كنترل ديجيتال سامانه‌هاي غيرخطي با روش تلفيقي فازي و نگاشت ورودي كنترلي

اميرحسين دوائي مركزي[i] *؛ محمد سعادت[ii]؛ بهروز رحماني[iii]

چكيده

در اين مقاله راهكار جديدي براي كنترل ديجيتال سامانه‌هاي غيرخطي پيشنهاد شده است. ايده محوري، مبتني بر توسعه روش نگاشت ورودي كنترلي (پي‌آي‌ام)، به حوزه سامانه‌هاي غيرخطي است؛ روشي كه در گذشته براي بازطراحي ديجيتال كنترل‌كننده‌هاي پيوسته‌ي به كار گرفته شده است. براي رسيدن به چنين هدفي، ايده تركيب روش جبران‌سازي توزيع‌شده موازي (پي‌دي‌سي) و روش پي‌آي‌ام ارايه شده است، به اين ترتيب كه با روش پي‌دي‌سي، ابتدا تعدادي كنترل‌كننده خطي براي سامانه پيوسته طراحي شده و ورودي كنترلي از تركيب فازي اين كنترل‌كننده‌ها به دست مي‌آيد. سپس در روند گسسته‌سازي، با استفاده از روش پي‌آي‌ام، معادل گسسته‌ي هركدام از اين كنترل‌كننده‌هاي پيوسته را به‌دست آورده و با استفاده مجدد از روش پي‌دي‌سي در حوزه گسسته، كنترل‌كننده‌ي ديجيتال نهايي براي سامانه غيرخطي محاسبه مي‌شود. از آن‌جايي كه روش نگاشت ورودي كنترلي، پايداري حلقه بسته سامانه‌هاي ديجيتال خطي را به ازاي فركانس‌هاي نمونه‌برداري كم تضمين مي‌نمايد، در هم‌افزايي با روش پي‌دي‌سي، اين موضوع مهم به حوزه كنترل‌كننده‌هاي ديجيتال غيرخطي نيز توسعه داده شده است. شرط كافي براي پايداري سامانه حلقه‌بسته با استفاده از قضيه لياپانوف براي سامانه‌هاي فازي كليدزن نيز ارايه شده است. شبيه‌سازي‌هاي انجام شده بر روي يک مساله معيار، كارايي استثنايي روش پيشنهادي را نشان داده شده است.

كلمات كليدي: جبران‌سازي موازي توزيع‌شده، بازطراحي گسسته، PIM، نگاشت ورودي كنترلي، پايداري

Digital Control of Nonlinear Control Systems using a PIM Based Fuzzy Method

Amir.H.D. Markazi; Mohammad Saadat and Behrooz Rahmani

ABSTRACT

A new approach for digital control of a class of nonlinear systems is proposed. For this purpose, a combination of the well-known Parallel Distributed Compensation (PDC) method, and a particular linear digital redesign approach, namely, the plant-input mapping (PIM) method, is employed. In this methodology, a group of linear continuous-time controllers for fuzzy blending using the PDC method is designed and using the PIM method, every linear controller is discretised using the PIM method, with a unique property of guaranteeing the closed-loop stability of every subsystem for all non-pathological sampling periods. Closed loop stability of the resulting digital control system is studied, using the second Lyapunov stability theorem, extended for fuzzy-switching systems. The superiority of the resulting nonlinear digital control system is demonstrated through an example.

KEYWORDS: PDC, Digital redesign, Plant-Input Mapping, PIM, Switching systems

تاريخ دريافت مقاله:۱۳۸۸/۹/۱۷

تاريخ اصلاحات مقاله: ۱۳۹۰/۱۱/۱٦

[i] * نويسنده مسئول و دانشيار دانشكده مهندسي مكانيک، دانشگاه علم و صنعت ايران markazi@iust.ac.ir

[ii] دانشجوي كارشناسي ارشد دانشكده مهندسي مكانيک، دانشگاه علم و صنعت ايران msaadat@mecheng.iust.ac.ir

[iii] دانشجوی دکتری دانشکده مهندسی مکانیک, دانشگاه علم و صنعت و در حال حاضر (زمان چاپ مقاله) استاديارگروه مهندسی مکانیک، دانشگاه یاسوج b_rahmani@ iust.ac.ir

۱- مقدمه

امروزه به کارگيري سامانه‌هاي کنترل نمونه‌بردار[۱] به صورت يک رويه جاري و استاندارد درآمده است. در اين روش، کنترل سامانه‌هاي پيوسته بر عهده‌ي رايانه‌هاي ديجيتال است. هزينه کم، نصب آسان و قابليت تغيير و انعطاف بالا، از جمله مزاياي استفاده از چنين سامانه‌هايي است [۱]. يکي از مشکلات در طراحي سامانه‌هاي نمونه‌بردار آن است که حتي اگر سامانه تحت کنترل پيوسته و خطي بوده و کنترل‌کننده نيز خطي و گسسته باشد، رفتار حلقه بسته متغير با زمان خواهد بود. براي دوري از اين پيچيدگي، به طور کلي دو روش سنتي براي طراحي کنترل‌کننده‌هاي گسسته وجود دارد: روش مستقيم و روش غير مستقيم. در روش مستقيم، به جاي تابع تبديل سامانه پيوسته، از يک طرح گسسته معادل استفاده شده و طراحي کنترل‌کننده در محيطي گسسته انجام شده است. اما در روش غير مستقيم، ابتدا يک کنترل‌کننده پيوسته طراحي شده و سپس معادل گسسته‌ي آن محاسبه مي‌شود.

روش‌هاي غيرمستقيم که موضوع اين مقاله هستند، خود به دو دسته محلي و کلي (حلقه بسته) تقسيم مي‌شوند. در رويکرد حلقه بسته، گسسته‌سازي کنترل‌کننده پيوسته با در نظرگرفتن جايگاه و اثر آن بر رفتار حلقه‌بسته انجام مي‌شود و اين بر خلاف رويکرد ساده‌تر محلي است که در آن روش گسسته‌سازي مستقل از محل به کارگيري کنترل‌کننده است. اگر فرکانس نمونه‌برداري پايين باشد، هزينه‌هاي سامانه کنترلي کاهش خواهد يافت، زيرا با فرکانس نمونه‌برداري پايين مي‌توان محاسبات موجود را با ميکروکنترل‌کننده‌ها و ادوات واسط ارزان‌تر انجام داد [۱]. روش‌هاي گسسته‌سازي محلي، مانند روش تاستين[۲] و يا روش صفرها و قطب‌هاي تطبيق‌يافته[۳]، تنها براي تواترهاي نمونه‌برداري بالا قابل استفاده بوده و در تواترهاي کم، سامانه حلقه بسته را ناپايدار مي‌نمايند. از سوي ديگر، در بسياري از موارد امکان استفاده از نمونه‌برداري سريع امکان‌پذير نيست، مانند سامانه‌هاي کنترلي که محل ارتباطي آنها شبکه اينترنت است [۲].

در ميان روش‌هاي بازطراحي گسسته حلقه‌بسته، روش نگاشت ورودي کنترلي[۴] (پي‌آي‌ام) را مي‌توان به عنوان يک روش کارا براي تبديل کنترل‌کننده‌هاي پيوسته خطي به معادل گسسته دانست. ايده‌هاي اصلي اين روش در مراجع [۳] و [۴] ارايه شده و مبناي آن بر ايجاد انطباق بيشينه تابع تبديل ورودي دستگاه[۵] در سامانه کنترل پيوسته اصلي با همتاي آن در سامانه کنترل گسسته شده است. تابع تبديل ورودي دستگاه (پي‌آي‌تي‌اف)، بنا به تعريف، تابع تبديل از ورودي مرجع تا ورودي سامانه در کنترل (دستگاه) است. ويرايش‌هاي مختلفي از روش پي‌آي‌ام در مقالات مختلف ارايه شده است. روش مبتني بر بهينه‌سازي رفتار سامانه گسسته شده بر مبناي رفتار سامانه پيوسته اصلي در مرجع [۵] ارايه شده است که در آن از معيار نرم H^∞ استفاده مي شود. اين روش مبناي کار در مقاله حاضر قرار گرفته است. روش پي‌آي‌ام، غير بهينه ولي با مرتبه کاهش يافته نيز در مرجع [۶] ارايه شده است. خاصيت انحصاري روش پي‌آي‌ام در تضمين پايداري حلقه بسته به ازاي کليه تواترهاي نمونه‌برداري است که اين امر، در مراجع مستقل نيز مورد تاييد قرار گرفته است [۷].

هدف اصلي اين مقاله، توسعه روش پي‌آي‌ام براي استفاده در کنترل سامانه‌هاي غير خطي است، زيرا استفاده از کنترل‌کننده‌هاي خطي گسسته معمولي براي اين سامانه‌ها، منجر به کاهش کارايي سامانه حلقه‌بسته و حتي ناپايداري خواهد شد. يکي از ساده‌ترين روش‌ها براي توسعه روش پي‌اي‌ام به حوزه سامانه‌هاي غيرخطي، ترکيب آن با ايده سامانه‌هاي کنترلي فازي و مدل‌مبناست. يکي از اين رويکردهاي کنترلي، روش جبران‌سازي توزيع‌شده موازي[۶] يا پي‌دي‌سي است [۷]. در اين روش، طرح غيرخطي به مجموعه‌اي از زيرسامانه‌هاي خطي تبديل شده و براي هريک از اين زيرسامانه‌ها، يک کنترل‌کننده خطي طراحي مي‌شود. با ترکيب فازي خروجي اين کنترل‌کننده‌ها مي‌توان يک ورودي کنترلي پايدارساز را در هر لحظه ايجاد نمود. شرايط پايداري حلقه بسته در اين روش با استفاده از تئوري سامانه‌هاي فازي کليد زن[۷] قابل تحقيق و صحه‌گذاري خواهد بود.

بعضي از پژوهش‌هاي قبلي کنترل ديجيتال سامانه‌هاي غيرخطي، بر استفاده از بازطراحي گسسته‌ي سامانه‌هاي فازي تاکاگي سوگينو استوار شده است. در اين راستا، روش‌هايي مبتني بر تطبيق حالت[۸] در [۸] و [۹] ارائه شده است. اما محدوديت روش‌هاي گفته شده و رويکردهاي بازطراحي گسسته محلي، نياز به فرکانس نمونه‌برداري بالاست که در موارد بسياري به ويژه در سامانه‌هاي کنترل تحت شبکه ممکن است که امکان‌پذير نباشد.

در اين مقاله، رويکرد جديدي براي کنترل ديجيتال سامانه‌هاي غيرخطي ارائه مي‌شود که از ويژگي‌هاي شاخص آن تضمين پايداري و هم‌چنين حفظ کارايي سامانه حلقه‌بسته در فرکانس‌هاي نمونه‌برداري پايين است. به‌اين ترتيب که کنترل‌کننده‌هاي پيوسته خطي موردنياز در ساختار شناخته شده‌ي پي‌دي‌سي طراحي شده و سپس با استفاده از روش پي‌آي‌ام، به معادل گسسته‌ي‌شان تبديل مي‌شوند. با ترکيب

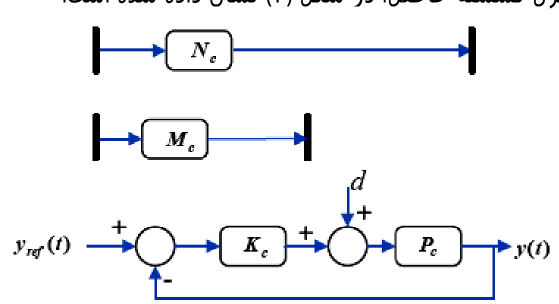
لحظه‌اي و فازي خروجي اين كنترل‌كننده‌ها، يک خروجي گسسته و پايدارساز براي اعمال به سامانه تحت كنترل ايجاد مي‌شود.

مقدمه‌اي درباره‌ي روش‌هاي پي‌آي‌ام و پي‌دي‌سي [در بخش‌هاي ۲ و ۳] ارائه مي‌شود. آنگاه در بخش ۴، ايده جديد اين مقاله كه توسعه روش پي‌اي‌ام به حوزه سامانه‌هاي غيرخطي است مورد بررسي قرار خواهد گرفت. موضوع پايداري حلقه بسته سامانه نيز در بخش ۵ مورد توجه قرار خواهد گرفت. درستي عملكرد روش پيشنهادي، در قالب يک مثال در بخش ۶ نشان داده شده و در بخش ۷ جمع‌بندي نتايج ارائه خواهد شد.

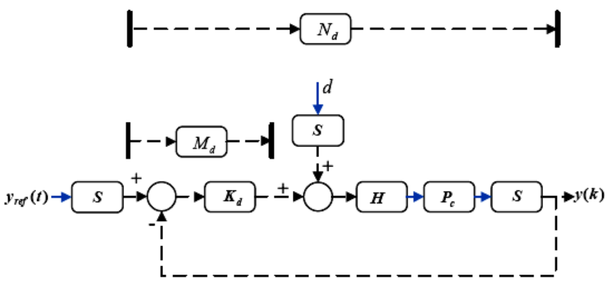
۲- روش PIM براي سامانه‌هاي خطي

يكي از روش‌هاي طراحي سامانه‌هاي كنترل گسسته، روش طراحي غير مستقيم است. در اين روش، ابتدا يک كنترل‌كننده پيوسته طراحي شده و سپس با يک كنترل‌كننده گسسته معادل جايگزين مي‌شود. در روش‌هاي غير مستقيم محلي، مانند روش تاستين، براي حفظ پايداري و عملكرد حلقه‌بسته، تواتر نمونه‌برداري بالايي مورد نياز است، كه اين موضوع براي بعضي از كاربردها ميسر نيست. براي رفع نسبي اين اشكال، روش‌هاي گسسته‌سازي پيشرفته‌تري ارائه شده‌اند. روش پي‌آي‌ام، يكي از اين روش‌هاي جديد است كه رفتار حلقه‌بسته را در روند گسسته‌سازي مدنظر قرار مي‌دهد. اين روش ويژگي منحصربه‌فردي در تضمين پايداري حلقه‌بسته براي تقريبا تمامي تواترهاي نمونه‌برداري دارد [۳]. مبناي اين روش بر انطباق دادن بيشينه تابع تبديل ورودي دستگاه در سامانه كنترل پيوسته اصلي با همتاي آن در سامانه كنترل گسسته شده است.

سامانه كنترل پيوسته خطي ثابت با زمان و تک‌ورودي-تک‌خروجي نشان داده شده در شكل (۱) را در نظر بگيريد. هدف طراحي، جايگزين نمودن كنترل‌كننده پيوسته K_c با كنترل‌كننده گسسته K_d است، به نحوي كه پايداري حلقه‌بسته براي تمامي دوره‌هاي نمونه‌برداري، T_s، تضمين شود. سامانه كنترل گسسته حاصل، در شكل (۲) نشان داده شده است.



شكل (۱):سامانه كنترل پيوسته



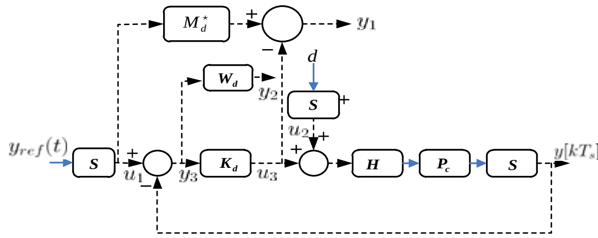
شكل (۲): سامانه كنترل گسسته

در شكل (۱) و شكل (۲)، $N_c(s)$ و $N_d(z)$ به‌ترتيب بيانگر توابع تبديل حلقه‌بسته پيوسته و گسسته و $M_c(s)$ و $M_d(z)$ به ترتيب بيانگر پي‌آي‌تي‌اف‌هاي پيوسته و گسسته هستند. به عنوان مثال، پي‌آي‌تي‌اف سامانه پيوسته چنين محاسبه مي‌شود:

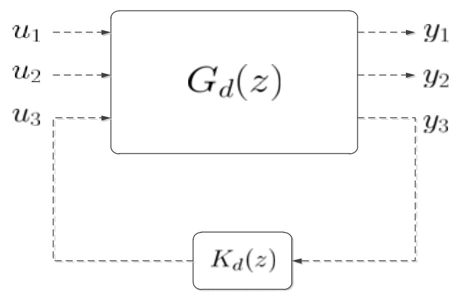
$$M_c(s) = (I + K_c(s)\,P_c(s))^{-1}\,K_c(s) \qquad (۱)$$

همچنين جعبه‌هاي S و H به ترتيب نشان‌دهنده عملگر نمونه‌بردار و عملگر نگهدارنده مرتبه صفر هستند. اين عملگرها همزمان و داراي زمان نمونه‌برداري T_s هستند. هدف روش پي‌آي‌ام، طراحي كنترل‌كننده $K_d(z)$ به نحوي است كه توابع تبديل $M_c(s)$ و $M_d(z)$ تا حد ممكن به يكديگر نزديک باشند. اما مشكلي كه در اينجا وجود دارد آن‌است‌كه اين دو تابع تبديل داراي پاسخ‌هاي ضربه غير قابل مقايسه‌اي هستند، زيرا يكي از آنها پيوسته و ديگري گسسته در زمان است و بنابراين به سادگي قابل مقايسه نيستند. يک راه حل آن‌است‌كه به جاي مقايسه $M_d(z)$ با $M_c(s)$، سعي شود تا تابع $M_d(z)$ را تا-جاي‌ممكن به يک طرح گسسته از $M_c(s)$، با نام $M_d^*(z)$، نزديک شود. براي تعيين $M_d^*(z)$ از به كارگيري روش كلاسيک صفر و قطب تطبيق يافته بر روي تابع $M_c(s)$ استفاده مي‌نماييم. يعني اگر تابع $M_c(s)$ قطب يا صفري در نقطه $s = -\alpha$ داشته باشد، تابع $M_d^*(z)$ نيز صفر يا قطبي در $z = e^{-\alpha T_s}$ خواهد داشت. همچنين در صورتي كه تعداد صفرهاي $M_c(s)$ كمتر از تعداد قطب‌هاي آن باشد، به تعداد لازم صفر جديد در $z = -1$ اضافه مي‌نماييم تا تعداد صفرها و قطب‌هاي $M_d^*(z)$ با هم برابر شوند. حال تابع تبديل حلقه بسته‌ي $N_d^*(z) = P_d(z) M_d^*(z)$ را در نظر بگيريد كه در آن، $P_d(z)$ معادل گسسته مرتبه صفر دستگاه است. براي اطمينان از يكسان بودن پاسخ پله ماندگار سامانه‌هاي پيوسته و گسسته شده، تابع $M_d^*(z)$ را در يک ضريب تصحيح ضرب نموده تا خاصيت حلقه بسته‌ي رابطه (۲) برقرار گردد:

$$\lim_{z\to 1} N_d{}^*(z) = \lim_{s\to 0} N_c(s) \qquad (۲)$$



شكل (۳) : ساختار طراحي كنترل‌كننده ديجيتال در روش پي‌آي‌ام



شكل (٤): روش PIM در ساختار استاندارد بهينه‌سازي با روش H^∞.

با اين روش همانطور كه در شكل (۳) نشان داده شده، مساله كمينه‌سازي فاصله بين $M_d(z)$ با $M_d^*(z)$ با معيار H^∞ و به طور كامل در فضاي گسسته انجام خواهد گرفت. با تعريف سيگنال‌هاي $u_1, u_2, u_3, y_1, y_2, y_3$ طبق شكل (۳)، هدف مساله، كمينه سازي اثرات u_1 و u_2 بر y_1 و y_2 است [۱۰]. به عبارت ديگر، اگر $u_1(kT),\ u_2(kT) \in \mathcal{L}_2$، آنگاه مي‌خواهيم كه نرم $\mathcal{L}_2$ براي سيگنال‌هاي $y_1(kT), y_2(kT)$ كمينه باشد. براي دوري از حذف صفر و قطب‌هاي ناپايدار بين دستگاه و كنترل‌كننده، تابع وزني $W_d(z)$ در شكل (۳) به گونه‌اي انتخاب مي‌شود كه در نزديكي قطب‌هاي ناپايدار و كم ميراي دستگاه، $P(j\omega)$، دامنه $W_d(e^{j\omega T_s})$ نسبت به ساير محدوده‌هاي فركانسي اندازه بزرگي داشته باشد [۳] [۱۱]. با توجه به شكل (۳)، اين مساله مي‌تواند به چارچوب يک مساله استاندارد بهينه‌سازي بر اساس نرم H^∞ طبق شكل (٤) تبديل شود كه در آن $G_d(z)$ دستگاه گسسته تعميم يافته با تعريف زير است:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = G_d(z) \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix}; \tag{۳}$$

$$u_3 = K_d(z)\, y_3 \tag{۴}$$

$$G_d(z) = \begin{bmatrix} M_d^*(z) & 0 & -1 \\ W_d(z) & -W_d(z)P_d(z) & -W_d(z)P_d(z) \\ 1 & -P_d(z) & -P_d(z) \end{bmatrix} \tag{۵}$$

كه در عبارت فوق، $P_d(z)$ طرح گسسته‌ي $P(s)$، به‌دست آمده با روش «حافظ پاسخ پله[۹]» است، يعني

$$P_d(z) = \mathcal{Z}\{\mathcal{L}^{-1}\{SP_cH\}\} \tag{۶}$$

كه $\mathcal{Z}\{.\}$ و $\mathcal{L}\{.\}$ به ترتيب عملگرهاي $\mathcal{Z}$ و لاپلاس هستند.

با استفاده از روابط (۳) و (۴)، تابع تبديل حلقه بسته به شكل كلي رابطه (۷) به‌دست مي‌آيد:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = T_d(z) \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}; \tag{۷}$$

اكنون هدف ما يافتن يک كنترل‌كننده ديجيتال، $K_d(z)$، است به نحوي كه نرم H^∞ سامانه گسسته‌ي $T_d(z)$ كمينه شود [۱۲]. به عبارت ديگر،

$$K_d(z) = \arg \min_{K_d^*(z) \in SC} \|T_d(z)\|_\infty \tag{۸}$$

در اينجا، SC مجموعه تمامي كنترل‌كننده‌هاي پايدارساز در ساختار بازخورد شكل (٤) است. اين كمينه‌سازي به طور معمول با استفاده از روش تكرار انجام شده و مي‌تواند تا هر حدي به نرم كمينه نزديک شود. اگر حد دقت مورد نياز را γ بناميم، آنگاه هدف مساله به صورت زير خواهد بود:

$$\|T_d(z)\|_\infty < \gamma \tag{۹}$$

رويكرد مرسوم براي حل چنين مسايل كمينه‌سازي H^∞ گسسته، استفاده از الگوريتم‌هاي حوزه پيوسته است. براي اين كار، بيش تر از تبديل معكوس دو خطي براي ارتباط دادن فضاهاي پيوسته و گسسته استفاده مي‌شود، زيرا اين تبديل حافظ نرم H^∞، است:

$$z = \frac{T_s\ s/2+1}{-T_s\ s/2+1} \tag{۱۰}$$

۳- روش پي‌دي‌سي براي سامانه‌هاي غيرخطي

سامانه ديناميک غيرخطي زير را در نظر بگيريد:

$$\dot{x}_C(t) = f(x_C(t), u_C(t)) \tag{۱۱}$$

كه $x_C(t) \in R^n$ بردار حالت و $u_C(t)$ بردار ورودي‌كنترلي است. پايين‌نويس "c" به معناي كنترل پيوسته و پايين‌نويس "d" نشان‌دهنده كنترل گسسته خواهد بود. ميدان برداري $f: U \subset R^n \times R^m \to V \subset R^n$ روي يک مجموعه U مفروض است. در سامانه فازي تاكاگي‌سوگينو جمله غيرخطي $f(x_C(t), u_C(t))$، در نواحي مختلف عملكردي با يک نگاشت خطي به‌صورت رابطه (۱۲) جايگزين مي‌شود:

$$\chi(x_C(t), u_C(t)): U \subset R^n \times R^m \to V \subset R^n \tag{۱۲}$$

براي افزايش دقت اين جايگزيني لازم است كه شرط زير برقرار باشد:

$$\sup_{x_C(t), u_C(t) \in U} \left\| f(x_C(t), u_C(t)) - \chi(x_C(t), u_C(t)) \right\| \le \varepsilon \tag{۱۳}$$

كه ε يک مقدار اسكالر دلخواه، مثبت و كوچک است.

فرض کنيد که تعداد q جفت $v_i=(A_i,B_i)$ براي بيان ديناميکي محلي (۱۱) وجود دارند به‌نحوي که

$$F=Co\{[A_1,B_1],\dots,[A_q,B_q]\} \qquad (۱۴)$$

شامل ناحيه U و Co نشان‌دهنده‌ي يک بدنه محدب از مجموعه $V=Co\{v_1,v_2,\dots,v_q\}$، $A_i\in R^{n\times n}$ و $B_i\in R^{n\times m}$ است. بنابراين مي‌توان يک نگاشت مناسب در لحظه زماني t با خطاي ε يافت که

$$\chi(x_C(t),u_C(t))=A(\theta)x_c(t)+B(\theta)u_c(t) \qquad (۱۵)$$

که در آن $A(\theta)$ روي يک مجموعه ماتريسي تغيير مي‌نمايد:

$$A(\theta)\in Co\{A_1,\dots,A_q\} \qquad (۱۶)$$

و $B(\theta)\in Co\{B_1,\dots,B_q\}$

که در آن $\sum_{i=1}^{q}\theta_i=1$ و $\theta_i\ge 0$.

ايده کليدي سامانه استنتاج فازي تاکاگي‌سوگينو، تعيين ضرايب θ_i است که در يک ترکيب محدب از رئوس داده شده V بوسيله پايگاه دستوري اگر-آنگاه به مقادير عددي تبديل مي‌شوند. به عبارت ديگر، iامين قانون سامانه فازي تاکاگي‌سوگينو به شکل زير فرموله مي‌شود:

R^i: اگر $z_1(t)$ حوالي Γ_1^i و....و $z_n(t)$ حوالي Γ_n^i باشد، آنگاه

$$\dot{x}_c(t)=A_i\,x_c(t)+B_i\,u_c(t) \qquad (۱۷)$$

که به ازاي $h=1,\dots,n$ ، $i=1,\dots,q$ ، R^i نشان‌دهنده-iامين قانون استنتاج فازي، $z_h(t)$، h-امين متغير فازي و Γ_h^i مجموعه فازي h-ام درi-امين قانون فازي است. با استفاده از روش ميانگين مرکز، روند غيرفازي‌سازي انجام شده و در نتيجه ديناميک حلقه بسته سامانه فازي تاکاگي‌سوگينو چنين توصيف مي‌شود:

$$\dot{x}_c(t)=\sum_{i=1}^{q}\theta_i(z(t))\,(A_i\,x_c(t)+B_i\,u_c(t)) \qquad (۱۸)$$

که

$$\theta_i(z(t))=\frac{w_i(z(t))}{\sum_{i=1}^{q}w_i(z(t))}, \qquad (۱۹)$$

$$w_i(z(t))=\prod_{h=1}^{n}\Gamma_h^i(z_h(t)), \qquad (۲۰)$$

در اينجا، $\Gamma_h^i(z_h(t))$ مقدار عضويت h-امين متغير مفروض، $z_h(t)$، در Γ_h^i است. خواص اساسي $\theta_i(t)$ عبارتند از:

$$\sum_{i=1}^{q}\theta_i(z(t))=1 \text{ و } \theta_i(z(t))\ge 0 \qquad (۲۱)$$

در بيش تر مسائل کنترل واقعي، به طور معمول اندازه‌گيري همه متغيرهاي حالت در رابطه (۱۷) امکان‌پذير نيست. در اين شرايط، يک راه حل، استفاده از يک رويتگر مرتبه‌کامل لوئنبرگر است که با قوانين زير محقق مي‌شود:

R^i: اگر $z_1(t)$ حوالي Γ_1^i و....و $z_p(t)$ حوالي Γ_p^i باشد، آنگاه

$$\begin{cases}\dot{\hat{x}}_c(t)=A_i\,\hat{x}_c(t)+B_i\,u_c(t)+L_c^i(y_c(t)-\hat{y}_c(t))\\ \hat{y}_c(t)=C_i\,\hat{x}_c(t)\end{cases} \qquad (۲۲)$$

که خروجي فازي‌زدايي شده چنين خواهد بود:

$$\begin{cases}\dot{\hat{x}}_c(t)=\sum_{i=1}^{r}\theta_i(z(t))(A_i\,\hat{x}_c(t)+B_i\,u_c(t)+L_c^i(y_c(t)-\hat{y}_c(t)))\\ \hat{y}_c(t)=\sum_{i=1}^{r}\theta_i(z(t))C_i\,\hat{x}_c(t)\end{cases} \qquad (۲۳)$$

قانون کنترلي در سامانه کنترل فازي پيوسته با بازخورد حالات رويت شده با قوانين زير بيان مي‌شود:

R^i: اگر $z_1(t)$ حوالي Γ_1^i و....و $z_p(t)$ حوالي Γ_p^i باشد، آنگاه

$$u_c(t)=g_c^i\,\hat{x}_c(t) \qquad (۲۴)$$

خروجي غيرفازي شده قوانين کنترل به‌صورت زير خواهد بود:

$$u_c(t)=\sum_{i=1}^{r}\theta_i(z(t))\,g_c^i\,\hat{x}_c(t) \qquad (۲۵)$$

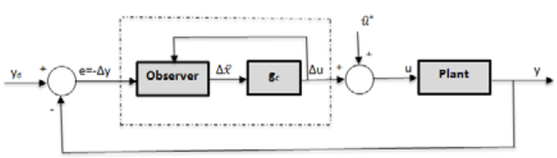
با در نظرگرفتن خطاي تخمين $e_c(t)=x_c(t)-\hat{x}_c(t)$، سامانه فازي حلقه‌بسته تاکاگي‌سوگينو پيوسته به صورت زير بازنويسي مي‌شود:

$$\dot{\chi}_c(t)=\sum_{i=1}^{r}\sum_{j=1}^{r}\theta_i(z(t))\theta_j(z(t))\times\begin{bmatrix}A_i+B_i\,g_c^j & -B_i\,g_c^j\\ 0 & A_i-L_c^i\,C_j\end{bmatrix}\chi_c(t) \qquad (۲۶)$$

که در اينجا،

$$\chi_c(t)=col\{x_c(t),e_c(t)\} \qquad (۲۷)$$

اينک براي هر زيرسامانه خطي، يک کنترل‌کننده بازخورد حالت رويت شده، با به‌دست‌آوردن ضريب‌هاي بازخورد حالت g_c و ضريب‌هاي رويتگر L_c، طراحي مي‌شود. ساختار کنترلي در هر زيرسامانه در شکل (۵) آمده است.



شکل(۵): کنترل‌کننده هر زيرسامانه در ساختار فضاي حالت

گفتني است که تابع تبديل کنترل‌کننده پيوسته براي هر زيرسامانه از رابطه (۲۸) به‌دست مي‌آيد [۱۲]:

$$K_c(s)=g_c(sI-A+Bg_c+L_cC)^{-1}L_c \qquad (۲۸)$$

ماتريس بهره کنترل‌کننده gc و ماتريس ضرايب رويتگر Lc به کمک روش‌هاي مرسوم در حوزه روش‌هاي طراحي فضاي حالت از قبيل جانمايي قطب، قابل طراحي هستند [۱۲]. پايداري سامانه حلقه بسته فازي پيوسته حاصل با استفاده از قضيه زير قابل بررسي است.

لم ۱ [۸]: سامانه فازي توصيف شده در رابطه (۲۶) پايدار

مجانبي است، اگر یک ماتریس مثبت معین P وجود داشته باشد، به‌گونه‌اي که:

$$G_{ii}^{T} P + P G_{ii} < 0 \quad (۲۹)$$

$$\left(\frac{G_{ij}+G_{ji}}{2}\right)^{T} P + P\left(\frac{G_{ij}+G_{ji}}{2}\right) < 0,\ i<j\ s.t\ h_i \cap h_j = \varnothing \quad (۳۰)$$

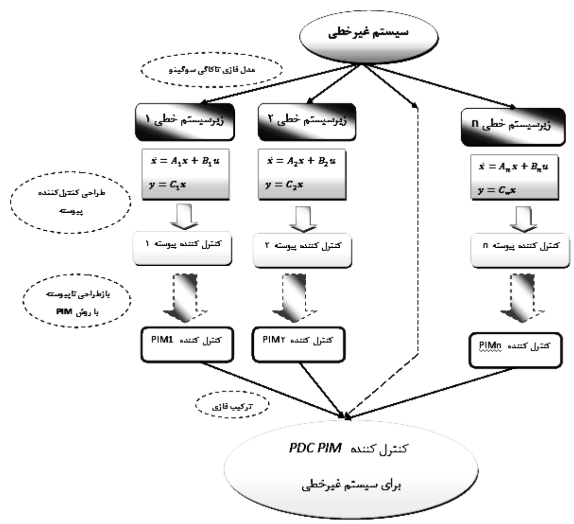
که در آنها

$$G_{ij} = \begin{bmatrix} A_i + B_i g_c^j & -B_i g_c^j \\ 0 & A_i - L_c^j C_j \end{bmatrix} \quad (۳۱)$$

٤- ترکیب روش‌هاي پي‌آي‌ام و پي‌دي‌سي براي گسسته‌سازي سامانه‌هاي غیر خطي

در این مقاله، رویکرد جدیدي براي کنترل دیجیتال سامانه‌هاي غیرخطي ارئه شده است که از ویژگي‌هاي شاخص آن تضمین پایداري و حفظ کارایي سامانه در فرکانس‌هاي نمونه‌برداري پایین است. به‌این ترتیب که کنترل‌کننده‌هاي پیوسته خطي موردنیاز در ساختار شناخته شده پي‌دي سي طراحي شده و سپس با استفاده از روش پي‌آي‌ام، به معادل گسسته‌ي‌شان تبدیل مي‌شوند. با ترکیب لحظه‌اي و فازي خروجي این کنترل‌کننده‌ها، یک خروجي گسسته و پایدارساز براي اعمال به سامانه تحت کنترل ایجاد مي‌شود. نماي کلي این روش در شکل (٦) و ساختار عملیاتي آن در شکل (٧) نشان داده شده است. در اینجا نیز، S و H به ترتیب عملگرهاي نمونه‌برداري و نگهداشت مرتبه صفر هستند.

شکل(٦): نماي کلي سامانه کنترلي پیشنهادي



شکل (٧): ساختار عملیاتي کنترل‌کننده پیشنهادي

در روش‌هاي بازطراحي گسسته فازي، سهم وزني قوانین پس از گسسته‌سازي با مقادیر پیوسته آنها در لحظات نمونه‌برداري برابر در نظر گرفته مي‌شود، به عبارت دیگر ساختار کلي پي‌دي‌سي ثابت مي‌ماند. این موضوع در فرض ۱ بیان شده است.

فرض۱[٨]: سهم وزني قانون iام $\theta_i(z(t))$ با مقدار آن در لحظه kT تخمین زده مي‌شود، یعني:

$$\theta_i(z(t)) \cong \theta_i(z(kT)), t \in [kT, kT+T] \quad (۳۲)$$

اینک، بـراي بـازطراحي گسـسته از روش پـي‌آي‌ام در هـر زیـر سامانه مراحل زیر باید انجام شود:

۱. از روي نمایش فضاي حالت دستگاه در زیرسامانه (A,B,C,D)، تابع‌تبدیل آن یعني $P(s)$ را محاسبه مي‌نماییم.
۲. پي‌آي‌تي‌اف پیوسته، $M_c(s)$، را از رابطه (۱) محاسبه نموده و آن را با استفاده از روش صفر و قطب تطبیق‌یافته و بر اساس دوره نمونه‌برداري انتخابي T_s، به معادل گسسته آن، یعني $M_d^{\star}$، تبدیل مي‌نماییم. بنا به تعریف، $M_d^{\star}$ را به عنوان یک طرح مطلوب براي پي‌آي‌تي‌اف در سامانه کنترل گسسته انتخاب مي‌نماییم.
۳. طرح گسسته نگهدارنده مرتبه صفر دستگاه $P_d(z)$ را براساس دوره نمونه‌برداري T_s به‌دست مي‌آوریم.
۴. مسأله کمینه‌سازي (٨) را براي یافتن کنترل‌کننده پي‌آي‌ام $K_d(z)$ تشکیل مي‌دهیم.
۵. مسأله بهینه‌سازي (٨) را با به‌کارگیري تبدیل دوخطي معکوس رابطه (۲) به ناحیه پیوسته انتقال داده و این مسأله را براي یافتن کنترل‌کننده پیوسته کمینه‌ساز حل مي‌نماییم.
٦. کنترل‌کننده پیوسته را دوباره با استفاده از تبدیل دوخطي به ناحیه گسسته بر مي‌گردانیم.
٧. کنترل‌کننده‌هاي پي‌آي‌ام را براي یافتن کنترل‌کننده غیرخطي دیجیتال نهایي در ساختار روش پي‌دي‌سي پیاده‌سازي مي‌نماییم.

٥- پایداري حلقه بسته

یکي از مباحث مهم در سامانه‌هاي کنترل، بحث پایداري حلقه بسته است. براي بررسي پایداري، روش‌هاي مختلفي وجود دارد اما براي سامانه‌هاي فازي به‌طورمعمول از معیار پایداري لیاپانف استفاده مي‌شود. در رویکرد پیشنهادي این مقاله، براي هر زیر سامانه یک کنترل‌کننده گسسته به صورت

تابع تبديل طراحي مي‌شود. براي استفاده از معيار لياپانف بهتر است که زير سامانه‌ها به شکل فضاي حالت تبديل شوند. براي اين‌کار، ابتدا در زير سامانه i-ام، با استفاده از تابع تبديل $P_{di}(z)$ و تابع تبديل کنترل‌کننده پي‌آي‌ام زير سامانه j-ام، يعني $K_{d_j}(z)$، تابع‌تبديل حلقه‌بسته محاسبه مي‌شود:

$$T_{dij}(z)=\frac{K_{dj}(z)P_{di}(z)}{1+K_{dj}(z)P_{di}(z)} \qquad (۳۳)$$

سپس از روي اين تابع تبديل، مقادير ماتريس‌هاي يکي از تحقق‌هاي کمينه معادل يعني A_{dij}، B_{dij}، C_{dij} و D_{dij} را به‌دست مي‌آيد. در نتيجه، معادله حالت حاکم بر سامانه فازي گسسته حلقه‌بسته اين چنين خواهد بود:

$$\chi_d(k+1)=\sum_{i=1}^{r}\sum_{j=1}^{r}\theta_i(z(k))\theta_j(z(k))A_{d_{ij}}\,\chi_d(k). \qquad (۳۴)$$

که $\chi_d(k)$، بردار حالت سامانه حلقه بسته و همتاي گسسته (۲۶) است. هم‌چنين، A_{dij} دربردارنده ديناميک حلقه بسته گسسته براي زيرسامانه i-ام تحت اثر کنترل‌کننده j-ام است. اگر بتوان براي تمامي اين زيرسامانه‌ها، يک ماتريس مثبت معين و مشترک P را در چارچوب نامعادلات ماتريسي خطي و بر طبق رابطه پايداري لياپانف [۷] چنان بيابيم که

$$A_{dij}^{T}\,P\,A_{dij}-P<0 \quad i,j=1,2,..,r, \qquad (۳۵)$$

آنگاه سامانه فازي گسسته حلقه‌بسته، پايدار مجانبي خواهد بود (شرط کافي).

روند طراحي و کارايي روش پيشنهادي در بخش ۶-و در قالب يک مثال عددي بيان خواهد شد.

٦- مثال عددي

فرض کنيد معادلات غيرخطي حاکم بر سامانه‌اي چنين باشد:

$$\dot{x}_1(t)=x_2(t)$$
$$\dot{x}_2(t)=g\sin(x_1(t))-u(t)$$

در اين معادلات، $g=۹.۸۱ m/s^۲$، x_1 برحسب راديان و $z=\sin(x_1(t))$ يک جمله‌اي غيرخطي است که مي‌توان آن را اين‌گونه نوشت:

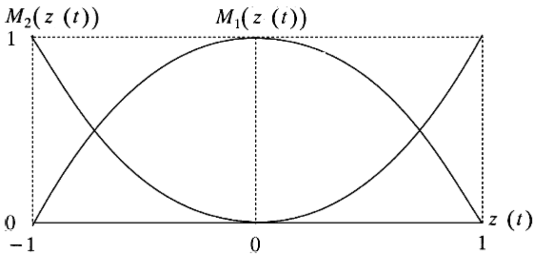
$$\sin(x_1(t))=(M_1(z)b_1+M_2(z)b_2)x_1(t)$$

که در آن b_1=۱ و b_2= -۱ و توابع عضويت عبارتند از:

$$M_1(z)=\begin{cases}\dfrac{z-b_2\sin^{-1}(z)}{(b_1-b_2)\sin^{-1}(z)} & z\neq 0\\ 1 & z=0\end{cases}$$

$$M_2(z)=\begin{cases}\dfrac{b_1\sin^{-1}(z)-z}{(b_1-b_2)\sin^{-1}(z)} & z\neq 0\\ 0 & z=0\end{cases}$$

در شکل (۸) نمودار اين توابع عضويت رسم شده است. قابل ذکر است براي برقراري شرايط کارکرد درست سامانه فازي بايستي توابع عضويت هميشه در ناحيه بين صفر و يک تغيير نمايند و مجموع آنها همواره برابر يک باشد که اين نکات در مسأله حاضر برقرار است.



شکل (۸): نمودار توابع عضويت M_2 و M_1

حال مي‌توان قوانين فازي را براي طراحي سامانه غيرخطي در قالب طرح فازي چنين بيان نمود:

قانون ۱:

اگر z برابر M_1 باشد آنگاه

$$\dot{x}(t)=A_1x(t)+Bu(t)$$

قانون ۲:

اگر z برابر M_2 باشد آنگاه

$$\dot{x}(t)=A_2x(t)+Bu(t)$$

که مقادير A_1 و A_2 و B برابرند با

$$A_1=\begin{bmatrix}0 & 1\\ gb_1 & 0\end{bmatrix}\quad A_2=\begin{bmatrix}0 & 1\\ gb_2 & 0\end{bmatrix}\quad B=\begin{bmatrix}0\\ -1\end{bmatrix}$$

پس از شناسايي زيرسامانه‌ها يا همان نواحي خطي، کنترل‌کننده فازي پيوسته طراحي شده که در نتيجه سامانه فازي اين‌گونه بازنويسي مي‌شود.

قانون ۱:

اگر z برابر M1 باشد آنگاه؛

$$\dot{X}_c(t)=G_1X_c(t)$$

قانون ۲:

اگر z برابر M2 باشد آنگاه؛

$$\dot{X}_c(t)=G_2X_c(t)$$

که در آنها $X_c(t)=[x(t)\ e(t)]'$ و

$$G_1=\begin{bmatrix}A_1+Bg_c^1 & -Bg_c^1\\ 0 & A_1-L_c^1C\end{bmatrix}$$

$$G_2=\begin{bmatrix} A_2+Bg_c^2 & -Bg_c^2 \\ 0 & A_2-L_c^2C \end{bmatrix}$$

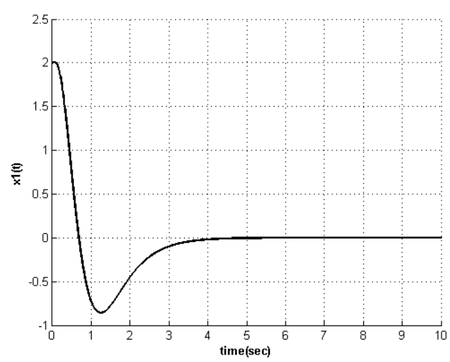
طراحي ضرايب بازخورد و رويتگر با استفاده از روش تنظيم‌گر مربعات خطي (LQR) براي هر دو زيرسامانه انجام شده است و مقادير g_c و L_c چنين به‌دست آمده‌اند:

$$g_{c1}=\begin{bmatrix}-19.6455 & -6.3475\end{bmatrix}$$
$$g_{c2}=\begin{bmatrix}-0.0255 & -1.0251\end{bmatrix}$$
$$L_{c1}=\begin{bmatrix}6.2776 & 19.6684\end{bmatrix}$$
$$L_{c2}=\begin{bmatrix}0.4102 & 0.0484\end{bmatrix}$$

در ادامه پايداري اين سامانه فازي پيوسته با استفاده از لم ۱ بررسي و ماتريس مثبت معين P با استفاده از چارچوب نامساوي‌هاي ماتريسي خطي بدست آمده است.

$$P=\begin{bmatrix} 134 & 7.3 & -58.1 & -31.2 \\ 7.3 & 15.9 & 26.7 & -10 \\ -58 & 26.7 & 540 & -16 \\ -31.2 & -10 & -16 & 61 \end{bmatrix}$$

بنابراين سامانه حلقه‌بسته فازي پيوسته به صورت مجانبي پايدار است كه نتايج شبيه‌سازي انجام‌شده نيز پايداري را تاييد مي‌نمايد. اين موضوع در شكل (۹) نشان داده شده است.



شكل (۹): پاسخ زماني سامانه فازي پيوسته

حال براي استفاده از روش پي‌آي‌ام در بازطراحي گسسته كنترل‌كننده پيوسته، نياز به تابع تبديل زير سامانه‌ها داريم كه بر اساس (۲۸) خواهيم داشت:

$$K_{c1}(s)=\frac{-301.1s-942.5}{s^2+14.67s+84.54}$$
$$K_{c2}(s)=\frac{-7.903s+117.2}{s^2+7.333s+23.48}$$

هم‌چنين تابع‌تبديل دستگاه پيوسته نيز در زيرسامانه‌هاي اول و دوم چنين هستند:

$$P_1(s)=\frac{-1}{s^2-9.81}$$
$$P_2(s)=\frac{-1}{s^2+9.81}$$

در نتيجه پي‌آي‌تي‌اف پيوسته زيرسامانه‌ها عبارتنداز :

$$M_{c1}(s)=\frac{-301.1s^3-942.5\,s^2+2953s+9246}{s^4+14.67\,s^3+74.73s^2+157.2s+113.1}$$

$$M_{c2}(s)=\frac{-7.903\,s^3+117.2s^2-77.53s+1150}{s^4+7.333\,s^3+33.29\,s^2+79.84s+113.1}$$

تابع تبديل گسسته طرح نگهدار مرتبه صفر دستگاه در سامانه‌هاي خطي با دوره نمونه‌برداري ثانيه T_s=۰,۴ چنين است:

$$P_{d1}(z)=\frac{-0.09103z-0.09103}{z^2-3.786z+1}$$
$$P_{d2}(z)=\frac{-0.07007z-0.07007}{z^2-0.6253z+1}$$

بنابراين، با استفاده از روش صفر و قطب تطبيق‌يافته، پي‌آي‌تي‌اف گسسته مطلوب در زيرسامانه‌ها براي ثانيه ۰,۴ T_s= اين چنين به‌دست مي‌آيد:

$$M_{d1}^*(z)=\frac{-7.531z^4+23.13z^3+14.98z^2-13.53z+2.153}{z^4-1.133z^3+0.428z^2-0.06327z+0.002831}$$

$$M_{d2}^*(z)=\frac{-0.006042\,z^4+2.275z^3+0.8511z^2+0.8473z+2.277}{z^4-0.9045z^3+0.7161z^2-0.2506z+0.05324}$$

حال با تشكيل مسأله بهينه‌سازي (۸) و حل آن در فضايH^∞، كنترل‌كننده‌هاي گسسته‌ي پي‌آي‌ام را براي كليه زيرسامانه‌ها به‌دست مي‌آوريم:

$$K_{d1}(z)=\frac{-21.6188\,(z-0.2857)\,(z+0.2559)\,(z^2-0.6265z+0.8305)}{(z^2+0.6984z+0.1472)\,(z^2-0.6258z+0.8282)}$$

$$K_{d2}(z)=\frac{0.084819\,(z+25.59)\,(z+1.006)\,(z^2-0.7157z+1.005)}{(z^2+0.3056z+0.204)\,(z^2-1.209z+0.9925)}$$

همان‌طور كه در بخش ۵ توضيح داده شد، براي بررسي پايداري سامانه حلقه‌بسته فازي گسسته، ماتريس‌هاي A_d زيرسامانه‌هاي خطي موردنياز است كه عبارتند از:

$$A_{d22}=\begin{bmatrix}-0.12 & -0.14 & -0.15 & 0.13 & 0\\ 1.00 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 1.00 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 1.00 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1.00 & 0\end{bmatrix},$$

$$A_{d12}=\begin{bmatrix}-1.86 & -2.61 & -1.03 & -0.16 & -0.01\\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0\end{bmatrix},$$

$$A_{d21}=\begin{bmatrix}3.07 & 2.54 & 1.16 & 0.67 & 0.04\\ 1.00 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 1.00 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 1.00 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1.00 & 0\end{bmatrix},$$

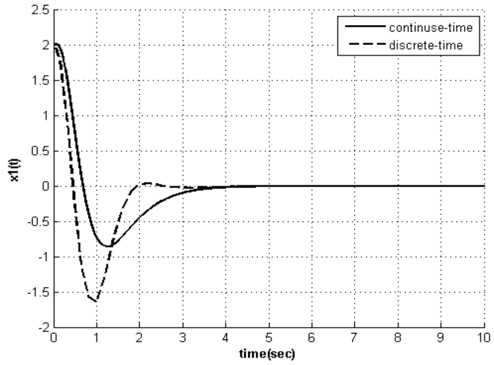
$$A_{d11}=\begin{bmatrix}0.85 & -0.12 & -0.05 & 0.01 & 0\\ 1.00 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 1.00 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 1.00 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1.00 & 0\end{bmatrix}$$

ماتريس P براي اين سامانه گسسته اين چنين محاسبه خواهد شد:

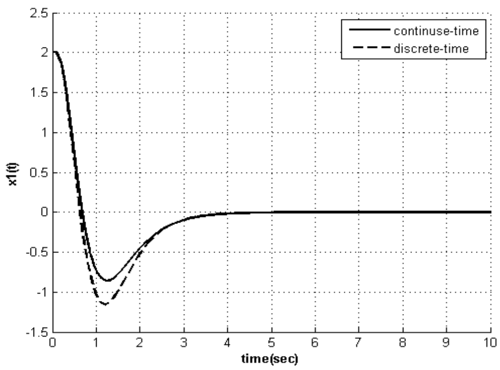
$$P=\begin{bmatrix}889.8 & -186.7 & 92.4 & 56.5 & -37.\\ -186.7 & 476.6 & -135.6 & 29.2 & 22.3\\ 92.4 & -135.6 & 323.3 & -89.7 & 21.9\\ 56.5 & 29.2 & -89.7 & 220.4 & -49.1\\ -37 & 22.3 & 21.9 & -49.1 & 73.4\end{bmatrix}$$

بنابراين سامانه حلقه‌بسته فازي گسسته، طبق معيار پايداري لياپانف در ثانيه ۰,۴ =T_s پايدار مجانبي است. شكل (۱۰) پاسخ زماني سامانه فازي گسسته در مقابل یک شرايط اوليه‌ي غير صفر نمايش داده شده است. همان‌گونه كه ديده مي‌شود، در اين دوره‌ي تناوب نمونه‌برداري، پاسخ سامانه‌هاي كنترلي پيوسته و گسسته به هم نزديک است.

روش بازطراحي گسسته فازي مبتني بر روش پي‌آي‌ام علاوه بر حفظ پايداري سامانه گسسته، قادر است كارايي عملكردي سامانه را نيز حفظ نمايد. در دوره‌هاي نمونه‌برداري كوچكتر، اين موضوع مشهودتر است و اختلاف پاسخ سامانه پيوسته و گسسته ناچيز است. براي نشان دادن اين نكته، با فرض ثانيه ۰,۴ =T_s مسأله حل شده و پاسخ سامانه بررسي شد. همان‌گونه كه در شكل (۱۱) نشان داده شده است، پاسخ سامانه‌هاي پيوسته و گسسته در اين حالت خيلي به هم نزديک است با افزايش دوره‌ي تناوب نمونه‌برداري، اختلاف اين پاسخ‌ها افزايش مي‌يابد، اما كارايي عملكردي در حد مطلوبي حفظ مي‌شود. اين موضوع در شكل (۱۰) قابل مشاهده است.

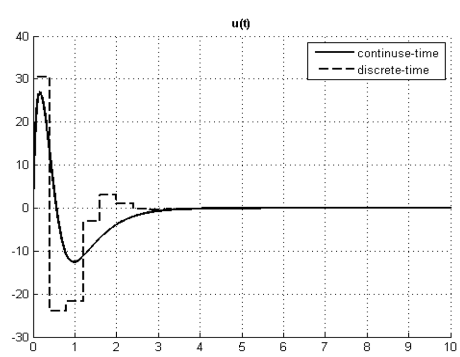


شكل (۱۰): پاسخ سامانه فازي پيوسته و سامانه فازي گسسته به شرايط اوليه‌ي غير صفر براي ثانيه ۰,٤ =T_s. (براي تصديق كارايي استثنايي روش جديد آن را با شكل (۱۳) مقايسه كنيد.)



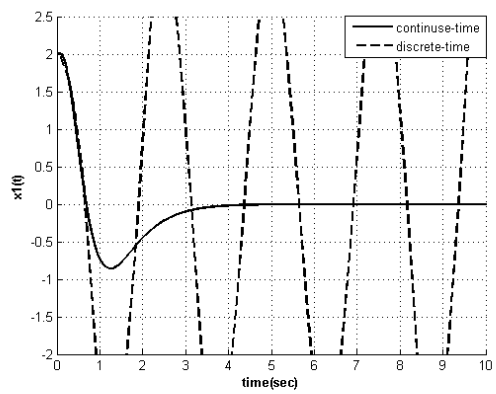
شكل (۱۱): پاسخ سامانه فازي پيوسته و سامانه فازي گسسته به شرايط اوليه‌ي غير صفر براي ثانيه ۰,۱ =T_s.

در روش پي‌آي‌ام، ورودي كنترلي سامانه پيوسته به ورودي كنترلي سامانه گسسته نگاشته مي‌شود. اين موضوع در رويكرد پيشنهادي اين مقاله نيز كه توسعه روش پي‌آي‌ام در بازطراحي گسسته فازي است، برقرار بوده و مي‌توان گفت در اين رويكرد، ورودي كنترلي سامانه فازي پيوسته به ورودي كنترلي سامانه گسسته نگاشته مي‌شود. در شكل (۱۲) مقايسه ورودي كنترلي سامانه فازي پيوسته و گسسته نشان داده شده است.



شكل (۱۲): ورودي كنترلي سامانه فازي پيوسته و سامانه فازي گسسته براي ثانيه ۰,٤ =T_s.

همان‌طورکه توضیح داده شد، در این مقاله، براي بازطراحي گسسته کنترل‌کننده‌هاي پیوسته، از روش پي‌آي‌ام استفاده شد. روش‌هاي محلي معمول نیز براي این بازطراحي گسسته قابل استفاده هستند، اما برتري روش پي‌آي‌ام بر روش‌هاي گفته شده حفظ پایداري سامانه در دوره‌هاي نمونه‌برداري بزرگ‌تر است. براي نشان‌دادن این موضوع مثال ۱ را با استفاده از روش گسسته‌سازي تاستین نیز بررسي نموده‌ایم. بازطراحي گسسته فازي مبتني بر روش‌هاي محلي تنها در دوره‌هاي نمونه‌برداري کوچک قادر به حفظ پایداري سامانه فازي است و با افزایش دوره نمونه‌برداري، سامانه فازي گسسته ناپایدار مي‌شود. در شکل (۱۳) پاسخ به شرایط اولیه‌ي سامانه فازي گسسته در ثانیه T_s= ۰/۴ نشان داده شده است.



شکل (۱۳): پاسخ سامانه فازي پیوسته و پاسخ ناپایدار سامانه فازي گسسته طراحي شده با استفاده از روش تاستین به جاي روش پي‌آي‌ام براي ثانیه ۰,٤ =T_s.

دلیل اصلي ناپایداري سامانه فازي در استفاده از روش تاستین را مي‌توان در ناپایداري بعضي و یا تمامي زیرسامانه‌هاي آن بیان نمود. زیرا کنترل‌کننده پیوسته هریک از زیرسامانه‌ها که با روش‌هاي محلي بازطراحي شده است، در دوره‌هاي نمونه‌برداري بزرگ ناپایدارند.

۷- نتیجه‌گیري

در این مقاله، روشي جدید براي کنترل دیجیتال سامانه‌هاي غیرخطي پیشنهاد شده است. در روش جدید، کنترل‌کننده‌هاي پیوسته خطي موردنیاز در روش پي‌دي‌سي طراحي شده و با استفاده از روش پي‌آي‌ام، معادل گسسته‌ي هرکدام از این کنترل‌کننده‌هاي پیوسته مشخص شد. سپس استنتاج فازي آنها بر اساس روش پي‌دي‌سي، به کنترل‌کننده‌ي دیجیتال نهایي منجر شد. مزیت روش پیشنهادي، تضمین پایداري سامانه‌هاي غیرخطي در فرکانس‌هاي نمونه‌برداري پایین است. هم‌چنین شرط کافي براي پایداري سامانه حلقه‌بسته با استفاده از قضیه لیاپانوف بررسي شد. شبیه‌سازي انجام شده کارایي استثنایي روش پیشنهادي را نشان داد.

۸- مراجع

[۱] ک. اوگاتا، ترجمه دکتر پرویز جبه دار مارالاراني- دکتر علي خاکي صدیق، " سیستم‌هاي کنترل دیجیتال"، انتشارات دانشگاه تهران، چاپ چهارم،۱۳۸۴

[۲] B. Rahmani, A.H.D. Markazi, and P. Maleky Nezhad, "Plant input-mapping-based predictive control of systems through band-limited networks ", IET Control Theory and Applications, Vol. 5, No. 2, pp. 341-350, 2011.

[۳] A.H.D. Markazi, "A new approach to the digital implementation of analog controllers and continuous-time reference model". Ph.D. Dissertation, McGill University, Montreal, 1994.

[۴] A.H.D. Markazi , N. Hori, "A new method with guaranteed stability for discretization of ontinuous-time control systems". in Proc. American Control Conf., Chicago, IL, pp. 1397-1402, 1992

[۵] A.H.D. Markazi , N. Hori, "Discretisation of continuous-time control systems with guaranteed stability". IEE Proc.-Control Theory Appl., Vol. 42. No. 4, pp. 323-328, 1995.

[۶] C.A. Rabbath, N. Hori, "Reduced-order PIM methods for digital redesign", IEE Proc. Control Theory Appl, Vol. 150, No. 4, pp. 335-346, 2003.

[۷] G. Zhanga, X. Chenb , T. Chen" Digital redesign via the generalised bilinear transformation", International Journal of Control,Vol. 82, No. 4, 741-754, 2009.

[۸] K. Tanaka, H. O. Wang, " Fuzzy Control Systems Design and Analysis ", John Wiley & Sons, 2001.

[۹] H.J. Lee, H.Kim, Y.H.Joo, W.Chang, J.B.Park," A New Intelligent Digital Redesign for T–S Fuzzy Systems: Global Approach",IEEE transactions on fuzzy systems, Vol. 12, No. 2, 2004.

[۱۰] H.J. Lee, J.B. Park, Y.H. Joo," Digitalizing a Fuzzy Observer-Based Output-Feedback Control: Intelligent Digital Redesign Approach ", IEEE transactions on fuzzy systems, Vol. 13, No. 5, 2005.

[۱۱] R. Dargahi, A.H.D. Markazi," H^∞-optimal digital redesign method", Journal of the Franklin Institute, Vol 344, 553–564, 2007

[۱۲] P. Belanger, "Control Engineering-A Modern Approach", McGraw Hill, 1995

۹- زیرنویس ها

[۱] Sampled Data Control System
[۲] Tustin
[۳] Zero-pole Matched
[٤] Plant Input Mapping (PIM)
[٥] Continues Time Plant Input Transfer function(CT-PITF)
[٦] Parallel Distributed Compensation (PDC)
[۷] Fuzzy Switching Control Systems
[۸] State-matching method
[۹] Step-invariant discrete-time model