جهت تهیه فایل WORD این مقاله به سایت DaneshResan.com مراجعه نمایید و عنوان مقاله را جستجو کنید
بیش از ۲ میلیون مقاله فارسی در این سایت موجود میباشد

طراحی کنترل کننده خطی - فازی تناسبی انتگرالی برای سیستم های مرتبه بالا

مهدی قاسمی نراقی
دانشجوی کارشناسی ارشد گروه مهندسی برق و کامپیوتر - دانشکده فنی - دانشگاه تهران
پرویز جبه دار مارالانی
استاد گروه مهندسی برق و کامپیوتر - دانشکده فنی - دانشگاه تهران
علی محمدزاده عیدگاهی
دانشیار گروه مهندسی برق و کامپیوتر - دانشکده فنی - دانشگاه تهران
(تاریخ دریافت ۷۷/۷/۱۹، تاریخ تصویب ۷۸/۸/۸)

چکیده

در این مقاله سعی شده است برای سیستم های مرتبه بالا، به منظور داشتن پاسخی با درصد فراجهش و زمان فراجهش معین، کنترل کننده خطی – فازی PI مناسبی طراحی شود. ابتدا روش جدید طراحی این نوع کنترل کننده ها برای سیستم های مرتبه دوم ارائه می شود و سپس تعمیم این روش به سیستم های مرتبه سوم مورد بحث قرار می گیرد و با استفاده از ایده های آن، آلگوریتم تعمیم روش برای سیستم های مرتبه بالاتر حاصل می شود.

واژه های کلیدی : طراحی کنترل کننده خطی – فازی، چرخش صفحه فاز، خطا و انتگرال خطا، کنترل کننده تند، کنترل کننده کند، سیستم های مرتبه دوم، سوم و بالاتر، جبران سازی پیش فاز

مقدمه

حدود دو دهه پیش Mamdani برای اولین بار ایده کنترل کننده های فازی را مطرح نمود [۱]. این ایده مورد استقبال قرار گرفت و امروزه کنترل کننده های فازی به طور عملی مورد استفاده قرار می گیرند. اما بحث تازه ای که در مورد سیستم های فازی مطرح است، تلفیق این سیستم ها با سیستم های خطی می باشد، که در این مقاله یکی از این روشها بررسی می شود. ابتدا روش جدید طراحی برای سیستم های مرتبه دوم ارائه می شود و سپس تعمیم این روش به سیستم های مرتبه بالا مورد بررسی قرار می گیرد.

اساس این روش جدید بهبود مشخصه فاز سیستم است که باعث بهبود پاسخ سیستم می گردد. در مبحث کنترل فازی از سال ۱۹۸۹ ایده جبرانسازی پیش فاز توسط چرخش صفحه فاز خطا و مشتق خطا مطرح شد [۲] و [۳]. Tomoyoki و همکارانش در سال ۱۹۹۲ از این ایده برای کنترل سرعت دور موتور استفاده کردند [۴]. در سال ۱۹۹۳ یک روش طراحی کنترل کننده PI برای سیستم های مرتبه دوم با ایجاد چرخش در صفحه فاز خطا و مشتق خطا توسط Tanaka ارائه شد [۵] که برای سیستم های نامعین نیز به طریقه خودآموز قابل استفاده است [۶]. در روش جدیدی که در این مقاله ارائه می شود از چرخش صفحه فاز خطا و انتگرال خطا برای جبرانسازی پیش فاز استفاده می گردد. پس از بیان روش جدید طراحی کنترل کننده های خطی – فازی PI برای سیستم های مرتبه دوم روش طراحی این کنترل کننده ها برای سیستم های مرتبه سوم نیز بیان شده است و سپس با استفاده از ایده های آن روش طراحی به سیستم های مرتبه بالاتر تعمیم داده می شود.

روش طراحی کنترل کننده خطی - فازی برای سیستم های مرتبه دوم

در اینجا هدف طراحی کنترل کننده ای از نوع PI برای سیستم مرتبه دوم است به نحویکه پاسخ پله

جهت تهیه فایل WORD این مقاله به سایت DaneshResan.com مراجعه نمایید و عنوان مقاله را جستجو کنید
بیش از ۲ میلیون مقاله فارسی در این سایت موجود میباشد

سیستم حلقه بسته دارای حداکثر درصد فراجهش M_p در زمان مطلوب $T_{\max}$ باشد. در اینصورت نسبت میرایی و فرکانس طبیعی نامیرایی قطبهای مطلوب به صورت زیر حاصل می شوند [۸].

$$\zeta_0 = \frac{\frac{-1}{\pi}\ln(\frac{M_p}{100})}{\sqrt{1+(\frac{1}{\pi}\ln(\frac{M_p}{100}))^2}}$$

(۱)

$$\omega_{n0} = \frac{\pi}{T_{\max}\sqrt{1-\zeta_0^2}}$$

(۲)

برای سیستم مرتبه دوم

$$G(s) = \frac{k}{s^2 + p_1 s + p_2}$$

با استفاده از کنترل کننده PI خطی سه قطب حلقه بسته خواهیم داشت. برای آنکه قطبهای با مشخصات (۱) و (۲) قطبهای غالب باشند باید ضریب میرایی قطب سوم حداقل پنج برابر ضریب میرایی قطبهای غالب باشد[۷]. بنابراین باید داشته باشیم :

$$p_1 > \zeta_0\omega_{n0}$$

(۳)

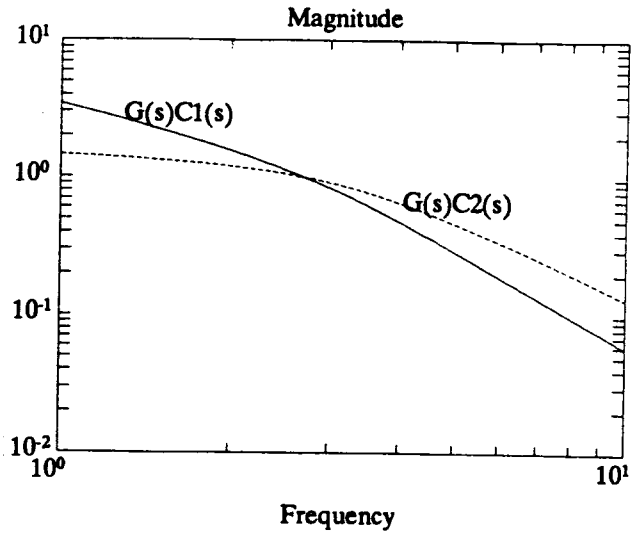
اگر شرط فوق برقرار باشد طراحی کنترل کننده خطی PI مطلوب امکانپذیر است، در غیر اینصورت با استفاده از یک کنترل کننده تند *(C1(s))* در ابتدای پاسخ و یک کنترل کننده کند *(C2(s))* در انتهای پاسخ می توان شرایط مطلوب را برآورده ساخت. در طراحی هر دو کنترل کننده سعی می شود زمان فراجهش سیستم حلقه بسته همان زمان مطلوب $T_{\max}$ باشد.

از آنجائیکه نسبت میرایی مطلوب با حاشیه فاز متناسب است و فرکانس گذر از صفر منحنی اندازه سیستم حلقه باز (ω_c) با عکس زمان فراجهش متناسب است، اگر بتوان بدون تغییر فرکانس گذر از صفر منحنی اندازه سیستم حلقه باز حاشیه فاز را (در حالتی که از کنترل کننده دوم استفاده می شود نسبت به حالتی که از کنترل کننده اول استفاده می شود) به میزان مطلوب افزایش داد، تقریبا بدون تغییر زمان فراجهش نسبت میرایی مطلوب حاصل می شود [۵]. شکل (۱) تغییر نمودار اندازه را به ازای بهبود حاشیه فاز بدون تغییر فرکانس گذر از صفر نشان می دهد، دیده می شود که نمودار اندازه شیب کمتری پیدا کرده است.

بنابراین ابتدا کنترل کننده تند را طوری می یابیم که زمان فراجهش پاسخ پله سیستم حلقه بسته $T_{\max}$ بوده و شرط (۳) نیز در مورد قطبهای غالب آن صادق باشد. بدین ترتیب نسبت میرایی و فرکانس طبیعی نامیرا به صورت زیر حاصل می شوند:

$$\zeta = \frac{p_1 T_{\max}}{\sqrt{49\pi^2 + p_1^2 T_{\max}^2}}$$

$$\omega_n = \frac{\sqrt{49\pi^2 + p_1^2 T_{\max}^2}}{7T_{\max}}$$



شکل ۱ : تغییر نمودار اندازه به ازای بهبود حاشیه فاز.

جهت تهیه فایل WORD این مقاله به سایت DaneshResan.com مراجعه نمایید و عنوان مقاله را جستجو کنید
بیش از ۲ میلیون مقاله فارسی در این سایت موجود میباشد

اگر این کنترل کننده را به صورت (۴) در نظر بگیریم ضرایب a و b با روابط (۵) و (۶) حاصل می شوند [۵].

$$C1(s) = \frac{bs + a}{s}$$

(۴)

$$a = \omega_n^2 (p_1 - 2\zeta\omega_n)/k$$

(۵)

$$b = (\omega_n^2 + 2p_1\zeta\omega_n - 4\zeta^2\omega_n^2 - p_2)/k$$

(۶)

برای سیستم مرتبه دوم که قطبهای آن دارای مشخصات (۱) و (۲) باشند، میزان حاشیه فاز مطلوب به صورت زیر بدست می آید :

$$PM_0 = 90^\circ - tg^{-1}\left(\sqrt{0.25\sqrt{4 + \frac{1}{\zeta_0^4}} - 0.5}\right)$$

بنابراین اگر فرکانس گذر از صفر $G(s)C1(s)$ ، ω_c بوده و حاشیه فاز آن نیز PM_1 باشد باید $C2(s)$ را طوری تعیین نمود که فرکانس گذر از صفر $G(s)C2(s)$ همان ω_c باشد ولی حاشیه فاز به میزان $P_d = PM_0 - PM_1$ افزایش یابد. با جبرانسازی پیش فاز کنترل کننده $C2(s)$ به صورت زیر حاصل می شود :

$$C2(s) = \frac{b^* s + a^*}{s}$$

(۷)

$$a^* = a\cos P_d - b\omega_c \sin P_d$$

(۸)

$$b^* = \frac{a}{\omega_c}\sin P_d + b\cos P_d$$

(۹)

با تعریف زاویه فاز صفحه فاز خطا و انتگرال خطا که با پارامتر بهره انتگرال (P) تنظیم شده است به صورت :

$$Phi = tg^{-1}(Pa\int e(\tau)d\tau / be(t))$$

(۱۰)

که در آن $e(t)$ سیگنال خطا است، می توان کنترل کننده خطی – فازی را به صورت زیر تعریف نمود :

۱) اگر Phi حول صفر قرار داشت از کنترل کننده $C1(s)$ استفاده شود.

۲) اگر Phi حول $\pi/2$ یا $-\pi/2$ قرار داشت از کنترل کننده $C2(s)$ استفاده شود.

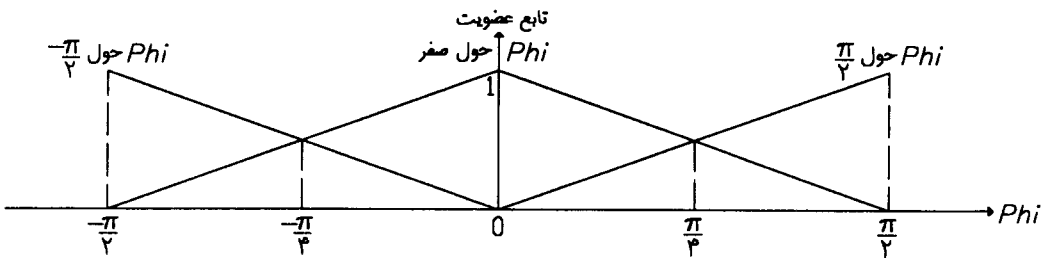
توابع عضویت "حول صفر" و "حول $\pi/2$ یا $-\pi/2$" در شکل (۲) رسم شده است.

شکلهای (۳) و (۴) نواحی تقریبی استفاده از کنترل کننده ها به ازای $P=2$ و نحوه استفاده از کنترل کننده خطی – فازی را نشان می دهند. وقتیکه خطا بزرگ است و انتگرال خطا کوچک است (در ابتدای پاسخ) باید از کنترل کننده ای بسیار سریع که درصد فراجهش بالایی دارد استفاده نمود ولی هنگامیکه خطا کاهش یافته و انتگرال خطا زیاد می شود باید کنترل کننده کند را وارد کار کرد تا درصد فراجهش را پایین آورد. بنابراین در نواحی اول و سوم به طور تقریبی از کنترل کننده $C1(s)$ و در نواحی دوم و چهارم به طور تقریبی از کنترل کننده $C2(s)$ استفاده می گردد.

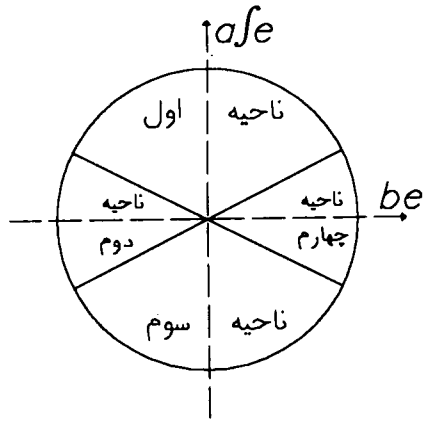
مساله ای که باید مورد توجه قرار گیرد پایداری سیستم حلقه بسته با استفاده از تک تک کنترل کننده ها می باشد [۹]. برای این کار باید هر دو کنترل کننده حداقل فاز باشند، لذا باید :

$$p_1 > 2\zeta_0\omega_{n0}$$

(۱۱)



شکل ۲ : توابع عضویت کنترل کننده فازی.



شکل ۳ : نواحی تقریبی استفاده از کنترل کننده ها به ازای P=2.

باشد، این شرط نشان دهنده حداقل مقداری است که p_1 می تواند داشته باشد. شرایط دیگری که باید برآورده شود شرایط مربوط به p_2 در تابع تبدیل $G(s)$ می باشد. برای آنکه برآورده سازی زمان فراجهش امکان داشته باشد باید:

$$p_2 > \frac{\omega_{n0}^2}{49} \times \frac{5p_1^2}{\zeta_0 \omega_{n0}} \qquad (۱۲)$$

همچنین از مثبت بودن b در رابطه (۶) داریم :

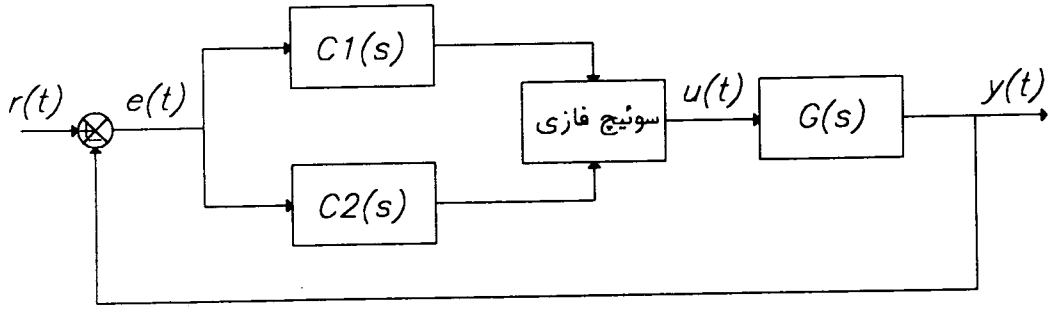
$$p_2 < \frac{\pi^2}{T_{\max}^2} + \frac{11p_1^2}{49} \qquad (۱۳)$$

شرایط (۱۱) تا (۱۳) باید برقرار باشند تا بتوان کنترل کننده خطی – فازی مناسب را طراحی نمود.

نکته دیگر، مزایای این روش نسبت به روش Tanaka می باشد. اولین مزیت این روش نسبت به روش قبل استفاده از صفحه فاز خطا و انتگرال خطا به جای صفحه فاز خطا و مشتق خطا برای جبرانسازی پیش فاز می باشد که به علت موجود بودن سیگنال های خطا استفاده از تعریف زاویه *Phi* در عمل راحت تر است. دومین تفاوت دو روش ، مقیاس کردن صفحه فاز در این روش با ضرایب a و b کنترل کننده تند می باشد که باعث می گردد تا با تغییر مقیاس فرکانسی در طراحی کنترل کننده تغییری جز همان تغییر مقیاس فرکانسی ایجاد نشود. سومین نکته در این روش، تغییر فرکانس طبیعی نامیرا با تغییر نسبت میرایی می باشد که باعث می شود تا زمان حداکثر فراجهش همان $T_{\max}$ باقی بماند. این نکته در طراحیهای عملی بسیار مهم است چرا که افزایش $T_{\max}$ مطلوب نیست و کاهش آن نیز در بسیاری از سیستم ها به علت محدودیت های عملی امکانپذیر و مناسب نیست.

طراحی کنترل کننده مناسب برای سیستم های مرتبه سوم

دیده شده که طراحی کنترل کننده دوم *(C2(s))* به درجه سیستم بستگی ندارد و تنها به کنترل کننده اول *(C1(s))*، فرکانس گذر از صفر و میزان بهبود حاشیه فاز بستگی دارد. بنابراین در مورد سیستم های مرتبه سوم و بالاتر باید مسئله پیدا کردن *C1(s)* را حل



شکل ۴ : نمایش کنترل کننده خطی – فازی به صورت دو کنترل کننده خطی و یک سوئیچ فازی.

نمود. در این بخش سیستم های مرتبه سوم مورد بحث، دارای درجه نسبی ۲ هستند یا به عبارت بهتر تابع تبدیل دارای یک صفر محدود می باشد :

$$G(s)=\frac{s+q}{s^3+p_1s^2+p_2s+p_3}$$

اگر کنترل کننده $C1(s)$ معلوم باشد، قطبهای سیستم حلقه بسته بدست می آیند از این قطبها دو قطب غالب بوده و دیگر قطبها غیر قالب هستند . قطبهای غیرقالب سیستم حلقه بسته یا مزدوج مختلط بوده و یا حقیقی می باشند. بنابراین دو حالت جداگانه باید بررسی شود. در بررسی هر دو حالت ضریب میرایی قطبهای غالب α و فرکانس طبیعی نامیرای آنها ω_n درنظر گرفته می شود.

الف – قطبهای غیرغالب مزدوج مختلط هستند.

اگر جزء حقیقی قطبهای غیرغالب را $h\alpha$ در نظر بگیریم، تمایل داریم که h از ۵ بزرگتر باشد [۷]. اگر فرکانس طبیعی نامیرای دوقطب غیرغالب را نیز با $\sqrt{\beta}h\omega_n$ نمایش دهیم، می خواهیم که :

$$1>\beta>\frac{\alpha^2}{\omega_n^2}$$

(۱۴)

بنابراین چند جمله ای مشخصه مطلوب به صورت زیر حاصل می شود:

$$\Delta_d(s)=(s^2+2\alpha s+\omega_n^2)(s^2+2h\alpha s+\beta h^2\omega_n^2)$$

با معادل قرار دادن این چند جمله ای مشخصه با چند جمله ای مشخصه سیستم حلقه بسته که از کنترل کننده (۴) استفاده می کند ، داریم :

$$h=\frac{p_1-2\alpha}{2\alpha}$$

و از آنجا که می خواهیم h بزرگتر از ۵ باشد، باید داشته باشیم :

$$\alpha=\zeta\omega_n=\frac{p_1}{12}$$

با استفاده از این رابطه و (۲) داریم :

$$\zeta=\frac{p_1T_{\max}}{\sqrt{144\pi^2+p_1^2T_{\max}^2}}$$

$$\omega_n=\frac{\sqrt{144\pi^2+p_1^2T_{\max}^2}}{12T_{\max}}$$

در این صورت β و ضرایب کنترل کننده $C1(s)$ حاصل خواهند شد.

ب – قطبهای غیرغالب حقیقی هستند.

در این حالت چند جمله ای مشخصه مطلوب به صورت :

$$\Delta_d(s)=(s^2+2\alpha s+\omega_n^2)(s+h_1\alpha)(s+h_2\alpha)$$

حاصل می شود که می خواهیم h_1 و h_2 هر دو بزرگتر از ۵ باشند [۷]. حال با استفاده از حالت قبل تعریف می کنیم:

$$\alpha'=\frac{p_1}{12}$$

و α را برابر α' در نظر می گیریم. با معادل قرار دادن دو چند جمله ای مشخصه با یکدیگر می توان a و b را بدست آورد و از آنجا ضرایب h_1 و h_2 به صورت زیر حاصل می شوند:

$$h_{1,2}=\frac{p_1-2\alpha\pm\sqrt{(p_1-2\alpha)^2-\frac{4aq}{\omega_n^2}}}{2\alpha}$$

با فرض کوچکتر بودن h_2 نسبت به h_1 ، باید h_2 را برابر ۵ بگیریم و بنابراین α به صورت زیر بدست می آید :

$$\alpha=\zeta\omega_n=\frac{h_2\alpha'}{5}$$

و لذا فرکانس طبیعی نامیرا به صورت :

$$\omega_n=\frac{\sqrt{\pi^2+\alpha^2T_{\max}^2}}{T_{\max}}$$

(۱۵)

می باشد. با مقادیر جدید α و ω_n کنترل کننده $C1(s)$ معلوم می شود.

در این طراحیها دیده شد که باید به دو مقدار توجه داشت : در حالتی که قطبهای غیرغالب مزدوج مختلط باشند باید شرط (۱۴) مربوط به β برآورده شود و در حالتی که قطبهای غیرغالب حقیقی باشند باید کوچکترین جزء حقیقی قطبها بیش از ۵ برابر جزء حقیقی دو قطب غالب باشد. این نکات ایده های اصلی الگوریتم روش طراحی برای سیستم های مرتبهٔ بالاتر می باشد.

آلگوریتم تعمیم روش طراحی به سیستم مربته بالا

سیستم حداقل فاز با درجه نسبی ۲ زیر را در نظر بگیرید :

$$G(s)=\frac{Z(s)}{P(s)}$$

اگربخواهیم ریشه های چند جمله ای مشخصه حلقه بسته با استفاده از کنترل کننده (۴) دارای قطبهای با ضریب میرایی α و فرکانس طبیعی نامیرای ω_n باشد، و اگر داشته باشیم :

$$Z(s)=(s^2+2\alpha s+\omega_n^2)\Delta_z(s)+(r_{z1}s+r_{z2})$$

$$P(s)=(s^2+2\alpha s+\omega_n^2)\Delta_p(s)+(r_{p1}s+r_{p2})$$

آنگاه ضرایب کنترل کننده *C1(s)* به صورت (۱۶) و (۱۷) حاصل می شود.

$$a=\frac{\omega_n^2(r_{z2}r_{p1}-r_{z1}r_{p2})}{\omega_n^2r_{z1}^2-2\alpha\, r_{z1}r_{z2}+r_{z2}^2}$$

(۱۶)

$$b=\frac{2\alpha\, r_{z2}r_{p1}-r_{z2}r_{p2}-\omega_n^2r_{z1}r_{p1}}{\omega_n^2r_{z1}^2-2\alpha\, r_{z1}r_{z2}+r_{z2}^2}$$

(۱۷)

بنابراین برای یک سیستم مرتبه *n*، ابتدا تعریف می کنیم:

$$\alpha'=\frac{p_1}{5n-3}$$

(۱۸)

α را برابر α' گرفته و طبق (۱۵) ω_n را یافته و براساس آن طبق روابط (۱۶) و (۱۷) ضرایب *a* و *b* را بدست می آوریم. حال ریشه های سیستم حلقه بسته با کنترل کننده بدست آمده را می یابیم. دو مرحله باید بررسی شود :

الف – بزرگ بودن جزء حقیقی ریشه ها به اندازه کافی

کوچکترین جزء حقیقی ریشه های غیرغالب سیستم حلقه بسته ، s_1 را بدست می آوریم. اگر این ریشه از ۵ برابر α بزرگتر بود به مرحله بعد می رویم و در غیر اینصورت با قرار دادن :

$$\alpha'=\sqrt{\frac{\alpha s_1}{5}}$$

(۱۹)

عملیات را از ابتدا دوباره انجام می دهیم.

ب – کوچک نبودن بیش از حد نسبت میرایی ریشه ها

بعد از اتمام مرحله الف، باید دقت شود که کوچکترین نسبت میرایی ریشه های غیرغالب ، ζ_1 از نسبت میرایی ریشه های غالب، ζ کوچکتر نباشد. اگر این شرط برقرار نشد با قرار دادن :

$$\alpha'=\alpha\sqrt{\frac{\zeta_1}{\zeta}}$$

(۲۰)

عملیات را از ابتدا بدون بررسی مرحله الف انجام می دهیم.

پس از انجام آلگوریتم بالا طبق (۱۶) و (۱۷) ضرایب *a* و *b* حاصل می شوند و کنترل کننده *C1(s)* بدست می آید. با بهبود حاشیه فاز به میزان لازم، بدون تغییر فرکانس گذر از صفر منحنی اندازه *G(s)C1(s)*، کنترل کننده *C2(s)* بدست می آید. در عمل میزان دور بودن ریشه های غیرغالب از محور را می توان ۳ برابر جزء حقیقی ریشه های غالب نیز در نظر گرفت.

مثال : می خواهیم اختلاف دمای دو سر Tube یک مبدل حرارتی را طبق شکل (۵) توسط کنترل فلوی Shell آن تنظیم کنیم. تابع تبدیل فرآیند حول نقطه کار لازم به صورت زیر حاصل شده است [۱۰].

$$G(s)=\frac{0.00537s^2+0.000792s+0.0000396}{s^4+0.476s^3+0.0667s^2+0.003424s+0.00004401}$$

پاسخ سیستم حلقه بسته با کنترل کننده PI زیر :

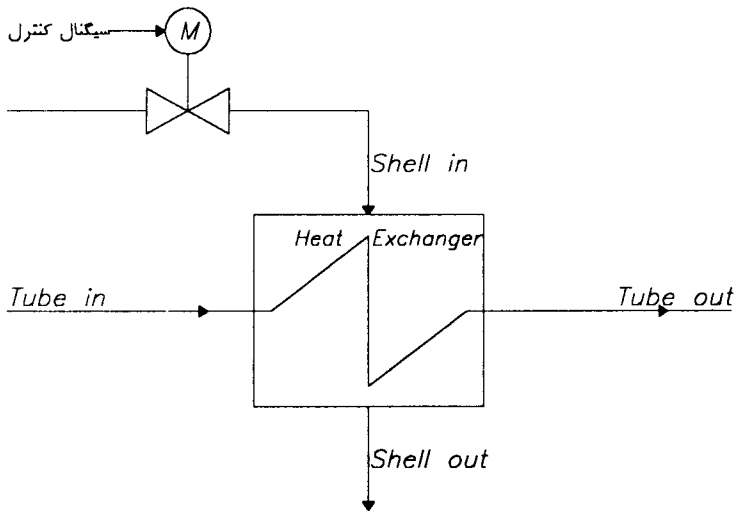
$$C(s)=\frac{2.5s+0.046}{s}$$

که در عمل مورد استفاده قرار می گیرد دارای درصد فراجهش ۵/۲۸% در زمان ۶۲ ثانیه است. بنابراین می خواهیم کنترل کننده خطی – فازی طراحی کنیم که پاسخ پله سیستم حلقه بسته دارای درصد فراجهش ۵%

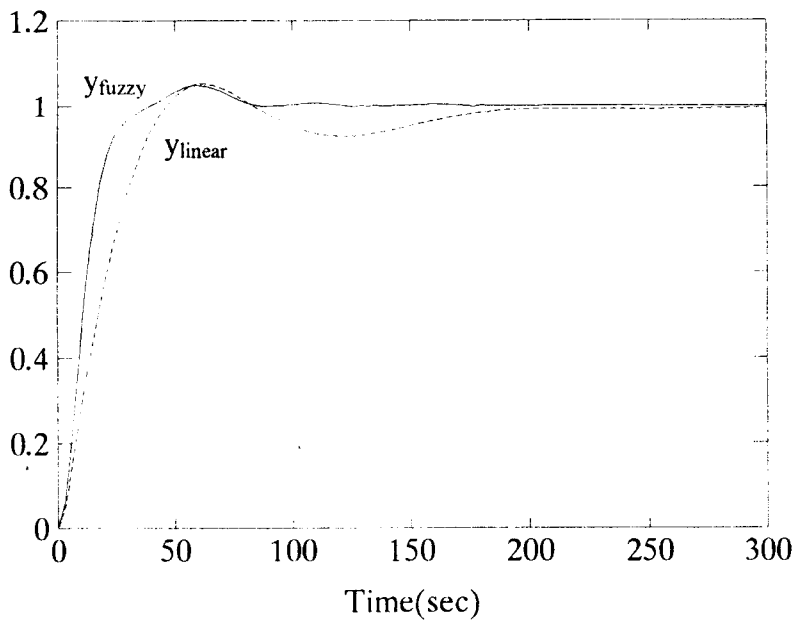
در زمان ۶۰ ثانیه باشد. با استفاده از روش طراحی ذکر شده، کنترل کننده های اول و دوم به صورت زیر حاصل می شوند:

$$C1(s) = \frac{3.05s + 0.222}{s} \qquad C2(s) = \frac{4.33s + 0.090}{s}$$

با تعیین پارامتر بهره انتگرال به میزان $P=I$ ، طراحی کنترل کننده کامل می شود. شکل (۶) پاسخ پله سیستم حلقه بسته را با استفاده از کنترل کننده خطی PI و کنترل کننده خطی – فازی PI نشان می دهد. دیده می شود که پاسخ شرایط مطلوب طراحی را برآورده کرده است و در ضمن فروجهش مشاهده شده در پاسخ سیستم توسط کنترل کننده خطی با استفاده از کنترل کننده خطی – فازی حذف شده است و زمان نشست نیز کاهش یافته است.



شکل ۵ : چگونگی تنظیم اختلاف دمای دوسر Tube یک مبدل حرارتی.



شکل ۶ : پاسخ پله سیستم حلقه بسته مثال مبدل حرارتی.

نتیجه گیری

در ابتدا طراحی کنترل کننده خطی - فازی PI براساس استفاده از دو کنترل کننده تند و کند PI خطی، برای سیستم های مرتبه دوم بدون صفر محدود مطرح شد. دیده شد که با طراحی کنترل کننده تند *(C1(s))* می توان کنترل کننده کند *(C2(s))* را بدون توجه به مرتبه سیستم بدست آورد. بنابراین در ادامه کار تنها به بررسی روش طراحی کنترل کننده تند برای سیستم های مرتبه بالاتر پرداخته شد و با بدست آوردن آلگوریتمی این روش به سیستم های مرتبه بالا تعمیم داده شد. در پایان نیز یک مثال عملی از مبدل حرارتی برای مشاهده مزایای استفاده از این کنترل کننده ارائه شد.

مراجع

1 – Mamdani, E. H. (1974). "Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant." *Proc. IEE.* Vol. 121, No. 12, PP. 1585-1588.

2 – Fujii, A., Ueyama, T. and Yoshitani, N. (1989). "Design of fuzzy controller using frequency response." *Proc. of 5th Fuzzy System Symposium,* PP. 115-120.

3 – Tanaka, K. and Sano, M. (1991). "A new tuning method of fuzzy control." *Proc. of 4th IFSA World Congress.* Vol. 1, PP. 207-210.

4 – Tomoyuki, U., Ishigame, A., Kawamoto, S. and Taniguchi, T. (1992). "design of electric power system stabilizer based on fuzzy control theory." *IEEE 1st Int. Con. on Fuzzy System,* PP. 973-980.

5 - Tanaka, K. and Sano, M. (1993). "Design of fuzzy controller based on frequency and transient characteristics." *IEEE 2nd Int. Con. on Fuzzy System,* PP. 111-116.

6 - Tanaka, K. and Sano, M. (1994). "Learning control algorithm and its validity of fuzzy frequency compensation for unknown plants." *IEEE 3rd Int. Con. on Fuzzy Systems,* PP. 773-778.

7 – Ogata, K. (1990). *Modern control engineering.* Englewood Cliffs, N. J., Prentice-Hall.

8 – Kuo, B. C. (1991). *Automatic control systems. 6th. Ed.,* Englewood Cliffs, N. J., Prentice-Hall.

9 – Georgieva, O. (1995). "Stability of quasilinear fuzzy systems." *Fuzzy Sets and Systems,* Vol. 73, No. 2, PP. 249-258.

10 – Hatami, B. and Nikfar, G. (1998). "Computer justification for VS system." *AEOI BNPP1&2 Documents.*