

استراتژی کنترل سطح پس گام دینامیکی برای سیستم‌های غیرخطی فاقد فرم پس‌خوردی اکید

هادی محمدیان خلف انصار ^{*} دکتر، مهندسی مکانیک، دانشگاه تبریز، تبریز، ایران، h_mohammadian96@ms.tabrizu.ac.ir
 جعفر کیقبادی ^{*} استاد، گروه مهندسی مکانیک، دانشگاه تبریز، تبریز، ایران، keighobadi@tabrizu.ac.ir

چکیده

یک روش طراحی کنترل ردیابی برای دسته‌ای از سیستم‌های غیرخطی فاقد فرم پس‌خوردی اکید ارائه شده است که با ترکیب تکنیک‌های پس‌گام و کنترل سطح دینامیکی انجام می‌شود. در هر مرحله از طراحی، یک قانون کنترل مجازی یا واقعی مبتنی بر پس‌گام برای پایداری زیرسیستم مربوطه تعیین می‌گردد. برای رفع مشکل ساختار دایره‌ای کنترل، از یک فیلتر پایین‌گذر مرتبه اول برای پردازش سیگنال کنترل مجازی در هر مرحله میانی طراحی بازگشتی استفاده شد. نتایج پایداری سیستم حلقه‌بسته نشان می‌دهد که تمامی سیگنال‌ها به صورت نیمه‌جهانی و در نهایت به طور یکنواخت محدود هستند. همچنین، با انتخاب صحیح پارامترها می‌توان تضمین کرد که خطای ردیابی در حالت پایدار به یک همسایگی کوچک اختیاری از صفر همگرا می‌شود. کارایی این طراحی با استفاده از یک مثال شبیه‌سازی نشان داده شده است.

واژه‌های کلیدی: پس‌گام، کنترل سطح دینامیکی، سیستم‌های غیرخطی، فاقد فرم پس‌خوردی اکید، طراحی کنترل ردیابی، ساختار کنترل دایره‌ای.

A Backstepping Dynamic Surface Control Strategy for Nonlinear Systems in Non-strict Feedback Form

H. Mohammadian KhalafAnsar
 J. Keighobadi^{*}

Faculty of Mechanical Engineering, University of Tabriz, Tabriz, Iran
 Faculty of Mechanical Engineering, University of Tabriz, Tabriz, Iran

Abstract

A method for designing tracking controllers for a certain category of nonlinear systems in non-strict feedback form is proposed, integrating backstepping and dynamic surface control techniques. During the design process, either a virtual or actual control law is established at each step to ensure the stability of the corresponding subsystem. To address the issue of circular dependencies in the control structure, a first-order low-pass filter is applied to the virtual control signal during each recursive design step. The stability analysis of the closed-loop system indicates that all system signals are ultimately uniformly bounded. Furthermore, with appropriate parameter selection, the tracking error in the steady state can be reduced to a small predefined range near zero. The effectiveness of this approach is demonstrated through a simulation example.

Keywords: Backstepping, Dynamic surface control, Non-linear systems, non-strict (pure) feedback form, Tracking control design, Circular control structure.

طراحی کنترل سیستم‌های غیرخطی فاقد فرم پس‌خوردی اکید، پدیده «ساختار کنترل دایره‌ای^۱» است که ناشی از ساختار ذاتی این سیستم‌ها و از مشتق قوانین کنترل مجازی در فرآیند طراحی پس‌گام می‌باشد. به‌ویژه، در سیستم‌های غیرخطی پایین‌مثنی با ساختار پس‌خورد صریح، مشکل ساختار دایره‌ای نیز در طراحی کنترل مبتنی بر پس‌گام مشاهده می‌شود. اصطلاح ساختار دایره‌ای به معنای وابستگی متقابل ورودی‌های مجازی و مشکل «دایره‌ای» بودند در طراحی پس‌گام است. در [۹]، با استفاده از روش مدولار پایداری ورودی-به-حالت، مشکل ساختار دایره‌ای در کنترل پس‌گام تطبیقی برای سیستم‌های غیرخطی با پس‌خورد صریح غیرآفین و با عدم قطعیت‌ها حل شد. همچنین، در [۲۵]، روشی برای طراحی کنترل پس‌گام تطبیقی برای دسته‌ای از سیستم‌های غیرخطی دارای عدم قطعیت با پس‌خورد صریح ارائه شده است که در آن از تکنیک کنترل سطح دینامیکی برای رفع مشکل ساختار دایره‌ای استفاده شده است.

این مقاله به مسئله طراحی کنترل ردیابی برای دسته‌ای از

۱- مقدمه

روش پس‌گام به‌طور گسترده‌ای برای طراحی کنترل‌کننده سیستم‌های غیرخطی با ساختار پس‌خورد صریح مورد استفاده قرار گرفته است [۱، ۲]. در [۳-۵]، روش‌های طراحی کنترل تطبیقی مبتنی بر پس‌گام برای سیستم‌های غیرخطی فاقد ساختار پس‌خورد صریح با عدم قطعیت‌های پارامتری خطی توسعه یافته‌اند. در مقابل، برای سیستم‌های پس‌خورد صریح با عدم قطعیت‌های پارامتری غیرخطی، روش‌های تقریب آنالین مبتنی بر کنترل پس‌گام تطبیقی نظیر کنترل تطبیقی شبکه‌عصبی [۱۳-۱۶] و کنترل تطبیقی فازی [۲۰-۱۴] معرفی شده‌اند. یکی از چالش‌های اصلی این روش‌ها، پیچیدگی طراحی کنترل‌کننده است. به‌منظور کاهش این پیچیدگی، تکنیک‌هایی مانند کنترل سطح دینامیکی [۲۶-۲۱]، یادگیری پارامتر حداقلی [۲۸، ۲۷]، [۲۴] و تقریب آنالین با شبکه‌عصبی منفرد [۳۲-۲۹] پیشنهاد شده‌اند.

اگرچه طراحی کنترل مبتنی بر پس‌گام برای سیستم‌های غیرخطی دارای ساختار پس‌خورد صریح به‌طور گسترده‌ای مورد بررسی قرار گرفته است، مقالات کمتری به کنترل سیستم‌های غیرخطی با ساختار فاقد فرم پس‌خوردی اکید پرداخته‌اند. یکی از مشکلات اصلی در

¹ Circular Control Structure

سیستم‌های غیرخطی فاقد ساختار فرم پس‌خوردی اکید می‌پردازد. با توجه به مشکل ساختار دایره‌ای کنترل‌کننده، روش‌های طراحی کنترل پس‌گام رایج برای این دسته از سیستم‌های غیرخطی مناسب نیستند. با الهام از رویکرد حل مشکل ساختار دایره‌ای در [۲۵]، یک روش طراحی کنترل سطح دینامیکی^۱ مبتنی بر پس‌گام برای سیستم‌های غیرخطی بدون ساختار فرم پس‌خوردی اکید توسعه داده خواهد شد. در هر مرحله از طراحی بازگشتی ($i = 1, 2, \dots, n-1$)، ابتدا یک قانون کنترل مجازی پس‌خورد حالت کامل برای پایداری زیرسیستم مربوطه طراحی می‌شود. سپس، با استفاده از یک فیلتر پایین‌گذر مرتبه اول برای پردازش سیگنال کنترل مجازی و عبور خروجی فیلتر به مرحله طراحی بعدی، مشکل ساختار دایره‌ای به‌طور مؤثر حل می‌شود. در مرحله نهایی (مرحله n)، یک قانون کنترل واقعی پس‌خورد حالت کامل برای پایداری زیرسیستم نهایی ارائه می‌شود. به منظور اثبات کارایی روش پیشنهادی، پایداری سیستم حلقه‌بسته در قالب یک قضیه ارائه شده که نشان می‌دهد تمامی سیگنال‌های سیستم حلقه‌بسته به‌طور یکنواخت محدود هستند و خطای ردیابی سیستم با انتخاب مناسب پارامترها به همسایگی کوچکی از صفر همگرا می‌شود. نتایج شبیه‌سازی عددی روی مدل شناور دریایی، کارایی روش را تأیید می‌کند.

با این حال، نوآوری کار حاضر نه در «استفاده صرف از DSC»، بلکه در چگونگی تطبیق DSC برای سیستم‌های دارای برهم‌کنش‌های دایره‌ای (فاقد پس‌خورد صریح) نهفته است. به طور خاص:

* روش‌های متعارف DSC پس‌گام، با فرم پس‌خورد صریح فرض می‌شوند؛ مرحله بازگشتی در حضور حلقه‌های جبری ناشی از کوپلینگ‌های دایره‌ای با شکست مواجه می‌شود.

* در بخش ۳ (معادلات (۱۳) تا (۲۳))، کنترل‌های مجازی اصلاح‌شده و فیلترهای مرتبه اول با خطای ورودی فیلتر $\tilde{\alpha}_i = \alpha_i - z_i$ معرفی شده‌اند و در معادلات (۱) تا (۵) از اثبات تجدیدنظر شده نشان داده شده که این خطا به عنوان یک عبارت اضافی وارد تابع لیاپانوف می‌شود. این امر یک طراحی خوش‌فرم بدون حلقه‌های جبری را تضمین می‌کند.

* تا آنجا که نویسندگان آگاهی دارند، هیچ کار قبلی یک فرمول‌بندی DSC ارائه نداده است که به‌طور صریح خطای ورودی فیلتر را در تابع لیاپانوف برای سیستم‌های با کوپلینگ دایره‌ای لحاظ کند. این تطبیق، نوآوری کلیدی کار حاضر است.

سازماندهی مقاله به این شرح است: بخش ۲ به بیان مسئله می‌پردازد. در بخش ۳، روش طراحی کنترل سطح دینامیکی مبتنی بر پس‌گام ارائه می‌شود. بخش ۴ پایداری سیستم حلقه‌بسته را بررسی می‌کند و در بخش‌های ۵ و ۶ به ترتیب مثال شبیه‌سازی عددی روی شناور دریایی و نتیجه‌گیری ارائه می‌شوند.

۲- توضیح مساله

یک دسته از سیستم‌های غیرخطی را به صورت زیر در نظر بگیرید:

$$\begin{cases} \dot{x}_i = f_i^*(x_1, x_2, \dots, x_n), & i = 1, 2, \dots, n-1 \\ \dot{x}_n = g_n(x_1, x_2, \dots, x_n)u + f_n(x_1, x_2, \dots, x_n) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (1)$$

¹ Dynamic surface control (DSC)

که $x_i \in R$ متغیرهای حالت سیستم و $i = 1, 2, \dots, n$ هستند، $u \in R$ و $y \in R$ به ترتیب سیگنال ورودی و سیگنال خروجی سیستم را نشان می‌دهند. $f_i^*(\cdot)$ و $f_n(\cdot)$ توابع غیرخطی هموار شناخته می‌شوند، $i = 1, 2, \dots, n$; $g_n(\cdot) \neq 0$ یک تابع پیوسته است و $g_n(\cdot) \neq 0$. هدف کنترل این است که با طراحی یک کنترلگر برای سیستم (۱)، خروجی سیستم y بتواند یک سیگنال مرجع معین y_r را ردیابی کند و تمام سیگنال‌های سیستم حلقه بسته در نهایت به طور یکنواخت محدود می‌شوند.

به دلیل اینکه سیستم (۱) دارای شکل فاقد فرم پس‌خوردی اکید است، بنابراین روش‌های طراحی سنتی مبتنی بر پس‌گام نامعتبر هستند. در این کار، یک روش طراحی کنترل مبتنی بر تکنیک دینامیک سطح برای دسته‌ای از این سیستم‌ها توسعه داده خواهد شد. فرض ۱: علامت‌های $\partial f_i^*(\cdot)/\partial x_{i+1}$ شناخته شده است و

$$i = 1, 2, \dots, n-1 \quad \text{بدون از دست دادن کلیت، فرض می‌شود که} \\ \partial f_i^*(\cdot)/\partial x_{i+1} \geq 0$$

فرض ۲: سیگنال مرجع y_r به اندازه کافی هموار است و \dot{y}_r ، \ddot{y}_r و \ddot{y}_r محدود است.

۳- طراحی DSC مبتنی بر پس‌گام

در این بخش، طراحی DSC مبتنی بر پس‌گام برای دسته‌ای از سیستم‌های غیرخطی فاقد فرم پس‌خوردی اکید (۱) ایجاد می‌شود تا بر مشکل ساختار دایره‌ای غلبه کند. مشابه روش‌های سنتی مبتنی بر پس‌گام، رویه طراحی بازگشتی شامل n مرحله است. در مرحله میانی i ، یک قانون کنترل مجازی α_{i+1} برای پایداری زیرسیستم i ایجاد می‌شود که در آن $i = 1, 2, \dots, n-1$ برای جلوگیری از وابستگی دایره‌ای قوانین کنترل در مرحله بعد، از یک فیلتر پایین‌گذر مرتبه اول برای پردازش سیگنال کنترل مجازی α_{i+1} استفاده می‌شود و سیگنال خروجی فیلتر وارد زیرسیستم بعدی می‌شود. در مرحله آخر، یک قانون کنترل واقعی برای پایداری زیرسیستم ایجاد می‌شود. از طریق روش فوق، کنترلگر طراحی شده از $n-1$ قانون کنترل مجازی، $n-1$ فیلتر مرتبه اول و یک قانون کنترل واقعی تشکیل شده است. برای وضوح و اختصار فرآیند طراحی، ابتدا سیستم (۱) به شکل زیر بازنویسی می‌شود:

$$\begin{cases} \dot{x}_i = x_{i+1} + f_i(x_1, x_2, \dots, x_n), & i = 1, 2, \dots, n-1 \\ \dot{x}_n = g_n(x_1, x_2, \dots, x_n)u + f_n(x_1, x_2, \dots, x_n) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (2)$$

که در آن $f_i(x_1, x_2, \dots, x_n) = f_i^*(x_1, x_2, \dots, x_n) - x_{i+1}$ توابع غیرخطی هموار شناخته شده اند، $i = 1, 2, \dots, n-1$ روش دقیق طراحی کنترلگر در زیر آورده شده است.

مرحله ۱: خطای ردیابی سیستم $S_1 = x_1 - y_r$ یعنی اولین سطح خطا را در نظر بگیرید. مشتق از S_1 را می‌توان به صورت زیر به دست آورد:

$$\begin{aligned} \dot{S}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{y}_r \\ &= x_2 + f_1(x_1, x_2, \dots, x_n) - \dot{y}_r \end{aligned} \quad (3)$$

با در نظر گرفتن عنوان سیگنال کنترلی زیرسیستم (۳)، می‌توان یک قانون کنترل مجازی برای پایداری زیرسیستم به صورت زیر طراحی کرد:

$$\alpha_2 = -k_1 S_1 - f_1(x_1, x_2, \dots, x_n) + \dot{y}_r \quad (4)$$

مرحله i ($i = 3, \dots, n-1$): سطح خطای i -ام را $S_i = x_i - z_i$

در نظر بگیرید. مشتق S_i را می‌توان به صورت زیر به دست آورد:

$$\dot{S}_i = \dot{x}_i - \dot{z}_i \quad (9)$$

$= x_{i+1} + f_i(x_1, x_2, \dots, x_n) - \dot{z}_i$
 با در نظر گرفتن x_{i+1} به ورودی کنترل زیرسیستم (۹)، می‌توان یک قانون کنترل مجازی برای پایداری زیرسیستم به صورت زیر طراحی کرد:

$$\alpha_{i+1} = -k_i S_i - f_i(x_1, x_2, \dots, x_n) + \dot{z}_i \quad (10)$$

که در آن $k_i > 0$ یک پارامتر کنترلی است.

معرفی یک فیلتر پایین‌گذر مرتبه اول برای پردازش α_{i+1} به شرح زیر

$$\tau_{i+1} \dot{z}_{i+1} + z_{i+1} = \alpha_{i+1} \quad (11)$$

که در آن $\tau_{i+1} > 0$ پارامتر فیلتر است.

مانند مراحل قبلی، خروجی فیلتر z_{i+1} به مرحله بعدی طراحی بازگشتی منتقل می‌شود.

مرحله n : آخرین سطح خطا $S_n = x_n - z_n$ است و مشتق S_n را می‌توان به صورت زیر به دست آورد:

$$\dot{S}_n = \dot{x}_n - \dot{z}_n \quad (12)$$

برای پایداری زیرسیستم (۱۲)، قانون کنترل واقعی می‌تواند به صورت زیر طراحی شود،

$$u = \frac{1}{g_n(x_1, x_2, \dots, x_n)} (-k_n S_n - f_n(x_1, x_2, \dots, x_n) + \dot{z}_n) \quad (13)$$

که در آن $k_n > 0$ پارامتر کنترلی است.

از طریق روش فوق می‌توان دریافت که کنترلگر طراحی شده دارای فرم زیر است:

$$\begin{aligned} \alpha_2 &= -k_1 S_1 - f_1(x_1, x_2, \dots, x_n) + \dot{y}_r, \\ \alpha_{i+1} &= -k_i S_i - f_i(x_1, x_2, \dots, x_n) + \dot{z}_i, \quad i = 2, \dots, n-1, \\ u &= \frac{1}{g_n(x_1, x_2, \dots, x_n)} (-k_n S_n - f_n(x_1, x_2, \dots, x_n) + \dot{z}_n) \end{aligned} \quad (14)$$

که $S_i = x_i - z_i, i = 2, 3, \dots, n, S_1 = x_1 - y_r$ و $\dot{z}_i = (\alpha_i - z_i)/\tau_i, i = 2, 3, \dots, n$

با k_i پارامترهای کنترلی هستند، $i = 1, 2, \dots, n$ پارامترهای فیلتر هستند.

برای سیستم‌های غیرخطی فاقد فرم پس‌خوردی اکید با عدم قطعیت، تکنیک‌هایی مانند انطباق پارامتر و تقریب آنالین را می‌توان در چارچوب طراحی ارائه‌شده در این بخش گنجانده.

۴- نتایج پایداری

قضیه ۱: تحت فرضیات ۱ و ۲ و انتخاب مناسب با $k_i > 0, \tau_i > 0$ ، تمام سیگنال‌های حلقه‌بسته به‌صورت نیمه‌جهانی و در نهایت یکنواخت محدود خواهند بود و خطای ردیابی به کراهی با شعاع ε همگرا می‌شود.

برای اثبات پایداری لیاپانوف سیستم دینامیکی و قانون کنترلی داده‌شده در قضیه ۱، یک تابع لیاپانوف مناسب تعریف می‌کنیم و نشان می‌دهیم که مشتق آن منفی‌معین است، که این موضوع پایداری مجانبی را تضمین می‌کند. سطوح خطای ردیابی مانند قبل تعریف می‌شوند:

$$S_1 = x_1 - y_r, \quad S_i = x_i - z_i, \quad i = 2, \dots, n,$$

که در آن $k_1 > 0$ یک پارامتر کنترلی است.

به منظور رفع مشکل ساختار دایره‌ای، از تکنیک DSC برای پردازش سیگنال کنترل مجازی استفاده می‌شود که یک فیلتر پایین‌گذر مرتبه اول را به شرح زیر معرفی می‌کند:

$$\tau_2 \dot{z}_2 + z_2 = \alpha_2 \quad (5)$$

که در آن α_2 و z_2 ورودی و خروجی فیلتر هستند و $\tau_2 > 0$ یک پارامتر فیلتر است.

یکی از جنبه‌های هدف کنترل این است که خطای ردیابی S_1 به یک همسایگی کوچک صفر همگرا شود. اگر x_2 به صورت $-k_1 S_1 - \dot{y}_r + f_1(x_1, x_2, \dots, x_n)$ طراحی شده باشد، بنابراین سیستم فرعی (۳) را می‌توان به صورت $\dot{S}_1 = -k_1 S_1$ تبدیل کرد و خطای ردیابی S_1 به صورت مجانبی به صفر همگرا می‌شود. با این حال، x_2 یکی از متغیرهای حالت سیستم است و قابل طراحی نیست. بنابراین یک قانون کنترل مجازی α_2 معرفی می‌شود و هدف طراحی همگرایی $x_2 - \alpha_2$ به صفر می‌شود.

از آنجائیکه که قانون کنترل مجازی α_2 شامل ورودی واقعی u خواهد بود. اگر به طور مستقیم α_2 به زیرسیستم x_2 منتقل شود، قانون کنترل مجازی طراحی‌شده α_3 به کنترل واقعی u در مرحله بعدی طراحی بستگی دارد. بنابراین مشکل وابستگی دایره‌ای قوانین کنترلی به وجود می‌آید و اجرای کنترلگر در عمل دشوار خواهد بود. بنابراین برای حل مشکل از تکنیک DSC بدین گونه استفاده می‌شود که با در نظر گرفتن z_2 به عنوان خروجی فیلتر که وارد مرحله بعدی (مرحله ۲) می‌شود، قانون کنترل مجازی طراحی شده α_3 مستقیماً به u بستگی نداشته باشد.

علاوه بر این، x_1, x_2, \dots, x_n در α_2 موجود هستند، بنابراین توابع غیرخطی $f_i(x_1, x_2, \dots, x_n), i = 1, 2, \dots, n$ در مشتق α_2 ظاهر می‌شوند. اگر α_2 مستقیماً وارد زیرسیستم بعدی شود، این امر منجر به طراحی پیچیده قانون کنترل مجازی بعدی خواهد شد. با استفاده از تکنیک DSC، خروجی فیلتر z_2 به زیرسیستم بعدی منتقل می‌شود و مشتق z_2 را می‌توان با عملیات جبر از $z_2 = (\alpha_2 - z_2)/\tau_2$ به دست آورد. در نتیجه پیچیدگی طراحی کاهش می‌یابد.

مرحله ۲: سطح خطای دوم را به صورت $S_2 = x_2 - z_2$ در نظر بگیرید. مشتق S_2 را می‌توان به صورت زیر به دست آورد:

$$\dot{S}_2 = \dot{x}_2 - \dot{z}_2 = x_3 + f_2(x_1, x_2, \dots, x_n) - \dot{z}_2 \quad (6)$$

با در نظر گرفتن x_3 به عنوان ورودی کنترل زیرسیستم (۶)، می‌توان یک قانون کنترل مجازی برای پایداری زیرسیستم به صورت زیر طراحی کرد:

$$\alpha_3 = -k_2 S_2 - f_2(x_1, x_2, \dots, x_n) + \dot{z}_2 \quad (7)$$

که در آن $k_2 > 0$ یک پارامتر کنترلی است.

فیلتر پایین‌گذر مرتبه اول برای پردازش α_3 به شرح زیر معرفی می‌شود:

$$\tau_3 \dot{z}_3 + z_3 = \alpha_3 \quad (8)$$

که در آن $\tau_3 > 0$ پارامتر فیلتر است.

همانند مرحله ۱، خروجی فیلتر z_3 به مرحله بعدی طراحی منتقل می‌شود.

که در آن Z_i توسط فیلترهای مرتبه اول تولید می‌شوند:

$$\dot{z}_i = \frac{\alpha_i - z_i}{\tau_i}, \quad i = 2, \dots, n.$$

به منظور محاسبه صریح تفاوت بین کنترل مجازی مطلوب α_i و نسخه فیلترشده آن z_i ، تعریف زیر انجام می‌گیرد:

$$\tilde{\alpha}_i := \alpha_i - z_i, \quad i = 2, \dots, n.$$

گام ۱: تابع کاندیدای لیاپانوف

با انتخاب

$$V = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n S_i^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=2}^n \tau_i \tilde{\alpha}_i^2 \quad (15)$$

عبارات اضافی $\frac{1}{2} \tau_i \tilde{\alpha}_i^2$ در کنترل سطح دینامیک استاندارد برای در بر گرفتن دینامیک خطای فیلتر هستند (رجوع شود به [۳۳]).

گام ۲: مشتق زمانی V

مشتق‌گیری از (۱۵) به دست می‌دهد:

$$\dot{V} = \sum_{i=1}^n S_i \dot{S}_i + \sum_{i=2}^n \tau_i \tilde{\alpha}_i \dot{\tilde{\alpha}}_i + \frac{1}{2} \sum_{i=2}^n \tau_i \dot{\tilde{\alpha}}_i^2 \quad (16)$$

برای τ_i ثابت، جمع آخر از بین می‌رود. با استفاده از دینامیک خطا

$\dot{S}_i = f_i(\cdot) + \text{terms} + x_{i+1} - \dot{z}_i$ ،
و معادلات فیلتر، معادلات خطای DSC استاندارد تقویت شده توسط $\tilde{\alpha}_i$ را به دست می‌آوریم. پس از جایگزینی، مشتق به صورت زیر ساده می‌شود:

$$\dot{V} \leq - \sum_{i=1}^n k_i S_i^2 - \sum_{i=2}^n \frac{1}{\tau_i} \tilde{\alpha}_i^2 + \Delta(t) \quad (17)$$

که در آن $\Delta(t)$ عدم قطعیت‌های کران‌دار مدل‌سازی را تجمیع می‌کند.

گام ۳: کران‌داری $\tilde{\alpha}_i$

از دینامیک فیلتر،

$$\dot{\tilde{\alpha}}_i = \dot{\alpha}_i - \dot{z}_i = \dot{\alpha}_i - \frac{\alpha_i - z_i}{\tau_i} = \dot{\alpha}_i - \frac{\tilde{\alpha}_i}{\tau_i} \quad (18)$$

با توجه به اینکه $\dot{\alpha}_i$ کران‌دار است (زیرا تمام حالت‌ها و سیگنال‌های مرجع تحت فرض استقرایی کران‌دار هستند)، و τ_i ثابت است، (۱۷) یک معادله خطی پایدار مرتبه اول با ورودی کران‌دار است. بنابراین $\tilde{\alpha}_i$ برای هر t به صورت یکنواخت در نهایت کران‌دار است. عبارت $-\frac{1}{\tau_i} \tilde{\alpha}_i^2$ در (۱۷) اِتلاف انرژی خطای فیلتر را اعمال می‌کند.

گام ۴: منفی بودن \dot{V}

با $k_i > 0$ و $\tau_i > 0$ انتخاب شده به طوری که عبارت اغتشاش $\Delta(t)$ عامل غالب نباشد، نابرابری (۱۷) نتیجه می‌دهد:

$$\dot{V} \leq -c_1 \sum_{i=1}^n S_i^2 - c_2 \sum_{i=2}^n \tilde{\alpha}_i^2 + c_3 \quad (19)$$

برای برخی ثابت‌های مثبت c_1, c_2 و یک کوچک که به کران‌های اغتشاش بستگی دارد. با استدلال‌های استاندارد لیاپانوف (رجوع شود به [۳۳])، این امر دلالت می‌کند که تمام سیگنال‌های $(S_i, \tilde{\alpha}_i)$ به صورت نیمه-سراسری، در نهایت یکنواخت کران‌دار هستند.

گام ۵: همگرایی

با $S_i, t \rightarrow \infty$ به یک توپ کوچک حول صفر همگرا می‌شوند که شعاع آن را می‌توان با انتخاب مناسب بهره‌های کنترل k_i و ثابت‌های زمانی فیلتر τ_i به طور دلخواه کوچک کرد. بنابراین، خطای ردیابی $S_1 = x_1 - y_r$ به یک همسایگی از صفر همگرا می‌شود و تمام سیگنال‌های داخلی کران‌دار باقی می‌مانند.

نتیجه

تحت فرضیات ۱-۲ و با $k_i > 0, \tau_i > 0$ ثابت مناسب انتخاب شده، سیستم حلقه‌بسته با کنترلگر پیشنهادی اطمینان می‌دهد که تمام سیگنال‌های حلقه بسته $\{x_i, z_i, \alpha_i\}$ و خطاهای فیلتر $\tilde{\alpha}_i$ به صورت نیمه-سراسری در نهایت یکنواخت کران‌دار هستند، و خطای ردیابی به یک همسایگی به طور دلخواه کوچک از صفر همگرا می‌شود.

۵- نتایج و بحث

در این بخش، کارایی روش DSC برای مسئله ردیابی مسیر و کنترل هدایت^۱ یک شناور سطحی شبیه‌سازی می‌شود. همانطور که در بخش زیر تشریح می‌شود، دینامیک پیچیده سه درجه آزادی شناور (پیشران-جنبش-انحراف) و دینامیک مرتبه اول محرک آن، به یک مدل کاهش‌یافته با ساختار فاقد پس‌خورده صریح منجر می‌شود که برای طراحی کنترلگر بسیار چالش‌برانگیز است.

یک شناور سطحی در صفحه افقی را با سینماتیک و دینامیک (به فرم فوسن) در نظر بگیرید [۳۴]:

$$\dot{\eta} = R(\psi)v, \quad M\dot{v} + C(v)v + D(v)v + g(\eta) = \tau + d(t),$$

که در آن $\eta = [x, y, \psi]^T$ ، $v = [u, v, r]^T$ (پیشران، جنبش، نرخ انحراف)، $R(\psi)$ ماتریس چرخش، $M = M_{RB} + M_A$ اینرسی به اضافه جرم افزوده، $C = C_{RB}(v) + C_A(v)$ کوریولیس/گریز از مرکز، $D(v)$ میراگری هیدرودینامیکی، $g(\eta)$ جمله بازگرداندنده (که در انحراف/جنبش ناچیز است)، $\tau = [\tau_u, \tau_v, \tau_\psi]^T$ رانش تعمیم‌یافته، و $d(t)$ اغتشاشات را تجمیع می‌کند.

برای کنترل سمت‌گیری-سرعت حول یک نقطه کار ثابت، یک فرم پارامتری متداول به کار می‌رود:

$$\begin{aligned} m_{uu}\ddot{u} - m_{uv}vr + d_u(u)u &= \tau_u + d_u^*, \\ m_{vv}\ddot{v} + m_{uv}ur + d_v(v)v &= \tau_v + d_v^*, \\ I_\psi\ddot{r} + n_{uv}uv + d_r(r)r &= \tau_\psi + d_r^*, \end{aligned} \quad (20)$$

با $d_u(\cdot), d_v(\cdot), d_r(\cdot)$ میراگری (غیرخطی) و m_{uv} که برهم‌کنش متقابل را در بر می‌گیرد.

برای بازتاب دینامیک رانش عملی، یک پیشران درجه اول را به کار می‌بریم:

$$\dot{\tau}_\psi = -a_3 \tau_\psi + b_3 u_{act} + d_3(t) \quad (21)$$

که در آن u_{act} ورودی فرمان‌دهی شده به پیشران انحراف است. فرضیات استاندارد سرعت پایین تا متوسط استفاده شده در معیارهای کنترل دریایی را اتخاذ می‌کنیم:

¹ heading tracking

مدل به یک فرم پس‌خورده صریح کاهش نمی‌یابد، که با بحث مقاله هم‌راستا است.

معادلات (۲۸)-(۲۹) یک نمایش نرمال شده کاهش‌مرتب از یک شناور سطحی دریایی با کنترل سمت‌گیری-انحراف و دینامیک پیشران درجه اول هستند. آنها برهم‌کنش‌های دینامیکی ضروری مسئول ساختار فاقد پس‌خورده اکید را حفظ می‌کنند در حالی که کاربرد قانون کنترل سطح دینامیک پیشنهادی را امکان‌پذیر می‌سازند. متغیرهای حالت این مدل کاهش‌یافته به شرح زیر تعریف می‌شوند:

- $x_1 = \psi_e$: **خطای هدایت شناور** (تفاوت بین زاویه هدایت واقعی و مطلوب).
- $x_2 = r_e$: **خطای نرخ انحراف شناور** (تفاوت بین نرخ انحراف واقعی و سیگنال مجازی).
- $x_3 = \tau_{r_e}$: **خطای دینامیک محرک** (تفاوت بین نیروی واقعی تولید شده توسط تراستر و فرمان مجازی).
- $u = u_c$: **فرمان نهایی** به سیستم محرک شناور.

هدف کنترلگر، هدایت شناور برای دنبال کردن یک مسیر مرجع سینوسی ($y_r = \sin t$) است که می‌تواند یک مانور استاندارد برای ارزیابی عملکرد باشد. قانون کنترل سطح دینامیکی برای تولید فرمان مناسب به محرک‌های شناور (u) به صورت زیر پیاده‌سازی می‌شود:

$$\begin{aligned} S_1 &= x_1 - y_r, & (30) \\ \alpha_2(x) &= -k_1 S_1 + f_1(x_1, x_2, x_3, t), \\ \dot{z}_2 &= \frac{\alpha_2 - z_2}{\tau_2}, & S_2 &= x_2 - z_2, \\ \alpha_3(x) &= -k_2 S_2 + f_2(x_1, x_2, x_3, t), \\ \dot{z}_3 &= \frac{\alpha_3 - z_3}{\tau_3}, & S_3 &= x_3 - z_3, \\ u &= -k_3 S_3 + f_3(x_1, x_2, x_3, t)/g(x_1, x_2, x_3) \end{aligned}$$

در این فرم، رابطه (۳۰)، به صراحت نشان می‌دهد که هر کنترل مجازی (α_i) و نسخه فیلترشده آن (z_i) از سطح خطای متناظر (S_i) ساخته شده‌اند که دقیقاً مطابق با طراحی بازگشتی کلی بخش ۳ می‌باشد. ملاحظات کلیدی در پیاده‌سازی روی شناور عبارتند از:

۱- **جلوگیری از فرمان‌های ضربه‌ای به محرک‌ها:** یک چالش عملی در کنترل شناور، جلوگیری از فرمان‌های ناگهانی و شدید به سکان یا تراسترها است. استفاده از یک پارامتر فیلتر ثابت و کوچک در کنترلگر، منجر به رفتار قابل پیش‌بینی در حالت پایدار شده و ضمن حفظ کارایی کنترلگر در ردیابی مسیر، پیچیدگی‌های غیرضروری را از طراحی حذف می‌کند.

۲- **رعایت محدودیت‌های فیزیکی عملگرها:** هر سیستم محرکه (مانند تراستر) دارای یک حداکثر نیروی قابل تولید است. برای مدل‌سازی این محدودیت فیزیکی، یک حد اشباع روی سیگنال کنترل نهایی (u) اعمال شده تا اطمینان حاصل شود که فرمان صادر شده همیشه در محدوده توانایی‌های شناور باقی می‌ماند.

پارامترهای کنترلگر هدایت شناور به صورت $k_1 = 8$ ، $k_2 = 8$ ، $k_3 = 10$ تنظیم شده‌اند. شبیه‌سازی با فرض خطای هدایت اولیه $x_2(0) = 0.2$ و $x_1(0) = 0.5$ رادین و $x_3(0) = 0.2$ رادین بر ثانیه آغاز می‌شود.

انتخاب یک پارامتر فیلتر ثابت، یک انتخاب کاملاً منطقی و عملی است، به‌ویژه زمانی که سادگی تنظیم، رفتار قابل پیش‌بینی در حالت

الف- تنظیم موقعیت یا دنبال کردن مسیر با جنبش کوچک: v تثبیت می‌شود (توسط تخصیص) و سریع‌تر از انحراف/پیشران فروکش می‌کند؛ بنابراین $v \approx 0$ در کانال انحراف اما اثرات برهم‌کنش آن در جمله‌های کاهش‌یافته باقی می‌ماند.

ب- کار حول پیشران ثابت $\bar{u} \approx u$ (سرعت توسط یک حلقه جداگانه یا نقطه تنظیم ثابت نگه‌داشته می‌شود).

پ- نیروهای بازگرداننده در انحراف در سرعت پایین ناچیز هستند: $g(\eta) \approx 0$ در انحراف.

ت- میراگری غیرخطی توسط توابع هموار قابل نمایش است و می‌تواند با عدم قطعیت‌ها/اغتشاشات جمع شود.

تحت فرضیات الف تا ت، کانال انحراف بر دینامیک سمت‌گیری غالب است؛ ψ خروجی کنترل‌شده است، و $r = \dot{\psi}$ مشتق اول آن است.

اگر خطای دریایی سمت‌گیری خروجی کنترل‌شده $x_1 = e_{\psi}$ ، $\psi - \psi_d$ باشد، بنابراین:

$$\dot{x}_1 = \dot{\psi} - \dot{\psi}_d = r - \dot{\psi}_d \quad (22)$$

هدف کنترل مجازی $\alpha_1(x_1)$ را تعریف می‌کنیم. با معرفی حالت فیلترشده/اورودی مجازی

$$x_2 := r - \alpha_1(x_1) \quad (23)$$

به طوری که از (۲۲)،

$$\dot{x}_1 = \alpha_1(x_1) + x_2 - \dot{\psi}_d \quad (24)$$

از (۲۰) به $v \approx 0$ و $u \approx \bar{u}$ ، دینامیک انحراف به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\dot{r} = a_2 r + \phi_2(x_1, r, t) + b_2 \tau_{\psi} + d_2(t) \quad (25)$$

که در آن $a_2 := -d_r/I_z$ ، $b_2 := 1/I_z$ ، و ϕ_2 برهم‌کنش‌های هموار و جمله‌های مرجع را جمع می‌کند (مثلاً، $-\dot{\psi}_d$ ، اثرات باقیمانده uv ، عدم تطابق مدل). با مشتق‌گیری از (۲۳) و استفاده از (۲۵) از دست می‌آید:

$$\dot{x}_2 = a_2(\alpha_1 + x_2) + \phi_2(x_1, \alpha_1 + x_2, t) + b_2 \tau_{\psi} - \dot{\alpha}_1(x_1)(\alpha_1 + x_2) + d_2(t) \quad (26)$$

از (۲۱) استفاده کرده و $x_3 = \tau_{\psi}$ را تعریف می‌کنیم. سپس

$$\dot{x}_3 = -a_3 x_3 + b_3 u_{act} + d_3(t) \quad (27)$$

با استفاده از (۲۴)، (۲۶)، و (۲۷)، و جمع‌بندی مجدد جمله‌های هموار $f_i(\cdot)$ و اغتشاشات $\Delta_i(t)$ به معیار متعارف فاقد ساختار پس‌خورده صریح مورد استفاده در مقاله می‌رسیم:

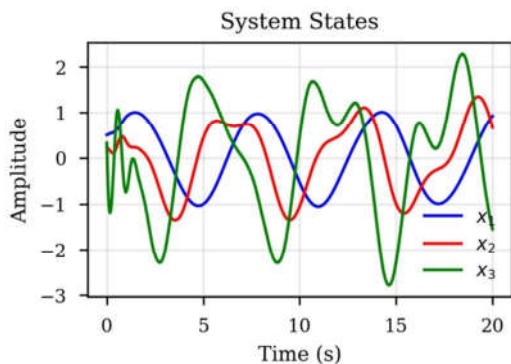
$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f_1(x_1, t) + x_2 + \Delta_1(t), & (28) \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2, t) + x_3 + \Delta_2(t), \\ \dot{x}_3 &= f_3(x_1, x_2, x_3, t) + b u_{act} + \Delta_3(t), \end{aligned}$$

که در آن

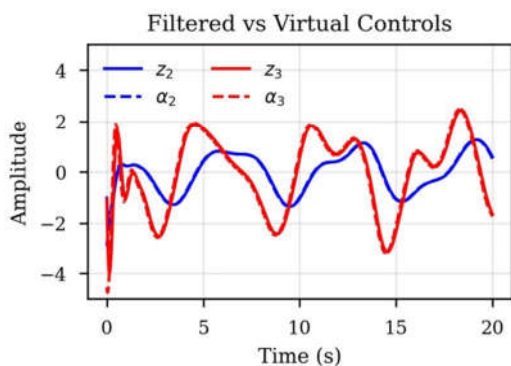
$$\begin{aligned} f_1(x_1, t) &:= \alpha_1(x_1) - \dot{\psi}_d, & (29) \\ f_2(x_1, x_2, t) &:= a_2(\alpha_1 + x_2) + \phi_2(x_1, \alpha_1 + x_2, t) \\ &\quad - \dot{\alpha}_1(x_1)(\alpha_1 + x_2), \\ f_3(x_1, x_2, x_3, t) &:= -a_3 x_3, \quad b := b_3, \end{aligned}$$

و $\Delta_i(t)$ عدم قطعیت‌های کران‌دار مدل و اغتشاشات موج/اجریان را جمع می‌کنند.

این ساختار وابستگی متقابل دایره‌ای معمول در سیستم‌های دریایی را شامل می‌شود (مثلاً، ϕ_2 ممکن است شامل حاصل‌ضرب‌هایی مانند $x_1 x_2$ از طریق انحنای مرجع یا باقیمانده‌های تخصیص باشد)، بنابراین



شکل ۳- حالت‌های سیستم



شکل ۴- فیلترهای مرتبه اول

۶- نتیجه‌گیری

این مقاله یک طرح کنترل سطح دینامیک غیرخطی برای دسته‌ای از سیستم‌های غیرخطی با برهم‌کنش‌های دایره‌ای (فاقد ساختار پس‌خورد صریح) ارائه کرده است. با معرفی فیلترهای مرتبه اول به‌درستی طراحی‌شده و ادغام خطای ورودی فیلتر در تحلیل لیاپانوف، روش پیشنهادی به‌طور مؤثر مشکل «ساختار دایره‌ای» را که مانع از اعمال مستقیم پس‌گام متعارف می‌شد، مرتفع می‌سازد. یک اثبات دقیق مبتنی بر لیاپانوف ارائه شده که نشان می‌دهد تحت فرضیات بیان‌شده و با انتخاب مناسب بهره‌های کنترل و ثابت‌های زمانی فیلتر، همه‌ی سیگنال‌های حلقه‌بسته به صورت نیمه‌جهانی و در نهایت یکنواخت محدود هستند.

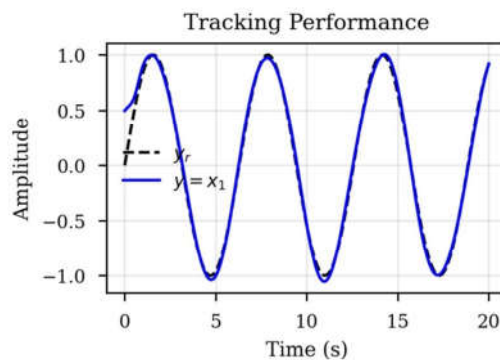
مثال شبیه‌سازی معیار — که نمایانگر یک شناور دریایی کاهش‌مرتبه‌یافته با دینامیک‌های کوپل‌شده است — نشان می‌دهد که کنترلگر پیشنهادی به‌دریابی پایدار دست می‌یابد و نتایج کران‌داری نظری را در عمل تأیید می‌کند. بنابراین، رویکرد توسعه‌یافته راه‌حلی نظام‌مند و قابل اعمال در عمل برای کنترل سیستم‌های غیرخطی با برهم‌کنش‌های دایره‌ای ارائه می‌دهد.

۷- مراجع

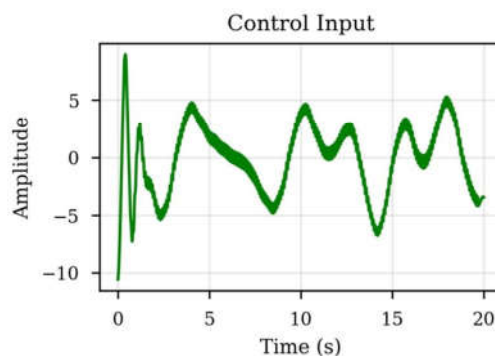
- [1] Krstic M, Kanellakopoulos I, Kokotovic PV. Nonlinear and Adaptive Control Design. New York, NY, USA: Wiley; 1995.
- [2] Zhou J, Wen CY. Adaptive Backstepping Control of Uncertain Systems: Nonsmooth Nonlinearities, Interactions or Time-Variations. Berlin, Germany: Springer; 2008.

پایدار و استفاده از مکانیزم‌های حفاظتی مانند اشباع عملگر در اولویت باشند. این رویکرد، ضمن حفظ کارایی کنترلگر در ردیابی مسیر، پیچیدگی‌های غیرضروری را از طراحی حذف می‌کند.

شکل‌های ۱ تا ۴ نتایج شبیه‌سازی این مورد را نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که تمام سیگنال‌ها در نهایت به‌طور یکنواخت محدود می‌شوند. شکل ۱ نشان می‌دهد که خطای هدایت شناور (x_1) با دقت و سرعت بالایی به صفر همگرا می‌شود، به این معنی که شناور با موفقیت مسیر مطلوب را دنبال می‌کند. زمان تنظیم کمتر از ۲ ثانیه است و حداکثر خطای ردیابی حالت پایدار کمتر از ۰.۳٪. شکل ۲ فرمان صادر شده به سیستم محرکه (u) را نشان می‌دهد. این سیگنال کاملاً نرم و پیوسته بوده و در محدوده فیزیکی عملگرها باقی می‌ماند، که نشان‌دهنده عملی بودن کنترلگر برای استفاده واقعی است. شکل ۳ متغیرهای حالت سیستم (خطای هدایت، خطای نرخ انحراف و خطای محرکه) را نمایش می‌دهد. پایداری و محدود بودن تمام این حالت‌ها، تضمین‌کننده یک مانور ایمن و قابل پیش‌بینی برای شناور است. شکل ۴ عملکرد عالی فیلترهای DSC را در تولید سیگنال‌های مجازی نرم و مورد نیاز برای مدیریت دینامیک پیچیده و کوپل شده شناور نشان می‌دهد.



شکل ۱- عملکرد ردیابی



شکل ۲- ورودی کنترل

- [25] Wang D. Neural network-based adaptive dynamic surface control of uncertain nonlinear pure-feedback systems. *Int J Robust Nonlinear Control*. 2011 Mar; 21(5): 527-541.
- [26] Sun G, Wang D, Li XQ, Peng ZH. A DSC approach to adaptive neural network tracking control for pure-feedback nonlinear systems. *Appl Math Comput*. 2013 Jan; 219(11): 6224-6235.
- [27] Yang YS, Ren JS. Adaptive fuzzy robust tracking controller design via small gain approach and its application. *IEEE Trans Fuzzy Syst*. 2003 Dec; 11(6): 783-795.
- [28] Yang S, Feng G, Ren JS. A combined backstepping and small-gain approach to robust adaptive fuzzy control for strict-feedback nonlinear systems. *IEEE Trans Syst Man Cybern A Syst Humans*. 2004 May; 34(3): 406-420.
- [29] Sun G, Wang D, Peng ZH. Adaptive control based on single neural network approximation for non-linear pure-feedback systems. *IET Control Theory Appl*. 2012 Oct; 6(15): 2387-2396.
- [30] Sun G, Wang D, Wang MX. Robust adaptive neural network control of a class of uncertain strict-feedback nonlinear systems with unknown dead-zone and disturbances. *Neurocomputing*. 2014 Dec; 145: 221-229.
- [31] Wang X, Li TS, Chen CLP, Lin B. Adaptive robust control based on single neural network approximation for a class of uncertain strict-feedback discrete-time nonlinear systems. *Neurocomputing*. 2014 Nov; 138: 325-331.
- [32] Wang MX, Sun G. Single neural network approximation-based adaptive control of a class of uncertain strict-feedback nonlinear systems. In: *Proc. 6th Int. Conf. Information Science and Technology, Dalian, China 2016*; 280-284.
- [33] KhalafAnsar HM, Keighobadi J, Etefagh MM, Tanha J. Black-box nonlinear observer-based deep reinforcement learning controller with application on Floating Wind Turbines. *Sci Iran*. 2024.
- [34] Keighobadi J, KhalafAnsar HM, Naseradinmousavi P. Adaptive neural dynamic surface control for uniform energy exploitation of floating wind turbine. *Appl Energy*. 2022; 316: 119132.
- [3] Kanellakopoulos I, Kokotovic PV, Morse AS. Systematic design of adaptive controllers for feedback linearizable systems. *IEEE Trans Autom Control*. 1991 Nov; 36(11): 1241-1253.
- [4] Krstic M, Kanellakopoulos I, Kokotovic PV. Adaptive nonlinear control without overparametrization. *Syst Control Lett*. 1992 Sep; 19(3): 177-185.
- [5] Seto D, Annaswamy AM, Baillieul J. Adaptive control of nonlinear systems with a triangular structure. *IEEE Trans Autom Control*. 1994 Jul; 39(7): 1411-1428.
- [6] Polycarpou MM. Stable adaptive neural scheme for nonlinear systems. *IEEE Trans Autom Control*. 1996 Mar; 41(3): 447-451.
- [7] Ge SS, Hang CC, Zhang T. A direct method for robust adaptive nonlinear control with guaranteed transient performance. *Syst Control Lett*. 1999 Aug; 37(5): 275-284.
- [8] Wang D, Huang J. Adaptive neural network control for a class of uncertain nonlinear systems in pure-feedback form. *Automatica*. 2002 Aug; 38(8): 1365-1372.
- [9] Wang C, Hill DJ, Ge SS, Chen GR. An ISS-modular approach for adaptive neural control of pure-feedback systems. *Automatica*. 2006 May; 42(5): 723-731.
- [10] Chen WS, Jiao LC, Li J, Li RH. Adaptive NN backstepping output-feedback control for stochastic nonlinear strict-feedback systems with time-varying delays. *IEEE Trans Syst Man Cybern B Cybern*. 2010 Jun; 40(3): 939-950.
- [11] Wang M, Ge SS, Hong KS. Approximation-based adaptive tracking control of pure-feedback nonlinear systems with multiple unknown time-varying delays. *IEEE Trans Neural Netw*. 2010 Nov; 21(11): 1804-1816.
- [12] Zhang TP, Shi XC, Zhu Q, Yang YQ. Adaptive neural tracking control of pure-feedback nonlinear systems with unknown gain signs and unmodeled dynamics. *Neurocomputing*. 2013 Dec; 121: 290-297.
- [13] Chen M, Ge SS, How BVE, Choo YS. Robust adaptive position mooring control for marine vessels. *IEEE Trans Control Syst Technol*. 2013 Mar; 21(2): 395-409.
- [14] Chen B, Liu XP, Tong SC. Adaptive fuzzy output tracking control of MIMO nonlinear uncertain systems. *IEEE Trans Fuzzy Syst*. 2007 Apr; 15(2): 287-300.
- [15] Zou AM, Hou ZG, Tan M. Adaptive control of a class of nonlinear pure-feedback systems using fuzzy backstepping approach. *IEEE Trans Fuzzy Syst*. 2008 Aug; 16(4): 886-897.
- [16] Lin FJ, Shieh PH, Chou PH. Robust adaptive backstepping motion control of linear ultrasonic motors using fuzzy neural network. *IEEE Trans Fuzzy Syst*. 2008 Jun; 16(3): 676-692.
- [17] Tong SC, He XL, Zhang HG. A combined backstepping and small-gain approach to robust adaptive fuzzy output feedback control. *IEEE Trans Fuzzy Syst*. 2009 Oct; 17(5): 1059-1069.
- [18] Li YM, Tong SC, Li TS. Adaptive fuzzy output feedback control of MIMO nonlinear uncertain systems with time-varying delays and unknown backlash-like hysteresis. *Neurocomputing*. 2012 Sep; 93: 56-66.
- [19] Tong SC, Wang T, Li YM, Chen B. A combined backstepping and stochastic small-gain approach to robust adaptive fuzzy output feedback control. *IEEE Trans Fuzzy Syst*. 2013 Apr; 21(2): 314-327.
- [20] Li YM, Tong SC, Li TS, Jing XJ. Adaptive fuzzy control of uncertain stochastic nonlinear systems with unknown deadzone using small-gain approach. *Fuzzy Sets Syst*. 2014 Jan; 235: 1-24.
- [21] Swaroop D, Gerdes JC, Yip PP, Hedrick JK. Dynamic surface control of nonlinear systems. In: *Proc. American Control Conference, Albuquerque, NM, USA 1997*; 3028-3034.
- [22] Wang D, Huang J. Neural network based adaptive dynamic surface control for nonlinear systems in strict-feedback form. *IEEE Trans Neural Netw*. 2005 Jan; 16(1): 195-202.
- [23] Zhang TP, Ge SS. Adaptive dynamic surface control of nonlinear systems with unknown deadzone in pure feedback form. *Automatica*. 2008 Jul; 44(7): 1895-1903.
- [24] Li TS, Wang D, Feng G, Tong SC. A DSC approach to robust adaptive NN tracking control for strict-feedback nonlinear systems. *IEEE Trans Syst Man Cybern B Cybern*. 2010 Jun; 40(3): 915-927.