Archive of SID

مجله کنترل زمستان ۱۳۸۷، جلد ۲، شماره ۲، صفحه۳۶- ۲۸

تاثیر بردار برتر در دینامیک فرآیندهای QRDS و کاربرد آن در کنترل فرآیندهای دارای تاخیر زمانی

منصور شیروانی[۱]، منصوره اسماعیلی[۲]

[۱] دانشیار، دانشکده مهندسی شیمی، دانشگاه علم و صنعت ایران.shirvani.m@iust.ac.ir

[۲] دانشجوی دکترا، دانشکده مهندسی شیمی، دانشگاه علم و صنعت ایران. mansoreh@iust.ac.ir

چکیده: در این مقاله با استفاده از مفهوم بردار برتر و تاثیر آن در دینامیک توابع تبدیل با ساختار Irrational، روشی جدید برای کنترل فرآیندهای دارای تاخیر زمانی ارائه می شود. در این روش در معادله مشخصه سیستم کنترل، تابعی درجه یک با اندازه برتر نسبت به جملات دیگر تابع حلقه باز سیستم کنترل، اضافه شده و بدین ترتیب رفتار دینامیکی سیستم که به دلیل وجود پارامتر تاخیر زمانی در حوزه فرکانسی بصورت تاخیر زمانی دار می باشد با تابعیت از رفتار بردار برتر تبدیل به رفتار بدون تاخیر زمانی خواهد شد و صفرهای سمت راست موجود در تابع حلقه باز سیستم کنترل، که به دلیل وجود پارامتر تاخیر زمانی در آن به وجود آمده_اند، از بین رفته و سیگنال ورودی به کنترلر فاقد این صفرها خواهد شد. از قابلیتهای مهم این روش عدم حساسیت آن به خطاهای موجود در مدل فرآیند و همچنین قابلیت کاربرد مستقیم در کنترل فرآیند های پارامتر گسترده با ساختار QRDS می باشد.

واژه های کلیدی: جبران کننده تاخیر زمانی، بردار برتر، رفتار تاخیر زمانی دار ، محدود کننده فاز، مقاوم بودن

Abstract: In this paper, a new method is proposed for controlling the processes including Time-Delay (TD). The method is based on the concept of dominant gain and its effect on the dynamics of irrational structured transfer function models. In this method, a minimum phase transfer function, which is almost required to be a first order one, is used for establishing the dominant gain requirement in control loop. This function is used as a secondary inner loop feedback from the controller output signal to the input such that establishment of the dominant gain constraint in the characteristic equation becomes possible. In this way, the RHP zeros of the open loop transfer function will be removed perfectly and the input signal to the controller will become free of the effect of such zeros. Among the important capabilities of this method is its much minor sensitivity to the model error and also its straight applicability for controlling QRDS processes.

Keywords: Dead-Time Compensator, Dominant Vector, Time- delayed Behavior-gain, Robustness

۱- مقدمه

بسیاری از فرآیندهای موجود در صنایع شیمیایی با تاخیر زمانی همراهند. مدل این فرآیندها را پس از خطی سازی می توان به صورت یک چند جمله ای به همراه پارامتر تاخیر زمانی نمایش داد. کنترل این فرآیندها به دلیل وجود تاخیر زمانی در آنها با استفاده از کنترل کننده های مرسوم بسیار مشکل می باشد چرا که وجود تاخیر زمانی باعث کاهش کیفیت کنترل میشود و هر چه مقدار پارامتر آن بیشتر باشد تاثیر آن شدید تر است. به دلیل وجود این مشکلات از سالها قبل تلاشهای زیادی برای ابداع روشهای مختلف برای کنترل فرآیندهای دارای تاخیر زمانی انجام شده است که در مرجع [۱] در مورد این روشها توضیحات مختصری به همراه ذکر مراجع آن داده شده است. آنچه در کنترل این سیستمها باید در نظر داشت این است که وجود پارامتر تاخیر زمانی در تابع حلقه باز سیستم کنترل ممکن است باعث به وجود آمدن صفرهای سمت راست شود که می تواند موجب نا پایداری سیستم کنترل شود، لذا در روشهای کنترل این سیستمها، حذف صفرهای سمت راست از تابع حلقه باز سیستم کنترل همواره مد نظر بوده است. از رایجترین روشهای کنترل سیستمهای دارای تاخیر زمانی می توان به جبران کننده های تاخیر زمانی "Dead-Time Compensators (DTCs)" اشاره کرد [۲]. این روشها بر اساس روش جبران کننده اسمیت بنا نهاده شده اند. روش اسمیت بر اساس حذف پارامتر تاخیر زمانی از تابع حلقه باز سیستم کنترل استوار

www.SID.ir

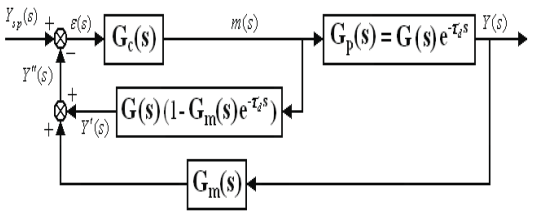
Archive of SID

است[۳]. هر چند بعدها مشخص شد که روش وی دچار مشکلاتی نظیر حساسیت زیاد نسبت به خطای مدل [۷-۴] و رفع نکردن افست در فرآیندهای انتگرالی به هنگام بروز آشفتگی می باشد [۱۸-۸]. برای رفع مشکلات و نارساییهای موجود در روش اسمیت تا سالهای اخیر محققان بسیاری بر روی آن کار کرده اند که نتیجه آن معرفی روشهای مختلف DTCs بوده است [۱۸-۸و۶و۵]. همه آنها بر اساس حذف پارامتر تاخیر زمانی از تابع حلقه باز سیستم کنترل می باشند. اما بزرگترین عیب کلیه روشهای مبتنی بر DTCs کاربرد نداشتن این روشها برای کنترل فرآیندهایی است که پارامتر تاخیر زمانی از تابع فرآیند آنها قابل فاکتور گیری و تفکیک نمی باشد، یعنی فرآیند را نمی توان به دو عبارت که یکی دارای تاخیر زمانی و دیگری بدون تاخیر زمانی باشد تقسیم کرد. در اصطلاح به این توابع انتقال، Irrational و به این سیستمها "Quasi-Rational Distributed System (QRDS)" می گویند. رفتار دینامیکی این سیستمها در مراجع مختلفی مورد بررسی قرار گرفته است [۲۴-۲۰]. در [۲۱و۲۰] با بررسی رفتار دینامیکی آنها و محاسبه صفرهای سمت راست تابع حلقه باز سیستم کنترل، روشی برای کنترل آنها ارائه شده است. در این روش با الهام از روش اسمیت و توجه به اینکه در این روش با حذف پارامتر تاخیر زمانی از تابع حلقه باز سیستم کنترل و سیگنال ورودی به کنترلر در اصل صفرهای سمت راست حذف شده اند پیش بین کننده ای طراحی شده است که صفرهای سمت راست تابع حلقه باز سیستم کنترل را حذف کرده و مانع ارسال سیگنال حاوی این صفرها به کنترلر می شود. بدین ترتیب بدون اینکه سیستم ناپایدار شود می توان بهره بالاتری برای کنترلر انتخاب کرد و پاسخ آن را نسبت به یک حلقه پس خور معمولی بهبود بخشید. در سالهای اخیر نیز روشهای مشابهی که بر پایه حذف صفرهای سمت راست از تابع حلقه باز سیستم کنترل استوارند، برای بهبود پاسخ این سیستمها ارائه شده است [۲۷-۲۵] . اما بزرگترین عیب این روشها این است که محاسبه دقیق و آسان صفرهای سمت راست امکانپذیر نمی باشد و این موضوع حتی تا سالهای اخیر موضوع تحقیق محققان بوده است [۲۹و۲۸]. در حقیقت باید گفت تمامی راه حلهای ارائه شده عددی است و این صفرها را تنها در محدوده خاصی از فرکانسها ارائه میدهد. در این مقاله بر اساس شناخت رفتار دینامیکی سیستمهای QRDS که در مقاله اول بطور مفصل راجع به آن بحث شد، روشی نوین برای کنترل فرآیندهای دارای تاخیر زمانی ارائه شده است. همانطور که در بخش اول مقاله ذکر شد رفتار سیستمهای QRDS در حوزه پاسخ فرکانسی همواره و در هر بازه فرکانسی تحت تاثیر بردار با اندازه بزرگتر که اصطلاحا در اینجا بردار برتر نامیده می شود قرار دارد. همچنین در قسمت اول این مقاله نشان داده شد که پیش بینی رفتار دینامیکی مدلهای QRDS در حوزه فرکانسی با استفاده از مفهوم بردار برتر در تطابق با تئوری مکان مجانبی صفرها می باشد.

در روش ابداع شده در این مقاله با اضافه کردن تابع انتقال درجه یک با اندازه (Gain) برتر نسبت به اندازه تابع حلقه باز (Open Loop Gain) سیستم کنترل دارای تاخیر زمانی، تاثیر جمله دارای تاخیر زمانی را در نمودار فاز تابع انتقال حلقه باز کاهش داده و بنابراین صفرهای واقع در سمت راست تابع حلقه باز سیستم کنترل را حذف میکنیم. بدین ترتیب، رفتار فرکانسی تابع تبدیل حلقه باز سیستم کنترل را از وضعیت رفتار **تاخیر زمانی دار** به وضعیت بدون **تاخیر زمانی** تغییر می دهیم. مزیت مهم این روش در سادگی استفاده و مقاومت بالای آن (Robustness) در مقابل خطای مدل می باشد. مزیت مهم دیگر این روش این است که میتوان آنرا مستقیما برای کنترل فرآیند های با ساختار مدلی QRDS نیز بکار برد. در بخشهای دوم، سوم و چهارم مقاله در مورد ساختار و مشخصات سیستم کنترل مورد نظر بحث خواهد شد. در بخش پنجم پاسخهای شبیه سازی شده سیستم برای فرآیندهای مختلف ارائه می شود و در بخش ششم نیز نتیجه گیری کلی از مقاله ارائه خواهد شد.

۲- ساختار سیستم کنترل پیشنهادی

در کنترل فرآیندهای دارای تاخیر زمانی دسترسی به مدل فرآیند برای پیش بینی کردن سیگنالها از اهمیت ویژه ای برخوردار است. همانطور که قبلا هم ذکر شد روش پیش بین کننده اسمیت یکی از روشهای رایج کنترل سیستمهای دارای تاخیر زمانی می باشد که بر اساس پیش بینی مدل فرآیند ابداع شده است. ساختار کنترل در این روش در شکل ۱ نشان داده شده است.



شکل ۱. حلقه کنترل پیش بین کننده اسمیت

در این روش، اسمیت از یک پیش بین کننده استفاده می کند. این پیش بین کننده سیگنال ورودی به کنترل کننده را طوری تغییر می دهد که پارامتر تاخیر زمانی در آن بطور کامل از بین برود که بدین ترتیب بر اساس سیگنال ورودی به کنترلر می توان مقادیر بالاتری از پارامترها را برای کنترلر انتخاب نمود و این باعث بهتر شدن پاسخ خروجی خواهد

www.SID.ir

Archive of SID

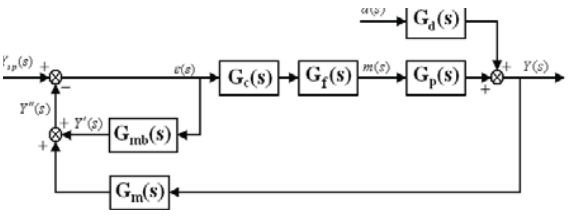
شد. برای بیان بهتر عبارتهای بالا می توان از روابط زیر استفاده نمود. اگر فرض کنیم اغتشاش ورودی به سیستم مساوی صفر است و $G_p = G_0\, e^{-st_d}$ و $G_m(s) = 1$ و سیگنال ورودی به مقایسه کننده که نهایتا وارد کنترل کننده می شود را با Y'' نمایش دهیم، داریم:

$$\begin{aligned} Y'' &= Y' + Y \\ &= m(s)G_0(s)(1-e^{-st_d}) \\ &\quad + m(s)G_0(s)e^{-st_d} \\ &= m(s)G_0(s) \end{aligned} \qquad (۱)$$

همانطور که در (۱) دیده می شود پارامتر تاخیر زمانی از سیگنال ورودی به مقایسه کننده که نهایتا وارد کنترل کننده می شود حذف می شود. نهایتا معادله مشخصه مربوط به روش اسمیت به صورت رابطه (۲) می شود.

$$1 + G_c(s)G_f(s)G_m(s)G_0(s) = 0 \qquad (۲)$$

در رابطه بالا پارامتر تاخیرزمانی از معادله مشخصه حذف شده است. در حقیقت باید گفت که در روش اسمیت با حذف پارامتر تاخیر زمانی از معادله مشخصه، پاسخ سیستم را در مورد سیستمهای با تاخیرزمانی غالب (سیستمهایی که تابع حلقه باز سیستم کنترل آنها صفر های سمت راست دارند) بهبود می دهیم. روش ارائه شده در این مقاله نیز بر اساس حذف صفرهای سمت راست تابع حلقه باز سیستم کنترل، با استفاده از مفهوم بردار برتر که در بخش اول مقاله توضیح داده شد، می باشد. در شکل ۲ ساختار سیستم کنترل پیشنهادی ترسیم شده است.



شکل ۲. بلوک دیاگرام پیشنهادی

توابع انتقال حلقه بسته این سیستم به صورت روابط (۳) و (۴) می باشند.

$$\frac{\mathrm{Y(s)}}{\mathrm{Y_{sp}(s)}} = \frac{\mathrm{G_c(s)\,G_f(s)\,G_p(s)}}{1+\mathrm{G_{mb}(s)+G_c(s)\,G_f(s)\,G_p(s)\,G_m(s)}} \qquad (۳)$$

$$\frac{Y(s)}{d(s)} = \frac{G_d(s)+G_{mb}(s)G_d(s)}{1+G_{mb}(s)+G_c(s)G_f(s)G_p(s)G_m(s)} \qquad (۴)$$

می توان با استفاده از معادله (۳) مقدار نهایی پاسخ به یک تغییر پله ای واحد در مقدار مقرر را پیش بینی کرد. اگر کنترل کننده یک کنترل کننده PI باشد این مقدار برابر با $1/K_m$ می شود، که در اینجا K_m بهره المان اندازه گیر می باشد. از معادله ۴ نیز می توان مقدار افست به هنگام ایجاد آشفتگی را به دست آورد که این مقدار برابر صفر می باشد. از روابط فوق معادله مشخصه بصورت زیر می باشد:

$$1 + G_{mb}(s) + G_c(s)G_f(s)G_p(s)G_m(s) = 0 \qquad (۵)$$

تابع G_{mb} در رابطه (۵) تابع انتقال با اندازه برتر (Dominant Gain) نسبت به ترم سوم معادله که تابع انتقال حلقه باز سیستم کنترل ساده می باشد، در نظر گرفته می شود. در اینجا ما با افزودن آن به معادله مشخصه در شرایطی که دارای بهره برتری باشد، رفتار حلقه باز سیستم کنترل را تابع آن کرده و صفرهای سمت راست موجود در حلقه باز را بکمک آن مرتفع می نماییم. این تابع در اصل نقش پیش بین کننده اسمیت را بازی می کند و در اینجا به نام پیش بین کننده Model Bypass Phase Limiter (MBPL) نامگذاری شده است. این نامگذاری انعکاس دهنده این حقیقت است که پیش بین کننده فوق قادر به دور زدن اثرات تاخیر زمانی در تابع تبدیل حلقه باز سیستم بوده و بواسطه برتری اندازه قادر است که نمودار فاز حلقه باز سیستم کنترل را محدود نماید. همانطور که می دانیم یک حلقه کنترل ساده با یک تابع انتقال حلقه باز درجه یک همواره پایدار است. لذا بنظر می رسد انتخاب یک تابع درجه یک برای G_{mb} با اندازه برتر نسبت به ترم دیگر موجود در معادله مشخصه می تواند شرایط خوبی را برای پایداری به وجود آورد. بنابراین در مثالهای مطرح شده در این مقاله، G_{mb} یک تابع درجه یک انتخاب شده است.

۳- بررسی سیگنال ورودی به کنترل کننده در روشهای مختلف

در اینجا سیگنالهای ورودی به کنترل کننده در سه روش، شامل روش پیشنهادی ، روش اسمیت و یک حلقه پس خور معمولی مورد بررسی قرار می گیرند. معادلات (۶) تا (۸) به ترتیب مربوط به سیگنالهای ورودی به کنترلر در روش پیشنهادی، اسمیت و حلقه پس خور معمولی می باشند.

$$\varepsilon(s) = \frac{Y_{sp}(s)}{1+G_{mb}(s)+G_c(s)G_f(s)G_0(s).e^{-st_d}G_m(s)} \qquad (۶)$$

$$\varepsilon(s) = \frac{Y_{sp}}{1+G_c(s)G_f(s)G_0(s)G_m(s)} \qquad (۷)$$

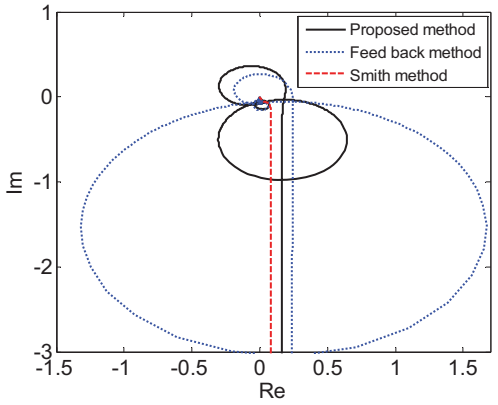
$$\varepsilon(s) = \frac{Y_{sp}(s)}{1+G_c(s)G_f(s)G_0(s).e^{-st_d}G_m(s)} \qquad (۸)$$

در معادلات ۶ و ۸ برای اینکه بهتر بتوان با روش اسمیت روابط را مقایسه کرد تابع فرآیند به شیوه روش اسمیت یعنی طوریکه پارامتر تاخیر زمان به

www.SID.ir

Archive of SID

صورت جدا باشد نگاشته شده است. از بررسی معادلات بالا می توان به نکات جالبی در مورد پاسخ سیستم کنترل در این سه روش مختلف دست یافت. به دلیل وجود پارامتر تاخیر زمان در مخرج (۸)، ممکن است این عبارت شامل صفرهای تاخیر زمانی دار سمت راست شده و بدین ترتیب سیگنال ورودی به کنترلر حالت نان مینیمم فاز گرفته و پاسخ سیستم کنترل ضعیف شود. بنابراین روش اسمیت که در آن مخرج سیگنال ورودی به کنترلر فاقد صفر سمت راست است از یک حلقه پس خور معمولی بهتر عمل می کند.در روش پیشنهادی نیز به دلیل اینکه اندازه تابع G_{mb} طوری انتخاب می شود که رفتار سیستم بدون **تاخیر زمانی** شود، لذا وجود صفرهای سمت راست در تابع حلقه باز سیستم کنترل منتفی است. بنابراین سیگنال ورودی به کنترلر فاقد صفر سمت راست خواهد بود. برای مقایسه این سه سیگنال در شکل ۳ یک مثال عددی آورده شده است. در این شکل مدل فرآیند $G_p(s)=4\exp(-s)/(0.5s+1)$ و پیش بین کننده $G_{mb}(s)=2/(s+1)$ میباشند.



شکل ۳. مقایسه نمودار نایکیست سیگنالهای ورودی به کنترلر در حالتهای، یک حلقه کنترل معمولی، پیش بین کننده اسمیت در حالتیکه در مدل خطایی وجود ندارد و روش پیشنهادی

همانطور که در این شکل دیده می شود سیگنال ورودی به کنترلر در حالت معمولی سیگنالی است که نمودار نایکیست آن نقطه ۱- را دور زده است اما در روش اسمیت و روش پیشنهادی این گونه نیست و سیستم کنترل در این دو روش مشکلی از لحاظ پایداری پیدا نخواهد کرد.

٤- مقاوم بودن روش (Robustness)

در این بخش مقاوم بودن روش نسبت به خطای مدل مورد بررسی قرار می گیرد و با دو روش مطرح شده در بالا مقایسه خواهد شد. در سیستمهای کنترل دارای تاخیر زمانی وجود خطا در مدل می تواند تاثیر بسزایی در پاسخ سیستم داشته باشد که حتی در مواردی باعث ناپایداری حلقه کنترل می شود. در صورت خطا در مدل این خطا در معادله مشخصه ظاهر شده و ممکن است باعث ایجاد صفرها ی سمت راست در آن شود. خطا در مدل را میتوان با معادله زیر نشان داد [۳۰] .

$$P(s)=P_n(s)+\delta P(s) \qquad (۹)$$

در معادله (۹) $P(s)$ تابع انتقال فرآیند و $\delta P(s)$ اختلاف تابع انتقال واقعی و اسمی فرآیند می باشند . $\delta P(s)$ را به عنوان شعاع مقاوم بودن (Robustness) می شناسند و معیاری برای بررسی میزان مقاومت روش در مقابل خطای مدل می باشد [30]. با جایگذاری $P(s)$ در معادله مشخصه روش پیشنهادی، روش اسمیت و همچنین حلقه پس خور معمولی به ترتیب می توان به معادلات (۱۰) و (۱۱) و (۱۲) دست یافت.

$$\left|\delta P(s)\right|_A=\frac{\left|1+G_{mb}(s)+G_c(s)P_n(s)\right|}{\left|G_c(s)\right|} \qquad (۱۰)$$

$$\left|\delta P(s)\right|_B=\frac{\left|1+G_c(s)G_0(s)\right|}{\left|G_c(s)\right|} \qquad (۱۱)$$

$$\left|\delta P(s)\right|_C=\frac{\left|1+G_c(s)P_n(s)\right|}{\left|G_c(s)\right|} \qquad (۱۲)$$

با مقایسه معادلات (۱۰) و (۱۱) و (۱۲) می توان به این نتیجه رسید که در شرایط مساوی، شعاع مقاوم بودن در روش پیشنهادی نسبت به روش اسمیت و پس خور معمولی بزرگتر است. همچنین روش پیشنهادی با مقادیر بهره بزرگتر برای $G_{mb}(s)$، شعاع بزرگتری از مقاوم بودن را دارا خواهد بود. گذشته از این شعاع مقاوم بودن برای روش پیشنهادی، می تواند متغییر باشد که نشان دهنده انعطاف پذیری بالای این روش است.

٥- شبیه سازی

در این بخش با استفاده از روش پیشنهادی نمونه هایی از فرآیندهای مختلف شبیه سازی شده و در قالب این شبیه سازیها خواص روش پیشنهادی مورد بررسی قرار می گیرد. همانطور که قبلا گفته شد در شبیه سازیها اولین کارانتخاب بهره $G_{mb}(s)$ می باشد. این بهره می بایست بزرگتر از جملات دیگر در حلقه باز سیستم کنترل باشد. البته همانطور که میدانیم هم مقدار بهره و هم ثابت زمانی یک تابع درجه یک می تواند در اندازه آن موثر باشد اما برای سادگی کار، ثابت زمانی تابع $G_{mb}(s)$ مقدار ۱ در نظر گرفته می شود. بدین ترتیب تنها مقدار بهره، در اندازه تابع موثر خواهد بود. با توجه به اینکه ما هنوز پارامترهای کنترل کننده را نداریم، ابتدا مطابق معادله (۱۳) مقدار بهره $G_{mb}(s)$ را به عنوان پیش

www.SID.ir

Archive of SID

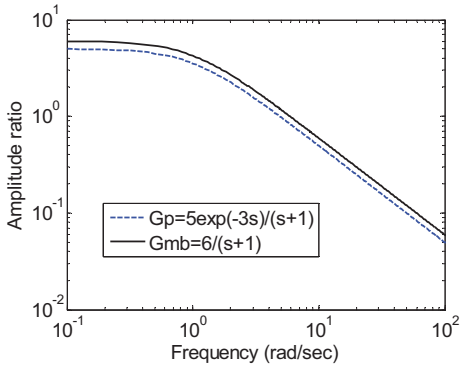
فرض اولیه به دست آورده و سپس پارامترهای کنترلر را طوریکه به پاسخ مطلوب رسیده و اندازه $G_{mb}(s)$ نسبت به جملات دیگر حلقه باز سیستم کنترل برتر باشد، به دست می آوریم.

$$|G_{mb}(s)| \succ |G_p(s)| \quad \forall \omega \qquad (۱۳)$$

لازم به ذکر است که $G_p(s)$ نماد توابعی از سیستم کنترل است که معلوم می باشند بدیهی است که اگر در سیستم $G_f(s)$ یا $G_m(s)$ نیز موجود باشند باید حاصلضرب $G_P(s)G_f(s)G_m(s)$ را به جای $G_p(s)$ در نظر گرفت. این روش، روش دلخواهی است که در این مقاله برای پیدا کردن پارامترهای کنترلر استفاده می شود، البته باید گفت که به طرق دیگر نیز می توان پارامترهای کنترلر را پیدا کرد. مهم برتر بودن تابع $G_{mb}(s)$ نسبت به جملات دیگر تابع حلقه باز می باشد. همانطور که از روابط (۳) و (۴) مشخص است مجموع $G_{mb}(s)$ و $G_p(s)$ در اصل حلقه باز سیستم موجود در شکل ۲ می باشد لذا در این مقاله برای شبیه سازیها و پیدا کردن بهره $G_{mb}(s)$ از نمودارهای فاز و نسبت دامنه حلقه باز شکل ۲ استفاده می کنیم.

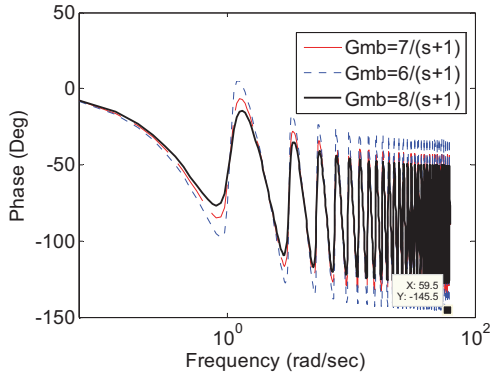
۵-۱- خاصیت مقاوم بودن روش نسبت به تغییر پارامترهای مدل

با توجه به آن که در این روش مقدار بهره تابع $G_{mb}(s)$ را باید بر اساس بهره تابع انتقال فرآیند و منحنیهای نسبت دامنه و فاز حلقه باز سیستم تعیین نمود، لذا، این مقدار را می توان طوری تعیین کرد که پاسخ سیستم نسبت به تغییرات در پارامترهای فرآیند مقاوم باشد به عنوان مثال تابع $G_p(s)=5\exp(-3s)/(s+1)$ را در نظر می گیریم. بهره تابع $G_{mb}(s)$ پیشنهادی می تواند ۶ باشد زیرا که مطابق شکل ۴ در تمامی فرکانسها اندازه آن بالاتر از اندازه می باشد.



شکل ۴. نمودار نسبت دامنه برا ی تابع G_{mb} با بهره ۶ و تابع فرآیند

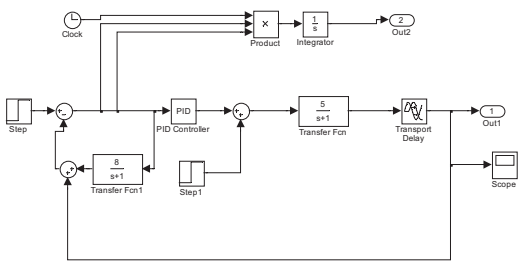
بنابراین می توان بهره های ۷ و ۸ و غیره که بزرگتر از بهره کلی حلقه باز ساده باشد نیز به عنوان بهره G_{mb} انتخاب گردد. بهرحال، از لحاظ مقاوم بودن نسبت به خطای مدل هرچه بهره بالاتر انتخاب شود پاسخ بهتر و مقاوم تر خواهد بود. بعنوان مثال نمودار فاز حلقه باز سیستم کنترل (مجموع G_{mb} و G_p) در شکل ۵ نشان داده شده است.



شکل ۵. نمودار فاز برای مقادیر مختلف بهره تابع $G_{mb}(s)$

همانطور که از شکل بالا مشخص است هر چه مقدار بهره $G_{mb}(s)$ بالا تر رود شدت نوسانات منحنی فاز کمتر شده و حاشیه فاز آن از مقدار بحرانی ۱۸۰- درجه بیشتر می شود. همانطور که قبلا نیز ذکر شد برای از بین بردن کامل صفرهای سمت راست، ما سعی می کنیم بهره $G_{mb}(s)$ را طوری تعیین کنیم که حداقل مقدار فاز آن نزدیک به ۹۰- درجه باشد. در این مثال حداقل فاز هنگامیکه بهره ۶ است ۱۴۶- و برای بهره ۷ مقدار ۱۳۵- و بهره ۸ مقدار ۱۲۷- است بنابراین مقدار بهره ۸ را انتخاب می کنیم.

با توجه به اینکه در حال حاضر برای روش کنترل پیشنهادی هیچگونه روش خاصی جهت تنظیم و تیون کردن کنترلر وجود ندارد در این مقاله از روش انتگرال خطا برای تیون کردن پارامترهای کنترلر استفاده شده است. با استفاده از معیار ITSE و شبیه سازی توسط جعبه ابزار Simulink در Matlab-7 این شبیه سازی انجام شده است. نمودار Simulink مربوطه در شکل ۶ نمایش داده شده است.



www.SID.ir

Archive of SID

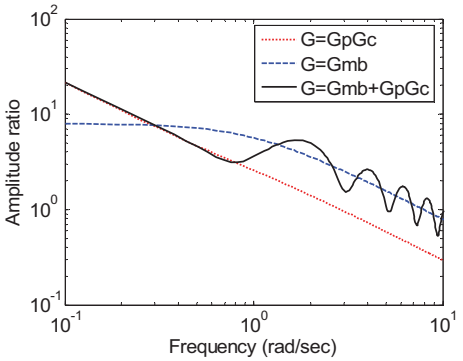
شکل ۶. بلوک دیاگرام شبیه سازی مدل با استفاده از نرم افزار سیمولینک

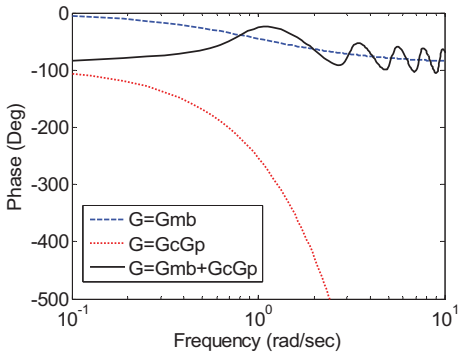
در شکل ۶ پارامترهای کنترل کننده با استفاده از معیار ITSE بهینه می شود. در این روش پارامترهای تیونینگ کنترلر طوری اپتیمم شده اند که خروجی شماره ۲ به حداقل مقدار خود برسد. در جدول ۱ پارامترهای به دست آمده برای کنترلر در K_{mb} های متفاوت نگاشته شده است.

جدول ۱. پارامترهای به دست آمده برای کنترلر در K_{mb} های متفاوت

K_{mb}	پارامتر تناسبی کنترلر	پارامتر انتگرالی کنترلر
۶	۰.۴۶۱۲	۰.۳۳۳
۷	۰.۵۲۷۷	۰.۳۸۰۲
۸	۰.۵۷۹۲	۰.۴۲۷۶

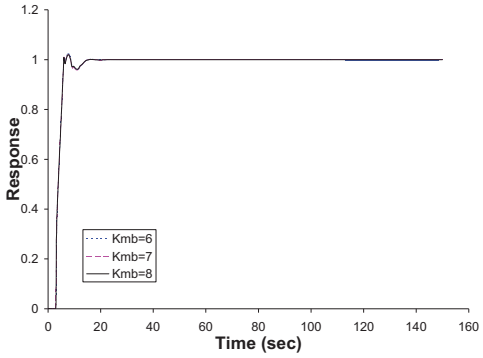
مطابق جدول ۲ هرچه مقدار K_{mb} بیشتر می شود دیگر پارامتر های کنترلر نیز بالاتر می رود. در شکل ۷ نمودار نسبت دامنه و فاز تابع حلقه باز سیستم کنترل نشان داده شده است. همانطور که در نمودار نسبت دامنه دیده می شود در فرکانسهای خیلی کوچک اندازه G_{mb} از G_pG_c کوچکتر است اما چون منحنی فاز نهایتا بین ۱۸۰- و ۹۰- محدود می شود لذا هیچگونه صفر سمت راستی در تابع حلقه باز سیستم کنترل ایجاد نمی شود.





شکل ۷. نمودار نسبت دامنه و فاز مثال مطرح شده

در شکل ۸ پاسخ این روش با استفاده از بهره های متفاوت ترسیم شده است همانطور که مشاهده می شود پاسخها تقریبا یکسان است. در شکل ۹ پاسخ سیستم با بهره ۸ با روش اسمیت در یک نمودار ترسیم شده است. کنترلر اسمیت در اینجا با استفاده از روش Majhi, Atherton [15,18] که یک روش بهبود یافته اسمیت می باشد تیون شده است و پارامتر تناسبی ۰.۲ و انتگرالی ۱ انتخاب شده است .

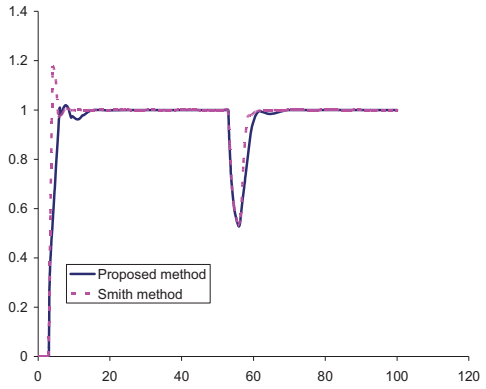


شکل ۸. پاسخ سیستم کنترل شده برای بهره های متفاوت ۶و ۷و ۸

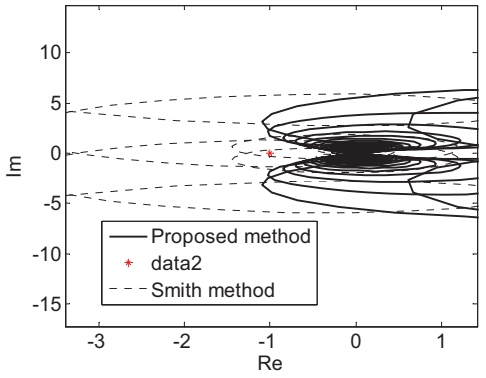
اگر در بهره مدل سیستم ۲۰+ درصد خطا وجود داشته باشد یعنی به جای عدد ۵ این بهره ۶ باشد و در پارامتر تاخیر زمانی ۳۳+ درصد خطا وجود داشته باشد یعنی بجای ۳ عدد ۴ باشد در این صورت روش اسمیت به طور کامل ناپایدار خواهد شد. این مطلب در شکل ۱۰ به وضوح نشان داده شده است در حالیکه روش پیشنهادی نا پایدار نشده و پس از گذشت زمانی نه چندان طولانی به مقدار مقرر می رسد. پاسخ سیستم در روش پیشنهادی برای سیستم مذکور در شکل ۱۱ نشان داده شده است.

www.SID.ir

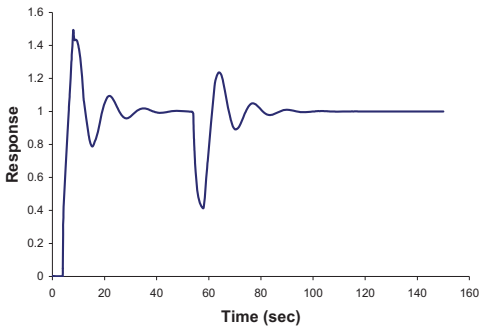
Archive of SID



شکل ۹ . مقایسه پاسخ روش اسمیت و روش پیشنهادی هنگامیکه هیچ خطایی در مدل نمی باشد.



شکل ۱۰. نمودار نایکیست روش پیشنهادی و روش اسمیت در صورتیکه در پارامتر بهره مدل ۲۰+ درصد خطا و در پارامتر تاخیر زمانی ۳۳+ درصد خطا باشد داده ۲ نقطه ۱- است

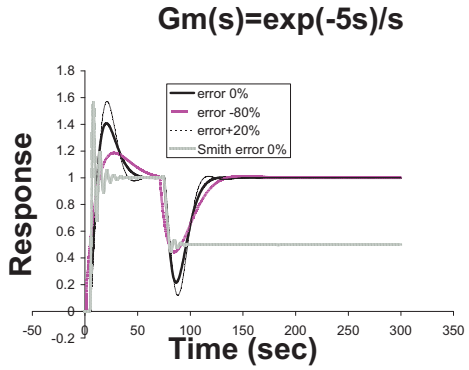


شکل ۱۱ . پاسخ سیستم کنترل در روش پیشنهادی در هنگام وجود خطا

بنابراین با توجه به مثالهای مطرح شده می توان نتیجه گرفت روش پیشنهاد شده در مقایسه با روش اسمیت نسبت به خطای مدل مقاومتر بوده و حتی در مواردیکه روش اسمیت قادر به کنترل سیستم نیست روش پیشنهادی می تواند سیستم را کنترل کند.

۵-۲- توانایی کنترل فرآیندهای انتگرالی با تاخیر زمانی به هنگام بروز آشفتگی

همانطور که قبلا نیز در این مقاله ذکر شد در پاسخ سیستم کنترل شده با روش اسمیت، هنگامیکه برای فرآیندهای انتگرالی به کار می رود، افست دیده می شود اما روش پیشنهادی در این مقاله دارای این مشکل نیست. به عنوان مثال در شکل ۱۲ برای فرآیند $G_p(s)=e^{-5s}/s$ و پیش بین کننده $G_{mb}(s)=32/(s+1)$ و کنترل کننده $G_c(s)=4+0.2/s$ پاسخ سیستم کنترل شبیه سازی شده است. همانطور که در این شکل مشخص است در روش پیشنهادی بعد از ایجاد آشفتگی آفست به وجود نمی آید. همچنین مقاوم بودن روش به خطای مدل در پارامتر تاخیر زمانی نیز در این شکل نشان داده شده است. لازم به ذکر است در این سیستم کنترل، در ثانیه ۷۰ آشفتگی بمقدار ۰/۱- وارد شده است.



شکل ۱۲. پاسخ روش پیشنهادی برای یک فرآیند انتگرالی در هنگام بروز آشفتگی

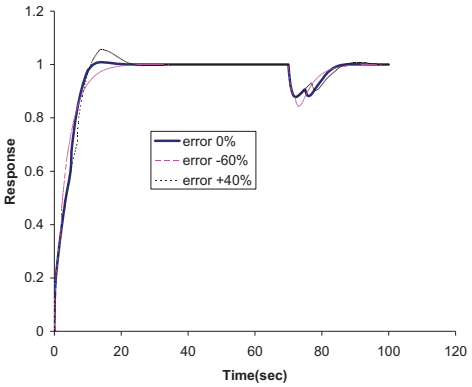
۵-۳- قابلیت کنترل فرآیندهای پارامتر گسترده

همانطور که قبلا نیز ذکر شد این گونه سیستمها با استفاده از روش اسمیت ویا روشهای اصلاح شده اسمیت در سالهای اخیر، قابل کنترل نیستند. همچنین روشهایی که در آنها از طریق حذف صفرهای سمت راست تابع حلقه باز سیستم، کنترل صورت می گیرد، علاوه بر اینکه جامع نیستند مشکل و غیر دقیق نیز می باشند. در حالیکه روش پیشنهادی قادر به کنترل این سیستمها به طریقی بسیار ساده و رباست می باشد. در شکل ۱۳ به عنوان نمونه پاسخ فرآیند $Gp=2/(s+1)+e^{-5s}/(s+1)$ با کنترل کننده $Gc=1+1/s$ نشان داده شده است. همانطور که از پاسخ مشخص است پاسخ به سرعت به مقدار مقرر باز گشته و در موارد وجود خطا بسیار رباست می باشد. لازم به ذکر است که در دقیقه ۷۰ یک اشفتگی به مقدار

www.SID.ir

Archive of SID

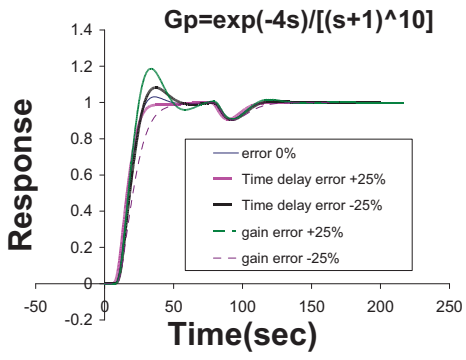
۰/۱- بر سیستم اعمال شده است. همانطور که از شکل نیز مشخص است باز هم آفست کاملا بر طرف شده است.



شکل ۱۳. پاسخ روش پیشنهادی برای یک فرآیند پارامتر گسترده

۵-۴- توانایی رفع اثرات دینامیکی درجات بالا در مدلها

همانطور که می دانیم درجات بالا در مدل ممکن است باعث ایجاد رفتاری مشابه رفتار تاخیر زمانی دار در نمودار فاز حلقه باز سیستم کنترل شود. در این مورد هم روش پیشنهادی، می تواند فاز سیستم کنترل را محدود کرده و مانع از این شود که درجه بالای مدل باعث ایجاد رفتار تاخیر زمانی دار در سیستم کنترل شود. این موضوع در شکل ۱۴ برای فرآیند $G_p(s)=e^{-4s}/[(s+1)^{10}]$ و پیش بین کننده $G_{mb}(s)=6/(s+1)$ و کنترل کننده $G_c(s)=2+0.4/s$، برای یک تغییر پله ای واحد در زمان صفر و آشفتگی ۰/۱- در زمان ۷۰ ثانیه، نشان داده شده است.



شکل ۱۴. کنترل مدلهای با درجات بالا با استفاده ازروش پیشنهادی

همانطور که در شکل بالا نشان داده شده است روش نسبت به تغییرات مدل نیز مقاوم می باشد.

۶- بحث و نتیجه گیری

روشی که در این مقاله ارائه شده است روشی نوین در جهت کنترل فرآیندهای دارای تاخیر زمانی است. این روش که الهام گرفته از رفتار دینامیکی فرآیندهای QRDS و بر اساس انتخاب گین برتر می باشد در مقایسه با روشهای دیگر کنترل فرآیندهای دارای تاخیر زمانی مانند روش اسمیت و روشهای حذف صفرهای سمت راست از تابع حلقه بازسیستم کنترل، بسیار ساده و رباست می باشد و به راحتی می تواند برای کنترل کلیه فرآیندهای پایدار دارای تاخیر زمانی که شامل فرآیندهای انتگرالی و پارامتر گسترده نیز می شود، در حلقه های کنترل SISO بکار رود.

مراجع

[1] Richard J.- P.,"Time delay systems: an overview of some recent advances and open problems", Automatica, Vol. 39, pp.1667-1694, 2003.

[2] Normey-Rico J.E. & Camacho F., Eduardo," Dead-time compensators: A survey." Control Engineering Practice,doi:10.1016/j.conengprac. 2007.05.006.

[3] Smith, O. J. M." Closer control of loops with dead time", Chemical Engineering Progress, Vol. 53, 1959, pp.217-219.

[4] Palmor, Z., "Stability Properties of Smith Dead-Time Compensator Controllers,"Int. J. Control, Vol. 32, No. 6, 1980, p. 212.

[5] Normey-Rico, J. E., Bordons, C., & Camacho, E.F. ," Improving the robustness of dead time compansating PI controllers "Control Engineering Practice, Vol. 5, No. 6, 1997, pp. 801-810.

[6] Ingimundarson, A., & Hägglund, T.," Robust tuning procedure of dead time compensating controllers", Control Engineering Practice, No 9, 2001,pp. 1195-1208.

[7] Michiels, W., & Niculescu, S.i. " On the delay sensitivity of smith predictors", International Journal of Systems Science, Vol 34(8-9), 2003,pp. 543-552,.

[8] Watanabe, K., and M. Ito, "A Process - Model Control for Linear Systems with Time-Delay," IEEE Trans. Automat. Contr., Vol. AC - 26, No. 6, Dec. 1981, pp.1261 – 1269.

[9]Astrom, K., Hang, C. C., & Lim, B. C.. "A New Smith Predictor for Controlling A Process with an Integrator and Long Dead-Time," IEEE Transactions

www.SID.ir

Archive of SID

Distributed Parameter Systems," AIChE J., Vol. 41, 1995, pp. 2658-2660.
[24] Shirvani, M., M. A. Doustary, M. Shahbaz and Z. Eksiri, "Heuristic Process Model Simplification In Frequency Response Domain," I. J. E. Transactions B: Applications, Vol. 17, No. 1, 2004, pp.19-39.
[25] Vollmer U, Raisch J.,"H_∞-Control of a continuous crystallizer", Control Engineering Practice, 9, , 2001, pp.837-845.
[26] Zĺtek P., Hlava J., "Anisochronic internal model control of time delay systems ", Control Engineering Practice, No. 9, 2001, pp.501-516.
[27] Vollmer U., Raisch J.," Population balance modeling and H_∞-Controller design for a crystallization process", Chemical Engineering Science, No.57, 2002, pp.4401-4414.
[28] Dimitri Breda," Solution operator approximations for characteristic roots of delay differential equations", Applied Numerical Mathematical, 56, 2006, pp.305-317.
[29] K. Verheyden, T. Luzyanina and D. Roose," Efficient computation of characteristic roots of delay differential equations using LMS methods, J. Comput. Appl. Math, 2007, doi:10.1016/j.cam.2007.02.025.
[30] Morari, M., & Zafiriou, E." Robust process control", Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.
on Automatic Control, Vol 39, No 2, 1994, pp. 343-345.
[10] Ingimundarson, A., & Hägglund, T. " Performance comparison between PID and dead time compensating controllers", Journal of Process Control, No.12, 2002,pp. 887-895.
[11] Hägglund, T., "A predictive PI Controller for Processes with Long Dead-Times," IEEE Contr. Syst. Mag., Vol. 12, No.1, 1992, pp. 57 - 60.
[12] Kaya, I. and D. P. Atherton, "Anew PI - PD Smith Predictor for Control of Processes with Long Dead-Time", in: 14th IFAC World Congress, Vol. C, 1999, PP.283-288.
[13] Kaya, I., "Obtaining Controller Parameters for a New PI-PD Smith Predictor Using Auto tuning," Journal of Process Control, No, 13, 2003 pp. 465-472
[14] Majhi, S. and D. P. Atherton, "Modified Smith Predictor and Controller for Processes with Time-Delay," IEE Proc. Control Theory Appl. Vol.146, No. 5, 1999, pp.359-366.
[15] Majhi, S. and D. P. Atherton, "Obtaining Controller Parameters for a New Smith Predictor Using Auto Tuning," Automatica No.36, 2000, pp.1651-1658.
[16] Mataušek, M. R. and A. D. Micić, "A modified Smith Predictor for Controlling a Process with an Integrator and Long Dead-Time," IEEE Trans. Automat. Control, No. 44, 1996, pp. 1196-1203.
[17] Mataušek, M . R. and A. D. Micić, "On the Modified Smith Predictor for Controlling a Process with an Integrator and Long Dead-Time," IEEE Trans. Automat. Cont., 41, 1999, pp.1603-1606.
[18] Xiang , Lu., Yang,Y., Wang,Q and Zheng, W., "A Double Two - Degree - of -Freedom Control Scheme for Improved Control of Unstable Delay Processes," Journal of Process Control, No. 15, 2005, pp. 605 - 614.
[20] Ramanathan, S., "Control of Quasirational Distributed Systems with Examples on the Control of Cumulative Mass Fraction of Particle Size Distribution,"Ph.D. Thesis, University of Michigan, Ann Arbor, 1988.
[21] Ramanathan, S., Curl R. L. and C. Kravaris "Dynamics and Control of Quasirational Systems," AIChE J., Vol. 55, 1989.
[22] Shirvani, M., M. Inagaki and T. Shimizu, "A Simplified Model of Distributed Parameter Systems," Int. J. Eng., Vol. 6, No. 2, 1993.
[23] Shirvani, M, M. Inagaki, and T. Shimizu, "Simplification Study on Dynamic Models of

www.SID.ir