

## طراحی کنترل کننده پی-آی-دی تطبیقی خود تنظیم کننده برای سیستم های غیر خطی برای یک نمونه خاص

امیر نصیرهند  
 علیرضا طلوعی  
 استادیار، دانشگاه شهید بهشتی  
 استادیار، دانشگاه شهید بهشتی

### چکیده

در این مقاله، یک روش جدید برای طراحی کنترل کننده های پی-آی-دی تطبیقی خود تنظیم کننده گسترش یافته است. این روش جهت همانند سازی سیستم های کنترل پسخوراند تطبیقی با یک مدل مرجع میباشد. این روش بر اساس روش "جفت کردن فرکانس" می باشد و برای سنتز سیستم کنترل تطبیقی جهت دست یافتن به جواب مسئله همانند سازی عینی می باشد. کاربرد این روش توسط حل یک مثال طراحی برای یک سیستم غیر خطی نشان داده شده است و نتایج با کنترل کننده های خطی و غیر خطی پی-آی-دی که در تحقیق های دیگر گزارش شده بودند، مقایسه گردیده است.

**کلمات کلیدی:** سیستم های غیر خطی، پی-آی-دی، همانند سازی عینی، انتگرال فوریه، تابع توصیف کننده

## Design of self-adaptive PID controller for nonlinear systems

A. Nassirharand      Assistant Professor, University of Shahid Beheshti  
 A. Toloei              Assistant Professor, University of Shahid Beheshti

### Abstract

In this paper, a new method to design self-adaptive PID controller is expanded. This approach is used for replication of the adaptive feedback control systems with a reference model. This approach is based on the method "coupling of frequency" and utilized for synthesis of the adaptive control system for obtaining the answers of problem of objective replication. Application of this technique is shown by solving a design example for a nonlinear system and the results has been compared by PID linear and nonlinear controllers that had been reported in the other researches.

**Key Words:** Nonlinear systems; PID; objective replication; Integral Fourier; Describing function

## ۱-مقدمه

طراحی تحلیلی یک سیستم کنترل پسخوراند خود تنظیم تطبیقی معمولاً مستلزم تعیین پیکره فرآیند می باشد و کنترل کننده توسط یک الگوریتم با سرعت بالا طراحی می شود. مرحله اول که همان شناسایی سیستم می باشد توجه خاصی در گذشته به خود اختصاص داده و روش هایی با کارایی بالا گسترش یافته است [۱]. اما طراحی کنترل کننده خود به تنهایی قدمی است مشکل و طراحی آن زمان بر است. در طراحی کنترل کننده های خود تنظیم می با یستی در زمان حقیقی با سرعت بالا (در زمانی کوتاه تر از ثابت زمانی فرآیند) انجام داد. به عبارتی دیگر طراحی کنترل کننده های خود - تنظیم تطبیقی وابسته به این است که اول روش های طراحی با کارایی بالا وجود داشته باشد و دوم اینکه این روش های طراحی را بتوان توسط یک الگوریتم با سرعت بالا بر روی یک رایانه دیجیتالی پیاده کرد.

تعداد محدودی روش در حوزه فرکانس برای طراحی کنترل کننده های پی-آی-دی تطبیقی خودتنظیم کننده گزارش شده است. در مرجع [۲] با استفاده از منحنی نایکویست، یک روش مقاوم برای تنظیم بهره های کنترل کننده تدوین شده است. در مرجع [۳] فرمول های حاشیه فاز و حاشیه بهره برای طراحی کنترل کننده پی-آی-دی بدست آمده و با کنترل نمودن حاشیه های بهره و فاز، بهره های کنترل کننده تعیین می شوند. در مرجع [۴] فرآیند مورد نظر با یک روش غیر پارامتری، که شامل تعیین یک مجموعه نقطه از منحنی نایکویست، شناسایی می شود و با کمینه نمودن یک تابع هدف، که خطای بین حلقه تابع تبدیل واقعی و یک مدل مرجع را اندازه می گیرد، بهره های کنترل کننده روی خط تعیین می شوند. در مرجع [۵] دو روش برای طراحی کنترل کننده های پی-آی-دی خود تنظیم کننده، که یکی در حوزه زمان و دیگری در حوزه فرکانس بوده، مقایسه شده اند؛ نتیجه مقایسه این است که هر دو سیستم کنترل کارایی معادل داشته ولی محاسبات روش فرکانس به مراتب کمتر و آسانتر بوده است. در مرجع [۶] روش تنظیم بهره های کنترل کننده پی-آی-دی بر حسب حاشیه بهره می باشد. در مرجع [۷] با تعیین مدل فرآیند در حوزه فرکانس و کمینه نمودن یک تابع هدف جهت همانند سازی، بهره های کنترل کننده تعیین می شوند. لازم به ذکر است که روش های بالا (بر خلاف آنچه در این تحقیق انجام شده است) با فرض خطی بودن فرآیند تدوین شده اند. برای سیستم های غیرخطی، روش های محدودی جهت طراحی

کنترل کننده های پی-آی-دی خود تنظیم کننده و تطبیقی موجود می باشد که در حوزه فرکانس نمی باشند [۸]-[۱۵]. تفاوت های دیگر بین روش های موجود [۸]-[۱۵] طراحی کنترل کننده های پی-آی-دی خود تنظیم کننده و یا تطبیقی برای سیستم های غیر خطی و روش ارائه شده در این مقاله هیچگونه محدودیتی در نوع جملات غیر خطی وجود ندارد؛ به عبارتی دیگر، فرآیند غیر خطی می تواند جملات غیر خطی نا پیوسته نیز داشته باشد. نوآوری دیگر این تحقیق این است که برای اولین بار کاربرد یک روش طراحی کنترل کننده پی-آی-دی تطبیقی خود-تنظیم کننده در یک سیستم غیر خطی با جملات غیر خطی نا پیوسته بررسی شده است و نتایج با یک روش متداول غیر خطی دیگر مقایسه شده است.

در این پژوهش، یک روش طراحی جدید برای کنترل کننده های پی-آی-دی تطبیقی خود تنظیم گسترش یافته است. این روش در محیط نرم افزار Matlab به اجرا در آمده و کاربرد آن در یک مسئله کنترل مکان غیر خطی که شامل جملات غیر خطی سخت با تابع هدف "همانند سازی عینی" می باشد بررسی شده است. لازم به ذکر است که روش طراحی کنترل کننده های پی-آی-دی بصورت برون خطی هم کاربرد دارد.

## ۲- روش طراحی

روش طراحی سیستماتیک شامل ۶ گام می باشد. ترتیب مراحل عبارتند از (۱) تعیین تابع تبدیل مرجع با رفتار دلخواه سیستم پسخوراند، (۲) تولید توابع توصیف کننده دستگاه در رژیم های کاری مورد نظر، (۳) تعیین ساختار تابع تبدیل سیستم جهت متمایز نمودن رفتار سیستم کنترل اتوماتیک در رژیم های کاری متفاوت، (۴) تعیین دینامیک بلوک شناسایی کننده، (۵) تعیین ورودی های لازم جهت تعیین بهره های کنترل کننده (از جمله بازه فرکانس مورد نظر جهت بهینه سازی پارامترهای کنترل کننده پی-آی-دی که توسط الگوریتم گسترش یافته بلوک خود تنظیم کننده مورد استفاده قرار می گیرد)، و بالاخره (۶) تأیید پایداری و کارایی طراحی.

۲-۱ تعیین مدل مرجع: در گام ۱، تابع تبدیلی که رفتار ایده ال سیستم پسخوراند مورد نظر را متمایز می کند تعیین می شود. یکی از امتیازات شناسایی تابع تبدیل دلخواه این است که استفاده کننده مطمئن خواهد بود که مشخصات فنی مورد نظر مناسب می باشد. برای اکثر مسائل، تابع تبدیل دلخواه از رسته ۲

$$G_{1,k}(j\omega, a) = \frac{\omega I_{1,k}}{a\pi} \quad (3)$$

برای اینکه اثرات هارمونیک های بالا را آنالیز کرد، می توان رابطه ذیل را محاسبه کرد.

$$G_{m,k}(j\omega, a) = \frac{\omega I_{m,k}}{a\pi}, m = 2, 3, \dots \quad (4)$$

برای یک دامنه سیگنال تحریک کننده،  $a$ ، معادله (۳) در فرکانس های گسسته در بازه فرکانس مورد نظر محاسبه شده تا یک مدل شبه خطی برای فرایند غیر خطی بدست آید. این عملیات برای دامنه های مختلف سیگنال تحریک کننده تکرار شده و چندین مدل شبه خطی برای فرایند غیر خطی حاصل می شود.

نرم افزاری در محیط MATLAB تهیه شده تا مدل های شبه خطی یک سیستم بدست آید. این کد شامل سه حلقه می باشد. حلقه خارجی مربوط به دامنه سیگنال تحریک کننده می باشد. حلقه میانی مربوط به فرکانس های گسسته مورد نظر می باشد. حلقه داخلی مربوط به سیکل سیگنال تحریک کننده می باشد که انتگرال های فوریه در بین آن سیکل محاسبه می شوند.

**۲-۳- شناسایی مدل خطی:** در گام ۳، مدل های خطی فرایند که مدل های توابع توصیف کننده مرحله قبل را متمایز می کنند شناسایی می شوند. چون مدل های توابع توصیف کننده نمایانگر یک سیستم غیر خطی می باشند، رابطه استاندارد بین قسمت حقیقی و مجازی مدل فرکانسی که برای سیستم های خطی برقرار است در مدل های توابع توصیف کننده برقرار نیست [۱۸]. برای تأمین هدف این گام، می توان از دستور `invfreqs` نرم افزار MATLAB استفاده کرد. دستور فوق الذکر، نکاتی که می بایست در ضمن شناسایی مدل خطی در نظر گرفت را لحاظ می نماید.

**۲-۴- طراحی بلوک شناسایی کننده:** تخمین زدن پارامترهای فرایند یک گام کلیدی در سیستم های کنترل تطبیقی می باشد [۱]. در سیستم های کنترل تطبیقی، پارامترهای فرایند دائماً در حال تغییر هستند، پس بنابراین لازم است که ما دسترسی به روش های تخمین داشته باشیم که بطور بازگشتی پارامترهای فرایند را نو کند.

در گام ۴، یک بلوک شناسایی کننده می بایستی تعیین شود. در این پژوهش از الگوریتم شناسایی توسط روش حداقل مربع ها که در مرجع [۱] تشریح شده استفاده می شود. برای انجام این کار، مدل پسر ذیل را در نظر بگیرید.

$$y(t) = \varphi_1(t)\theta_1 + \varphi_2(t)\theta_2 + \dots + \varphi_n(t)\theta_n = \varphi^T(t)\theta \quad (5)$$

می باشد که دارای قطب های دلخواه می باشد و مشخصه های خطا در شرایط استاتیکی را ارضا می کند. مشخصات فنی در حوزه فرکانس و یا زمان قابل تبدیل به فرکانس طبیعی و ضریب میرایی دلخواه به کمک معادلات مربوطه [۱۶] می باشند. سپس، مشخصات خطا در شرایط استاتیکی، صفر تابع تبدیل تعیین می کند. صفر تابع تبدیل دلخواه توسط روابطی که خطا در شرایط استاتیکی را تعریف می کنند تعیین می شود. یک روش دیگر برای تعیین تابع تبدیل دلخواه با مشخصات فنی مخلوط در حوزه های فرکانس و زمان در مرجع [۱۷] ارائه شده است.

**۲-۲- تولید توابع توصیف کننده:** در گام ۲، تابع توصیف کننده سیستم در رژیم های کاری متفاوت تعیین می شود. دلایل اصلی برای تولید توابع توصیف کننده این است که (۱) نمیتوان سیستم هایی که شامل جملات غیر خطی ناپیوسته می باشند را خطی نمود، (۲) در رژیم های کاری متفاوت، پیکره سیستم (به علت غیر خطی بودن آن) تغییر می کند و (۳) توابع توصیف کننده خصوصیت اصلی سیستم غیر خطی را که وابستگی رفتار آن سیستم به دامنه سیگنال تحریک کننده می باشد حفظ می کند. امتیازات دیگر استفاده از تابع توصیف کننده برای طراحی سیستماتیک کنترل کننده جهت استفاده در سیستم های غیر خطی در مرجع [۱۸] داده شده است. لیست برنامه کامپیوتری جهت تولید توابع توصیف کننده برای سیستم های چند متغیره و غیر خطی در مرجع [۱۹] داده شده است و شرح تئوری تولید توابع توصیف کننده برای سیستم های غیر خطی بصورت زیر می باشد.

روش متمایز کردن ورودی- خروجی یک فرایند غیر خطی به قرار ذیل می باشد. ابتدا، فرایند با یک ورودی معلوم،  $u(t)$ ، تحریک می شود.

$$u(t) = a \cos(\omega t) \quad (1)$$

سپس، معادلات دینامیکی و غیر خطی حرکت بصورت عددی انتگرال گیری می شوند تا خروجی سیستم بر حسب زمان،  $y(t)$ ، بدست آید. گام بعد این است که انتگرال های فوریه برای دوره  $k$  در زمانیکه  $y(t)$  به حالت پایدار رسیده باشد محاسبه شوند. این انتگرال ها بصورت ذیل می باشند.

$$I_{m,k} = \int_{(k-1)T}^{kT} y(t) e^{-jm\omega t} dt \quad (2)$$

که در رابطه بالا،  $k = 1, 2, \dots$ ،  $m = 1, 2, \dots$  و  $T = \frac{2\pi}{\omega}$  شبه تابع تبدیل هادر فرکانس های گسسته که با عدد موهومی  $G_{1,k}(j\omega, a)$  نشان داده می شوند توسط رابطه ذیل محاسبه می شوند.

$$G = \frac{a+bj}{c+dj} \quad (16)$$

$$h_D = \frac{e+f \cdot j}{g+h' \cdot j} = \frac{Z_1}{Z_2} \quad (17)$$

$$j = \sqrt{-1} \quad (18)$$

$G$  مدل فرآیند و  $h_D$  همان مدل مرجع است که جهت همانند سازی توسط طراح تعیین می شود. هدف این است که بهره های کنترل کننده پی - آی - دی ( $K_p, K_I, K_D$ ) را طراحی کنیم. با استفاده از رابطه های (۱۴) و (۱۷)، می توان تابع هدف را بصورت ذیل نوشت.

$$J' = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \left| \frac{h_1 Z_2 - h_2 Z_1}{h_2 Z_2} \right|^2 d\omega \quad (19)$$

کمینه کردن تابع هدف بالا منجر به حل یک سری معادلات غیر خطی می شود که بطور عمومی باید آنرا بصورت عددی حل کرد. این روش اگر چه برای روش های برون خطی مشکلی ایجاد نمی کند ولی با میکروپروسر های فعلی این شیوه در سیستم های خودتنظیم تطبیقی کاربردی ندارد. به این خاطر، به جای کمینه کردن تابع هدف (۱۹)، تابع هدف زیر را در نظر بگیرید.

$$J = \int_{\omega_1}^{\omega_2} |h_1 Z_2 - h_2 Z_1|^2 d\omega \quad (20)$$

توجه داشته باشید که در صورتی که  $h_1 Z_2 = h_2 Z_1$  باشد، می توان برای حل مسئله، تابع هدف (۲۰) را کمینه کرد. با گرفتن مشتق  $J$  نسبت به بهره های کنترل کننده پی - آی - دی و برابر قراردادن رابطه های بدست آمده با صفر یکی از بهره ها بطور مستقل بدست می آید و دوباره دیگر توسط دو معادله خطی و دو مجهول بدست می آید که بصورت ذیل می باشند.

$$K_p = \frac{Q}{T_2} \quad (21)$$

$$\begin{bmatrix} T_0 & -T_2 \\ -T_2 & T_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_I \\ K_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R \\ S \end{bmatrix} \quad (22)$$

در رابطه بالا،

$$l = 0, 2, 4 \quad T_l = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \omega^l (A^2 + B^2) d\omega \quad (23)$$

$$R = \int_{\omega_1}^{\omega_2} (AC + BD) d\omega \quad (24)$$

$$S = \int_{\omega_1}^{\omega_2} (AC + BD) \omega^2 d\omega \quad (25)$$

$$Q = \int_{\omega_1}^{\omega_2} (BC - AD) \omega d\omega \quad (26)$$

$$A = ag - bh' - ae + bf \quad (27)$$

$$B = bg + ah' - be - af \quad (28)$$

$$C = \omega(de + cf) \quad (29)$$

$$D = \omega(df - ce) \quad (30)$$

که در رابطه بالا،  $y(t)$  متغیر مشاهده شده،  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n$  پارامترهای مجهول  $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n$  و تابع های معلومی هستند که ممکن است به متغیرهای معلوم دیگری وابسته باشند. روش تخمین بر اساس شیوه حداقل مربعات می باشد. تخمین حداقل مربعات برای پارامترهای فرایند،  $\hat{\theta}$ ، بصورت بازگشتی از معادلات ذیل محاسبه می شود:

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t) [y(t) - \varphi^T(t) \hat{\theta}(t-1)] \quad (6)$$

$$K(t) = P(t-1) \varphi(t) [I + \varphi^T(t) P(t-1) \varphi(t)]^{-1} \quad (7)$$

$$P(t) = P(t-1) - P(t-1) \varphi(t) [I + \varphi^T(t) P(t-1) \varphi(t)]^{-1} \varphi^T(t) P(t-1) \quad (8)$$

حال این سؤال مطرح می شود که چگونه می توان پارامترهای مدل ورودی - خروجی یک پروسه خطی را تعیین نمود؟ اول می بایستی مدل پسر مسئله را بدست آورد و سپس با استفاده از معادله های (۶) تا (۸) پارامترها تخمین زده شوند. برای روشن شدن این مطلب مدل دینامیکی زیر را در نظر بگیرید.

$$\frac{d^2 y}{dt^2} + a_1 \frac{d^1 y}{dt^1} + a_2 y = b_1 \frac{d^1 u}{dt^1} + b_2 u \quad (9)$$

با استفاده از عملگر  $p$  معادله (۹) را میتوان بصورت ذیل نوشت.

$$y = -\frac{a_1}{p} y - \frac{a_2}{p^2} y + \frac{b_1}{p} u + \frac{b_2}{p^2} u \quad (10)$$

پس بنابراین با تعریف  $\theta$  و  $\varphi(t)$  بصورت ذیل، مدل پسر و دلخواه بدست می آید.

$$\theta = [a_1 \quad a_2 \quad b_1 \quad b_2] \quad (11)$$

$$\varphi(t) = \left[ -\frac{1}{p} y \quad -\frac{1}{p^2} y \quad \frac{1}{p} u \quad \frac{1}{p^2} u \right] \quad (12)$$

برای شروع الگوریتم باید مقادیر اولیه برای ماتریس  $P$  و بردار  $\hat{\theta}$  را داشته باشیم.

**۲-۵- شناسایی بهره های کنترل کننده:** یک سیستم پس خوراند واحد که در مسیر جلو، یک کنترل کننده پی - آی - دی، با فرآیند بطور سری قرار گرفته را در نظر بگیرید. سپس تابع هدف "هماندسازی عینی" را بصورت زیر تعریف می کنیم.

$$J' = \int_{\omega_1}^{\omega_2} |h - h_D|^2 d\omega \quad (13)$$

که در رابطه بالا،

$$h = \frac{CG}{1+CG} = \frac{h_1}{h_2} \quad (14)$$

$$C = \frac{(-K_D \omega^2 + K_I) + (K_p \omega)j}{(\omega)j} \quad (15)$$

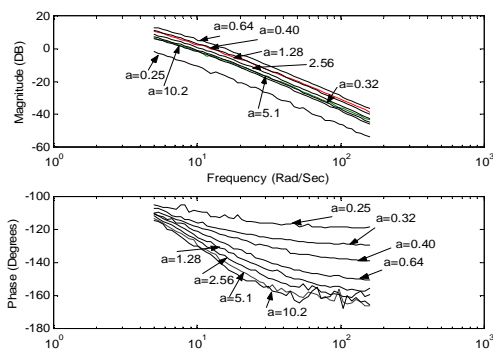
که در رابطه بالا،  $f_c = 1.Nm$  ،  $f_v = 0.1Nm - s / rad$  ،  $T_e$  سیگنال خروجی بلوک اشباع می باشد، و  $\dot{\theta}$  سرعت زاویه ای چرخش بار می باشد.

۳. ممان اینرسی که در رابطه نیوتون استفاده می شود  $(J\ddot{\theta} = T_m)$  از قرار  $J = 0.01kg - m^2$  می باشد.

این مثال یک سیستم غیر خطی است که در آن جملات غیر خطی سخت وجود دارد. توجه داشته باشید که برای حل این مسئله کنترل نمی توان مدل را خطی کرد. پس بنابراین در گذشته از روش های غیر خطی برای حل مسئله استفاده شده است. طراحی در مرجع [۲۱] یک زمان نشست  $0.3/0$  ثانیه با درصد فراجش ۴۰ را نشان داد. بنا براین در گام ۱، تابع تبدیل دلخواه بصورت ذیل می باشد.

$$F = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (32)$$

که در رابطه بالا،  $\omega_n = 43.25$  و  $\zeta = 0.3$  می باشد. در گام ۲، توابع توصیف کننده تولید می شود که نتایج در شکل ۱ نشان داده شده است. پهنای دیاگرام های بهره توابع توصیف کننده حدود ۲۰ دسی بل میباشد و پهنای دیاگرام های فاز توابع توصیف کننده حدود ۶۰ درجه می باشد. لذا، فرآیند خیلی غیر خطی می باشد. در یک فرآیند خطی فقط یک دیاگرام پاسخ فرکانسی جهت بررسی رفتار فرآیند در تمامی شرایط کاری کافی می باشد.



شکل ۱- شبه پاسخ فرکانسی سیستم غیر خطی در رژیم های کاری متفاوت

در گام ۳، با استفاده از دستور invfreqs معلوم شد که پیکره این فرآیند یک سیستم خطی از رسته ۲ می باشد که پارامترهای آن برای دامنه های تحریک کننده مختلف تغییر می کند. به عبارتی دیگر، مدل پارامتری فرآیند بصورت زیر می باشد.

$$G_p = \frac{x_1 s + x_2}{s^2 + x_3} \quad (33)$$

پس بنابراین، می توان بهره های کنترل کننده را همه را بصورت مستقیم بدست آورد و می توان با سرعت بالایی طراحی را در زمان حقیقی انجام داد. روش بیان شده، در محیط Matlab پیاده شده است.

بنابراین، با داشتن یک مدل خطی مرجع، تابع تبدیل سیستم پسخوراند دلخواه و بازه فرکانس مورد نظر می توان با استفاده از معادله های (۲۱) و (۲۲) مستقیماً پارامترهای جبران کننده را تعیین کرد. بنا به تجربه، تعیین بازه فرکانس مورد نظر کار مشکلی نیست میتوان پهنای باند سیستم پسخوراند مورد نظر را بر اساس پهنای باند بازه فرکانس دلخواه مشخص نماید. اجرای روش طراحی در مسائل متفاوت نشان داده است که  $\omega_l = 0$  و  $\omega_2 = 10$  مطلوب هستند.

۲-۶- تأیید طراحی: در گام ۶، طراحی توسط شبیه سازی دیجیتالی تایید میشود و پایداری سیستم کنترل طراحی شده با تولید توابع توصیف کننده حلقه بسته در شرایط کاری مورد نظر تحلیل میشود [۲۰] و میبایستی توجه داشت که آن روشها پایداری را فقط برای مدل ریاضی سیستم تضمین میکنند؛ به عبارتی دیگر، اختلاف بین مدل ریاضی و سیستم حقیقی میتواند منشاء ناپایداری باشد [۲۰]. ولی بنا به این اصل که شرط لازم و کافی برای اینکه مدل های توابع توصیف کننده وجود داشته باشند این است که سیستم پایدار باشد، پایداری در رژیم های کاری متفاوت با تولید توابع توصیف کننده مدار بسته (یا همان "پاسخ فرکانسی") نشان داده شده است.

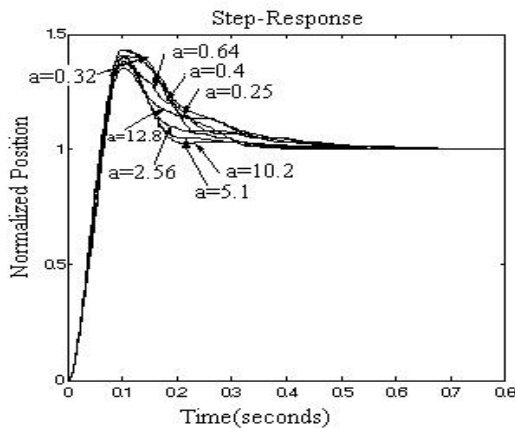
### ۳- مثال

مسئله سنتز کنترل کننده که در مرجع [۲۱] مطرح شده را در نظر بگیرید. فرآیند یک موتور و بار با مدل ریاضی شامل خصوصیات زیر می باشد.

۱. مدل اشباع موتور با دو ناحیه خطی با شیب های  $m_1$  و  $m_2$  با یک نقطه شکستگی در  $\delta$  متمایز می شود. در این مثال،  $m_1 = 5Nm/v$  ،  $\delta = 0.5v$  و  $m_2 = 1Nm/v$  می باشد.
۲. اصطکاک بصورت زیر مدل شده است.

$$T_m = \begin{cases} T_e - f_v \dot{\theta} - f_c \text{sign}(\dot{\theta}) ; & |T_e| > f \\ T_e - f_v \dot{\theta} - f_c \text{sign}(\dot{\theta}) ; & \dot{\theta} \neq 0 \\ 0.0 ; & |T_e| < f , \dot{\theta} = 0.0 \end{cases} \quad (34)$$

در مرجع [۲۲]، یک کنترل کننده غیرخطی پی-آی-دی برای فرآیند بررسی شده طراحی شده و پاسخ پله نرمالیزه شده برای دامنه های مختلف در شکل ۴ نشان داده شده است. از مقایسه نتایج ارائه شده در اشکال ۲ و ۴ می توان به این نتیجه رسید که روش ارائه شده با روش های دیگر طراحی کنترل کننده های غیر خطی رقابت می کند.



شکل ۴ - پاسخ پله نرمالیزه شده برای دامنه های متفاوت با یک کنترل کننده غیر خطی پی-آی-دی [۲۲]

#### ۴- خلاصه و نتیجه

در این پژوهش یک روش جدید برای طراحی یک کنترل کننده پی-آی-دی تطبیقی خود-تنظیم کننده گسترش یافته است. یک دستور Matlab برای تنظیم بهره های کنترل کننده هم ارائه شد [۲۳]. روش طراحی بر اساس روش "جفت کردن فرکانس" و کمینه کردن تابع هدف همانند سازی عینی می باشد. روش طراحی سیستماتیک بوده و شامل ۶ گام می باشد. در این تحقیق، کاربرد روش طراحی ارائه شده در یک فرآیند غیر خطی بررسی شد و مقایسه نتایج نشان داد که سیستم حلقه بسته با روش ارائه شده مقاوم تر از آنی است که با یک کنترل کننده خطی پی-آی-دی بدست آمده است. همچنین نشان داده شد که روش ابداع شده با یک روش طراحی دیگر برای کنترل کننده های غیر خطی پی-آی-دی رقابت می کند.

#### مراجع

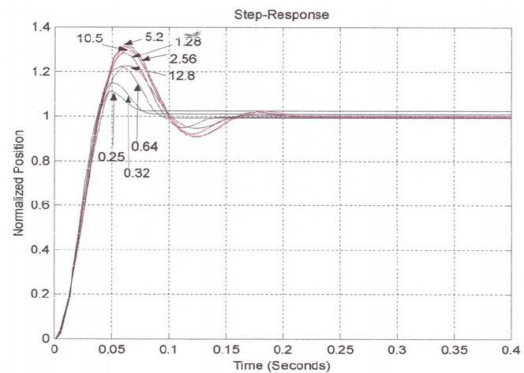
- [1] Astrom, K. J., and Wittenmark, B., Adaptive Control, Addison- Wesley, USA, 1989
- [2] Ho, W.K., Hang, C. C., Wojsznis, W., Tao, Q. H., "Frequency domain approach to self-tuning PID control," Control Engineering Practice, v. 4, no. 6, 1996, p 807-813.
- [3] Ho, W. K., Lee, T. H., Han, H. P., and Hong, Y., "Self-tuning IMC-PID control with interval gain and phase margins assignment,"

در گام ۴، پارامترهای مدل بالا  $(x_1, x_2, x_3)$  توسط بلوک شناسایی کننده تعیین می شوند.

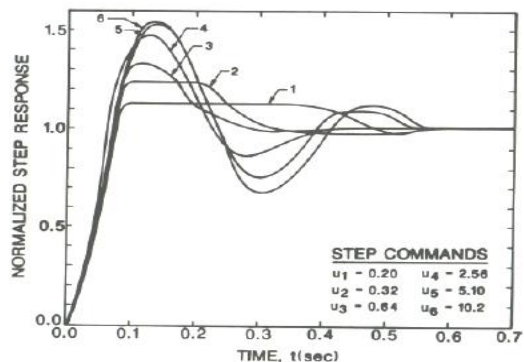
در گام ۵، برای بلوک خود تنظیم کننده، بازه فرکانس مورد نظر مطابق با آنچه در بخش گذشته ارائه شده بود برابر با ۱ تا ۱۰ رادیان بر ثانیه قرار داده می شود.

همانطور که اشاره شد، فرآیند برای دامنه های تحریک کننده مختلف رفتار متفاوتی از خود نشان می دهد. یک طراحی کنترل مناسب این وابستگی را از میان برمی دارد. پاسخ پله برای دامنه های مختلف در شکل ۲ نشان داده شده است و می توان نتیجه گرفت که حساسیت سیستم پسخوراند به دامنه تحریک کننده به مقدار قابل ملاحظه ای کاهش یافته است.

در مرجع [۲۱]، یک کنترل کننده خطی پی-آی-دی برای فرآیند بررسی شده طراحی شده است و پاسخ پله نرمالیزه شده برای دامنه های مختلف در شکل ۳ نشان داده شده است. از مقایسه نتایج ارائه شده در اشکال ۲ و ۳، می توان به این نتیجه رسید که روش ارائه شده (نسبت به حساسیت رفتار سیستم حلقه بسته به دامنه سیگنال تحریک کننده) مقاوم تر از روش های متداول خطی بوده است.



شکل ۲ - پاسخ پله نرمالیزه شده برای دامنه های متفاوت با کنترل کننده خود تنظیم کننده پی-آی-دی



شکل ۳ - پاسخ پله نرمالیزه شده برای دامنه های متفاوت با یک کنترل کننده خطی پی-آی-دی [۲۱]

- [18] Mousavi Firdeh S. R., Nassirharand A., Abbassi N., and Karimi H., "A systematic single-range controller synthesis procedure for nonlinear and multivariable liquid propellant engines," *Aerospace Science and Technology*, v. 10, no. 5, 2006, pp. 392-401.
- [19] Nassirharand A., and Karimi H., "Input/output characterization of highly nonlinear multivariable systems," *Advances in Engineering Software*, V 33, pp. 825-830, 2002.
- [20] Nassirharand A., and Mousavi Firdeh S. R., "Computer-aided design of nonlinear  $H_\infty$  controllers using describing functions," *Proceedings of IEEE Symposium on Computer-Aided Control System Design*, Munich, Germany, October 4-6 2006.
- [21] Taylor, J. H., and Strobel, K. L., "Nonlinear control system design based on quasilinear system models," *American Control Conference*, Boston, MA, 1985, p. 1242-1247.
- [22] Nassirharand A., and Karimi H., "Nonlinear controller synthesis based on inverse describing function technique in the MATLAB environment," *Advances in Engineering Software*, v. 37, no. 6, 2006, pp. 370-374.
- [23] Nassirharand A., Karimi H., and Dadfarnia M., "A new software tool for synthesis of linear PID controllers," *Advances in Engineering Software*, v. 34, no. 9 September, 2003, pp. 551-557.
- [4] Iwai, Z., Egashira, T., and Takeyama, Y., "Parameter tuning method of adaptive PID controller on frequency domain," *Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Part C*, v. 63, no. 613, 1997, p 3082-3087.
- [5] Song, Y., Napolitano, G., Seanor, M., Perhinschi, B., and Mario G., "Online parameter estimation techniques comparison within a fault tolerant flight control system," *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, v. 25, no., 2002, p 528-537.
- [6] Zaigen, L., Zhong, H., "On the self-tuning PID regulators based on the stability margins," *Advances in Modelling & Analysis C: Systems Analysis, Control & Design*, v. 40, no. 1, 1994, p 1-10.
- [7] Shigemasa, T., Shuichi, A., and Junji, O., "Robust indirect adaptive control combined with frequency domain methods and its application to robot," *Proceedings of the 29th IEEE Conference on Decision and Control*, Part 4 (of 6), Dec 5-7 1990, Honolulu, HI, USA.
- [8] Ye, J., "Adaptive control of nonlinear PID-based analog neural networks for a nonholonomic mobile robot," *Neurocomputing*, In Press, Corrected Proof, Available online 7 June 2007.
- [9] Böling, J. M., Seborg, D. E., and Hespanha, J. P., "Multi-model adaptive control of a simulated pH neutralization process," *Control Engineering Practice*, v. 15, issue 6, 2007, p663-672.
- [10] Yu, D. L., Chang, T. K., and Yu, D. W., "A stable self-learning PID control for ultivariable time varying systems," *Control Engineering Practice*, In Press, Corrected Proof, Available online 30 March 2007.
- [11] Wang, X.-s., Cheng, Y.-h., and Sun, W., "A Proposal of Adaptive PID Controller Based on Reinforcement Learning," *Journal of China University of Mining and Technology*, v. 17, issue 1, 2007, pp. 40-44.
- [12] Hsu, C.-F., Chen, G.-M., and Lee, T. T., "Robust intelligent tracking control with PID-type learning algorithm," *Neurocomputing*, In Press, Corrected Proof, Available online 14 February 2007.
- [13] Savran, A., Tasaltin, R., and Becerikli, Y., "Intelligent adaptive nonlinear flight control for a high performance aircraft with neural networks," *ISA Transactions*, v. 45, issue 2, 2006, p. 225-247.
- [14] Segovia, J. P., Sbarbaro, D., and Ceballos, E., "An adaptive pattern based nonlinear PID controller," *ISA Transactions*, v. 43, issue 2, 2004, p. 271-281.
- [15] Chang, W.-D., Hwang, R.-C., and Hsieh, J.-G., "A self-tuning PID control for a class of nonlinear systems based on the Lyapunov approach," *Journal of Process Control*, v. 12, issue 2, 2002, p. 233-242.
- [16] Rowland J. R., *Linear control systems*, John Wiley, New York, 1986.
- [17] Chen, C. F., and Shieh, L. S., "An algebraic method for control systems design," *International Journal of Control*, v. 11, no. 5, 1970, p. 717-739.