Journal of Acoustical Engineering Society of Iran, Vol. 11, No. 1, 2023

(Research Article)
Modeling and design of a three-degree-of-freedom stabilized platform for acoustic systems to compensate disturbances caused by vehicle

M. Nikkhoo[1], M.S. Seif [*2], H. Sayyaadi[2]
1. Kish International Campus of Sharif University of Technology
2. Mechanical Engineering, Centre of Excellence in Hydrodynamics and Dynamics of Marine Vehicles, Sharif University of Technology

Received: 2023/01/2, Accepted: 2023/04/23

Abstract

This paper proposes the kinematics and dynamics modelling of a three degree of freedom platforms, initially. Equations from this modelling are extracted in the form of input-output without any simplification. Given the application of these platforms in the stabilization of acoustic systems on movable systems, linear and nonlinear controllers are designed based on the extracted equations. Since the adaptive fuzzy controller is considered as an effective way for controlling uncertainties in nonlinear systems, a new algorithm is proposed in this paper based on the adaptive direct fuzzy control because of its robust tracking performances, ensured stability, and high-accuracy responses. In the design process of the adaptive direct fuzzy controller, the consistencies of the proposed algorithm and the validity of the control method are confirmed by the stability analysis and simulation results. This control method ensures the stability of the platform when it is subjected to disturbances from its carrier platform. The proposed algorithm is then compared with the proportional-integral-derivative controller. The simulation result shows the superiorities of the proposed approach. In addition, based on the simulation results, the stabilization accuracies of the adaptive fuzzy control method is estimated to be 1000 times higher than that of the proportional-integral-derivative control method.

Keywords: Three degree of freedom platform, Acoustic systems, Gimbal stabilized platform, Nonlinear model, Adaptive direct fuzzy controller, Proportional-integral-derivative controller.

pp. 1-12 (In Persian)

[*] Corresponding author E-mail: seif@sharif.edu

مقاله پژوهشی

مجله انجمن مهندسی صوتیّات ایران
سال ۱۴۰۲، دوره: ۱۱، شماره: ۱، صفحات: ۱-۱۲

الگوسازی و طراحی سکوی پایدار سه درجه آزادی برای سامانه‌های صوتی جهت جبران اغتشاشات ناشی از حرکت وسایل نقلیه

محمد نیکخو[۱]، محمدسعید سیف*[۲]، حسن صیادی[۲]

۱. پردیس بین‌الملل کیش، دانشگاه صنعتی شریف
۲. مهندسی مکانیک، دانشگاه صنعتی شریف

دریافت: ۱۴۰۱/۱۰/۱۲، پذیرش: ۱۴۰۲/۰۲/۲۳

چکیده

در این مقاله، ابتدا الگوسازی سینماتیکی و دینامیکی یک سکوی سه درجه آزادی ارائه شده است. معادلات حاصل از این الگوسازی به صورت ورودی-خروجی و بدون ساده‌سازی استخراج شده است. براساس کاربرد این سکوها در پایدارسازی سامانه‌های صوتی روی وسایل متحرک، در ادامه‌ی مقاله طراحی کنترل‌کننده خطی و غیرخطی بر مبنای معادلات استخراج‌شده انجام شده است. از آن جایی‌که کنترل فازی تطبیقی یک کنترل‌کننده‌ی موثر برای کنترل عدم‌قطعیت در سامانه‌های غیرخطی است، در این مقاله روش نوآورانه براساس کنترل فازی تطبیقی مستقیم به دلیل عملکرد ردیابی مقاوم، تضمین پایداری و پاسخ با دقت بالا مطرح شده است. در روند طراحی کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی مستقیم، اثبات پایداری روش انجام شده و درستی روش کنترل با تحلیل پایداری و نتایج شبیه‌سازی تایید می‌گردد. این روش کنترلی در هنگامی که سکو تحت اثر نوسانات وسیله نقلیه قرار دارد پایدارسازی را روی سکو مهیا می‌سازد. روش کنترل پیشنهادی با روش کنترلی تناسبی-انتگرالی-مشتقی مقایسه شده است. نتایج شبیه‌سازی برتری روش کنترلی پیشنهادی را نشان می‌دهند. نتایج حاصل از شبیه‌سازی دقت پایدارسازی روش کنترلی فازی تطبیقی مستقیم را تا ۱۰۰۰ برابر روش کنترلی تناسبی-انتگرالی-مشتقی نشان می‌دهد.

کلیدواژه‌ها: سکوی سه درجه آزادی، سامانه‌های صوتی، پایدارکننده‌ی جیمبالی، الگوی غیرخطی، کنترلر فازی تطبیقی مستقیم، کنترلر تناسبی-انتگرالی-مشتقی.

۱. مقدمه

وجود ارتعاشات پایه حامل سامانه‌های صوتی، نوری (اپتیکی)، مخابراتی، اندازه‌گیری و تسلیحاتی سبب از بین رفتن کارایی، کاهش دقت اندازه‌گیری، و نهایتاً ایجاد خطا در نتایج اندازه‌گیری این سامانه‌ها است. یکی از روش‌های حذف این دسته از خطاها ایزوله‌کردن این سامانه‌ها از ارتعاشات پایه‌ی حامل به صورت فعال توسط سکوهای پایدارساز است. سکوهای پایدارساز به منظور حذف ارتعاشات ناشی از پایه‌ی حامل، حفظ زاویه دید سامانه‌های مذکور، و ردیابی توسط این تجهیزات استفاده می‌شوند. سامانه‌های مذکور حدود صد سال است که به عرصه فناوری قدم نهاده‌اند [۱] و معمولاً روی وسایل نقلیه از قبیل خودروها، شناورها، هواپیماها و غیره نصب می‌شوند. در مقاله [۲] روشی برای بهبود کیفیت تصاویر خروجی یک سونار با جبران‌سازی حرکات شناور پیشنهاد شده است. در مقاله [۳] مقایسه‌ای بین چند سامانه برای جبران حرکات هیو[1] در یک کشتی حفاری اقیانوسی، آورده شده است. حسگرها، سامانه‌های صوتی، دوربین‌های فیلم‌برداری، تلسکوپ‌ها و سامانه‌های تسلیحاتی روی سکوهای پایدارساز نصب می‌شوند و سکو ارتعاشات پایه را

* نویسنده پاسخگو: seif@sharif.edu

[1] Heave motion

به این تجهیزات منتقل نمی‌کند و بدین ترتیب به‌منظور پایدارسازی و ردیابی (یا نشانه‌روی) مورد استفاده قرار می‌گیرند.

بر اساس تعداد درجات آزادی در حرکت زاویه‌ای، تجهیزات پایدارساز به انواع یک، دو، و سه محوره تقسیم می‌گردند. با توجه به کاربرد محدود پایدارسازهای یک درجه آزادی، پژوهش‌ها روی سکوهای دو درجه [۴-۹] و سه درجه [۱۰-۱۴] انجام شده است.

در تحقیق [۱۰] توسط الگوریتم کنترلی کمینه میانگین مربعات مبتنی بر حذف اغتشاشات برای پایدارسازی سکو پرداخته است. هدف از انجام این پژوهش بهبود سرعت پاسخ دینامیکی و دقت پایدارسازی بوده است.

در پژوهش [۱۳] از الگوریتم کنترلی حلقه نرخی دوتایی[1] مبتنی بر مشاهده‌گر اغتشاشات زاویه‌ای استفاده شده است. هدف از این پژوهش طراحی سامانه کنترل به منظور بهبود دقت و پایدارسازی سکو بوده است.

در تحقیق [۶، ۸] از الگوریتم کنترلی غیرخطی مود لغزشی[2] برای پایدارسازی سکو استفاده شده است. در تحقیق [۸] به منظور حذف انواع اغتشاش‌های ممکن در کاربرد واقعی از قبیل کوپلینگ دینامیکی محورها روی یکدیگر، نابالانسی جرمی، تغییرات شبه‌سنج‌ها، و اغتشاش خارجی به طراحی سامانه کنترل برای سکوی پایدارساز پرداخته است. با توجه به وجود پدیده‌های غیرخطی در کوپلینگ معادلات محورهای سکو، عدم‌قطعیت‌های موجود در شبه‌سنج‌های سامانه، و اغتشاش خارجی، در پژوهش‌های [۱۵-۱۷] الگوریتم کنترلی مقاوم به منظور سکوی پایدارساز با عملکرد دقت بالا طراحی شده است. در پژوهش [۱۸] مشاهده‌گر مود لغزشی مرتبه بالا برای تخمین عدم‌قطعیت‌ها و حالات سامانه و طراحی قانون کنترل مود لغزشی توسعه داده شده است.

کنترل فازی به دلیل سادگی طراحی و غلبه بر عدم‌قطعیت‌ها توجه دانشمندان بسیاری را به خود جلب نموده است. قوانین فازی، دانش و تجربه کارشناسان خبره را به‌صورت زبانی بیان می‌کند، به همین دلیل، کنترل فازی نسبت به روش‌های کنترل کلاسیک برتری دارد [۱۹]. از جمله ویژگی‌های مهم سامانه‌های فازی توانایی آن‌ها در تقریب هر تابع غیرخطی، نامعین و همراه با عدم‌قطعیت است [۲۰]. با توجه به اینکه کنترلر مرسوم تناسبی-انتگرالی-مشتقی (پی‌آی‌دی)[3] با شبه‌سنج‌های ثابت عملکرد دقت بالا و سرعت پاسخ سریع را برآورده نمی‌کند، در منبع [۲۱] از روش کنترل ساختار متغیر مود لغزشی به خاطر مقاوم‌بودن و در منبع [۲۲] روی کاربرد فنّ‌های مختلف کنترل فازی (فازی نوع-۱ و نوع-۲) و حالت‌های هیبریدی آن‌ها در پایدارسازها بحث شده است. تحقیق [۱۴] توسط الگوریتم کنترلی فازی چند ورودی چند خروجی به پایدارسازی سکو پرداخته است. در فرآیند طراحی الگوریتم کنترلی، از منطق فازی برای کوپلینگ معادلات محورها استفاده شده است و عامل جبران‌ساز فازی- تطبیقی برای اثر کوپلینگ محورها به کنترلر افزوده شده‌است. پایداری سامانه کنترل با روش لیاپانوف اثبات شده است.

الگوریتم تطبیقی شبکه عصبی نوع آربی‌اِف‌اِن‌اِن[4] در پژوهش‌های [۲۳]، [۴] و [۵] به‌کارگرفته شده است. در پژوهش [۴] از الگوریتم کنترلی تطبیقی شبکه عصبی و مشاهده‌گر گسترش یافته حالت[5] استفاده شده است. هدف از این پژوهش طراحی سامانه کنترل به منظور بهبود دقت پایدارسازی و سرعت پاسخ دینامیکی سکو به دلیل دینامیک غیرخطی سکو، و تغییرات ایجاد شده در ساختار سکو در طی زمان است.

در پژوهش [۲۴] کنترل‌کننده‌ی بر مبنای تصویر برای پایدارسازی سکو مورد استفاده قرار گرفته است.

پایدارکننده‌ی جیمبالی مورد نظر در این مقاله سامانه‌ای با آزادی حرکت سکو در هر سه محور می‌باشد. در این مقاله برای سامانه پایدارکننده‌ی جیمبالی با استفاده از نظریه فازی، کنترل‌کننده فازی تطبیقی مستقیم طراحی شده است. در ادامه‌ی این مقاله ابتدا الگوسازی ریاضی پایدارکننده‌ی جیمبالی سه محوره انجام شده است. برای استخراج معادلات، دستگاه‌های مختصات مرتبط با قاب‌ها و ژایروها مشخص شده و سپس روابط سینماتیکی سکو در

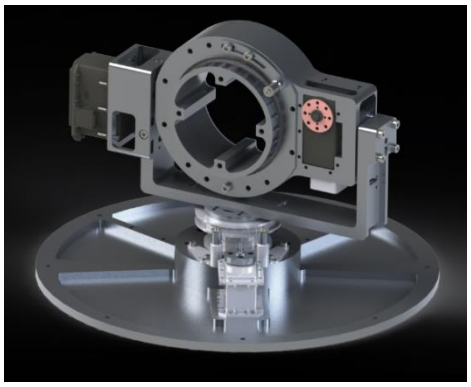
[1] Dual-rate-loop
[2] Sliding mode
[3] PID Controller
[4] RBFNN; Radial basis function neural network
[5] Extended state observer

حالت ایده‌آل و غیرایده‌آل به‌دست آمده و در ادامه معادلات دورانی سامانه و معادلات ورودی-خروجی برای طراحی کنترل‌کننده آورده شده است. بخش بعدی مقاله به طراحی کنترل‌کننده‌ی خطی تناسبی-انتگرالی-مشتقی و کنترل‌کننده‌ی غیرخطی فازی تطبیقی مستقیم می‌پردازد. در روند طراحی کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی مستقیم اثبات پایداری نیز انجام شده است. در انتهای مقاله مقایسه‌ی عملکرد این دو نوع کنترل‌کننده با استفاده از شبیه‌سازی و نتیجه‌گیری آورده شده است.

۲. مواد و روش‌ها

۲-۱. الگوسازی ریاضی سکوی جیمبالی سه محوره

در الگوسازی سکوی پایدارشده‌ی سه محوره، الگوی سینماتیکی سامانه شامل چهار عضو است (شکل ۱). این چهار عضو عبارتند از: بدنه، قاب یاو[1]، قاب پیچ[2] و قاب رول[3] [۲۵]. تمام اعضاء صلب فرض می‌شوند و برای هر یک، سامانه مختصات مجزا در نظر گرفته می‌شود. برای انتقال از سامانه مختصات هر عضو به عضو دیگر یک ماتریس انتقال مناسب تعریف می‌شود. در هر یک از محورها، یک عدد موتور گشتاورساز و یک عدد حسگر اندازه‌گیر زاویه به هر قاب متصل می‌گردد. برای اندازه‌گیری حرکات زاویه‌ای مطلق سکوی پایدار از یک حسگر اِی‌اِچ‌آر‌اِس[4] استفاده می‌شود، این اندازه‌گیری‌ها در حلقه کنترل و پایدارسازی قاب‌ها، به‌کار گرفته می‌شوند.

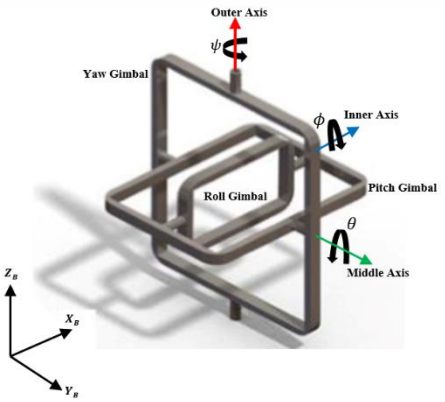


شکل ۱ سکوی جیمبالی سه محوره.

[1] Yaw
[2] Pitch
[3] Roll
[4] AHRS

۲-۱-۱. روابط سینماتیکی

سکوی جیمبالی سه محوره دارای ساختاری مطابق با شکل ۲ می‌باشد. همانطوری که در شکل مشخص است، برای توصیف عملکرد پایدارکننده از ۵ سامانه مختصاتی منبع شامل قاب اینرسی I، قاب متصل به بدنه B، و سه قاب Y، P و R که به ترتیب به قاب‌های محورهای یاو، پیچ و رول ثابت شده‌اند، استفاده شده است. این زوایای چرخش به‌صورت بردار $[\phi\ \theta\ \psi]^T$ از داخلی‌ترین قاب به بیرونی‌ترین قاب تعریف می‌شوند. لازم به اشاره است که در متن حاضر از شیوه نشانه‌گذاری $x^{\gamma}_{\alpha\beta}$ برای توصیف بردارها یا ماتریس‌ها استفاده می‌شود، که بر این اساس، x هر بردار/ ماتریس سینماتیکی اعم از موقعیت، سرعت و یا شتاب دستگاه β نسبت به دستگاه α است که در دستگاه γ توصیف و بیان شده باشد. زوایا و سرعت‌های زاویه‌ای از یک ترتیب اویلر به‌صورت $[\phi\ \theta\ \psi]^T$ که از قاب بدنه شروع شده و به قاب رول ختم می‌گردد، تبعیت می‌کنند.



شکل ۲ ساختار سکوی جیمبالی سه محوره.

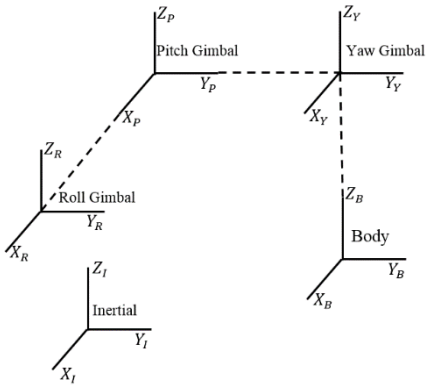
۲-۱-۱-۱. دستگاه‌های مختصات

دستگاه مختصات متصل به قاب‌های مختلف پایدارکننده در شکل ۳ معرفی شده‌اند. می‌توان مختصات هر یک از قاب‌ها را به‌صورت یک بردار تعریف کرده و آن را توسط یک ماتریس انتقال خطی مناسب به‌صورت C^Y_B، C^P_Y، C^R_P از قابی به قاب دیگر منتقل کرد.

$$C^Y_B = \begin{bmatrix} c_\psi & s_\psi & ۰ \\ -s_\psi & c_\psi & ۰ \\ ۰ & ۰ & ۱ \end{bmatrix} \qquad (۱-\text{الف})$$

$$C_Y^P = \begin{bmatrix} c_\theta & ۰ & -s_\theta \\ ۰ & ۱ & ۰ \\ s_\theta & ۰ & c_\theta \end{bmatrix} \qquad (۱-ب)$$

$$C_P^R = \begin{bmatrix} ۱ & ۰ & ۰ \\ ۰ & c_\phi & s_\phi \\ ۰ & -s_\phi & c_\phi \end{bmatrix} \qquad (۱-ج)$$



شکل ۳ ارتباط بین دستگاه‌های مختلف.

۲-۱-۱-۲. روابط سرعت و شتاب زاویه‌ای بین قاب‌ها

فرض می‌شود که پایدارکننده جیمبالی سه محوره روی حاملی قرار گرفته (که در اینجا شناور فرض می‌شود) و سرعت زاویه‌ای قاب بدنه با سرعت زاویه‌ای حامل برابر است:

$$\omega_{vehicle} = \omega_B \qquad (۲)$$

با توجه به این‌که روی حامل حسگرهای اندازه‌گیری وجود دارد، لذا

$$\omega_{IB}^B = \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \qquad (۳)$$

روی وسیله‌ی متحرک، قابل اندازه‌گیری است.

بردار سرعت زاویه‌ای قاب یاو، ω_{IB}^B، برابر مجموع بردارهای سرعت زاویه‌ای قاب بدنه در دستگاه قاب سمت، ω_{IB}^Y، و سرعت زاویه‌ای نسبی، ω_{BY}^Y، بین قاب بدنه و قاب یاو است:

$$\omega_{IY}^Y = \omega_{IB}^Y + \omega_{BY}^Y = C_B^Y \omega_{IB}^B + \begin{bmatrix} ۰ \\ ۰ \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pc_\psi + qs_\psi \\ qc_\psi - ps_\psi \\ r + \dot{\psi} \end{bmatrix} \qquad (۴)$$

هم‌چنین سرعت زاویه‌ای قاب پیچ، ω_{IP}^P، برابر با مجموع سرعت زاویه‌ای قاب یاو در دستگاه قاب پیچ، ω_{IY}^P، و سرعت زاویه‌ای نسبی، ω_{YP}^P، بین قاب یاو و قاب پیچ است:

$$\omega_{IP}^P = \omega_{IY}^P + \omega_{YP}^P = C_Y^P \omega_{IY}^Y + \begin{bmatrix} ۰ \\ \dot{\theta} \\ ۰ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_\theta\left(pc_\psi + qs_\psi\right) - s_\theta(r + \dot{\psi}) \\ qc_\psi - ps_\psi + \dot{\theta} \\ s_\theta\left(pc_\psi + qs_\psi\right) + c_\theta(r + \dot{\psi}) \end{bmatrix} \qquad (۵)$$

و نهایتاً بردار سرعت زاویه‌ای قاب رول به‌صورت زیر به‌دست می‌آید:

$$\omega_{IR}^R = \omega_{IP}^R + \omega_{PR}^R = C_P^R \omega_{IP}^P + \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ ۰ \\ ۰ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_\theta\left(pc_\psi + qs_\psi\right) - s_\theta(r + \dot{\psi}) + \dot{\phi} \\ c_\phi\left(qc_\psi - ps_\psi + \dot{\theta}\right) + s_\phi[s_\theta\left(pc_\psi + qs_\psi\right) + c_\theta(r + \dot{\psi})] \\ -s_\phi\left(qc_\psi - ps_\psi + \dot{\theta}\right) + c_\phi[s_\theta\left(pc_\psi + qs_\psi\right) + c_\theta(r + \dot{\psi})] \end{bmatrix} \qquad (۶)$$

روابط سینماتیکی، بایستی شامل روابط شتاب نیز باشد. برای به‌دست آوردن شتاب‌های زاویه‌ای هر قاب، می‌توان از روابط سرعت زاویه‌ای مربوط به آن قاب یعنی روابط (۳)، (۴)، (۵) و (۶) مشتق گرفت.

۲-۱-۲. معادلات دینامیک دورانی سامانه

ترتیب استخراج معادلات به این‌گونه است که از قاب رول شروع شده و به سمت قاب یاو پیش می‌رود و با کمک معادلات معروف چرخشی نیوتن اویلر، معادلات حرکت چرخشی سامانه استخراج می‌شوند. معادلات نیوتن اویلر برای قاب‌ها بدین صورت نوشته می شود:

$${}^i\dot{H} = {}^m\dot{H} + \omega_m \times H \qquad (۷)$$

که:

${}^i\dot{H}$: مشتق اینرسی بردار H

${}^m\dot{H}$: مشتق H که در دستگاه مختصات چرخان محاسبه شده است.

ω_m: سرعت زاویه‌ای مطلق دستگاه مختصات چرخان

H: ممنتوم زاویه‌ای مطلق

$\vec{M}$: گشتاور خارجی وارد به جسم صلب

برای استخراج معادلات دینامیکی سامانه از قاب رول (این قاب فقط در راستای x قابلیت چرخش دارد) استفاده می‌شود:

$$M_{PRx} = I_{Rx}.\dot{\omega}_{IRx}^R + \left(I_{Rz} - I_{Ry}\right)\omega_{IRz}^R.\omega_{IRy}^R \qquad (۸)$$

پس از جای‌گذاری از روابط (۶) و شتاب زاویه‌ای، معادله

قاب رول به‌صورت رابطه (۹) به‌دست می‌آید:

$$\begin{aligned} M_{PRx} &= I_{Rx}(-\ddot{\psi} s_\theta + \ddot{\phi}) + MRX \\ MRX &= I_{Rx}\Big\{\big[(\dot{p} + q\dot{\psi})c_\psi + (\dot{q} - p\dot{\psi})s_\psi - (r + \dot{\psi})\dot{\theta}\big]c_\theta \\ &\quad + \big[-\dot{r} - (pc_\psi + qs_\psi)\dot{\theta}\big]s_\theta\Big\} \\ &\quad + (I_{Rz} - I_{Ry})\,\omega^{R}_{IRz}.\omega^{R}_{IRy} \end{aligned} \tag{۹}$$

ترم گشتاور M_{PRx} شامل اصطکاک لزج، خشک و گشتاور موتور محور مشترک می‌باشد. MRX شامل ترم‌های فاقد مشتقات مرتبه دو زوایای اویلر هستند. سرعت‌ها و شتاب‌های زاویه‌ای از روابط سینماتیکی در این معادلات جایگزین می‌شوند. ترم‌های I_{ii} نیز معرف ممان اینرسی قاب‌ها هستند. ترم اول زیرنویس آن‌ها معرف نام قاب و ترم دوم، راستای محور را مشخص می‌نماید.

$$M_{PRx} = -D_{PR}\dot{\phi} - F_{PR}(\mathrm{sgn}\dot{\phi}) + \tau_R \tag{۱۰}$$

D_{PR} اصطکاک لزج (ویسکوز) بین قاب پیچ و رول

$F_{PR}(\mathrm{sgn}\phi)$: تابع نماینده اصطکاک کولمب و اصطکاک استاتیکی (مربوط به کشش در سیم‌بندی‌ها)

τ_R: گشتاور موتور محور رول است.

معادله دینامیکی قاب پیچ (این قاب فقط در راستای y قابلیت چرخش دارد) به‌صورت زیر حاصل می‌شود:

$$M_{YPy} = I_{Py}.\dot{\omega}^{P}_{IPy} + (I_{Px} - I_{Pz})\,\omega^{P}_{IPx}.\omega^{P}_{IPz} - M_{RPy} \tag{۱۱}$$

بردار $\vec{M}_{RP}$ شامل گشتاور عکس العملی وارده از طرف جیمبال رول به جیمبال پیچ است، که همان گشتاور وارده از جیمبال پیچ، با علامت منفی، به جیمبال رول می‌باشد. مابقی نام‌گذاری‌ها مشابه قاب رول می‌باشد.

$$\vec{M}^{P}_{RP} = \begin{bmatrix} M_{RPx} \\ M_{RPy} \\ M_{RPz} \end{bmatrix} = -C^{P}_{R}\begin{bmatrix} M_{PRx} \\ M_{PRy} \\ M_{PRz} \end{bmatrix} \tag{۱۲}$$

بنابراین معادله دینامیکی قاب پیچ به‌صورت زیر حاصل می‌شود:

$$\begin{aligned} M_{YPy} &= \ddot{\theta}\left(I_{Py} + I_{Ry}c^2_\phi + I_{Rz}s^2_\phi\right) \\ &+ \ddot{\psi}\, c_\theta s_\phi c_\phi \left(I_{Ry} - I_{Rz}\right) + MPY \end{aligned}$$

که

$$\begin{aligned} MPY &= I_{Py}.\big[(\dot{q} - p\dot{\psi})c_\psi - (\dot{p} + q\dot{\psi})s_\psi\big] \\ &+ (I_{Px} - I_{Pz})\,\omega^{P}_{IPx}.\omega^{P}_{IPz} + c_\phi MRY - s_\phi MRZ \end{aligned} \tag{۱۳}$$

$$M_{YPy} = -D_{YP}\dot{\theta} - F_{YP}\left(\mathrm{sgn}\dot{\theta}\right) + \tau_P \tag{۱۴}$$

بر این اساس معادلات دینامیکی در جیمبال یاو که در راستای محور z قابلیت چرخش دارد، در ادامه آورده شده است.

$$\begin{aligned} M_{BYz} &= \ddot{\psi}\left[I_{Yz} - s^2_\theta\left(I_{px} - I_{Rx}\right) + c^2_\theta(I_{pz} + I_{Rz}c^2_\phi + I_{Ry}s^2_\phi)\right] \\ &+ \ddot{\theta}\, c_\theta s_\phi c_\phi \left(I_{Ry} - I_{Rz}\right) - I_{Rx}\ddot{\phi}\, s_\theta + MYZ \end{aligned}$$

که

$$\begin{aligned} MYZ &= I_{Yz}\dot{r} + \left(I_{Yy} - I_{Yx}\right)\omega^{Y}_{IYx}.\omega^{Y}_{IYy} - s_\theta MPX + c_\theta MPZ \\ MPX &= I_{Px}.\{\big[(\dot{p} + q\dot{\psi})c_\psi + (\dot{q} - p\dot{\psi})s_\psi - (r + \dot{\psi})\dot{\theta}\big]c_\theta \\ &+ \big[\dot{r} - (pc_\psi + qs_\psi)\dot{\theta}\big]s_\theta\} + (I_{Pz} - I_{Py})\,\omega^{P}_{IPz}.\omega^{P}_{IPy} - MRX \\ MPZ &= I_{Pz}.\Big\{\big[(\dot{p} + q\dot{\psi})c_\psi + (\dot{q} - p\dot{\psi})s_\psi - (r + \dot{\psi})\dot{\theta}\big]s_\theta \\ &\quad + \big[\dot{r} + (pc_\psi + qs_\psi)\dot{\theta}\big]c_\theta\Big\} \\ &+ (I_{Py} - I_{Px})\,\omega^{P}_{IPy}.\omega^{P}_{IPx} + s_\phi MRY + c_\phi MRZ \end{aligned} \tag{۱۵}$$

$$M_{BYz} = -D_{BY}\dot{\psi} - F_{BY}\left(\mathrm{sgn}\dot{\psi}\right) + \tau_Y \tag{۱۶}$$

سه معادله حرکت یعنی معادلات (۹)، (۱۳) و (۱۵) را نیز می‌توان به عنوان معادلات دیفرانسیل مرتبه دوم برحسب متغیرهای وضعیت سامانه به‌صورت زیرنوشت [۲۶]:

$$A_{R\phi}.\ddot{\phi} + A_{R\psi}.\ddot{\psi} = MXR \tag{۱۷}$$

$$A_{P\theta}.\ddot{\theta} + A_{p\psi}.\ddot{\psi} = MYP \tag{۱۸}$$

$$A_{Y\phi}.\ddot{\phi} + A_{Y\psi}.\ddot{\psi} + A_{Y\theta}.\ddot{\theta} = MZY \tag{۱۹}$$

$$MXR = M_{PRx} - MRX \tag{۲۰}$$

$$MYP = M_{YPy} - MPY \tag{۲۱}$$

$$MZY = M_{BYz} - MYZ \tag{۲۲}$$

که MRX، MPY، MYZ ترم‌های فاقد مشتقات مرتبه دو زوایای اویلر هستند و سایر ترم‌های معادلات فوق بدین صورت بیان می‌شوند:

$$A_{R\phi} = I_{Rx} \tag{۲۳-الف}$$

$$A_{R\psi} = -s_\theta I_{Rx} \tag{۲۳-ب}$$

$$A_{P\theta} = I_{Py} + I_{Ry}c^2_\phi + I_{Rz}s^2_\phi \tag{۲۳-ج}$$

$$A_{p\psi} = c_\theta s_\phi c_\phi (I_{Ry} - I_{Rz}) \tag{۲۳-د}$$

$$A_{Y\phi} = -I_{Rx}s_\theta \tag{۲۳-ه}$$

$$\begin{aligned} A_{Y\psi} &= I_{Yz} - s^2_\theta(I_{px} - I_{Rx}) \\ &+ c^2_\theta(I_{pz} + I_{Rz}c^2_\phi + I_{Ry}s^2_\phi) \end{aligned} \tag{۲۳-و}$$

$$A_{Y\theta} = c_\theta s_\phi c_\phi (I_{Ry} - I_{Rz}) \tag{۲۳-ز}$$

۲-۱-۳. معادلات حرکت غیرخطی حل شده برای قاب‌ها

معادلات (۱۷) تا (۱۹) حرکت قاب‌های پایدارکننده را بیان می‌کنند. حل هم‌زمان سه معادله دیفرانسیل فوق بر حسب بالاترین مرتبه مشتقات متغیرهای وضعیت به‌صورت زیر است:

$$\ddot{\psi} = \frac{A_{P\theta}A_{Y\phi}MXR + A_{R\phi}A_{Y\theta}MYP - A_{P\theta}A_{R\phi}MZY}{A_{P\psi}A_{R\phi}A_{Y\theta} - A_{P\theta}A_{R\phi}A_{Y\psi} + A_{P\theta}A_{R\psi}A_{Y\phi}} \quad (۲۴)$$

$$\ddot{\theta} = \frac{-A_{P\psi}A_{Y\phi}MXR - A_{R\phi}A_{Y\psi}MYP + A_{R\psi}A_{Y\phi}MYP + A_{P\psi}A_{R\phi}MZY}{A_{P\psi}A_{R\phi}A_{Y\theta} - A_{P\theta}A_{R\phi}A_{Y\psi} + A_{P\theta}A_{R\psi}A_{Y\phi}} \quad (۲۵)$$

$$\ddot{\phi} = \frac{A_{P\psi}A_{Y\theta}MXR - A_{P\theta}A_{Y\psi}MXR - A_{R\psi}A_{Y\theta}MYP + A_{P\theta}A_{R\psi}MZY}{A_{P\psi}A_{R\phi}A_{Y\theta} - A_{P\theta}A_{R\phi}A_{Y\psi} + A_{P\theta}A_{R\psi}A_{Y\phi}} \quad (۲۶)$$

۲-۲. حل معادلات و طراحی کنترل‌کننده فازی تطبیقی مستقیم برای پایدارکننده‌ی جیمبالی

الگوی غیرخطی پایدارکننده‌ی جیمبالی سه محوره با اضافه‌کردن مدار فیدبک کنترلی کامل می‌شود. با به وجود آمدن گشتاورهای مزاحم خارجی در محورهای پایداری پایدارکننده‌ی جیمبالی سه محوره، زوایای نسبی میان قاب‌ها تغییر کرده و فیدبک کنترلی به کنترلر ارسال شده و با مقدار نامی مقایسه می‌گردد و در نهایت کنترلر سامانه، فرامین لازم جهت پایدارسازی سکو را به تُرکرها صادر می‌نماید و سکو پایدار می‌شود. در این بخش طراحی سه کنترل‌کننده فازی تطبیقی مستقیم برای متغیرهای حالت مورد نظر انجام خواهد گرفت. برای طراحی سامانه کنترل ابتدا اثر ضریب ورودی حذف شده و سپس قانون کنترل ارائه می‌گردد.

۲-۲-۱. طراحی کنترل‌کننده برای کنترل زاویه نسبی بین قاب یاو و بدنه

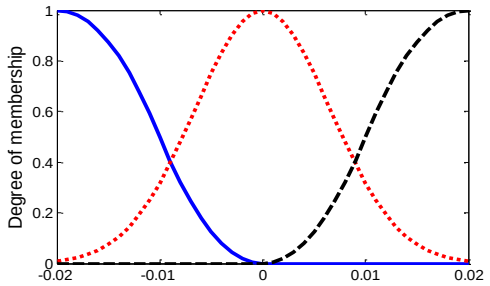
بر مبنای الگوی دینامیکی سامانه (۲۴) می‌توان نوشت:

$$\ddot{\psi} = F(\psi) + \tau_Y \quad (۲۷)$$

برای طراحی سامانه کنترل فازی تطبیقی مستقیم، در ابتدا بایستی براساس دانش کنترلی یک کنترل‌کننده فازی طراحی شود. زاویه نسبی بین قاب یاو و بدنه ψ و مشتق آن $\dot{\psi}$ ورودی‌های سامانه فازی و گشتاور موتور یاو τ_Y به عنوان خروجی سامانه در نظر گرفته می‌شود. اگر سه تابع تعلق برای هر ورودی فازی در نظر گرفته شود، فضای کنترل با نه قانون فازی پوشش داده می‌شود. قوانین فازی زبانی به صورت ممدانی بدین صورت نوشته شده‌اند.

$$\text{Rule } l: \text{If } \psi \text{ is } A_l \text{ and } \dot{\psi} \text{ is } B_l \text{ Then } \tau_Y \text{ is } C_l \quad (۲۸)$$

Rule l قانون l-اُم را برای l=۱، ...، ۹ تعیین می‌نماید. A_l، B_l و C_l توابع تعلق فازی مربوط به ψ، $\dot{\psi}$ و τ_Y هستند. سه تابع تعلق P، Z و N برای متغیر ورودی ψ مطابق شکل ۴ در نظر گرفته شده‌اند. این توابع تعلق با توابع ریاضی (۲۹) تا (۳۱) تعریف شده‌اند. سامانه فازی به گونه‌ای طراحی می‌شود که شرایط پیوستگی، سازگاری و کامل بودن را برقرار نماید. پیوستگی به این معناست که خروجی سامانه فازی ناپیوسته نباشد. سازگاری به این مفهوم است که دو یا چند قانون فازی نتوان یافت که بخش آنگاه یکسان داشته باشند. کامل بودن به این صورت است که به ازای هر مقدار از ورودی‌ها در بازه مورد نظر کمینه یک قانون فازی فعال شود. گروه‌های فازی هر متغیر فازی نیز باید کل بازه مورد نظر را پوشش دهند و به ازای هر مقدار از متغیر ورودی کمینه یک گروه فازی باید فعال شود.



شکل ۴ توابع تعلق ورودی ψ.

$$\mu_P(\psi) = \begin{cases} 0 & \psi \le 0 \\ 2\left(\frac{\psi}{0.02}\right)^2 & 0 \le \psi \le \frac{0.02}{2} \\ 1 - 2\left(\frac{\psi - 0.02}{0.02}\right)^2 & \frac{0.02}{2} \le \psi \le 0.02 \\ 1 & \psi \ge 0.02 \end{cases} \quad (۲۹)$$

$$\mu_N(\psi) = \begin{cases} 1 & \psi \le -0.02 \\ 1 - 2\left(\frac{\psi + 0.02}{0.02}\right)^2 & -0.02 \le \psi \le \frac{-0.02}{2} \\ 2\left(\frac{\psi}{0.02}\right)^2 & \frac{-0.02}{2} \le \psi \le 0 \\ 0 & \psi \ge 0 \end{cases} \quad (۳۰)$$

$$\mu_Z(\psi) = \exp\left[-\frac{\left(\psi - \bar{\psi}^1\right)^2}{2\sigma^2}\right] \quad ، \sigma = 0.066 \quad (۳۱)$$

توابع تعلق $\dot{\psi}$ نیز مشابه با ψ انتخاب می‌گردد. توابع تعلق متغیر خروجی f_a به‌صورت زیر با توابع گوسین تعریف می‌شود:

$$\mu_{C_l}(\tau_Y) = \exp\left[-\frac{\left(\tau_Y - \bar{y}^l\right)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (۳۲)$$

که در آن $\bar{y}^{l}$ مرکز C_l است. با استفاده از روابط فوق، قوانین فازی در جدول (۱) نوشته شده است.

جدول ۱ قوانین فازی.

Rule l	۱	۲	۳	۴	۵	۶	۷	۸	۹
A_l	P	P	P	Z	Z	Z	N	N	N
B_l	P	Z	N	P	Z	N	P	Z	N
C_l	$C_۱$	$C_۲$	$C_۳$	$C_۴$	$C_۵$	$C_۶$	$C_۷$	$C_۸$	$C_۹$

اگر از موتور استنتاج فازی ممدانی، فازی‌ساز منفرد و غیرفازی‌ساز میانگین مراکز استفاده شود [۲۷]، جهت کنترل سامانه (۲۷) می‌توان قانون کنترل فازی تطبیقی مستقیم زیر را پیشنهاد نمود:

$$\tau_Y = \sum_{l=۱}^{۹} \bar{y}_l \xi_l(\psi,\dot{\psi}) = \bar{y}^T \xi(\psi,\dot{\psi}) \qquad (۳۳)$$

که در آن $\xi=[\xi_۱ \dots \xi_۹]^T$ و ξ_l عبارتست از:

$$\xi_l = \frac{\mu_{Al}(\psi)\mu_{Bl}(\dot{\psi})}{\sum_{l=۱}^{۹}\mu_{Al}(\psi)\mu_{Bl}(\dot{\psi})} \qquad (۳۴)$$

در روابط فوق $\mu_{Al}, \mu_{Bl} \in [۱,۰]$ هستند و شبه‌سنج‌های $\hat{\bar{y}}_l$ در ادامه توسط قوانین تطبیق به‌دست می‌آیند. با افزودن کنترل‌کننده فازی (۳۳) سامانه (۲۷) بدست می‌آید:

$$\ddot{\psi} = F(\psi) + \bar{y}^T \xi(\psi,\dot{\psi}) \qquad (۳۵)$$

$\hat{\bar{y}}$ تخمین $\bar{y}$ است که در ادامه تعریف خواهد شد. با توجه به ویژگی تقریب‌زنی سامانه‌های فازی می‌توان نوشت:

$$\begin{aligned}&\ddot{\psi}_d + k_۲(\dot{\psi}_d - \dot{\psi}) + k_۱(\psi_d - \psi)\\ &= F(\psi) + \bar{y}^T \xi(\psi,\dot{\psi}) + \gamma_c\end{aligned} \qquad (۳۶)$$

که در آن γ_c خطای تقریب سامانه فازی $k_۱$ و $k_۲$ شبه‌سنج‌های مثبت طراحی کنترل‌کننده هستند. با کم کردن دو طرف رابطه (۳۵) و (۳۶) رابطه (۳۷) بدست می‌آید:

$$\begin{aligned}&\ddot{\psi}_d - \ddot{\psi} + k_۲(\dot{\psi}_d - \dot{\psi}) + k_۱(\psi_d - \psi)\\ &= \left(\bar{y} - \hat{\bar{y}}\right)^T \xi(\psi,\dot{\psi}) + \gamma_c\end{aligned} \qquad (۳۷)$$

که با توجه به اینکه $\psi_d = ۰$ است، رابطه (۳۸) عبارتست از:

$$\ddot{\psi} = -k_۲\dot{\psi} - k_۱\psi + \left(\bar{y} - \hat{\bar{y}}\right)^T \xi - \gamma_c \qquad (۳۸)$$

با انتخاب متغیرهای حالت $x_۱ = \psi$ و $x_۲ = \dot{\psi}$ رابطه (۳۸) در فضای حالت به صورت رابطه (۳۹) بازنویسی شده است:

$$\begin{aligned}\dot{x}_۱ &= x_۲\\ \dot{x}_۲ &= -k_۱x_۱ - k_۲x_۲ + \left(\bar{y} - \hat{\bar{y}}\right)^T \xi - \gamma_c\end{aligned} \qquad (۳۹)$$

$$\dot{X} = AX + BW \qquad (۴۰)$$

که در آن:

$$A = \begin{bmatrix} ۰ & ۱ \\ -k_۱ & -k_۲ \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} ۰ \\ ۱ \end{bmatrix},$$
$$X = [x_۱ \quad x_۲]^T \qquad (۴۱)$$
$$W = \left(\bar{y} - \hat{\bar{y}}\right)^T \xi - \gamma_c$$

برای دست‌یابی به سازوکار تطبیق به گونه‌ای که خطا همگرا شود، تابع مثبت معین به‌صورت (۴۲) پیشنهاد می‌شود:

$$V(x) = X^T S X + \frac{۱}{۲\alpha_c}\left(\bar{y} - \hat{\bar{y}}\right)^T \left(\bar{y} - \hat{\bar{y}}\right) \qquad (۴۲)$$

در رابطه (۴۲)، α_c شبه‌سنج طراحی است و مقدار آن ثابت و بزرگ‌تر از صفر است. ماتریس S مثبت معین متقارن می‌باشد که در معادله‌ی ماتریسی لیاپانوف زیر صدق می‌کند.

$$A^T S + SA = -Q \qquad (۴۳)$$

در این رابطه Q یک ماتریس مثبت معین متقارن است. با استفاده از روابط (۴۰) تا (۴۳)، $\dot{V}(x)$ به‌صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\begin{aligned}\dot{V}(x) &= -X^T Q X + \left(\bar{y} - \hat{\bar{y}}\right)^T\\ &\times\left(۲X^T SB\xi + \frac{۱}{\alpha_c}\dot{\bar{y}}\right) - ۲X^T SB\gamma_c\end{aligned} \qquad (۴۴)$$

جمله اول در رابطه (۴۴) به دلیل مثبت بودن تمام مقادیر ویژه ماتریس Q، همواره منفی معین است، ولی علامت جمله دوم نامعین است و با برابر صفر قرار دادن آن قانون تطبیق برای $\hat{\bar{y}}$ به‌صورت زیر به‌دست می‌آید:

$$\dot{\hat{\bar{y}}} = -۲\alpha_c X^T SB\xi \qquad (۴۵)$$

در نتیجه‌ی اعمال رابطه (۴۵) به (۴۴) رابطه زیر به‌دست می‌آید:

$$\dot{V}(x) = -X^T Q X - ۲X^T SB\gamma_c \qquad (۴۶)$$

در نتیجه شبه‌سنج‌های تطبیق بدین صورت به‌دست می‌آیند:

$$\hat{\bar{y}} = -\int_۰^t ۲\alpha_c X^T SB\xi\, dt + \hat{\bar{y}}(۰) \qquad (۴۷)$$

برای کاهش خطای ردگیری باید $\dot{V}(x) < ۰$ باشد. بنابراین:

$$-۲X^T SB\gamma_c < X^T Q X \qquad (۴۸)$$

با در نظر گرفتن:

$$\lambda_{min}(Q).X^۲ \le X^T Q X \le \lambda_{max}(Q) X^۲ \qquad (۴۹)$$

که $\lambda_{min}(Q)$ و $\lambda_{max}(Q)$ کمینه و بیشینه مقادیر ویژه

ماتریس Q هستند، برای تضمین رابطه (۴۸) کافی است:

$$-2X^T SB\gamma_c < \lambda_{min}(Q).X^2 \quad (۵۰)$$

با توجه به نامساوی شوارتز داریم:

$$-2X^T SB\gamma_c < 2\|X\|.\|S\|.\|B\|.|\gamma_c| \quad (۵۱)$$

اگر داشته باشیم:

$$2\|X\|.\|S\|.\|B\|.|\gamma_c| < \lambda_{min}(Q).\|X\|^2 \quad (۵۲)$$

نامساوی $\dot{V} < 0$ تضمین می‌شود. در نتیجه تا زمانی که رابطه (۵۲) برقرار باشد $\psi \to \psi_d$ میل می‌کند. یا به عبارت دیگر می‌توان گفت خطا وارد یک فضای کروی محدود به شعاع $\frac{2\|S\|.\|B\|.|\gamma_c|}{\lambda_{min}(Q)}$ می‌شود.

۲-۲-۲. طراحی کنترل‌کننده برای کنترل زاویه نسبی بین قاب یاو و پیچ

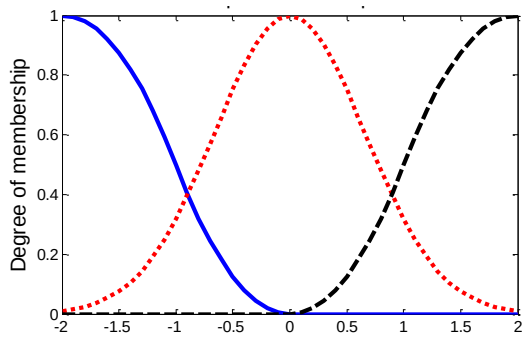
برای طراحی سامانه کنترل فازی تطبیقی مستقیم در این بخش به مانند بخش قبل عمل می‌شود با این تفاوت که زاویه نسبی بین قاب یاو و پیچ θ و مشتق آن $\dot{\theta}$ ورودی‌های سامانه فازی و گشتاور موتور پیچ τ_P به عنوان خروجی آن در نظر گرفته می‌شود. سه تابع تعلق برای هر ورودی فازی در نظر گرفته شده است و فضای کنترل با نه قانون فازی پوشش داده می‌شود. ادامه روند طراحی و اثبات پایداری مانند بخش قبل می‌باشد که از نوشتن مجدد آن خودداری می‌گردد.

۲-۲-۳. طراحی کنترل‌کننده برای کنترل زاویه نسبی بین قاب پیچ و رول

در این بخش برای طراحی سامانه کنترل فازی تطبیقی مستقیم همانند بخش قبل عمل می‌شود با این تفاوت که زاویه نسبی بین قاب پیچ و رول ϕ و مشتق آن $\dot{\phi}$ ورودی‌های سامانه فازی و گشتاور موتور رول τ_R به عنوان خروجی آن در نظر گرفته می‌شوند. سه تابع تعلق برای هر ورودی فازی در نظر گرفته شده است (شکل ۵). فضای کنترل با نه قانون فازی پوشش داده می‌شود. ادامه روند طراحی و اثبات پایداری مانند بخش قبل می‌باشد که از نوشتن مجدد آن خودداری می‌شود.

۲-۲-۴. طراحی کنترلر تناسبی-انتگرالی-مشتقی

طراحی کنترلر و تعیین بهره‌های تناسبی، انتگرالی و



شکل ۵ توابع تعلق ورودی ϕ.

مشتقی با استفاده از روش زیگلر- نیکولز صورت گرفته است. زیگلر و نیکولز قواعدی برای تنظیم‌کردن کنترل‌کننده‌های پی‌آی‌دی (یعنی تعیین مقادیر K_P، T_i و T_d) پیشنهاد کرده‌اند.

این قواعد براساس پاسخ پله به‌دست آمده از آزمایش یا مقدار K_P که هنگام استفاده از کنترل تناسبی تنها، به پایداری مرزی منجر می‌شود، استوار است. در واقع قواعد زیگلر-نیکولز حدس‌های سنجیده‌ای هستند و نقطه شروعی برای تنظیم دقیق به حساب می‌آیند. در جدول (۲)، بهره‌های محاسبه‌شده برای کنترل کلاسیک پی‌آی‌دی ذکر می‌شوند.

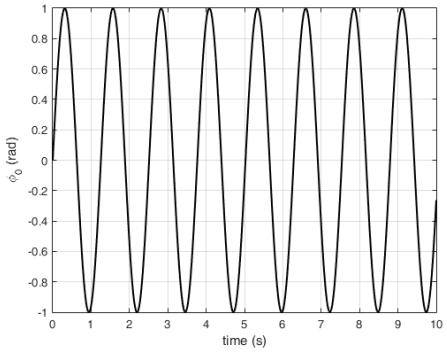
جدول ۲ بهره‌های محاسبه‌شده برای کنترل‌کننده پی‌آی‌دی.

عملگر	K_P	K_I	K_D
موتور قاب یاو	۶۰	۰/۱	۲/۷۵
موتور قاب پیچ	۱۰۰	۰/۰۱	۲۰
موتور قاب رول	۱۰۰	۰/۰۱	۲۰

۳. نتایج

برای اینکه مزیت کنترل‌کننده فازی تطبیقی ارائه‌شده مشخص شود، دو کنترل‌کننده فازی تطبیقی و تناسبی-انتگرالی-مشتقی هر یک به‌صورت مجزا پیاده‌سازی شده است. متغیرهای حالت سامانه زوایای نسبی میان قاب‌ها و نرخ آن‌ها $x=[\dot{\phi}\ \dot{\theta}\ \dot{\psi}\ \phi\ \theta\ \psi]$ در نظر گرفته می‌شوند. گشتاور تولیدی سه عدد ترکر یعنی $u=[\tau_Y\ \tau_P\ \tau_R]$ نیز به عنوان ورودی‌های کنترل سامانه به حساب می‌آیند. در شبیه‌سازی صورت گرفته، هدف کنترل‌کننده‌های طراحی‌شده رساندن متغیرهای حالت سامانه به وضعیت مطلوب $x_{des}=[0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0]$ است. اغتشاش اعمالی به

سامانه به‌صورت $\phi_0 = \psi_0 = \theta_0 = \sin\Delta t(\mathrm{rad})$ می‌باشد که در شکل ۶ نشان داده شده است.



شکل ۶ اغتشاش اعمالی.

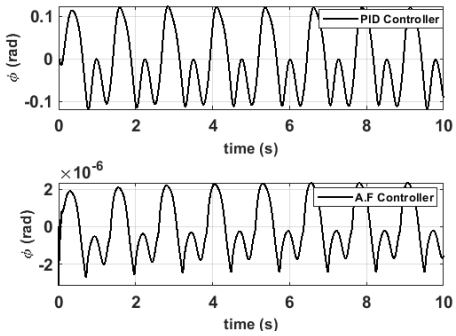
مقادیر مربوط به پایدارکننده‌ی جیمبالی که شبیه‌سازی براساس آن انجام شده است، در جدول ۳ آمده است.

جدول ۳ مقادیر مربوط به پایدارکننده جیمبالی شبیه‌سازی شده.

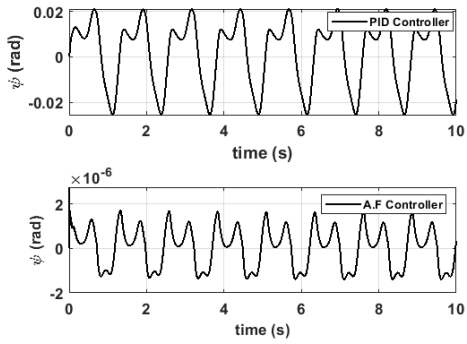
شبه‌سنج مورد نظر	مقدار
ممان اینرسی سکو در راستای هر سه محور	۰/۰۷ (کیلوگرم در مترمربع)
ممان اینرسی قاب داخلی در راستای هر سه محور	۰/۰۵ (کیلوگرم در مترمربع)
ممان اینرسی قاب خارجی در راستای هر سه محور	۰/۰۸ (کیلوگرم در مترمربع)
ممان اینرسی محور اسپین ژیروسکوپ‌ها	۰/۰۰۲ (کیلوگرم در مترمربع)
ممان اینرسی قاب ژیروسکوپ‌ها حول محور دورانش	۰/۰۰۰۱۱ (کیلوگرم در مترمربع)
اندازه حرکت زاویه‌ای ژیروسکوپ‌ها	۰/۰۷۲۵ (نیوتون در متر در ثانیه)
ضرایب دمپینگ در ژیروسکوپ‌ها	۰/۰۴ (نیوتون در متر در ثانیه)
ضرایب دمپینگ در محور سکو و قاب‌های صفحه	۰/۱ (نیوتون در متر در ثانیه)
گشتاورهای مقاوم سیم‌بندی و اصطکاک کولمب (بین سکو و قاب داخلی)	۰/۰۰۰۰۱ (نیوتون در متر)
گشتاورهای مقاوم سیم‌بندی و اصطکاک کولمب (بین قاب خارجی و قاب داخلی)	۰/۰۰۰۱ (نیوتون در متر)
گشتاورهای مقاوم سیم‌بندی و اصطکاک کولمب (بین قاب خارجی و بدنه)	۰/۰۰۱ (نیوتون در متر)
بیشینه گشتاورهای کنترلی موتورها	۰/۰۳ (نیوتون در متر)

در شبیه‌سازی با انتخاب ماتریس Q به عنوان ماتریس قطری با مقدار درایه‌های ۲۰۰۰۰، ماتریس S با استفاده از معادله‌ی لیاپانوف بیان‌شده در رابطه (۴۳) قابل محاسبه است. ضرایب قانون کنترل بیان‌شده در رابطه‌ی (۳۶) به‌صورت $k_1=6$ و $k_2=11$ انتخاب شده‌اند. در قانون تطبیق (۴۵) نیز، $\alpha_c=800$ در نظر گرفته شده است.

شکل‌های ۷ تا ۹، متغیرهای حالت ϕ، θ و ψ را تحت تاثیر گشتاور اعمالی توسط موتورهای گشتاورساز τ_Y، τ_P و τ_R در خنثی‌کردن گشتاورهای مزاحم و حفظ پایداری محورها در الگو غیرخطی پایدارکننده‌ی جیمبالی سه محوره با وجود کنترل‌کننده فازی تطبیقی و کنترل‌کننده پی‌آی‌دی نشان می‌دهند. شکل‌های ۱۰ تا ۱۲ نیز گشتاورهای τ_Y، τ_P و τ_R مربوط به کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی و کنترل‌کننده پی‌آی‌دی را نشان می‌دهند. همانگونه که مشاهده می‌شود با اعمال کنترل‌کننده فازی تطبیقی هدف مطلوب به‌خوبی برآورده شده است.



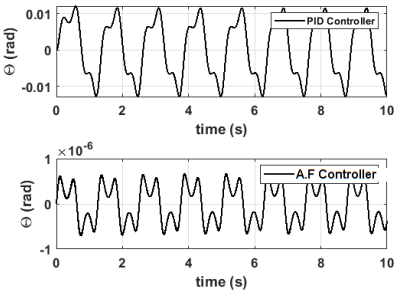
شکل ۷ زاویه نسبی بین قاب خارجی و پایه برای دو نوع کنترلر.



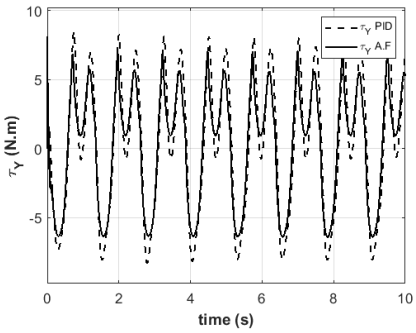
شکل ۸ زاویه نسبی بین قاب خارجی و داخلی برای دو نوع کنترلر.

برای ارزیابی کمی عملکرد هر کنترلر از معیار میانگین مطلق خطا (اِمِ‌اِی‌اِیی)[1]، رابطه (۵۳)، استفاده شده است.

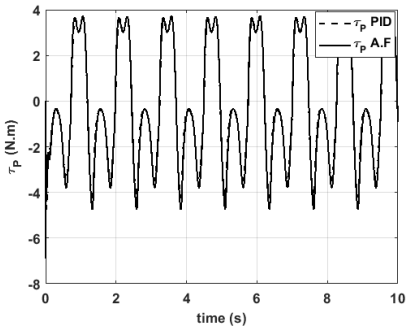
[1] MAE; Mean Absolute Error



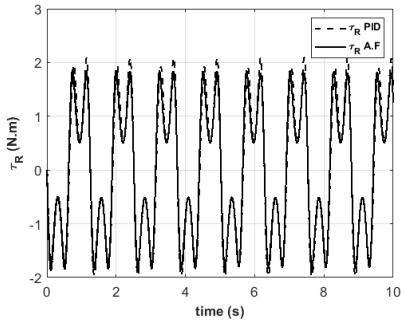
شکل ۹ زاویه نسبی بین قاب داخلی و سکو برای دو نوع کنترلر.



شکل ۱۰ گشتاور اعمالی به قاب خارجی برای دو نوع کنترلر.



شکل ۱۱ گشتاور اعمالی به قاب میانی برای دو نوع کنترلر.



شکل ۱۲ گشتاور اعمالی به قاب داخلی برای دو نوع کنترلر.

$$MAE = \frac{\sum_{i=1}^{n} |e_i|}{n} \qquad (۵۳)$$

در جدول (۴) مقایسه نتایج روش نوآورانه‌ی پیشنهادشده در این مقاله با کنترلر پی‌آی‌دی مرسوم آورده شده است، ضمناً در این جدول مقایسه‌ی عملکرد کنترلر پیشنهادی با نتایج چند مقاله‌ی مرتبط تحت تاثیر نوسان سینوسی پایه‌ی حامل آورده شده است.

۴. بحث

عملکرد سامانه‌های صوتی نظیر سونارها، بلندگوهای جهتی و غیره که بایستی یک هدفی را آشکار یا مورد ردیابی قرار دهند، تحت تاثیر نوسانات ایجادشده ناشی از حرکت وسایل نقلیه (در این پژوهش منظور شناور در دریا) تحت تاثیر قرار گرفته و یا به‌کلی دچار اختلال می‌گردند. بخشی از این نوسانات شامل حرکت‌های زاویه‌ای رول، پیچ و یاو می‌باشد. برای جبران‌سازی این نوسانات می‌توان از پایدارسازهای غیرفعال یا پایدارسازهای فعال استفاده کرد. برای پایدارسازهای فعال معمولاً دو ساختار عمده‌ی ربات‌های موازی و سکوهای جیمبالی پیشنهاد می‌گردد. در این پژوهش یک سکوی سه درجه آزادی با ساختار جیمبالی (شکل ۱) برای پایدارسازی سامانه‌های صوتی روی شناور طراحی و ساخته شده است و در بخش دوم این مقاله جزئیات الگوسازی این سکو براساس الگوی ساخته شده، آورده شده است.

در ادامه‌ی مقاله روش نوآورانه بر مبنای کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی مستقیم به همراه اثبات پایداری این روش آمده است. در بخش نتایج عددی، با شبیه‌سازی این کنترلر، کارایی این روش در جبران نوسانات رول و پیچ روی شناور به وضوح مشخص است، ضمناً توسط این سکو، سامانه‌ی صوتی قادر است هدفی را در راستای یاو (سمت) مورد ردیابی قرار دهد.

نکته قابل ذکر دیگر اینکه موتورهای موجود روی سکو قابلیت تامین گشتاورهای لازم را به راحتی خواهند داشت، ضمناً با استفاده از این سکو با کنترلر پیشنهادی نوسانات به کم‌تر از یک دهم درجه در راستاهای مختلف رسیده است که در مقایسه با کنترلر خطی پی‌آی‌دی به مراتب (حدود ۱۰۰۰ برابر) کم‌تر است.

همان‌طوری که از نتایج جدول ۴ مشخص است، کنترلر پیشنهادی این مقاله باعث بهبود خطای پایدارسازی در سه محور رول، پیچ و یاو به میزان ۹۹ درصد نسبت به کنترلر پی‌آی‌دی مرسوم شده است، هم‌چنین عملکرد این کنترلر نسبت به کنترلرهای مطرح‌شده در مقالات [۶]،

جدول ۴ مقایسه عملکرد کنترلرهای مختلف با روش پیشنهادی با معیار اِم‌اِی‌ایی.

نوع کنترلر	محور رول (رادیان)	محور پیچ (رادیان)	محور یاو (رادیان)
روش پیشنهادی	$۱٫۲۵\times۱۰^{-۶}$	$۳٫۸۹\times۱۰^{-۷}$	$۷٫۹۹\times۱۰^{-۷}$
PID مرسوم	$۶٫۵۷\times۱۰^{-۲}$	$۷٫۱\times۱۰^{-۳}$	$۱٫۳۲\times۱۰^{-۲}$
کنترل تطبیقی الگوی مرجع تک محوره [۱۲]	---	---	$۱٫۷\times۱۰^{-۲}$
کمینه میانگین مربعات بر مبنای اِی‌دی‌آرسی[1] [۱۰]	---	---	$۴٫۷\times۱۰^{-۴}$
ترکیب روش بَک‌اِستِپینگ[2] با روش شبکه عصبی تطبیقی [۶]	---	$۲٫۱\times۱۰^{-۵}$	---
کنترلر فازی اِم‌آی‌اِم‌اُ[3] [۱۴]	$۳٫۳\times۱۰^{-۴}$	$۴٫۶\times۱۰^{-۴}$	$۶٫۱\times۱۰^{-۴}$

[1] ADRC
[2] Backstepping
[3] MIMO

[۱۰]، [۱۲] و [۱۴] به مراتب بهتر است.

۵. نتیجه‌گیری

با توجه به تاثیر مخرب نوسانات و حرکات وسایل نقیله روی عملکرد تجهیزات صوتی نظیر سونارها و بلندگوهای جهتی، در این مقاله یک سکوی پایدارساز سه درجه آزادی جیمبالی پیشنهاد گردید. این سکو با دقت بسیار خوبی (جبران‌سازی نزدیک به ۱۰۰ درصدی) قادر است سامانه‌های صوتی را از نوسانات ناشی از حرکات وسیله نقلیه ایزوله نماید. در این مقاله الگوسازی دینامیکی سکوی پایدارساز سه درجه آزادی جیمبالی و طراحی سامانه کنترل فازی تطبیقی مستقیم نوآورانه برای آن، با لحاظ کردن حرکات زاویه‌ای وسیله نقلیه بررسی شده است.

جهت پایدارسازی سکو از دو کنترل‌کننده غیرخطی فازی تطبیقی و کنترل‌کننده خطی پی‌آی‌دی، هر یک به‌صورت مجزا بهره‌گیری شده است. روند طراحی و اثبات پایداری کنترل‌کننده‌ی غیرخطی فازی تطبیقی بیان شده است. شبیه‌سازی انجام‌شده عملکرد بهتر کنترل‌کننده‌ی فازی تطبیقی مستقیم را در مقایسه با کنترل‌کننده‌ی پی‌آی‌دی به خوبی نشان می‌دهد. عملکرد کنترلر فازی تطبیقی دقت پایدارسازی را تا بیش از ۱۰۰۰ برابر بهتر از کنترلر پی‌آی‌دی فراهم می‌آورد.

تقدیر و تشکر

در اینجا از راهنمایی‌های دلسوزانه اساتید ارجمند، دکتر محمدسعید سیف و دکتر حسن صیادی تقدیر و تشکر به‌عمل می‌آورد.

تضاد منافع

این مطالعه تضاد منافع ندارد.

فهرست منابع

[1] J.M. Hilkert, “Inertially stabilized platform technology,” IEEE Control System Magezine, vol. 28, no. 1, pp. 26-46, 2008.
[2] A. Andziulis, T. Lenkauskas, T. Eglynas, M. Voznak, S. Jakovlev, “Investigation of sonar stabilisation method for improved seafloor image quality,” the 11th Symposium GIS Ostrava, pp. 1-16, 2014.
[3] G. Sarker, G. Myers, T. Williams, D. Goldberg. “Comparison of heave-motion compensation systems on scientific ocean drilling ship and their effects on wireline logging data,” Proceeding of offshore Technology Conference, 2006.
[4] X. Lei, Y. Zou, F. Dong, “A composite control method based on the adaptive RBFNN feedback control and the ESO for two-axis inertially stabilized platforms,” ISA Transactions, vol. 59, pp. 424-433, 2015
[5] F. Dong, X. Lei, W. Chou, “A dynamic model and control method for a two-axis inertially stabilized platform,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 1, pp. 432-439, 2016
[6] Z. Ding, F. Zhao, Y. Lang, Z. Jiang, J. Zhu, “Anti-disturbance neural-sliding mode control for inertially stabilized platform with actuator saturation,” IEEE Access, vol. 7, pp. 92220-92231, 2019.
[7] F. Liu, H. Wang, Q. Shi, H. Wang, M. Zhang, H. Zhao, “Comparison of an ANFIS and fuzzy PID control model for performance in a two-axis inertial stabilized platform,” IEEE Access, vol. 5, pp. 12951-12962, 2017.
[8] J. Mao, S. Li, Q. Li, J. Yang, “Design and implementation of continuous finite-time sliding mode control for 2-DOF inertially

[19] L.X. Wang, "A course in Fuzzy Systems and Control," Prentice-Hall, Inc, pp. 448, 1996.

[20] L.X.Wang, J.M. Mendel, "Fuzzy basis functions, universal approximation, and orthogonal least-squares learning," IEEE transactions on Neural Networks, vol. 3, no. 5, pp. 807-814, 1992.

[21] L.D. Guo, Z.-F. Tan, "Application of a sliding mode variable structure controller for stabilized platform of shipborne weapons," in 2nd IEEE International Conference on Information Management and Engineering, 2010.

[22] S. Leghmizi, S. Liu, "A survey of fuzzy control for stabilized platforms," International Journal of Computer Science & Engineering Survey (IJCSES), vol. 2, no. 3, pp. 48-57, 2011.

[23] B. Xiang, Q. Mu, "Gimbal control of inertially stabilized platform for airborne remote sensing system based on adaptive RBFNN feedback model," IFAC Journal of Systems and Control, vol. 16, pp. 100148, 2021.

[24] X. Liu, J. Mao, J. Yang, S. Li, K. Yang , "Robust predictive visual servoing control for an inertially stabilized platform with uncertain kinematics," ISA Transactions, vol. 114, pp. 347-358, 2021.

[25] C. Lin, "Modern navigation, guidance, and control processing," First Edition, Pretice Hall: Englewood Cliffs, 1991.

[26] F.N. Barnes, "Stable Member Equations of Motion for a Three-Axis Gyro Stabilized Platform," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 7, no. 5, pp. 830-842, 1971.

[27] M.M. Fateh, S. Fateh, "Decentralized direct adaptive fuzzy control of robots using voltage control strategy," Nonlinear Dynamics, vol. 70, no. 3, pp. 1919-1930, 2012.

stabilized platform subject to multiple disturbances," ISA transactions, vol. 84, no. 1, pp. 214-224, 2019.

[9] X. Zhou, Y. Jia, Q. Zhao, R. Yu, "Experimental validation of a compound control scheme for a two-axis inertially stabilized platform with multi-sensors in an unmanned helicopter-based airborne power line inspection system," Sensors, vol. 16, no. 3, pp. 366-381, 2016.

[10] C. Bai, Z. Zhang, "A least mean square based active disturbance rejection control for an inertially stabilized platform," Optik-International Journal for Light and Electron Optics, vol. 174, pp. 609-622, 2018.

[11] X. Zhou, B. Zhao, W. Liu, H. Yue, R. Yu, Y. Zhao, "A compound scheme on parameters identification and adaptive compensation of nonlinear friction disturbance for the aerial inertially stabilized platform," ISA Transactions, vol. 67, pp. 293-305, 2017.

[12] X. Zhou, C. Yang, T. Cai, "A model reference adaptive control/PID compound scheme on disturbance rejection for an aerial inertially stabilized platform," Journal of Sensors, 2016.

[13] X. Zhou, Y. Jia, Q. Zhao, T. Cai, "Dual-rate-loop control based on disturbance observer of angular acceleration for a three-axis aerial inertially stabilized platform," ISA Transactions, vol. 63, pp. 288-298, 2016.

[14] Z. Zhou, B. Zhang, D. Mao, "MIMO fuzzy sliding mode control for three-axis inertially stabilized platform," Sensors, vol. 19, no. 7, pp. 1658-1674, 2019.

[15] O. Sushchenko, A. Tunik. "Robust optimization of the inertially stabilized platforms," 2nd International Conference Methods and Systems of Navigation and Motion Control (MSNMC), IEEE, 2012.

[16] J. Mao, J. Yang, X. Liu, S. Li, "Modeling and robust continuous TSM control for an inertially stabilized platform with couplings," IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 28, no. 6, pp. 2548-2555, 2019.

[17] F. Wang, R. Wang, E. Liu, W. Zhang, "Stabilization control mothed for two-axis inertially stabilized platform based on active disturbance rejection control with noise reduction disturbance observer," IEEE Access, vol. 7, pp. 99521-99529, 2019.

[18] J. Mao, J. Yang, X. Liu, S. Li, Q. Li, "Modeling and robust continuous TSM control for an inertially stabilized platform with couplings," IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 28, no.6, pp. 2548-2555, 2019.