

به نام خدا

تنظیم کنترل کننده PID چندمتغیره به روش فازی

گردآوری

حمید قدیری

دانشجوی کارشناسی ارشد دانشگاه تبریز

کلمات کلیدی

کنترل کننده کننده PID ، سیستم های چند متغیره، روش فازی، PID فازی

چکیده

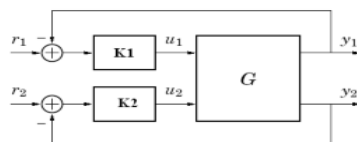
کنترل کننده های PID ابزاری استاندارد برای اتوماسیون صنعتی هستند. انعطاف پذیری این کنترل کننده، امکان استفاده از این نوع کنترل را در بسیاری از حالات فراهم می آورد مشکل اصلی این گونه کنترل کننده ها چگونگی یافتن مقدار بهینه ای برای پارامترهای تناسبی، انتگرالی و مشتقی می باشد تا پاسخ سیستم حلقه بسته در محدوده قابل قبول قرار گیرد. روشهای مختلفی برای تنظیم کنترل کننده های PID ارائه شده است. با این همه در دنیای واقعی، فرایندها بسیار پیچیده می باشند و مدلهای بدست آمده از آنها برای استفاده در روشهای تحلیلی مناسب نمی باشد. از این رو روشهای هوشمند می توانند مناسبتر باشند. در این مقاله به تنظیم کنترل کننده PID چندمتغیره به روش فازی خواهیم پرداخت. برای این کار ابتدا بایستی ساختار کنترل کننده را انتخاب کنیم. هدف این است که کنترل کننده PID یک ورودی - یک خروجی فازی را به حالت چندمتغیره تعمیم دهیم. کنترل کننده چندمتغیره را به صورت غیرمتمرکز در نظر می گیریم، یعنی در یک سیستم n ورودی - n خروجی، از n کنترل کننده $SISO$ استفاده می کنیم. با مقایسه می توان دید که فراجاهش در روش PID فازی نسبت به روش PID معمولی بهبود یافته است. هم چنین مشاهده می شود در روش PID فازی خطا به میزان زیادی کاهش یافته است.



کنترل کننده های PID ابزاری استاندارد برای اتوماسیون صنعتی هستند. انعطاف پذیری این کنترل کننده، امکان استفاده از این نوع کنترل را در بسیاری از حالات فراهم می آورد. این کنترل کننده ها در کنترل $Cascade$ و سایر صورتهای کنترل قابل استفاده هستند. بسیاری از مسائل کنترل ساده را، در صورتی که ملزومات عملکرد خیلی بالا نباشد، می توان با کنترل PID بخوبی حل کرد. الگوریتم PID به صورت رگولاتورهای استاندارد برای کنترل فرآیند، مجتمع شده است و همچنین پایه بسیاری از سیستمهای کنترل سفارشی ساز ($Tailor-Made$) است. مشکل اصلی که باعث می شود کنترل کننده PID یک ابزار کنترلی مؤثر نباشد، این است که پارامترهای این کنترل کننده بایستی برای هر سیستم کنترلی از نو تنظیم شود تا کارایی دلخواه حاصل گردد. به منظور افزایش عملکرد سیستم مانند کاهش زمانهای خیز و نشست و انتگرال قدر مطلق خطا، مطالعات زیادی به منظور بهبود روشهای تنظیم ضرایب کنترلر PID با استفاده از منطق فازی صورت گرفته است مانند آنچه در [1] [2], [3], [4], [5], [6], [7] انجام شده است. در حالت کلی کنترلرهای PI نسبت به کنترل کننده های PD بیشتر استفاده می شوند، بخاطر اینکه کنترل کننده های PD قادر به حذف خطای حالت ماندگار نیستند [8]، اگر چه کنترل کننده PI برای پروسه های مرتبه بالا عملکرد حالت گذرای ضعیفی دارند برای به دست آوردن عملکرد بهتر از کنترل کننده PID فازی استفاده می شود [8], [9]. در [10] کنترل کننده PID غیر خطی با استفاده از قوانین $Takagi-Sagano$ طراحی شده است و همچنین پایداری محلی سیستم کنترل PID فازی نیز بررسی شده است و نشان داده شده است که این کنترل کننده بسیار مقاوم است و همچنین در مقایسه با کنترل کننده PID خطی زمان صعود و زمان نشست کم شده است و مقدار فراجهدش کم شده است. در [11] در دو مرحله کنترل کننده فازی PID تنظیم شده است در سطح بالاتر تنظیم غیرخطی به منظور اشکار سازی مشخصات غیر خطی خروجی فازی انجام شده است. و در سطح پایین تر تنظیم خطی کنترل کننده صورت پذیرفته است. در [12] کنترل کننده PID غیر خطی ارتقا داده طراحی شده است شده است، مزیت اصلی کنترل کننده مذکور مقاومت آن در برابر نویز می باشد و کنترلر طراحی شده برای بازوی روبات به کار برده شده و نتایج شبیه سازی نشان داده است که عملکرد این کنترلر از کنترلر PID بهره ثابت معمولی خیلی بهتر شده است.

۲. کنترل کننده PID

در این بخش به تنظیم کنترل کننده PID چندمتغیره به روش فازی خواهیم پرداخت. برای این کار ابتدا بایستی ساختار کنترل کننده را انتخاب کنیم. هدف این است که کنترل کننده PID یک ورودی-یک خروجی فازی را به حالت چندمتغیره تعمیم دهیم. کنترل کننده چندمتغیره را به صورت غیرمتمرکز در نظر می گیریم، یعنی در یک سیستم n ورودی- n خروجی، از n کنترل کننده SISO استفاده می کنیم. دیاگرام این نوع کنترل کننده در شکل زیر آمده است.

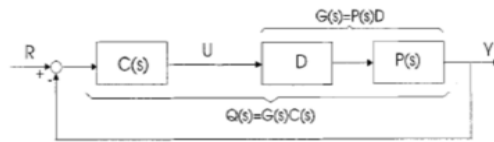


شکل ۱- کنترل چندمتغیره غیرمتمرکز

هر یک از کنترل کننده های $K1$ و $K2$ را یک کنترل کننده PID در نظر می گیریم. در روش فازی پارامترهای این کنترل کننده ها را در طول زمان تغییر می دهیم. برای این کار با توجه به پاسخ هر کانال و بر اساس روش فازی شرح داده شده در بخشهای قبل، پارامترهای کنترل کننده همان کانال را حول مقدار اولیه کمی تغییر می دهیم. در حقیقت مساله تنظیم کنترل کننده PID چندمتغیره به روش فازی را به n مساله تنظیم کنترل کننده PID یک متغیره به روش فازی، تبدیل می کنیم. تنظیم کنترل کننده PID یک متغیره به روش فازی، در بخشهای گذشته به تفصیل شرح داده شده است. در نتیجه سیستم چند متغیره را به صورت چند سیستم یک متغیره که هر یک از ورودی ها بیشترین تاثیر را بر روی خروجی متناظر خود دارد، در نظر می گیریم. برای ارزیابی تاثیر ورودی ها و خروجی ها بر روی یکدیگر می توان از ماتریس بهره نسبی که به ماتریس RGA معروف است، استفاده می کنیم. اگر هر یک از خروجی ها از ورودی متناظر خود به مقدار لازم تاثیر نگیرد، بهتر است قبل از استفاده از کنترل غیرمتمرکز، یکی از دو کار زیر را انجام دهیم.

می توانیم جفت های ورودی-خروجی را به گونه ای عوض کنیم که خروجی ها متناظر ورودی هایی شوند که بیشترین تاثیر را از آنها می گیرند.

می توانیم قبل از سیستم تحت کنترل، یک ماتریس دکوپله کننده قرار دهیم تا تاثیر هر ورودی بر روی خروجی های نامتناظر کمتر شود. این روش را در شکل زیر می توان دید. D ماتریس دکوپله کننده و $C(s)$ کنترل کننده می باشد.



شکل ۲- دیاگرام چگونگی استفاده از ماتریس دکوپله کننده

۳. روش فازی

در تنظیم کنترل کننده PID به روش فازی، ابتدا بایستی برای کنترل کننده مقادیر اولیه تعیین کنیم. برای این کار نیز سیستم چند متغیره را به صورت چند سیستم یک متغیره در نظر می گیریم و جداگانه برای هر کانال یک کنترل کننده PID طراحی می کنیم. این کار را می توان با سعی و خطا انجام داد و یا در صورت وجود شرایط لازم، از یکی از روشهای مربوط به این کار که در فصلهای گذشته شرح داده شد، استفاده کرد. در صورت استفاده از آزمایش فیدبک رله ای، این آزمایش را برای هر کانال جداگانه انجام می دهیم. وقتی می خواهیم این کار را برای یکی از کانالها انجام دهیم، حلقه فیدبک رله ای را برای آن کانال می بندیم و حلقه دیگر کانالها را باز می کنیم.

۴. شبیه سازی

۴-۱. سیستم چندمتغیره خطی

سیستم چند متغیره خطی زیر را در نظر بگیرید:

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{0.5}{(0.1s+1)^2(0.2s+1)^2} & \frac{-1}{(0.1s+1)(0.2s+1)^2} \\ \frac{1}{(0.1s+1)(0.2s+1)^2} & \frac{2.4}{(0.1s+1)(0.2s+1)^2(0.5s+1)} \end{bmatrix} \quad (1)$$

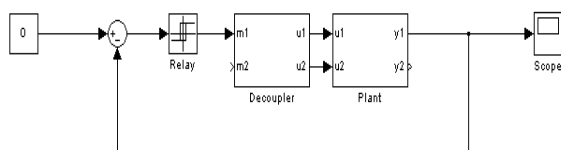
برای ارزیابی تداخل این سیستم ماتریس RGA را در فرکانس صفر محاسبه می کنیم:

$$RGA = G(0) \otimes (G^{-1}(0))^T = \begin{bmatrix} 0.5455 & 0.4545 \\ 0.4545 & 0.5455 \end{bmatrix} \quad (2)$$

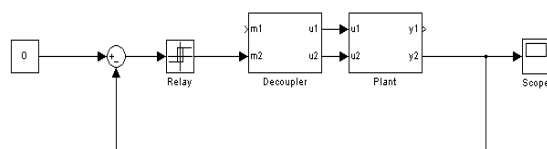
با توجه به درایه های ماتریس RGA بهترین جفت ورودی-خروجی، $(y_1 - u_1 / y_2 - u_2)$ می باشد ولی تداخل بین کانالها بسیار زیاد می باشد، بنابراین بهتر است از دکوپله کننده استفاده کنیم. برای این کار از دکوپله سازی حالت دائم استفاده می کنیم:

$$D = G^{-1}(0) = \begin{bmatrix} 1.0909 & 0.4545 \\ -0.4545 & 0.2273 \end{bmatrix} \quad (3)$$

به منظور تعیین بهره نهایی و دوره تناوب نهایی، آزمایش فیدبک رله ای را برای هر دو کانال جداگانه انجام می دهیم:



شکل ۳ - آزمایش فیدبک رله ای برای کانال اول



شکل ۴ - آزمایش فیدبک رله ای برای کانال دوم

نتیجه این دو آزمایش در ادامه آمده است. با توجه به این خروجی ها خواهیم داشت:

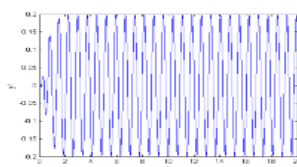
کانال اول:

$$a = 0.1992 \quad P_u = 0.7362 \quad (۴)$$

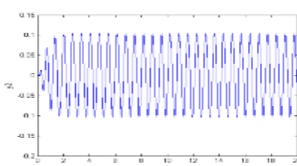
کانال دوم:

$$a = 0.1043 \quad P_u = 0.6831 \quad (۵)$$

با استفاده از این مقادیر بهره نهایی و دوره تناوب نهایی برای هر یک از کانالها بصورت زیر بدست می آید:



شکل ۵ - خروجی سیستم در آزمایش فیدبک رله ای (کانال اول)



شکل ۶ - خروجی سیستم در آزمایش فیدبک رله ای (کانال دوم)

کانال اول:

$$K_{cu} = \frac{4d}{\pi a} = 6.3918 \quad P_u = 0.7362 \quad (۶)$$

کانال دوم:

$$K_{cu} = \frac{4d}{\pi a} = 12.2075 \quad P_u = 0.6831 \quad (7)$$

در روابط بالا a دامنه نوسانات خروجی و d دامنه رله می باشد. حال با توجه به این مقادیر بدست آمده، با استفاده از روش زیگلر- نیکولز بهبود یافته و انتخاب $r_b = 0.5$, $\phi_b = 20^\circ$ پارامترهای کنترل کننده PID برای دو کانال چنین بدست می آید:

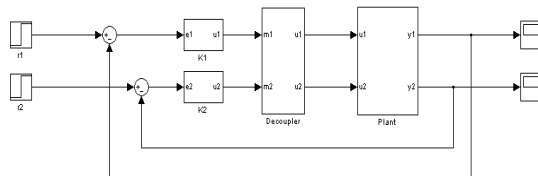
کانال اول:

$$K_c = 3.0032, \tau_I = 0.3347, \tau_D = 0.0837 \quad (8)$$

کانال دوم:

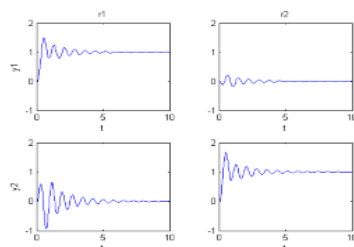
$$K_c = 5.7356, \tau_I = 0.3105, \tau_D = 0.0776 \quad (9)$$

همانطور که در شکل ۷ می بینید سیستم را با پارامترهای بدست آمده از روش زیگلر نیکولز بهبود یافته شبیه سازی کرده ایم.



شکل ۷ - کنترل PID با استفاده از روش زیگلر نیکولز بهبود یافته

پاسخ بدست آمده از این روش در شکل ۸ رسم شده است.



شکل ۸- خروجی در روش زیگلر نیکولز بهبود یافته

با توجه به شکل ۸ فراجش و زمان نشست برای کانال اول و کانال دوم به صورت زیر بدست می آید.

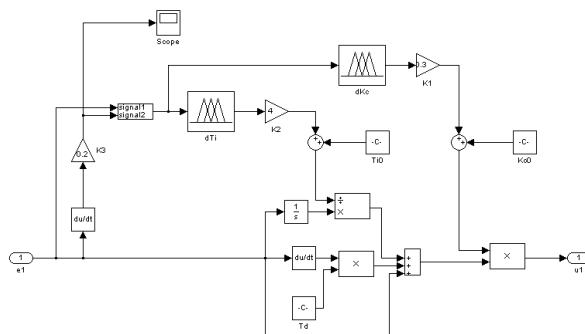
کانال اول:

$$\begin{aligned} overshoot &= 50\% \\ settling\ time &= 5.9 \end{aligned} \quad (10)$$

کانال دوم:

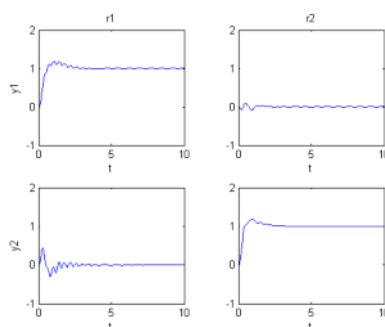
$$\begin{aligned} overshoot &= 66\% \\ settling\ time &= 7.6 \end{aligned} \quad (11)$$

حال با استفاده از الگوریتم فازی پارامترهای τ_I, K_C حول مقادیر بدست آمده آنها از روش زیگلر نیکولز بهبود یافته، تغییر می دهیم. دیاگرام شبیه سازی تنظیم کنترل کننده PID به روش فازی، برای یکی از کنترل کننده ها در شکل زیر آمده است:



شکل ۹- دیاگرام تغییر پارامترهای کنترل کننده PID حول مقدار اولیه

پاسخ بدست آمده از این روش را می توان در شکل ۱۰ مشاهده نمود:



شکل ۱۰- خروجی ها در روش *PID* فازی

با توجه به شکل ۱۰ فراجهبش و زمان نشست برای کانال اول و کانال دوم در روش جدید به صورت زیر بدست می آید.

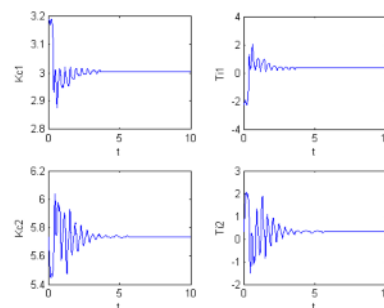
کانال اول:

$$\begin{aligned} \text{overshoot} &= 19\% \\ \text{settling time} &= 3.8 \end{aligned} \quad (12)$$

کانال دوم:

$$\begin{aligned} \text{overshoot} &= 17\% \\ \text{settling time} &= 3.3 \end{aligned} \quad (13)$$

نمودار تغییرات پارامترها در طول روند تنظیم برای هر دو کانال در شکل زیر آمده است:



شکل ۱۱ - نمودار تغییرات پارامترها

۲-۴. سیستم چند متغیره غیر خطی

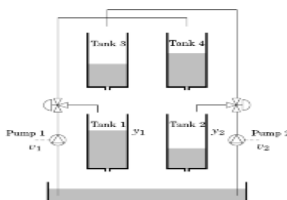
در این قسمت یک فرایند آزمایشگاهی را که شامل چهار تانک و دو پمپ می باشد را توضیح می دهیم. این سیستم در شکل ۱۲ نشان داده شده است. ورودی های این سیستم ولتاژ هایی است که به دو پمپ اعمال می شود و خروجی های آن سطح آب در دو تانک پایینی می باشد. این فرایند چهار تانکه ترکیب دو فرایند دو تانکه، که فرایند هایی استاندارد در آزمایشگاه های کنترل می باشد، است. بنابراین ساخت آن ساده است ولی با این حال خواص چند متغیره جالبی از خود نشان می دهد.



شکل ۱۲ - فرایند آزمایشگاهی تانک چهار تایی

۳-۴. مدل فیزیکی

در این بخش با استفاده از داده های فیزیکی یک مدل ریاضی برای فرایند تانک چهار تایی بدست می آوریم. یک دیاگرام شماتیکی از این فرایند در شکل ۱۳ رسم شده است. هدف این است که با استفاده از دو پمپ سطح آب را در دو تانک پایینی کنترل کنیم. ورودی های فرایند v_1 و v_2 (ولتاژهای ورودی به پمپها) است و خروجی های آن y_1 و y_2 (ولتاژ خروجی وسیله های اندازه گیری سطح) می باشد.



شکل ۱۳- دیاگرام شماتیکی فرایند تانک چهار تایی

با نوشتن رابطه تعادل جرم برای هر یک از تانک ها خواهیم داشت:

$$A \frac{dh}{dt} = -q_{out} + q_{in} \quad (14)$$

که در آن A سطح مقطع تانک، $h > 0$ سطح آب و $q_{in} > 0$ و $q_{out} > 0$ به ترتیب فلو ورودی و فلو خروجی تانک می باشد. با استفاده از قانون برنولی نتیجه می گیریم که $q_{out} = a\sqrt{2gh}$. در این رابطه a سطح مقطع حفره خروجی تانک و g شتاب جاذبه زمین می باشد.

فلو عبوری از هر پمپ متناسب با اینکه شیر مربوطه چگونه تنظیم شده باشد تقسیم می شود، به شکل ۱۳ توجه کنید. فرض کنید فلویی که هر پمپ تولید می کند متناسب با ولتاژ اعمالی v است. همچنین در نظر بگیرید که q_L فلویی است که به تانک پایینی می رود و q_U فلویی است که وارد تانک بالایی می شود. بنابراین خواهیم داشت:

$$q_L = \gamma kv, \quad q_U = (1-\gamma)kv, \quad \gamma \in [0,1]. \quad (15)$$

پارامتر γ براساس چگونگی تنظیم شیرها تعیین می شود. با ترکیب معادلات مربوط به تانک ها خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \frac{dh_1}{dt} &= -\frac{a_1}{A_1} \sqrt{2gh_1} + \frac{a_3}{A_1} \sqrt{2gh_3} + \frac{\gamma_1 k_1}{A_1} v_1, \\ \frac{dh_2}{dt} &= -\frac{a_2}{A_2} \sqrt{2gh_2} + \frac{a_4}{A_2} \sqrt{2gh_4} + \frac{\gamma_2 k_2}{A_2} v_2, \\ \frac{dh_3}{dt} &= -\frac{a_3}{A_3} \sqrt{2gh_3} + \frac{(1-\gamma_2)k_2}{A_3} v_2, \\ \frac{dh_4}{dt} &= -\frac{a_4}{A_4} \sqrt{2gh_4} + \frac{(1-\gamma_1)k_1}{A_4} v_1 \end{aligned} \quad (16)$$

در روابط بالا زیر نویس i در a_i, A_i و h_i تانک i ام و در k_i و v_i پمپ i ام را مشخص می کند و γ_i فلو پمپ i ام می باشد. سیگنالهای مربوط به سطح اندازه گیری متناسب با سطحهای واقعی می باشد، یعنی $y_1 = k_c h_1$ و $y_2 = k_c h_2$. پارامترهای این فرایند آزمایشگاهی در جدول زیر آمده است.

جدول ۱- پارامترهای فرایند تانک چهارتایی

A_1, A_3	[cm ²]	28
A_2, A_4	[cm ²]	32
a_1, a_3	[cm ²]	0.071
a_2, a_4	[cm ²]	0.057
k_c	[V/cm]	0.50
g	[cm/s ²]	981

بهره پمپها k_1 و k_2 به آرامی با تغییر نقطه کار تغییر می کند. مقادیر آنها هنگامی که نقطه کار تعیین می شود، مشخص می کنیم.

۴-۴. نقطه کار

برای بدست آوردن نقطه کار ایستا (h^0, v^0) ، معادلات دیفرانسیل (۱۶) روابط زیر را نتیجه می دهد:

$$\begin{aligned}\frac{a_3}{A_3} \sqrt{2gh_3^0} &= \frac{(1-\gamma_2)k_2}{A_3} v_2^0, \\ \frac{a_4}{A_4} \sqrt{2gh_4^0} &= \frac{(1-\gamma_1)k_1}{A_4} v_1^0\end{aligned}\quad (17)$$

بنابراین:

$$\begin{aligned}\frac{a_1}{A_1} \sqrt{2gh_1^0} &= \frac{\gamma_1 k_1}{A_1} v_1^0 + \frac{(1-\gamma_2)k_2}{A_1} v_2^0, \\ \frac{a_2}{A_2} \sqrt{2gh_2^0} &= \frac{(1-\gamma_1)k_1}{A_2} v_1^0 + \frac{\gamma_2 k_2}{A_2} v_2^0,\end{aligned}\quad (18)$$

می توان نتیجه گرفت که یک جفت ورودی یکتا (v_1^0, v_2^0) وجود دارد که سطح های حالت دائم (h_1^0, h_2^0) را ایجاد می کند، اگر و تنها اگر ماتریس

$$M = \begin{pmatrix} \gamma_1 k_1 & (1-\gamma_2)k_2 \\ (1-\gamma_1)k_1 & \gamma_2 k_2 \end{pmatrix} \quad (19)$$

غیر سینگولار باشد، یعنی اگر و تنها اگر $\gamma_1 + \gamma_2 \neq 1$. این سینگولاریتی طبیعی است. در حالت ایستا فلو عبوری از تانک اول $\gamma_1 q_1 + (1-\gamma_2)q_2$ و فلو عبوری از تانک دوم $\gamma_2 q_2 + (1-\gamma_1)q_1$. اگر $\gamma_1 + \gamma_2 = 1$ باشد. این دو فلو به ترتیب $\gamma_1(q_1 + q_2)$ و $(1-\gamma_1)(q_1 + q_2)$ می باشد. این مساله نشان می دهد که فلو عبوری از تانک اول و دوم به هم وابسته است. بنابراین خروجی ها (سطح آب در دو تانک) نیز وابسته می شوند. نقطه کاری که در نظر می گیریم، متناظر با مقادیر جدول ۲ می باشد:

جدول ۲- مقادیر مربوط به نقطه کار

(h_1^0, h_2^0)	[cm]	(12.4, 12.7)
(h_3^0, h_4^0)	[cm]	(1.8, 1.4)
(v_1^0, v_2^0)	[V]	(3.0, 3.0)
(k_1, k_2)	[cm ³ /Vs]	(3.33, 3.35)
(γ_1, γ_2)		(0.70, 0.60)

۴-۵. خطی سازی

متغیرهای $x_i := h_i - h_i^0$ و $u_i := v_i - v_i^0$ را تعریف می کنیم. در نتیجه معادلات فضای حالت خطی شده چنین خواهد شد:

$$\frac{dx}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_1} & 0 & \frac{a_3}{a_1 T_3} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_2} & 0 & \frac{a_4}{a_2 T_4} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_4} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{\gamma_1 k_1}{A_1} & 0 \\ \frac{(1-\gamma_1)k_1}{A_4} & \frac{\gamma_2 k_2}{A_2} \\ 0 & \frac{(1-\gamma_2)k_2}{A_3} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} u, \quad (20)$$

$$y = \begin{bmatrix} k_c & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_c & 0 & 0 \end{bmatrix} x,$$

که در ثابت زمانی های T_i به صورت زیر است:

$$T_i = \frac{A_i}{a_i} \sqrt{\frac{2h_i^0}{g}}, \quad i = 1, \dots, 4.$$

ماتریس تابع تبدیل متناظر با معادلات بالا نیز چنین بدست می آید:

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{\gamma_1 c_{11}}{1+sT_1} & \frac{(1-\gamma_2)c_{12}}{(1+sT_3)(1+sT_1)} \\ \frac{(1-\gamma_1)c_{21}}{(1+sT_4)(1+sT_2)} & \frac{\gamma_2 c_{22}}{1+sT_2} \end{bmatrix} \quad (21)$$

که در آن داریم:

$$c_{11} = \frac{T_1 k_1 k_c}{A_1}, \quad c_{12} = \frac{a_3 T_1 k_2 k_c}{a_1 A_3},$$

$$c_{21} = \frac{a_4 T_2 k_1 k_c}{a_2 A_4}, \quad c_{22} = \frac{T_2 k_2 k_c}{A_2}.$$

بنابراین ماتریس تابع تبدیل، در نقطه کار معرفی شده در بالا، چنین خواهد شد:

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{2.6}{1+62s} & \frac{1.5}{(1+23s)(1+62s)} \\ \frac{1.4}{(1+30s)(1+90s)} & \frac{2.8}{1+90s} \end{bmatrix} \quad (22)$$

۴-۶. کنترل کننده PID

ابتدا برای ارزیابی تداخل این سیستم، با استفاده از مدل خطی بدست آمده، ماتریس RGA را در فرکانس صفر محاسبه می کنیم:

$$RGA = G(0) \otimes (G^{-1}(0))^T = \begin{bmatrix} 1.4054 & -0.4054 \\ -0.4054 & 1.4054 \end{bmatrix} \quad (23)$$

با توجه به درایه های ماتریس RGA بهترین جفت ورودی-خروجی، $(y_1 - u_1 / y_2 - u_2)$ می باشد. براساس مدل بدست آمده، برای هر کانال با سعی و خطا ضرایب PID را به گونه ای تعیین می کنیم که پاسخ سیستم حلقه بسته پایدار شود. این ضرایب در زیر آمده است:

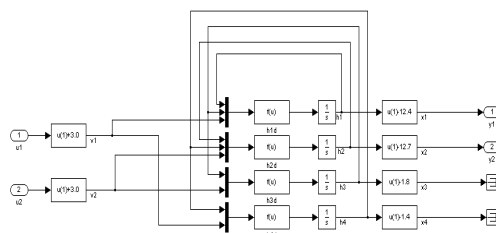
کانال اول:

$$Kc = 3, \tau_I = 5, \tau_D = 1 \quad (24)$$

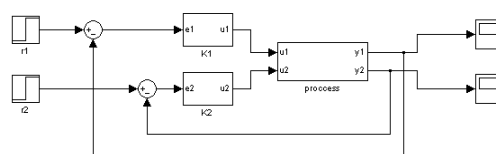
کانال دوم:

$$Kc = 4, \tau_I = 10, \tau_D = 2 \quad (25)$$

در شکل ۱۴ دیاگرام مدل سازی سیستم غیر خطی و در شکل ۱۵ دیاگرام شبیه سازی کنترل این سیستم به وسیله کنترل کننده های PID بالا، آمده است.

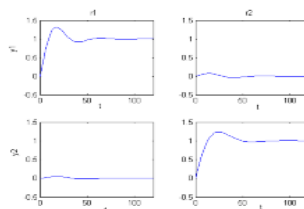


شکل ۱۴ - دیاگرام مدل سازی سیستم غیر خطی



شکل ۱۵ - دیاگرام کنترل سیستم غیر خطی به وسیله کنترل کننده PID

پاسخ بدست آمده از این روش در شکل ۱۶ رسم شده است.



شکل ۱۶ - خروجی سیستم غیر خطی هنگام استفاده از PID معمولی

با توجه به شکل ۱۶ فراجاهش و زمان نشست برای کانال اول و کانال دوم به صورت زیر بدست می آید.

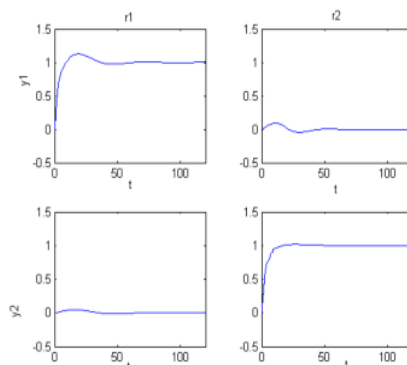
کانال اول:

$$\begin{aligned} overshoot &= 31\% \\ settling\ time &= 75.8 \end{aligned} \quad (26)$$

کانال دوم:

$$\begin{aligned} overshoot &= 24\% \\ settling\ time &= 69.8 \end{aligned} \quad (27)$$

حال با استفاده از الگوریتم فازی، پارامترهای τ_I, K_C مربوط به هر کانال را حول مقادیر کنونی تغییر می دهیم. پاسخ بدست آمده از این روش را می توان در شکل ۱۷ مشاهده نمود:



شکل ۱۷ - خروجی های سیستم چندمتغیره غیرخطی در روش PID فازی

با توجه به شکل ۱۷ فراجش و زمان نشست برای کانال اول و کانال دوم در روش PID فازی به صورت زیر بدست می آید.

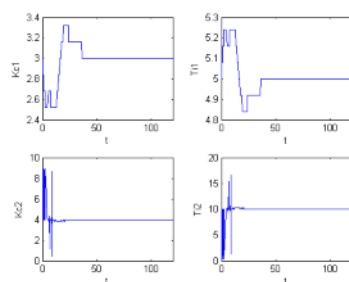
کانال اول:

$$\begin{aligned} overshoot &= 13\% \\ settling\ time &= 45 \end{aligned} \quad (28)$$

کانال دوم:

$$\begin{aligned} overshoot &= 2\% \\ settling\ time &= 34 \end{aligned} \quad (29)$$

نمودار تغییرات پارامترها در طول روند تنظیم برای هر دو کانال در شکل زیر آمده است:



شکل ۱۸ - نمودار تغییرات پارامترها برای سیستم چندمتغیره غیرخطی

۵. نتیجه گیری

در این قسمت روش فازی PID پیشنهاد شده را به سیستم چند متغیره خطی اعمال کردیم. در ادامه به معرفی یک سیستم چند متغیره غیرخطی پرداختیم و روش پیشنهادی را در مورد این سیستم نیز به کار بردیم. با مقایسه نمودارهای ۸ و ۱۰ می توان گفت که روش فازی PID پیشنهاد شده، پاسخهای سیستم

چندمتغیره خطی را بهبود بخشیده است. مشخصه های پاسخها نیز که در روابط (۱۰)، (۱۱)، (۱۲) و (۱۳) آمده است، نشان می دهد که روش فازی فراجهبش و زمان نشست را در هر دو کانال به مقدار قابل ملاحظه ای بهتر کرده است. با ملاحظه شکل های ۱۶ و ۱۷ می توان نتیجه گرفت که روش فازی PID ، پاسخهای سیستم چندمتغیره غیرخطی را نیز بهتر کرده است. روابط (۲۶)، (۲۷)، (۲۸) و (۲۹) نیز نشان می دهد که روش پیشنهادی مقادیر فراجهبش و زمان نشست را برای سیستم چند متغیره غیرخطی نیز بهبود داده است. نمودارهای ۱۱ و ۱۸ نیز نشان می دهند که مقدار پارامترهای کنترل کننده های PID در زمان گذرای سیستم توسط تنظیم کننده فازی تغییراتی می کند تا پاسخ سیستم بهتر شود، اما بعد از رسیدن سیستم به حالت دائم، تغییرات این پارامترها صفر می شود و به مقادیر اولیه خود باز می گردند.

۶. مراجع

- [1] T. P. Blanchett, G. C. Kember and R. Dubay, "PID gain scheduling using fuzzy logic", *ISA Transaction* 39 (2000) 317-325.
- [2] S. Z. He, S. Tan, and F. L. Xu, "Fuzzy self-tuning of PID controllers", *Fuzzy Sets and Systems* 56 (1993) 37-46.
- [3] D. Puangdownreong, T. Kulworawanichpong, and S. Sujitjorn, "Input weighting optimization for PID controllers based on the adaptive tabu search", *2004 IEEE Region 10 Conference D* (2004) 451-454.
- [4] E. N. Sanchez, H. M. Becerra and C. M. Velez, "Combining fuzzy, PID and regulation control for an autonomous mini-helicopter", *Information Sciences* 177 (2007) 1999-2022.
- [5] S. G. Tzafestas, and N.P. Papanikolopoulos, "Incremental fuzzy expert PID control", *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 37 (1990) 365-371.
- [6] S. G. Tzafestas, "Fuzzy systems and fuzzy expert control: an overview", *Knowledge Engineering Review* 9 (1994) 242-244.
- [7] Z. Y. Zhao, M. Tomizuka, and S. Isaka, "Fuzzy gain scheduling of PID controllers", *IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics* 23 (1993) 1392-1398.
- [8] W.Z. Qiao, M. Mizumoto, "PID type fuzzy controller and parameters adaptive method", *Fuzzy Sets Syst.* 78 (1996) 23-35.
- [9] J.H. Kim, S.J. Oh, "A fuzzy PID controller for nonlinear and uncertain systems", in: *Soft Computing*, vol. 4, Springer Verlag, 2000, pp. 123-129.
- [10] rule scheme, Hao Ying, "Theory and application of a novel fuzzy PIDcontroller using a simplified Takagi-Sugeno rule scheme", *ELSEVIER, Information Sciences* 123 (2000) 281-293

- [11] George K. I. Mann, Bao-Gang Hu, and Raymond G. Gosine, “ Two-Level Tuning of Fuzzy PID Controllers ”, *IEEE TRANSACTIONS ON SYSTEMS, MAN, AND CYBERNETICS—PART B: CYBERNETICS*, VOL. 31, NO. 2, APRIL 2001
- [12] Y.X. Su, Dong Sun, B.Y. Duan, “ Design of an enhanced nonlinearPID controller”
"ELSEVIER, *Mechatronics* 15 (2005) 1005–1024.

حمید قدیری

دانشجوی کارشناسی ارشد دانشگاه تبریز

h_gh_3418@yahoo.com