تبدیل زیر، بیان می‌شود، درحالی‌که کنترل‌کننده موردنظر K_D^D است.

$$G_d(z) = G^D(z) = \begin{bmatrix} W_d & -W_d P_d z^{-\tau} & -W_d P_d z^{-\tau} \\ M_d^* & 0 & -1 \\ 1 & -P_d z^{-\tau} & -P_d z^{-\tau} \end{bmatrix} \quad (6)$$

اکنون، هدف پیدا کردن کنترل‌کننده K_D^D کمینه‌ساز نرم H_∞ سیستم گسسته $G^D(z)$ است. این کار با بررسی همه کنترل‌کننده‌های پایداری K_D^{D*} و پیدا کردن آن که نرم H_∞ بیان شده را کمینه سازد، انجام می‌گیرد.

$$K_D^D(z) = \arg \min_{K_D^{D*}(z) \in SC} \|G^D(z)\|_\infty \quad (7)$$

این روش که DPIM نام‌گذاری شده است، توانایی جبران‌سازی مناسب اثرات تأخیر را دارد. اما در مقابل عدم قطعیت^۲ یا اختلال مقاوم نیست. برای حل این مشکل، در بخش بعد به معرفی روشی خواهیم پرداخت که به خوبی توانایی جبران عدم قطعیت‌های مدل‌سازی یک سیستم تأخیری را دارد.

۳-۲- اثر تأخیر مسیرهای سنسور-کنترل‌کننده و

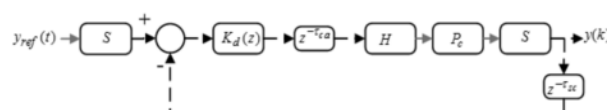
کنترل‌کننده-عملگر در پایداری حلقه‌بسته‌ی سیستم

می‌توان نشان داد در صورتی که کنترل‌کننده نامتغیر با زمان باشد، تأخیرهای τ_{ca} و τ_{sc} تأثیر یکسانی در پایداری سیستم حلقه‌بسته دارند و می‌توان آن‌ها را به صورت یک تأخیر کلی $\tau = \tau_{sc} + \tau_{ca}$ در نظر گرفت.

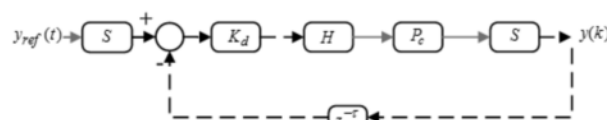
واضح است که تابع تبدیل تأخیر در فضای فرکانس $e^{-\tau s}$ و در حوزه گسسته $z^{-\tau}$ خواهد بود. بر این اساس، اگر در این قسمت و برای حفظ سادگی بیان مطلب، از اثرات دیگر شبکه صرف‌نظر نموده و فقط اثر تأخیر را لحاظ شود، نمودار جعبه‌ای شکل ۱ را می‌توان به صورت شکل ۷ نمایش داد. بر این اساس تابع تبدیل حلقه‌بسته این سیستم را می‌توان به صورت (۵) نوشت.

$$H(z) = \frac{y(k)}{y_d(k)} = \frac{K_d(z)P_d(z)z^{-\tau_{ca}}}{1 + K_d(z)P_d(z)z^{-\tau_{ca}}z^{-\tau_{sc}}} = \frac{K_d(z)P_d(z)z^{-\tau_{ca}}}{1 + K_d(z)P_d(z)z^{-(\tau_{ca} + \tau_{sc})}} \quad (5)$$

از آنجا که مخرج تابع تبدیل حلقه‌بسته در پایداری سیستم نقش اصلی را ایفا می‌کند، از معادله ۰ آشکار است که تأخیرهای τ_{ca} و τ_{sc} تأثیر یکسانی در پایداری دارند و می‌توان آن‌ها را به صورت یک تأخیر کلی $\tau = \tau_{sc} + \tau_{ca}$ در نظر گرفت. پس نمودار جعبه‌ای شکل به صورت شکل ۸ نیز قابل بیان است.



شکل ۷ نمودار جعبه‌ای پیکربندی شبکه‌ای پیشنهادی

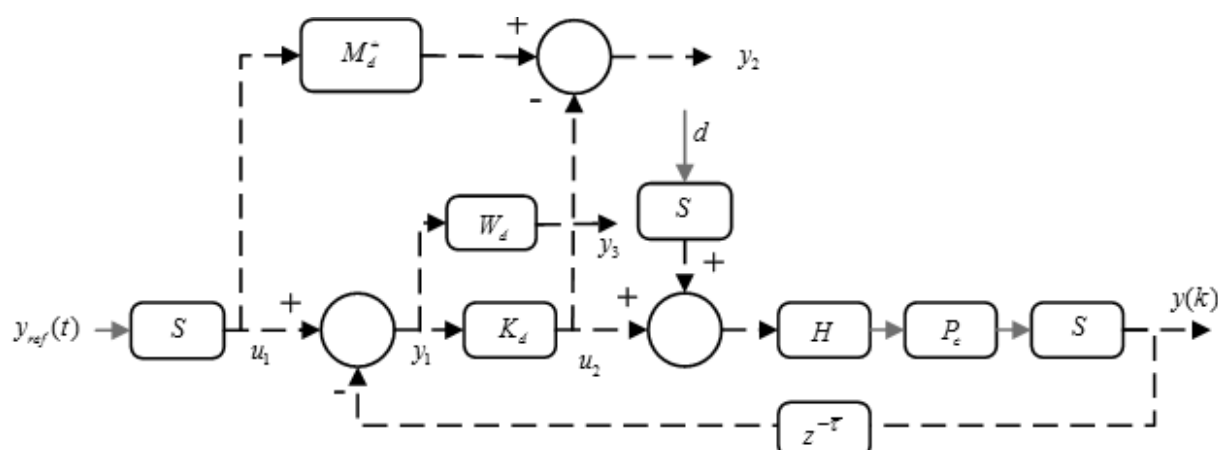


شکل ۸ نمودار جعبه‌ای معادل سیستم شبکه‌ای تحت کنترل

۳-۳- استفاده از نگاشت ورودی کنترلی برای جبران

تأخیر ثابت

روش نگاشت ورودی کنترلی تأخیری^۱ برای کنترل



شکل ۹ نمودار جعبه‌ای روش DPIM

اکنون، هدف بر طراحی کنترل کننده K_c که برای همه اختلالات Δ_{unc} سیستم حلقه بسته را پایدار سازد، متمرکز می‌شود. برای دستیابی به چنین مهمی، به کمک روش تکرار دی-کی^۲ که یک روش مقاوم است، به طراحی کنترل کننده پیوسته مقاوم K_c پرداخته می‌شود. این روش در حقیقت ترکیبی از دو روش طراحی H_∞ و آنالیز μ بوده و معمولاً پاسخ‌های مناسبی به همراه دارد [۲۱، ۲۰]. نمایش نمودار جعبه‌ای سیستم پیوسته شکل ۱۰ را می‌توان به صورت شکل ۱۱ نمایش داد که در آن سیستمی که با $G_c(s)$ مشخص شده تابع مدار باز است و تمامی عناصر مورد بحث مانند دستگاه نامی و توابع وزنی عدم قطعیت را در بردارد. جعبه Δ_G بخش مختل شده مجموعه است که همه عدم قطعیت فرض شده در مسأله را پارامتر بندی می‌کند و K_c معرف کنترل کننده زمان پیوسته است. سه دسته ورودی به P وارد می‌شوند: ورودی های اختلال (w) ، اغتشاشات (d) و سیگنال کنترلی (u) . سه دسته خروجی نیز به وجود آمده‌اند: خروجی های اختلال (z) ، سیگنال خطا (e) و سیگنال خطای وزن دهی شده (e_w) .

حال اگر عبارت $F_L(G_c, K_c)$ نشان دهنده G_c باشد که حلقه پایینی آن با K_c بسته و $F_U(G_c, \Delta_{G_c})$ بیان گر G_c است که حلقه بالایی آن با Δ_{G_c} بسته شده است، هدف این است که یک کنترل کننده K_c پایدار کننده طراحی شود، به طوری که برای همه اختلالات مثل Δ_{G_c} سیستم حلقه بسته پایدار بوده و رابطه (۸) ارضا شود.

۴- جبران سازی مقاوم تأخیر ثابت و متغیر ناشی

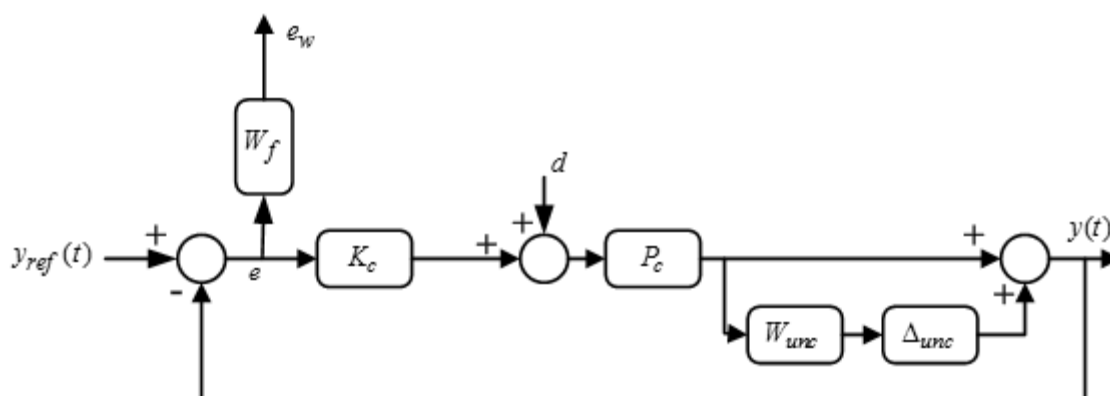
از شبکه بی سیم

در این بخش ابتدا روشی نو تحت عنوان نگاشت ورودی کنترلی تأخیری مقاوم^۱ برای جبران سازی مقاوم تأخیر ثابت پیشنهاد شده و سپس با بهره گیری از ایده ارسال بسته های داده ها از طریق شبکه بی سیم، به بسط این روش به سیستم های کنترلی تحت شبکه پرداخته خواهد شد.

۴-۱- روش پیشنهادی نگاشت ورودی کنترلی تأخیری

مقاوم برای جبران سازی تأخیرهای ثابت

برای انجام این مهم، ابتدا به طراحی کنترل کننده زمان-پیوسته ای پرداخته می‌شود که سیستم اصلی را در گستره عدم قطعیت تعریف شده پایدار سازد (شکل ۱). فرض می‌شود که P_c تابع تبدیل نامی دستگاه پیوسته باشد و همچنین اختلال به صورت ضربی باشد که منجر به تابع تبدیل دستگاه مختل شده به صورت $\tilde{P}_c = (1 + \Delta_{unc} W_{unc}) P_c$ شود. در اینجا W_{unc} تابع تبدیل پایدار ثابت تحت عنوان وزن است و Δ_{unc} تابع تبدیل متغیر پایدار با شرط $\|\Delta_{unc}\|_\infty < 1$ است. با این وجود فرض می‌شود هیچ یک از قطب های ناپایدار P_c در جریان شکل گیری $\tilde{P}_c$ از بین نرفته‌اند. پس P_c و $\tilde{P}_c$ همان قطب های ناپایدار را دارند؛ به چنین اختلال Δ_{unc} ، مجاز گویند. در این شکل، تابع وزن W_f که نیز برای بالا بردن توانایی کنترل کننده در حذف اغتشاش های خارجی در نظر گرفته می‌شود.



شکل ۱۰ نمودار جعبه‌ای به کار رفته برای طراحی کنترل‌کننده مقاوم زمان‌پیوسته

باشد. برای دستیابی به این هدف، با در نظر گرفتن مدل دستگاه مختل شده به صورت $\tilde{P}_c$ به‌ازای تابع تبدیل W_{unc} و هر تابع تبدیل Δ_{unc_i} متغیر پایدار با این شرط که $\|\Delta_{unc_i}\|_\infty < 1$ باشد، از آن‌چه که در بخش پیشین اشاره شد برای محاسبه‌ی $\tilde{P}_d(z)$ و $\tilde{M}_d^*(z)$ استفاده می‌شود. اکنون با توجه به اینکه اختلال به‌صورت ضربی در نظر گرفته شده است، تابع تبدیل (۹) و (۱۰) برای اختلال i^{th} تعریف شده که بیان‌گر اختلاف تابع تبدیل‌های نامی P_d و $(M_d^*(z))$ و مختل شده $\tilde{P}_d(z)$ و $(\tilde{M}_d^*(z))$ است:

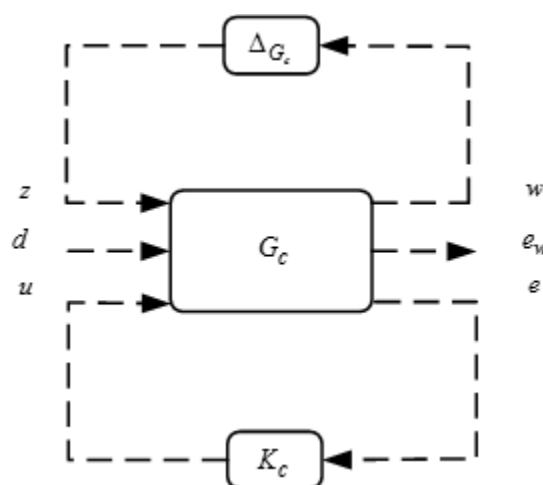
$$T_{P_i}(z) = \frac{\tilde{P}_d(z) - P_d(z)}{P_d(z)} \quad (9)$$

$$T_{M_i}(z) = \frac{\tilde{M}_d^*(z) - M^*(z)}{M^*(z)} \quad (10)$$

سپس، پاسخ‌های فرکانسی توابع تبدیل اختلاف $T_{P_i}(z)$ و $T_{M_i}(z)$ به‌ازای i های مختلف در دو شکل مجزا رسم می‌شود. در ادامه و برای هر کدام از شکل‌ها، نقاطی را در بالای پاسخ فرکانسی‌های به دست آمده مشخص نموده و نموداری از آن نقاط عبور داده و تابع تبدیل متناظر با این نمودار محاسبه می‌شود. حال این دو تابع تبدیل، به‌عنوان وزن‌های اختلال W_{P_d} و W_{M_d} در نظر گرفته می‌شود. بنابراین توابع تبدیل مختل شده $\tilde{P}_d(z)$ و $\tilde{M}_d^*(z)$ را، به‌ترتیب، می‌توان به صورت (۱۱) و (۱۲) نوشت.

$$\tilde{P}_d(z) = P_d(z)(1 + W_{P_d} \Delta_{P_d}) \quad (11)$$

$$\tilde{M}_d^*(z) = M_d^*(z)(1 + W_{M_d} \Delta_{M_d}) \quad (12)$$



شکل ۱۱ مساله کنترل مقاوم در چهارچوب تکرار دی-کی

$$\|F_L(F_U(G_c, \Delta_c), K_c)\|_\infty < 1 \quad (8)$$

پس از طراحی کنترل‌کننده‌ی پیوسته، به جبران‌سازی تأخیر ثابت پرداخته می‌شود. برای انجام این کار، از ایده‌ی روش PIM در حداقل نمودن اختلاف میان سیستم‌های زمان‌پیوسته و تأخیری بهره‌برده می‌شود. اما واضح است که مختل در نظر گرفتن مدل دستگاه تحت کنترل، باعث نامعین بودن معادل زمان گسسته مدل دستگاه، یعنی P_d و همچنین تابع گسسته $M_d^*(z)$ می‌شود. برای حل این مشکل، ابتدا با در نظر گرفتن مدل بدون اختلال P_c و گسسته‌سازی آن، به تعیین توابع تبدیل نامی P_d و $M_d^*(z)$ پرداخته می‌شود. حال باید برای هر کدام از این توابع تبدیل یک تابع وزنی W به نحوی انتخاب کرد که بدترین حالات را تحت پوشش قرار دهد؛ یعنی تابعی که پاسخ فرکانسی آن در محدوده فرکانسی مهم در مسأله بالاتر از کلیه پاسخ‌های به دست آمده

بنابراین می‌توان نمودار جعبه‌ای مسأله را به صورت شکل ۱۲ به‌هنگام نمود و سپس برای طراحی کنترل‌کننده مقاوم $K_D^D(z)$ از روش تکراری دی-کی و مشابه با آنچه که برای سیستم زمان‌پیوسته گفته شد، استفاده کرد. فرآیند بازطراحی با روش RDPIM برای جبران تأخیر ثابت را می‌توان این‌گونه جمع‌بندی نمود:

- ۱: ابتدا با در نظر گرفتن وزن عدم قطعیت و تابع تبدیل Δ به طراحی کنترل‌کننده زمان‌پیوسته K_c پرداخته می‌شود.
- ۲: با در نظر گرفتن عدم قطعیت مدل دستگاه و پاسخ فرکانسی توابع تبدیل $T_{P_i}(z)$ و $T_{M_i}(z)$ به‌ازای i های مختلف در دو شکل مجزا رسم می‌شود. سپس برای هر کدام از شکل‌ها، نقاطی را در بالای پاسخ فرکانسی‌های به دست آمده مشخص نموده و نموداری از آن نقاط عبور داده و تابع تبدیل متناظر با این نمودار محاسبه می‌شود. از این دو تابع تبدیل، به عنوان وزن‌های اختلال W_{P_d} و W_{M_d} استفاده می‌شود.
- ۳: با بردن مسأله به صورت نمودار جعبه‌ای شکل و بهره‌گیری از روش تکراری دی-کی گفته شده، کنترل‌کننده زمان‌گسسته K_D^D طراحی می‌شود.

می‌توان آن را به صورت تأخیر در اعمال دستور کنترلی در نظر گرفت. در سمت دستگاه، این بسته توسط انتخاب‌گر ورودی بخش ۰ دریافت می‌شود و مطابق با الگوریتم حاکم بر این جزء و در یکی از زمان‌های نمونه‌برداری، توسط نگهدارنده مرتبه صفر به سیستم تحت کنترل اعمال می‌شود. در ادامه و در دوره‌های نمونه‌برداری بعدی، این روند دوباره تکرار می‌شود.

۴-۲-۱- جبران‌سازی هدررفت بسته‌های داده

یکی از چالش‌های پیش رو در سیستم‌های کنترل شبکه‌ای، پیشامد هدررفت بسته‌های داده است. در بخش ۰، کران بالای شمار بسته‌های از دست رفته پیاپی دانسته فرض شد؛ برای نمونه N برای برطرف نمودن اثر منفی این چالش در پیاده‌سازی ره‌یافت NPIM، روش زیر برای انتقال داده‌ها پیشنهاد می‌شود:

ایده اصلی این است که اثر هدررفت بسته‌ها را سبب پدید آمدن تأخیرهای بزرگ‌تر در نظر گرفته و بر اساس این نگرش دستورهای کنترلی محاسبه شود.

۱: ابتدا با در نظر گرفتن وزن عدم قطعیت و تابع تبدیل Δ به طراحی کنترل‌کننده زمان‌پیوسته K_c پرداخته می‌شود.

۲: با در نظر گرفتن عدم قطعیت مدل دستگاه و پاسخ فرکانسی توابع تبدیل $T_{P_i}(z)$ و $T_{M_i}(z)$ به‌ازای i های مختلف در دو شکل مجزا رسم می‌شود. سپس برای هر کدام از شکل‌ها، نقاطی را در بالای پاسخ فرکانسی‌های به دست آمده مشخص نموده و نموداری از آن نقاط عبور داده و تابع تبدیل متناظر با این نمودار محاسبه می‌شود. از این دو تابع تبدیل، به عنوان وزن‌های اختلال W_{P_d} و W_{M_d} استفاده می‌شود.

۳: با بردن مسأله به صورت نمودار جعبه‌ای شکل و بهره‌گیری از روش تکراری دی-کی گفته شده، کنترل‌کننده زمان‌گسسته K_D^D طراحی می‌شود.

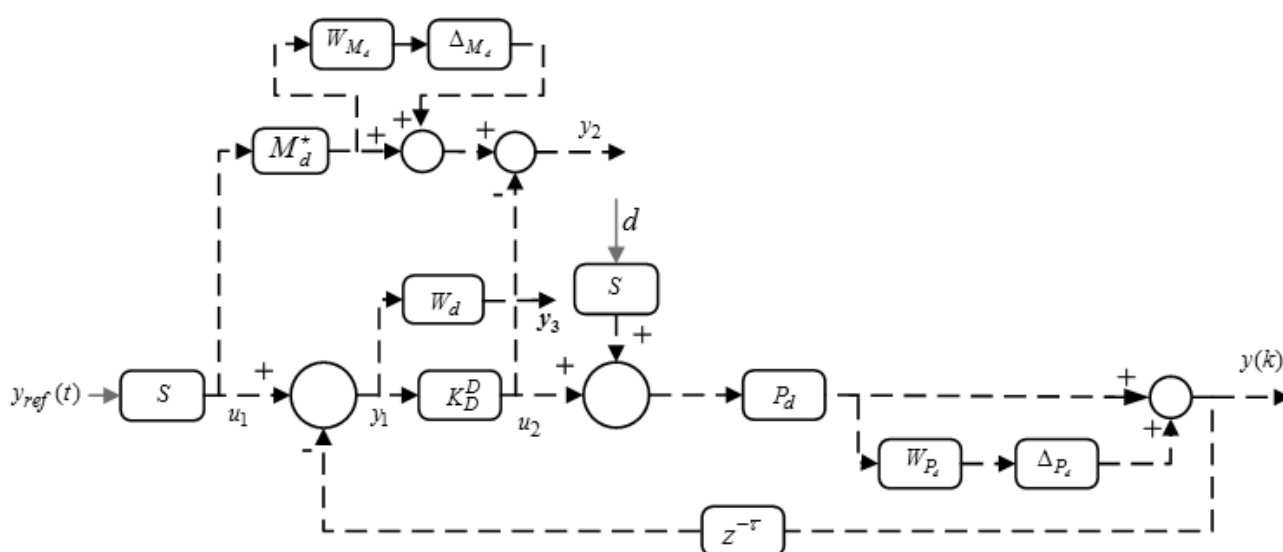
۴-۲-۲- روش پیشنهادی نگاشت ورودی کنترلی شبکه‌ای^۱

برای جبران‌سازی اثرات شبکه بی‌سیم

ایده کلی ره‌یافت NPIM در شکل ۱ نشان داده شده است. در این روش، نوترین ورودی‌های کنترلی و خروجی، در یک بسته دستگاه تحت کنترل گذاشته، زمان ارسال به آن چسبانده و سپس از طریق شبکه به سمت کنترل‌کننده فرستاده می‌شود. این بسته در برگیرنده برداری از ورودی و خروجی‌های مرحله پیشین دستگاه تحت کنترل و برچسب زمانی لحظه ارسال است. کنترل‌کننده از این داده‌ها برای محاسبه دستور کنترلی پایدارساز تأخیر τ ، که برابر با مجموع کران بالای تأخیر مسیرهای پیش‌خورد و پس‌خور شبکه است، بهره می‌برد. این ورودی در یک بسته کنترلی قرار داده شده، به سمت دستگاه تحت کنترل فرستاده و توسط انتخاب‌گر ورودی^۲ به عمل‌گر اعمال می‌شود.

مطابق شکل ۱، فرض می‌شود که k^{th} بسته دستگاه تحت کنترل

1. Networked Plant-Input Mapping: NPIM
2. Input Selector



شکل ۱۲: نمودار جعبه‌ای به کار رفته برای طراحی کنترل‌کننده مقاوم تأخیری

صفر به دستگاه تحت کنترل اعمال می‌کند. داده‌های درون حافظه انتخاب‌گر ورودی پیوسته به‌هنگام شده تا همیشه دربرگیرنده نوترین داده‌ها با بزرگ‌ترین برچسب زمانی باشد.

۴-۲-۳- چگونگی به‌هنگام‌سازی حافظه

حافظه‌های B_i در انتخاب‌گر ورودی و B_c در کنترل‌کننده، به‌ترتیب، برای نگهداری بسته‌های کنترلی و دستگاه دریافتی در نظر گرفته شده است. فرض می‌شود در زمان t ، حافظه B_c دربرگیرنده بسته دستگاه تحت کنترل فرستاده شده در زمان t_k ، یعنی $Y_k := [y_k, y_{k-1}, \dots, y_{k-nd}; u_k, u_{k-1}, \dots, u_{k-md}; t_k]$ است. ناگهان بسته نوی:

$Y_k := [y_k, y_{k-1}, \dots, y_{k-nd}; u_k, u_{k-1}, \dots, u_{k-md}; t_k]$ به کنترل‌کننده می‌رسد. اگر $t_k > t_k$ باشد، Y_k جایگزین Y_k در B_c شده و مطابق با کنترل‌کننده پیشنهادی، بسته کنترلی U_k محاسبه و به سمت دستگاه فرستاده می‌شود. ولی زمانی که با چرایی تأخیرهای متغیر با زمان، $t_k < t_k$ (این حالت به دلیل ارسال N باره اطلاعات به دلیل جبران سازی هدررفت داده‌ها پدید می‌آید)، Y_k حذف می‌شود.

به‌گونه‌ای همانند، فرض می‌شود در زمان t' ، حافظه B_i دربرگیرنده بسته کنترلی با برچسب t_k ، یعنی $U_k = [u_k; t_k]$ است. ناگهان بسته نوی $U_k = [u_k; t_k]$ به انتخاب‌گر ورودی می‌رسد. اگر $t_k > t_k$ باشد و $t_k - t_k = T_s$ ، جایگزین U_k در حافظه B_i می‌شود و

برای انجام این کار، فرستنده‌های شبکه‌ای در گره‌های سنسور و کنترل‌کننده جاده‌ای شده که فرستادن پایایی بسته‌ها را N بار تکرار می‌کند. این شیوه تضمین می‌کند که بسته موردنظر حتماً به گره مقصد برسد. پس با این کار، هدررفت بسته‌ها سبب پدید آمدن تأخیرهای بزرگ‌تری شده و فرض می‌شود که با در نظر گرفتن این اثر، بیشینه تأخیر کل حلقه در هر مرحله برابر با τ باشد.

۴-۲-۲- انتخاب‌گر ورودی

همان‌گونه که در بخش‌های پیشین اشاره شد، بسته‌های ارسال شده به سمت دستگاه توسط انتخاب‌گر ورودی دریافت می‌شوند. فرض می‌شود در زمان t_k ، بسته کنترلی با برچسب زمانی t_k توسط این جزء دریافت شود. در مرحله نخست فعالیت این جزء، بر اساس الگوریتمی که در بخش ۰ گفته می‌شود، به بررسی نو بودن بسته دریافتی پرداخته می‌شود. در صورت آری بودن پاسخ و نو بودن بسته، داده‌های آن در حافظه ثبت و اختلاف زمانی $\tau_e = t_k - t_k$ محاسبه خواهد شد که برابر است با $\tau_e = \tau_k^{sc} + \tau_k^{ca} + \tau_k^{comp}$. τ_e عدد حقیقی مثبتی است که دربرگیرنده گونه‌های مختلف تأخیر زمانی بوده و در محاسبه‌ی زمان اعمال سیگنال کنترلی مناسب به کار گرفته می‌شود. سپس با توجه به این فرض که $\tau_e \leq \tau$ باشد، $(\tau - \tau_e)T_s$ ثانیه صبر می‌کند و سپس دستور کنترلی طراحی شده را به وسیله‌ی عمل‌گر نگهدارنده مرتبه

۴- در زمان اختلاف زمانی $\tau_e = t_{k'} - t_k$ محاسبه شده و بر اساس آن، در مرحله نمونه‌برداری آتی، دستور کنترلی u_k با به‌کارگیری عملگر نگهدارنده مرتبه صفر و با تأملی برابر با $\tau_e T_s$ ثانیه به دستگاه تحت کنترل اعمال می‌شود.

۵- شبیه‌سازی عددی

در این بخش، کارایی روش پیشنهادی به کمک شبیه‌سازی و کنترل رفتار دینامیکی دو سیستم صنعتی شناخته شده بررسی می‌شود.

مثال ۱: کنترل زاویه یک موتور دی سی

موتور دی سی یکی از قطعاتی است که به‌عنوان عمل‌گر در بسیاری از فرایندهای صنعتی مورد استفاده قرار می‌گیرد. بدیهی است که اگر بحث کنترل از راه دور کارخانه‌ها مورد نظر قرار گیرد، کنترل از طریق شبکه‌های بی‌سیم این موتورهای اهمیت بسیاری دارد. فرض شده است که تابع تبدیل مدل موتور دی سی مطابق (۱۳) باشد.

$$P_c(s) = \frac{10}{s(s+1)} \quad (13)$$

با فرض تابع وزن اختلال W_{unc} به‌صورت رابطه‌ی ۰ و همچنین اینکه تابع تبدیلی متغیر پایدار با شرط $\|\Delta_{unc}\|_{\infty} < 1$ است، از روش گفته شده در بخش ۰ برای طراحی کنترل‌کننده‌ی زمان‌پیوسته K_c استفاده می‌شود که به نتیجه ۰ منجر می‌شود.

$$W_{unc} = \frac{10s+10}{s+0.00001} \quad (14)$$

$$K_c(s) = \frac{823s^2 + 953.1s + 134.3}{s^3 + 150.4s^2 + 7084s + 1.417} \quad (15)$$

برای این مثال، شبکه‌ای با تأخیری تصادفی با بیشینه ۴ ثانیه در نظر گرفته شده است. همان‌گونه‌ای که مشاهده می‌شود، مدل شبکه به گونه‌ای تنظیم شده که بیشینه تأخیر کل معادل حلقه برابر با ۴ ثانیه باشد. پس به عنوان نمونه دوره تناوب بزرگ $T_s = 4 \text{ sec}$ برگزیده می‌شود؛ بنابراین $\tau = 1$ در نظر گرفته شده است. اکنون با بهره‌گیری از رهیافت RDPIM و استفاده از نرم‌افزار متلب، برای چندین حالت در بازه‌ی اختلال گفته شده، P_{d_i} و $M_{d_i}^*(z)$ محاسبه و به کمک آن‌ها توابع تبدیل اختلاف $T_{p_i}(z)$ و $T_{M_i}(z)$ معین می‌شود. سپس

مطابق با الگوریتم انتخاب‌گر تأخیر پیشنهادی، سیگنال ورودی موجود در آن به دستگاه اعمال می‌شود. اگر $t_k - t_{k'} \geq T_s$ که $\lambda = 2, 3, \dots, \tau - 1$ در U_k حافظه‌ی B_i نگه داشته شده اما به دستگاه اعمال نمی‌شود تا زمانی که همه بسته‌های کنترلی ارسال شده با برچسب‌های $t_k + T_s < t' < t_k + \lambda T_s$ دریافت و به دستگاه اعمال شود. ولی زمانی که با چرایی تأخیرهای متغیر با زمان، $t_k < t_{k'}$ باشد (این حالت به دلیل ارسال N باره اطلاعات به دلیل جبران‌سازی هدررفت داده‌ها پدید می‌آید)، U_k حذف می‌شود. این استراتژی به دلیل تضمین اعمال هر ورودی به دستگاه، دقیقاً با تأخیر τ به دستگاه تحت کنترل، پیشنهاد شده است.

۴-۲-۴ الگوریتم پیاده‌سازی NPIM

فرایند طراحی و پیاده‌سازی رهیافت NPIM را می‌توان به دو بخش خارج از خط و زمان‌زنده دسته‌بندی کرد:

بخش خارج از خط: طراحی کنترل‌کننده

۱- یک کنترل‌کننده کلاسیک زمان‌پیوسته مقاوم که مشخصه‌های کنترلی حلقه بسته مطلوب را برآورده می‌سازد، طراحی می‌شود.

۲- بسته به کیفیت سرویس‌دهی شبکه، برای نمونه پهنای باند و ترافیک آن، دوره تناوب T_s و همچنین بیشینه تأخیر حلقه τ مناسب را برگزیده می‌شود.

۳- کنترل‌کننده زمان‌پیوسته با روش RDPIM، بر اساس آنچه که در بخش ۰ گفته شد، گسسته می‌شود (محاسبه K_D^D).

بخش برخط: پیاده‌سازی زمان‌زنده

۱- در هر زمان نمونه‌برداری t_k و با تناوب ثابت T_s ، بسته دستگاه تحت کنترل:

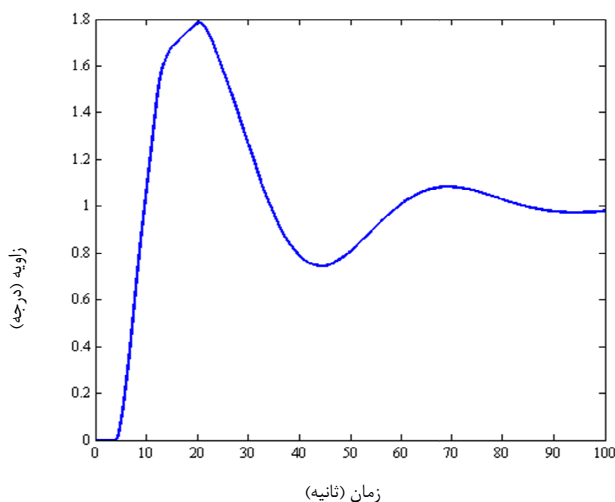
$$Y_k := [y_k, y_{k-1}, \dots, y_{k-nd}; u_k, u_{k-1}, \dots, u_{k-md}; t_k]$$

با به‌کارگیری شبکه به سمت کنترل‌کننده فرستاده شده و B_c بر اساس آنچه که در بخش ۰ گفته شد، به‌هنگام می‌شود.

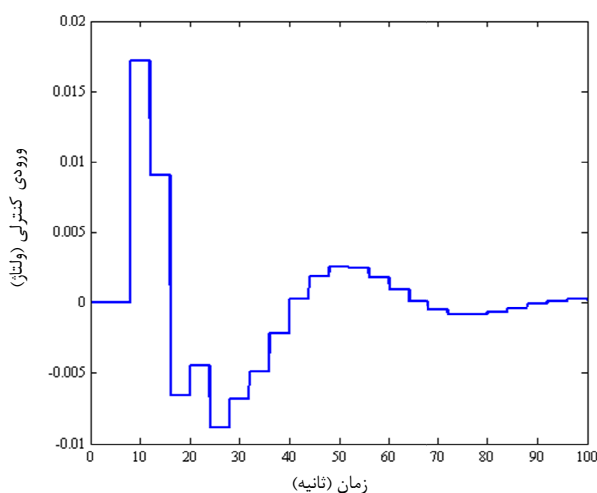
۲- از رابطه تفاضلی حاکم بر K_D^D و بسته دریافتی برای محاسبه بسته کنترلی $U_k = [u_k; t_k]$ استفاده می‌شود.

۳- بسته کنترلی ساخته شده به سمت دستگاه تحت کنترل فرستاده شده و در زمان $t_{k'}$ بر اساس آنچه که در بخش ۰ گفته شد، به‌هنگام می‌شود.

$q = 0.2$ نسبت انتقال بین موتور و غلطک است [۲۲].



شکل ۱۳ پاسخ پله واحد مدل مثال ۱



شکل ۱۴ ورودی کنترلی اعمال شده به مدل مثال ۱

از طریق شبکه بی‌سیم

ناپایداری سیستم حلقه‌باز با توجه به وجود دو قطب آن در مبدأ بدیهی است. کلسترمن روشی پیشنهاد کرد که با بیشینه تأخیر 0.002 ثانیه پایداری این سیستم را در حالی که هیچ گونه عدم قطعیتی در مدل‌سازی آن وجود ندارد، تضمین می‌کند [۲۲].

در ادامه، با فرض تابع وزن اختلال W_{unc} به صورت رابطه ۰ و همچنین این که Δ_{unc} تابع تبدیلی متغیر پایدار با شرط $\|\Delta_{unc}\|_{\infty} < 1$ است، از روش گفته شده در بخش ۰ برای طراحی کنترل‌کننده زمان‌پیوسته K_c استفاده می‌شود.

نمودار پاسخ فرکانسی $T_{P_i}(z)$ و $T_{M_i}(z)$ به‌ازای تمامی مقادیر i رسم شده، نقاطی در کران بالای پاسخ فرکانسی هر یک مشخص کرده و نموداری از آن نقاط عبور داده می‌شود، تا توابع تبدیل مرتبه اول W_{P_d} و W_{M_d} به‌صورت (۱۶) و (۱۷) به دست آید.

$$W_{P_d} = \frac{65.25z + 2.145}{z + 0.01502} \quad (16)$$

$$W_{M_d} = \frac{1.061z + 9.404e-09}{z + 1.291e-09} \quad (17)$$

در ادامه با بردن مسأله به‌صورت نمودار جعبه‌ای شکل و بهره‌گیری از روش تکراری دی-کی گفته شده، کنترل‌کننده زمان‌گسسته K_D^D طراحی می‌شود.

$$K_D^D = \frac{0.017z^3 + 0.016z^2}{z^3 + 1.39z^2 + 0.86z + 0.16} \quad (18)$$

حال، مدل مغشوش موتور دی سی به‌صورت رابطه ۰ در نظر گرفته می‌شود. پاسخ به ورودی پله این مدل مغشوش در شکل ۱۳ نشان داده شده است. همان‌گونه که مشخص است، روش پیشنهادی توانایی پایدارسازی چنین سیستم شبکه‌ای مختل شده‌ای را دارد؛ در حالی که ورودی کنترلی مطابق شکل ۱۴ به آن اعمال می‌شود.

$$\tilde{P}_c = \frac{11s + 1}{s^3 + s^2 + 1e-05s} \quad (19)$$

مثال ۲: کنترل فرایند نورد

اکنون، روش کنترل پیشنهادی به مجموعه‌ی موتور دی سی و غلطک به‌کار رفته در فرایند نورد اعمال می‌شود. در مدل‌سازی این سیستم، اصطکاک پدید آمده در موتور و مکانیزم حرکتی و همچنین لغزش میان غلطک و صفحه ورق، نادیده گرفته می‌شود. دینامیک نامی زمان‌پیوسته سیستم شامل غلطک و موتور را می‌توان به‌صورت (۲۰) بیان کرد.

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{qr_R}{J_m + n^2 J_R} \end{bmatrix} u \quad (20)$$

$$y(t) = x(t)$$

$J_M = 1.95 \times 10^{-5} \text{ kgm}^2$ بیان‌گر گشتاور اینرسی جرمی موتور، $J_R = 6.5 \times 10^{-5} \text{ kgm}^2$ بیان‌گر گشتاور اینرسی جرمی غلطک، $r_R = 14 \times 10^{-3} \text{ m}$ معرف شعاع غلطک و

نامیده شد، بر پایه حداقل نمودن اختلاف ورودی‌های کنترلی دستگاه تحت کنترل مغشوش در دو حالت زمان‌پیوسته و شبکه‌ای استوار است. از آن‌جا که روش پیشنهادی پایداری حلقه‌بسته سیستم‌های کنترل شبکه‌ای را حتی با نرخ‌های نمونه‌برداری پایین تضمین می‌کند، بهره‌گیری از آن کاهش پهنای باند شبکه موردنیاز سیستم کنترلی و بنابراین کاهش ترافیک شبکه را سبب می‌شود. روش پیشنهادی شماری نوآوری نسبت به پژوهش‌های همانند دارد:

(الف) پایداری در دوره‌های تناوب نمونه‌برداری نسبتاً بالا نیز حفظ می‌شود؛

(ب) از آنجا که پایداری سیستم در تأخیرهای بزرگ حفظ می‌شود، امکان استفاده از شبکه‌های اینترنت فراهم می‌شود؛

(پ) برخلاف دیگر روش‌های پیش‌بین مانند PIMPC، برای بررسی پایداری حلقه‌بسته، نیاز به استفاده از نامعادلات ماتریسی با ابعاد متغیر بزرگ به‌زای تأخیرهای مختلف نیست و پایداری در چهارچوب طراحی کنترل‌کننده مقاوم و حداقل نمودن اختلاف ورودی‌های کنترلی سیستم‌های زمان‌پیوسته و گسسته ارضا می‌شود؛

(ت) کنترل‌کننده NPIM، در هر گام، از مقدار واقعی ورودی که در گام‌های پیشین به دستگاه تحت کنترل اعمال شده است آگاه است.

بنابراین با استفاده از این اطلاعات می‌تواند رفتار بهتری در مقابل اغتشاش ورودی، عدم قطعیت مدل‌سازی و یا نویز خروجی داشته باشد. همچنین طراحی کنترل‌کننده مقاوم، به افزایش توانایی روش در حذف عدم قطعیت‌های موجود در مدل‌سازی منجر خواهد شد.

۷- مراجع

- [1] Rahmani B. and Markazi A. H. D., "Variable selective control method for networked control systems", *IEEE transactions on Control System Technology*, Vol. 21, No. 3, 2013, pp. 975-982.
- [2] Rahmani B., Markazi A. H. D., and Malekinezhad P., "Plant input-mapping-based predictive control of systems through band-limited networks", *IET Control Theory and Applications*, Vol. 5, No. 2, 2011, pp. 341-350.
- [3] B Rahmani B. and Markazi A. H. D., "Networked control of industrial automation systems - a new predictive method", *International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, Vol. 58, No.

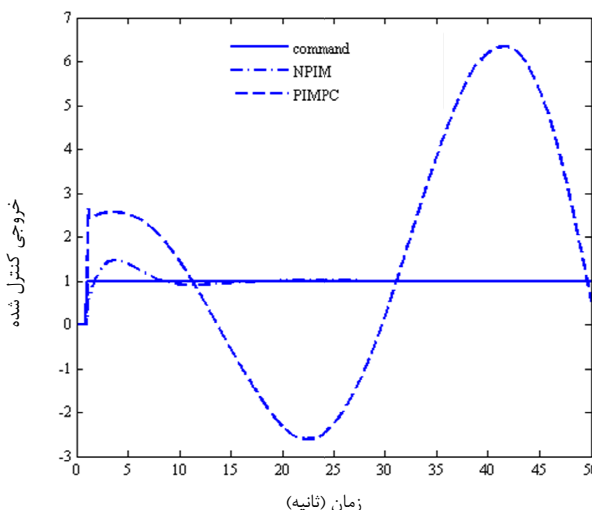
$$W_{unc} = \frac{10s + 1000}{500s + 1} \quad (21)$$

سپس شبکه‌ای با بیشینه تأخیر یک ثانیه در نظر گرفته شده و فرض می‌شود که $T_s = 0.05$ sec، $N = 1$ و $\tau \leq 20$ باشد. بر این اساس از روش RDPIM بهره برده تا کنترل‌کننده زمان‌گسسته K_D^D طراحی شود.

حال برای نشان دادن برتری روش پیشنهادی نسبت به روش PIMPC [۲]، مدل مغشوش فرایند به‌صورت (۲۲) در نظر گرفته می‌شود.

$$\tilde{P}_c = \frac{5010s + 110.2}{500s^3 + s^2} \quad (22)$$

سپس کنترل‌کننده‌های طراحی شده با روش‌های PIMPC و NPIM را برای پایداری آن به‌کار برده می‌شود. پاسخ به ورودی پله این مدل مغشوش به ازای این دو روش در شکل ۱۵ نشان داده شده است. همان‌گونه که مشخص است، در حالی که روش PIMPC توانایی پایداری این سیستم شبکه‌ای مختل را ندارد، ولی روش NPIM به خوبی این سیستم را پایدار می‌سازد.



شکل ۱۵ پاسخ پله واحد مدل مغشوش مثال ۲ به ازای اعمال دو روش کنترلی NPIM و PIMPC

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله، روشی برای کنترل دستگاه‌های صنعتی از راه دور با بهره‌گیری از شبکه‌های بی‌سیم با پهنای باند کوچک پیشنهاد شده است. این رهیافت، که نگاهت ورودی کنترلی شبکه‌ای

- systems over mobile ad hoc network using Simulink and Opnet”, *IET Communication*, Vol. 3, No. 8, 2009, pp. 1297–1310.
- [13] Tahir M., and Mazumder S. K., “Delay Constrained Optimal Resource Utilization of Wireless Networks for Distributed Control Systems”, *IEEE Communications Letters*, VOL. 12, No. 4, APRIL 2008, pp. 289-291.
- [14] Ji K. and Wei D., “Resilient Control for Wireless Networked Control Systems”, *International Journal of Control, Automation, and Systems*, Vol. 9, No. 2, 2011, pp. 285-293.
- [15] Kawka P. A., and Alleyne A. G., “Stability and Feedback Control of Wireless Networked Systems”, *Proceeding of the IEEE American Control Conference*, June 8-10, Portland, OR, USA, 2005.
- [16] Colandairaj J., Irwin G.W. and Scanlon W.G., “Wireless networked control systems with QoS-based sampling”, *IET Control Theory Appl.*, Vol. 1, No. 1, January 2007, pp. 430-438.
- [17] Markazi A. H. D. and Hori N., “Discretisation of continuous-time control systems with gauranteed stability”, *IET: Control Theory and Applications*, Vol. 142, No. 4, 1995, pp. 323-328.
- [18] Markazi A. H. D. and Hori N., “Reply to comments on discretization of continuous time control systems with guaranteed stability”, *IET: Control Theory and Applications*, Vol. 144, No. 3, 1997, pp. 277-279.
- [19] Dargahi R. and Markazi A. H. D., “ H_{∞} optimal digital redesign method”, *Journal of the Franklin Institute*, Vol. 344, No. 5, August 2007, pp. 553-564.
- [20] Baniassadi A., Markazi A.H.D., and Karami M., “Robust Control of a Gas Turbine with Wiener Model Uncertainty”, *Indian Journal of Science and Technology*, Vol. 5, No. 11, November 2012, pp. 3584-3592.
- [21] The MathWorks, Inc. WW.mathworks.com/patents.
- [22] Cloosterman M. B. G., van de Wouw N., Heemels W., and Nijmeijer H., “Stability of networked control systems with uncertain time-varying delays”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 54, No. 7, 2009, pp. 1575-1580.
- 5-8, 2011, pp. 803-815.
- [4] Van de Wouw N., Nesic D., and Heemels W., “A discrete-time framework for stability analysis of nonlinear networked control systems”, *Automatica*, Vol. 48, No. 6, 2012, pp. 1144-1153.
- [5] Tipsuwan Y., Kamonsantiroj S., Srisabye J., and Chongstitvattana P., “An auction-based dynamic bandwidth allocation with sensitivity in a wireless networked control system”, *Computers & Industrial Engineering*, Vol. 57, No. 1, 2009, pp. 114-124.
- [6] Chiou R. and Kwon Y., “Remotely adjustable robotic grip force for the network-based assembly automation”, *International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, Vol. 54, No. 9, 2011, pp. 1145-1154.
- [7] Park D. H., Kang B. J., Cho K. R., · Shin C. S., Cho S. E., Park J. W., Yang W. M., “A Study on Greenhouse Automatic Control System Based on Wireless Sensor Network”, *Wireless Pers Communication*, Vol. 56, No. 1, 2011, pp. 117–130.
- [8] Samad T., Bay J. S., and Godbole D., “Network-centric systems for military operations in urban terrain: The role of uavs”, *Proceedings of the IEEE, Special Issue on Technology of Networked Control Systems*, Vol. 95, No. 1, January 2007, pp. 92-107.
- [9] Cremean L., Foote T., Gillula J., Hines G., Kogan D., Kriechbaum K., Lamb J., Leibs J., Lindzey L., Rasmussen C., Stewart A., Burdick J., and Murray R., “Alice: An information rich autonomous vehicle for high-speed desert navigation”, *Springer Tracts in Advanced Robotics*, Vol. 36, No. 9, 2007, pp. 437-482.
- [10] C. Garcia, R. Carelli, J. Postigo, and C. Soria, “Supervisory control for a telerobotic system: A hybrid control approach”, *Control Engineering Practice*, Vol. 11, No. 7, 2003, pp. 805-817.
- [11] Hua C. C., Zheng Y. and Guan X. P., “Modeling and Control for Wireless Networked Control System”, *International Journal of Automation and Computing*, Vol. 8, No. 3, 2011, pp. 357-363.
- [12] Hasan M. S., Yu H., Carrington A., and Yang T.C., “Co-simulation of wireless networked control