



Sahand University
of Technology

DOR:

[20.1001.1.23223146.1404.12.1.4.7](https://doi.org/10.1001.1.23223146.1404.12.1.4.7)

Journal of Nonlinear
Systems in Electrical
Engineering

Vol.12, No.1

Spring and Summer 2025

ISSN: 2322 – 3146

<http://jnsee.sut.ac.ir>

Depth-Constrained Control of an Autonomous Underwater Vehicle Based on a Generalized Model Predictive Controller: Processor-in-the-Loop Implementation

Seyed Hossein Mirbagheri, Saeed Nasrollahi*

Faculty of Electrical and Computer Engineering, Malek Ashtar University of Technology,
Tehran, Iran

Abstract

Precise control of Autonomous Underwater Vehicle (AUV) is of great importance due to their wide application in various fields for tracking the path. This paper uses generalized predictive control to design and implement a processor in the loop controller for controlling the depth of an AUV. For this purpose, first, six degrees of freedom equations for the subsurface are presented and by linearizing them, the continuous-time state space equations of the AUV are extracted and by discretizing these equations, the discrete-time state space equations for the controller design are obtained. The performance of the designed controller in two unconstrained and constrained cases in the presence of actuator saturation on the linear model is investigated. Also, the performance of the proposed controller in the presence of disturbance is also investigated. For comparison, the performance of the controller designed with a linear quadratic regulator controller is also shown. Sensitivity analysis to changes in the predictive horizon and the presence of measurement noise is also shown. Finally, by implementing the processor in the loop test, the ability to implement the controller in a real-time environment has been investigated, and the results show the ability to implement the controller on hardware in real time. Keywords Autonomous Underwater Vehicle, Generalized Model Predictive Control, Processor-in-the-Loop Implementation, Depth-constrained control, Disturbance.

Keywords

Autonomous Underwater Vehicle, Generalized Model Predictive Control, Processor-in-the-Loop Implementation, Depth-constrained control, Disturbance.

1. Short Introduction

Autonomous Underwater Vehicles (AUVs) are regarded as key tools for the exploration and exploitation of underwater environments and therefore require accurate and reliable control systems. The complexity of motion dynamics, environmental disturbances, and practical constraints makes the design of advanced control strategies essential. In this context, predictive control has attracted considerable attention as an effective approach in recent studies. However, challenges such as actuator saturation, model uncertainties, and real-time implementation still remain. Consequently, evaluating the performance and practical implementability of predictive controllers is of significant importance.

2. Proposed Work

In this study, a Generalized Predictive Control (GPC) approach is developed for AUV depth control. The vehicle dynamics are modeled, linearized, and discretized to design the controller. The controller performance is evaluated under constrained and unconstrained conditions in the presence of actuator saturation, disturbances, and measurement noise, and is compared with an LQR controller. Finally, the real-time feasibility of the proposed method is assessed using a Processor-in-the-Loop test.

3. Conclusion

In this paper, a Generalized Predictive Control approach is designed and implemented for the depth control of an Autonomous Underwater Vehicle. First, the six-degree-of-freedom dynamic equations of the vehicle are developed and linearized to obtain a state-space model. The controller performance is evaluated in both constrained and unconstrained cases in the presence of actuator saturation and disturbances, and is compared with a LQR. A sensitivity analysis with respect to the prediction horizon and measurement noise is also conducted, demonstrating that increasing the prediction horizon reduces system overshoot. Finally, a Processor-in-the-Loop implementation confirms the real-time hardware feasibility of the proposed controller.



دانشگاه صنعتی شاهرود

DOR:

20.1001.1.23223146.1404.12.1.4.7

نشریه علمی-فنی در مهندسی برق

دوره ۱۲ - شماره ۱

بهار و تابستان ۱۴۰۴

صفحات ۸۱ الی ۹۹

ISSN: 2322-3146

http:// jnsee.sut.ac.ir

کنترل مقید عمق یک رونده زیرسطحی مبتنی بر کنترل کننده پیش بین تعمیم یافته: پیاده سازی پردازنده در حلقه

سیدحسین میرباقری^۱، سعید نصرالهی^{۲*}

^۱ کارشناسی ارشد، مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران

^۲ نویسنده مسئول، استادیار، مجتمع دانشگاهی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران

nasrollahi@mut.ac.ir

تاریخ پذیرش: ۱۴۰۴/۵/۶

تاریخ بازنگری: ۱۴۰۴/۱۱/۲۵ و ۱۴۰۴/۵/۵

تاریخ ارسال: ۱۴۰۳/۹/۱۸

چکیده

واژه‌های کلیدی

رونده زیرسطحی،

کنترل پیش‌بین تعمیم یافته،

آزمون پردازنده در حلقه،

کنترل مقید عمق،

اغتشاش.

کنترل دقیق زیرسطحی‌ها به دلیل کاربرد گسترده آنها در حوزه‌های مختلف به منظور ردیابی مسیر از اهمیت زیادی برخوردار است. مقاله حاضر با استفاده از کنترل پیش‌بین تعمیم یافته به طراحی و پیاده سازی پردازنده در حلقه کنترل کننده برای کنترل عمق یک رونده زیرسطحی پرداخته است. برای این منظور ابتدا معادلات شش درجه آزادی برای زیرسطحی ارائه شده و با خطی سازی آن، معادلات فضای حالت زمان پیوسته زیرسطحی استخراج شده و با گسسته سازی این معادلات، معادلات فضای حالت زمان گسسته برای طراحی کنترل کننده بدست آمده است. عملکرد کنترل کننده طراحی شده در دو حالت نامقید و مقید در حضور اشباع عملگر بر روی مدل خطی بررسی شده است. همچنین، عملکرد کنترل کننده پیشنهادی در حضور اغتشاش نیز بررسی شده است. به منظور مقایسه، عملکرد کنترل کننده طراحی شده با کنترل کننده تنظیم کننده درجه دوم خطی نیز نشان داده شده است. تحلیل حساسیت نسبت به تغییرات افق پیش‌بینی و وجود نویز اندازه گیری نیز نشان داده شده است. در انتها با پیاده سازی آزمون پردازنده در حلقه، قابلیت پیاده سازی کنترل کننده در محیط زمان واقعی بررسی شده است که نتایج، قابلیت پیاده سازی کنترل کننده بر روی سخت افزار به صورت زمان واقعی را نشان می‌دهد.

۱- مقدمه

اقیانوس‌ها حدود ۷۱٪ از سطح کره زمین را پوشانده‌اند که بیش از ۸۰٪ از حجم این اقیانوس‌ها، بدون نقشه و کاوش نشده باقی مانده است [۱]. زیرسطحی‌ها (AUV) ربات‌های زیرآبی هستند که فرآیند جمع‌آوری اطلاعات از اقیانوس‌ها را متحول کرده‌اند [۲]. اولین زیرسطحی‌ها در حوزه نظامی کاربرد داشتند ولی امروزه آنها در حوزه نفت و گاز به خصوص در عمق خیلی پایین که برای غواصان مشکل است، یا زمین‌شناسی و باستان‌شناسی زیرآب و... کاربرد دارند [۳]. به دلیل کاربردهای گسترده زیرسطحی‌ها، کنترل دقیق آن و دنبال کردن مسیر طراحی شده، از اهمیت بالایی برخوردار است به گونه‌ای که تحقیقات گسترده‌ای در این رابطه منتشر شده است.

روش‌های متفاوتی برای کنترل زیرسطحی با استفاده از کنترل کننده‌های کلاسیک و مدرن (هوشمند) ارائه شده است. در مرجع [۴]، یک کنترل کننده PID فازی تطبیقی خودتنظیم برای کنترل سمت و عمق زیرسطحی ارائه شده است. بعد از مدل‌سازی و بدست آوردن توابع تبدیل زیرسطحی، کنترل کننده ذکر شده طراحی شده و با یک PID کلاسیک مقایسه شده است. نتایج نشان‌دهنده ردیابی بهتر در ورودی‌های پله و پالس مربعی با فراجاهش کمتر است. در مرجع [۵]، یک کنترل بهینه تنظیم کننده درجه دوم (LQR) خطی برای کنترل عمق زیرسطحی طراحی شده است. ابتدا یک مدل خطی را برای کانال عمودی زیرسطحی توسعه داده شده و سپس کنترل کننده طراحی شده برای دو سیگنال مرجع بررسی شده و نشان داده شده که خروجی به خوبی دنبال می‌شود و زاویه فراز نیز به صفر میل می‌کند. در مرجع [۶] نیز با استفاده از مدل خطی مرجع [۵]، کنترل کننده طراحی شده و در حضور نویز و نامعینی، با استفاده از روش‌های بهینه‌سازی مختلف ارزیابی شده است. مرجع [۷]، یک روش نوین مبتنی بر یادگیری تقویتی برای کنترل مسیر سه بعدی وسایل نقلیه زیرآبی خودران ارائه می‌دهد. معماری پیشنهادی عامل نقاد مدل ۳ است که با ترکیب یک مدل شبکه عصبی و معماری عامل نقاد، تابع انتقال وضعیت را می‌آموزد و کنترل دقیقی را فراهم می‌کند. کنترل کننده 4ModelPPO که براین اساس طراحی شده، در مقایسه با روش‌های سنتی عملکرد بهتری در مسیرهای مختلف، به ویژه در حضور جریان‌های اقیانوسی، نشان می‌دهد. از نقاط قوت این مقاله می‌توان به بهبود سرعت همگرایی، افزایش دقت کنترل و استفاده از یادگیری برنامه‌ریزی شده اشاره کرد. با این حال، نقاط ضعف آن شامل عدم آزمایش عملی و برخی فرضیات محدود کننده است. در مجموع، مقاله نشان می‌دهد که هوش مصنوعی پتانسیل بالایی در حل مسائل کنترل حرکت برای وسایل نقلیه هوشمند زیرآبی دارد.

کنترل پیش‌بین نیز به عنوان یکی از روش‌های مؤثر در کنترل زیرسطحی‌ها مطرح شده است. در مرجع [۸]، یک کنترل کننده پیش‌بین اقتصادی به منظور بهینه کردن انرژی برای یک مدل زیرسطحی طراحی شده است. بهینه‌سازی انرژی با طراحی مسیر بهینه انجام شده است به گونه‌ای که مسیر حرکت زیرسطحی به دو بخش پویا و ایستا تقسیم شده است که در بخش پویا زیرسطحی باید به نقطه‌ای برسد که مسیر حرکت از آن نقطه به بعد روی خط دید طی شود که این مسیر خط دید را بخش ایستا نامیده است. در مرجع [۹]، یک کنترل کننده پیش‌بین تطبیقی بر پایه توابع لاگرانژ برای دنبال کردن مسیر در زیرسطحی طراحی شده است. کنترل کننده

¹ Autonomous underwater vehicle (AUV)

² Linear Quadratic Regulator (LQR)

³ Actor-Model-Critic

⁴ Model Proximal Policy Optimization

طراحی شده در سناریوهای مختلف با کنترل کننده پیش‌بین تطبیقی معمولی و کنترل کننده پیش‌بین معمولی مقایسه شده و کمتر بودن نوسانات و خطا را نسبت به مسیر مرجع نشان می‌دهد. در مرجع [۱۰]، یک روش کنترل پیش‌بین مدل مقاوم ۱ با حلقه‌های کنترل دوگانه ۲ برای ردیابی مسیر AUV ارائه شده است که قادر به مدیریت عدم قطعیت مدل دینامیکی و اغتشاشات تصادفی محیطی است. در این روش، یک مشاهده‌گر حالت توسعه یافته ۳ برای تخمین و جبران عدم قطعیت‌ها طراحی شده و از کنترل پیش‌بین مبتنی بر تیوب برای کاهش تأثیر اغتشاشات خارجی استفاده شده است. نتایج شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهند که روش پیشنهادی دقت بالاتری در کنترل مسیر سه‌بعدی AUV دارد، نوسانات مسیر را کاهش داده و در برابر اغتشاشات مقاوم‌تر از سایر روش‌ها عمل می‌کند. تحلیل پایداری مبتنی بر نظریه لیاپانوف نیز تضمین می‌کند که سیستم در شرایط نامطلوب پایدار باقی می‌ماند. باین حال، این روش هنوز در سخت‌افزار واقعی پیاده‌سازی نشده و اجرای آن نیازمند حل مسائل بهینه‌سازی پیچیده است. در مرجع [۱۱]، به طراحی کنترل کننده پیش‌بین مقید برای طراحی بخش کنترل عمق یک زیر سطحی پرداخته شده است. در این مقاله نشان داده شده است که دستور عمق داده شده که از نوع پله است به خوبی دنبال شده است؛ ولی اغتشاش و نویز بررسی نشده است.

در مقاله حاضر با استفاده از کنترل پیش‌بین تعمیم یافته (GPC4) به طراحی کنترل کننده برای کنترل عمق زیرسطحی و بررسی امکان پیاده‌سازی آن با استفاده از آزمون پردازنده در حلقه پرداخته شده است. برای این منظور ابتدا معادلات شش درجه آزادی برای یک جسم صلب دارای تقارن نوشته شده و سپس برای زیرسطحی ارائه شده است و با خطی سازی این معادلات با فرضیات مشخص، معادلات فضای حالت زمان پیوسته استخراج شده و سپس با گسسته سازی این معادلات، معادلات فضای حالت زمان گسسته برای طراحی کنترل کننده بدست آمده است. عملکرد کنترل کننده GPC در دو حالت نامقید و مقید در حضور اشباع عملگر بر روی مدل خطی بررسی شده است. به منظور مقایسه، عملکرد کنترل کننده مورد نظر با کنترل کننده تنظیم کننده درجه دوم خطی (LQR5) نیز نشان داده شده است. حساسیت سنجی کنترل کننده نسبت به پارامترهای طراحی نظیر افق پیش‌بینی و ماتریس‌های وزنی و اغتشاش با دامنه‌های مختلف و نویز اندازه‌گیری با قدرت‌های مختلف نیز انجام شده است. با آزمون پردازنده در حلقه، عملکرد کنترل کننده در محیط زمان واقعی در نرم افزار متلب تحت سناریوهای مختلف بررسی شده است.

این مقاله به پنج بخش تقسیم شده است. بخش اول به مقدمه اختصاص دارد. در بخش دوم به مدل سازی زیرسطحی پرداخته شده است. سپس در بخش سوم ابتدا ریاضیات مورد نیاز برای طراحی کنترل کننده پیش‌بین بیان شده است. در بخش چهارم به بررسی نتایج شبیه‌سازی و پیاده‌سازی آزمون پردازنده در حلقه پرداخته شده است. بخش پنجم نیز به نتیجه‌گیری و جمع بندی اختصاص دارد.

۲- مدل سازی وسیله

ساختار کلی یک زیرسطحی نوعی در شکل ۱ آمده است. معادلات شش درجه آزادی یک وسیله صلب در مرکز جرم به صورت زیر بیان می‌شود [۱۲].

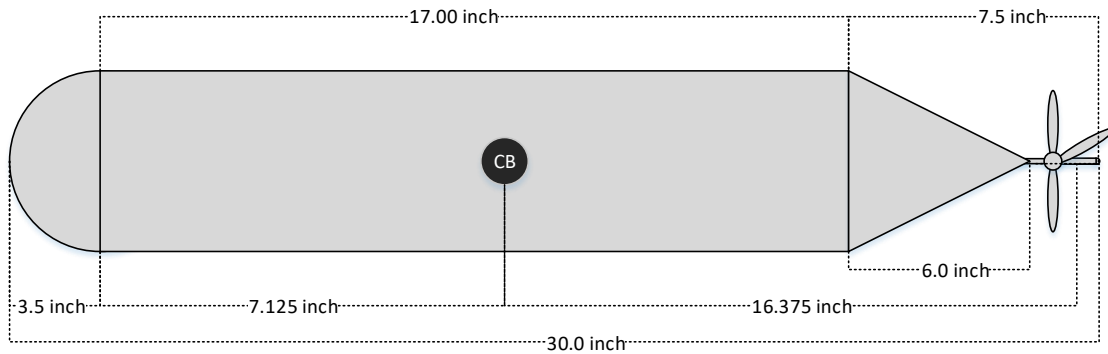
¹ Robust MPC

² Dual Closed-loop Control

³ Finite-Time Extended State Observer

⁴ Generalized predictive control

⁵ Linear Quadratic Regulator



شکل ۱- ابعاد زیرسطحی

معادلات شش درجه آزادی یک وسیله صلب مشابه در مرکز جرم در زیر بیان شده است [۱۲].

$$\begin{aligned}
 X &= m[\dot{u} + wq - vr] \\
 Y &= m[\dot{v} + ur - pw] \\
 Z &= m[\dot{w} + pv - qu] \\
 K &= I_x \dot{p} + (I_z - I_y)qr \\
 M &= I_y \dot{q} + (I_x - I_z)pr \\
 N &= I_z \dot{r} + (I_y - I_x)pq
 \end{aligned} \quad (1)$$

معادلات (۱) باید برای وسیله زیرسطحی توسعه پیدا کند که به صورت زیر است [۴].

$$\begin{aligned}
 X &= m[\dot{u} + wq - vr - x_G(q^2 + r^2) + y_G(pq - \dot{r}) \\
 &\quad + z_G(pr + \dot{q})] \\
 Y &= m[\dot{v} + ur - wp + x_G(pq + \dot{r}) + y_G(p^2 + r^2) \\
 &\quad + z_G(qr - \dot{p})] \\
 Z &= m[\dot{w} + pv - uq + x_G(pr - \dot{q}) + y_G(qr + \dot{p}) \\
 &\quad + z_G(p^2 + q^2)] \\
 K &= I_x \dot{p} + (I_z - I_y)qr + I_{xy}(pr - \dot{q}) - I_{yz}(q^2 - r^2) \\
 &\quad - I_{xz}(pq + \dot{r}) + m[y_G(\dot{w} + pv - uq) \\
 &\quad - z_G(\dot{v} + ur - wp)] \\
 M &= I_y \dot{q} + (I_x - I_z)pr - I_{xy}(qr + \dot{p}) - I_{yz}(pq - \dot{r}) \\
 &\quad - I_{xz}(p^2 - r^2) + m[x_G(\dot{w} + pv - uq) \\
 &\quad - z_G(\dot{u} + wq - vr)] \\
 N &= I_z \dot{r} + (I_y - I_x)pq - I_{xy}(p^2 - q^2) - I_{yz}(pr - \dot{q}) \\
 &\quad - I_{xz}(qr - \dot{p}) + m[x_G(\dot{v} + ur - wp) \\
 &\quad - y_G(\dot{u} + wq - vr)]
 \end{aligned} \quad (2)$$

در معادلات فوق X, Y, Z نیروی‌های حول محور x یا Surge، حول محور y یا Sway و حول محور z یا Heave و K, M, N گشتاورهای حول محورهای x, y, z در دستگاه اینرسی؛ u, v, w سرعت‌های خطی در راستای محورهای x, y, z و

سرعت‌های زاویه‌ای حول محورهای x, y, z در دستگاه بدنی و X_G, Y_G, Z_G مختصات مرکز بویانسی نسبت به مرکز جرم در دستگاه بدنی هستند. برای طراحی کنترل کننده نیاز به خطی سازی معادلات (۲) داریم که بر اساس فرضیات مرجع [۵] خطی سازی این معادلات در کانال عمودی به صورت زیر انجام می شود.

$$\begin{aligned}
 \dot{\theta} &= q \\
 (m - Z_{\dot{w}})\dot{w} - (mx_G + Z_{\dot{q}})\dot{q} &= Z_w U w \\
 &+ (m + Z_q)Uq + Z_{\delta} U^2 \delta \\
 (-M_{\dot{w}} - mx_G)\dot{w} + (I_y - M_q)\dot{q} &= -(z_G W - z_B)\theta \\
 &+ M_w U w + (M_q - mx_G)Uq - M_{\delta} U^2 \delta \\
 \dot{z} &= -U\theta + w
 \end{aligned} \tag{۳}$$

که فرم ماتریسی معادلات (۳) به صورت زیر بیان می شود.

$$\begin{aligned}
 &\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & (m - Z_{\dot{w}}) & -(mx_G + Z_{\dot{q}}) & 0 \\ 0 & (-M_{\dot{w}} - mx_G) & (I_y - M_q) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{w} \\ \dot{q} \\ \dot{z} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & Z_w U & (m + Z_q)U & 0 \\ -(z_G W - z_B) & M_w U & (M_q - mx_G)U & 0 \\ -U & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ w \\ q \\ z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ Z_{\delta} U^2 \\ -M_{\delta} U^2 \\ 0 \end{bmatrix} \delta
 \end{aligned} \tag{۴}$$

برای طراحی کنترل کننده پیش بین نیاز به فرم فضای حالت رونده زیرسطحی است برای این منظور داریم:

$$\begin{aligned}
 \dot{x} &= A_c x + B_c u \\
 y &= C_c x
 \end{aligned} \tag{۵}$$

که در آن

$$x = \begin{bmatrix} \theta \\ w \\ q \\ z \end{bmatrix}, u = \delta, A_c = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ a_{21} z_{GB} & a_{22} U & a_{23} U & 0 \\ a_{31} z_{GB} & a_{32} U & a_{33} U & 0 \\ -U & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_c = \begin{bmatrix} 0 \\ b_1 U^2 \\ b_2 U^2 \\ 0 \end{bmatrix}, C_c = [0 \ 0 \ 0 \ 1]$$

است. رابطه بین پارامترهای رابطه (۵) و مقادیر مربوط به هندسه رونده در پیوست آمده است. مقادیر پارامترهای معادله (۵) بر اساس مرجع [۶] در جدول ۱ بیان شده است؛ که ابعاد و پارامترهای داده شده براساس زیرسطحی ارائه شده در مرجع [۱۳] است.

جدول ۱- پارامترهای مدل زیر سطحی

مقدار	ضرایب
0.0175	$a_{21}z_{GB}$
-0.2546	a_{22}
-0.7118	a_{23}
-0.052	$a_{31}z_{GB}$
0.2546	a_{32}
-0.5322	a_{33}
5	U
0.0034	b_1
0.8716	b_2

۳- کنترل پیش‌بین تعمیم یافته

در طراحی کنترل پیش‌بین تعمیم یافته نیاز به مدل فضای حالت زمان گسسته سیستم داریم، که برای این کار باید مدل فضای حالت زمان پیوسته‌ای که در بخش قبل بدست آوردیم را گسسته کنیم. برای تبدیل به فضای حالت زمان گسسته از روش اویلر و تقریب مشتق اول در $t = kT$ استفاده می‌شود که در آن T زمان نمونه برداری است.

$$\begin{aligned} \dot{x} &\cong \frac{1}{T}(x((k+1)T) - x(kT)) \\ &= A_c x(kT) + B_c u(kT) \\ \rightarrow x((k+1)T) &= TA_c x(kT) + TB_c u(kT) + x(kT) \\ \rightarrow x((k+1)T) &= (I + TA_c)x(kT) + TB_c u(kT) \\ \rightarrow x(k+1) &= (I + TA_c)x(k) + TB_c u(k) \end{aligned} \quad (7)$$

با توجه به (۶)، رابطه بین ماتریس‌های مدل فضای حالت زمان گسسته و زمان پیوسته به صورت رابطه (۷) بیان می‌شود.

$$A_d = (I + TA_c), B_d = TB_c, C_d = C_c \quad (7)$$

مدل فضای حالت زمان گسسته سیستم به صورت (۸) بیان می‌شود.

$$\begin{aligned} x(k+1) &= A_d x(k) + B_d u(k) \\ y(k) &= C_d x(k) \end{aligned} \quad (8)$$

مدل فضای حالت سیستم به فرم رابطه (۹) بازنویسی می‌شود [۱۴]. این کار باعث اضافه شدن یک انتگرال گیر به سیستم می‌شود و به مقاوم بودن در برابر اغتشاش پله و کاهش خطای حالت ماندگار کمک می‌کند.

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \Delta x(k+1) \\ y(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_d & 0 \\ C_d A_d & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x(k) \\ y(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_d \\ C_d B_d \end{bmatrix} \Delta u(k) \\ Y(k) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x(k) \\ y(k) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (9)$$

$$\rightarrow \begin{cases} X(k+1) = AX(k) + B\Delta u(k) \\ Y(k) = CX(k) \end{cases}$$

به مدل فضای حالت بیان شده در رابطه (۹)، مدل افزونه می‌گویند. براساس مدل (۹)، روابط پیش‌بینی خروجی سیستم به شرط داشتن اطلاعات کنونی در N_p گام آینده به صورت (۱۰) بیان می‌شود.

$$\bar{Y} = F\bar{X}(k) + \Phi\Delta\bar{U} \quad (10)$$

که در آن

$$\bar{Y} = \begin{bmatrix} Y(k+1) \\ Y(k+2) \\ \vdots \\ Y(k+N_p) \end{bmatrix}_{N_p \times 1}, \quad \Delta\bar{U} = \begin{bmatrix} \Delta u(k) \\ \Delta u(k+1) \\ \vdots \\ \Delta u(k+N_c) \end{bmatrix}_{N_c \times 1}, \quad F = \begin{bmatrix} CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{N_p} \end{bmatrix}_{N_p \times n}$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} CB & 0 & \dots & 0 \\ CAB & CB & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ CA^{N_p-1}B & CA^{N_p-2}B & \dots & CAB \end{bmatrix}_{N_p \times N_c}$$

n تعداد متغیرهای حالت مدل افزونه، N_p افق پیش‌بینی و N_c افق کنترل است. اساس کار کنترل پیش‌بین، مانند کنترل بهینه است با این تفاوت که در افق محدودی عمل بهینه‌سازی انجام می‌شود که این افق محدود همان افق پیش‌بینی است. افق پیش‌بین یک پارامتر مهم برای طراحی کنترل پیش‌بین است که انتخاب مناسب آن می‌تواند دقت ردیابی، سیگنال کنترل نرم‌تر و زمان واقعی بودن الگوریتم را تضمین کند [۱۵]. تابع هزینه مورد نظر به صورت (۱۱) بیان می‌شود.

$$J = \bar{E}^T Q \bar{E} + \Delta\bar{U}^T R \Delta\bar{U} \quad (11)$$

که در آن $\bar{E} = \bar{Y}_d - \bar{Y}$ و \bar{Y}_d مقادیر سیگنال مرجع در آینده، Q ماتریس جریمه خطای ردیابی و R ماتریس جریمه سیگنال کنترل است. اگر بخواهیم مقدار بهینه سیگنال کنترل را به صورتی بدست آوریم که این تابع هزینه کمینه شود کافی است، از J نسبت به \bar{U} مشتق بگیریم که در رابطه (۱۲) بدست آمده است.

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial \Delta \bar{U}} &= \frac{(\bar{Y}_d - \bar{Y})^T Q (\bar{Y}_d - \bar{Y}) + \Delta \bar{U}^T R \Delta \bar{U}}{\partial \Delta \bar{U}} = 0 \\ &\rightarrow -2\Phi^T Q \bar{Y}_d + 2\Phi^T Q F X(k) + 2\Phi^T Q \Phi \Delta \bar{U} + 2R \Delta \bar{U} = 0 \\ &\rightarrow \Phi^T Q \Phi \Delta \bar{U} + R \Delta \bar{U} = \Phi^T Q \bar{Y}_d - \Phi^T Q F X(k) \\ &\rightarrow (\Phi^T Q \Phi + R) \Delta \bar{U} = \Phi^T Q (\bar{Y}_d - F X(k)) \\ \Delta \bar{U} &= (\Phi^T Q \Phi + R)^{-1} \Phi^T Q (\bar{Y}_d - F X(k)) \end{aligned} \quad (12)$$

در رابطه (۱۲) با حل مسئله بهینه سازی مقدار $\Delta \bar{U}$ که یک بردار از ورودی‌های آینده سیستم به طول افق کنترل است؛ بدست می‌آید که در هر لحظه اولین مقدار این بردار یعنی $\Delta U(k)$ مهم است که بر این اساس، سیگنال کنترل هر لحظه طبق رابطه (۱۳) بدست می‌آید.

$$\begin{aligned} \Delta U(k) &= U(k) - U(k-1) \\ \rightarrow U(k) &= \Delta U(k) + U(k-1) \end{aligned} \quad (13)$$

مقدار سیگنال کنترل بدست آمده در (۱۳) بدون در نظر گرفتن قید روی محاسبه شد که این موضوع در مسائل کنترل به خصوص در مسئله مورد نظر قابل قبول نیست و باید قیود مربوط به اشباع عملگر وسیله در طراحی سیگنال کنترل در نظر گرفته شود که در این صورت باید از روش‌های عددی برای حل مسئله بهینه سازی استفاده شود که این کار با استفاده از الگوریتم هیلدرث در مرجع [۱۶] انجام شده است.

در مسئله طراحی کنترل پیش‌بین، زمانی که قیدها در نظر گرفته شوند؛ مسئله به طراحی کنترل غیرخطی تبدیل می‌شود و ویژگی‌های پایداری سیستم‌های خطی تغییرناپذیر با زمان دیگر قابل اعمال نیستند. با این حال، یک خاصیت مهم کنترل پیش‌بین این است که می‌توان پایداری سیستم حلقه بسته را تحت شرایط خاصی تضمین کرد [۱۶]. کنترل پیش‌بین بر اساس اصل افق کاهنده پیاده‌سازی می‌شود به این گونه که در هر لحظه سیگنال کنترلی که با بهینه سازی تابع هزینه J در طول افق پیش‌بین بدست می‌آید یک بردار به طول افق کنترل است که درایه اول آن به سیستم اعمال می‌شود. برای اثبات پایداری تابع هزینه را به عنوان تابع لیاپانوف فرض می‌کنیم (برای راحتی کار مقادیر افق پیش‌بین و کنترل را برابر فرض می‌کنیم).

$$V_k = J_k = \sum_{k=1}^{N_p} (e_k^2 + \Delta u_k^2) \quad (14)$$

تابع بالا یک تابع مثبت معین است. بر اساس رابطه ۱۵ این تابع یک تابع کاهشی نیز است پس می‌تواند به عنوان تابع لیاپانوف سیستم برای بررسی پایداری استفاده شود.

$$\left. \begin{aligned} V_k &= \sum_{k=0}^{N_p} (e_{k+1}^2 + \Delta u_k^2) \\ V_{k+1} &= \sum_{k=1}^{N_p} (e_{k+1}^2 + \Delta u_k^2) \end{aligned} \right\} \rightarrow e_1^2 + \Delta u_0^2 + V_{k+1} = V_k \rightarrow V_{k+1} \leq V_k \quad (15)$$

اگر تابع هزینه را با افق زیاد در نظر بگیریم؛ بررسی‌ها نشان داده‌اند که رفتار کنترل کننده پیش‌بین به کنترل کننده LQR نزدیک می‌شود. از آنجایی که LQR ذاتاً پایدار است، این نتیجه را می‌توان به کنترل کننده پیش‌بین نیز تعمیم داد [۱۶]. در افق بی‌نهایت، سیستم به حالت ماندگار خود می‌رسد که در این حالت $x_k = x_{k+1}$ ، $u_k = u_{k+1}$ است و باعث صفر شدن تابع لیاپانوف می‌شود.

۴- ارزیابی نتایج و شبیه‌سازی

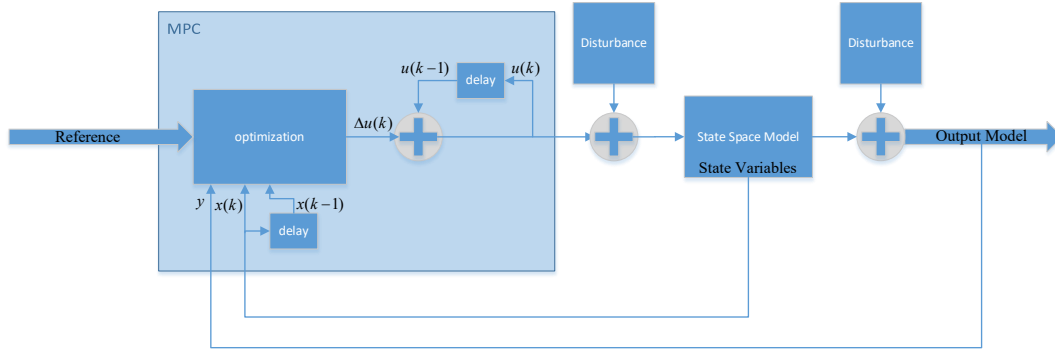
کارایی و مقاومت بودن کنترل کننده طراحی شده علاوه بر شبیه‌سازی، در آزمون پردازنده در حلقه تحت سناریوهای مختلف بررسی می‌شود. پارامترهای مورد استفاده در شبیه‌سازی و پردازنده در حلقه در جدول ۲ آمده است.

جدول ۲- پارامترهای طراحی

مقدار	ضرایب
100	N_p
20	N_c
0.01sec	زمان نمونه‌برداری
$100I_{N_c}$	R
I_{N_p}	Q
$\leq 30 \text{ deg}$	محدودیت اعمال ورودی

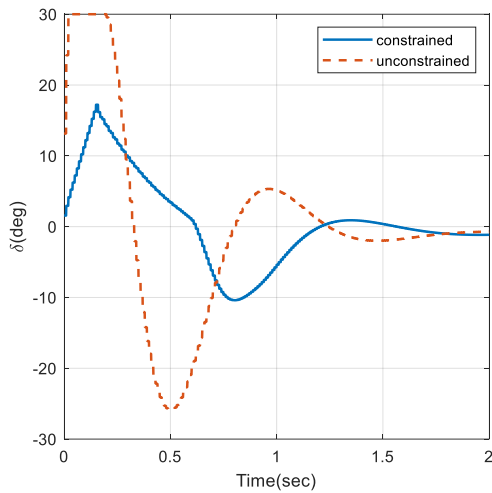
۴-۱- شبیه‌سازی

دیاگرام بلوکی شبیه‌سازی در شکل ۲ آمده است. همان‌گونه که در بخش ۳ گفته شد؛ برای طراحی کنترل کننده پیش‌بین از مدل افزونه استفاده می‌شود که متغیرهای حالت آن خروجی مورد نظر سیستم و تغییرات متغیرهای حالت مدل اصلی است. با توجه به مرجع [۱۴] کنترل کننده پیش‌بین تعمیم یافته به اغتشاش پله مقاوم است که می‌تواند در ورودی سیستم یا در خروجی سیستم لحاظ شود که این مورد در دیاگرام بلوکی شکل ۲ نیز نشان داده شده است.

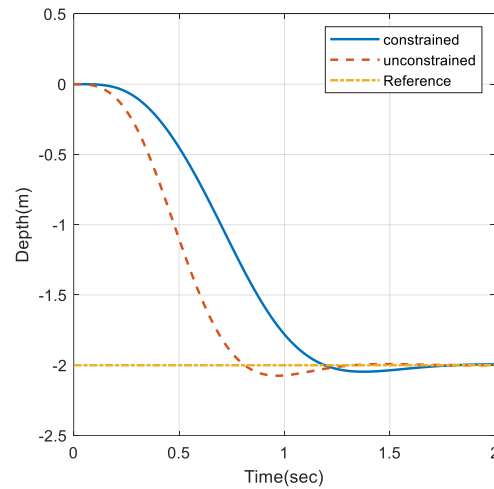


شکل ۲- دیاگرام بلوکی کنترل کننده شبیه سازی شده

با حل مسئله بهینه سازی، سیگنال کنترل بهینه بدست می‌آید و چون خروجی بهینه سازی $\Delta u(k)$ است باید برای بدست آوردن $u(k)$ ، آن را با $u(k-1)$ جمع شود. بهینه سازی می‌تواند در دو حالت مقید و نامقید صورت گیرد. در حالت مقید، قیود سیستم که، در مسئله مورد نظر همان قید اشباع عملگر سیستم هستند، در طول حل مسئله بهینه سازی که، با استفاده از روش‌های عددی حل می‌شود، لحاظ می‌گردد ولی در حالت نامقید، سیگنال کنترل بهینه از رابطه (۱۲) بدست می‌آید. خروجی سیستم به ورودی پله در دو حالت مقید و نامقید در شکل ۳ آمده است.



(ب)

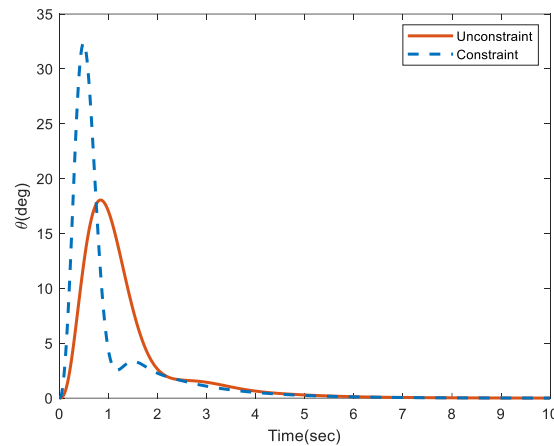


(الف)

شکل ۳- (الف) ردیابی عمق رونده زیرسطحی به ورودی پله (ب) سیگنال کنترل به ورودی پله

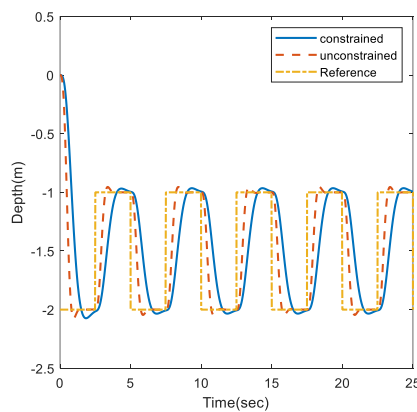
در شکل (۳) مشاهده می‌شود که در حالت نامقید سیستم، زمان نشست خروجی عمق حدوداً یک ثانیه کمتر در مقایسه با حالت مقید است. این در حالی است که سیگنال کنترل، زاویه بالک، بیشتری (در حدود ۲ برابر حالت مقید) به سیستم اعمال می‌شود و همانطور که در شکل ۳ (الف) مشاهده می‌شود در حالت نامقید سیگنال کنترل اشباع شده است. در حالت مقید با اینکه سیستم دیرتر به حالت نهایی خود می‌رسد ولی دارای سیگنال کنترل با دامنه حدوداً ۵۰ درصد حالت نامقید است و در ضمن قید محدودیت ورودی نیز

رعایت شده است. با توجه به اینکه زیرسطحی، فرمان عمق را به درستی ردیابی کرده و در عمق مشخص قرار گرفته است پس زاویه فراز نیز، که یکی از متغیرهای حالت سیستم است پایدار و در نهایت به صفر میل کرده است. در شکل ۴ پایداری زاویه فراز وسیله در دو حالت مقید و نامقید آمده است.

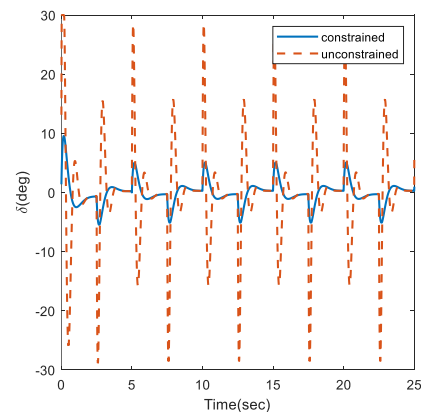


شکل ۴- زاویه فراز رونده زیرسطحی در دو حالت مقید و نامقید به ورودی پله

در ادامه برای بررسی بیشتر عملکرد کنترل کننده طراحی شده نتایج شبیه سازی برای ورودی پالس مربعی در شکل ۵ نشان داده شده است. همانطور که در شکل ۵ مشاهده می شود کنترل کننده زمانی که عمق رونده به صورت پریودیک تغییر می کند توانسته ردیابی خوبی داشته باشد.



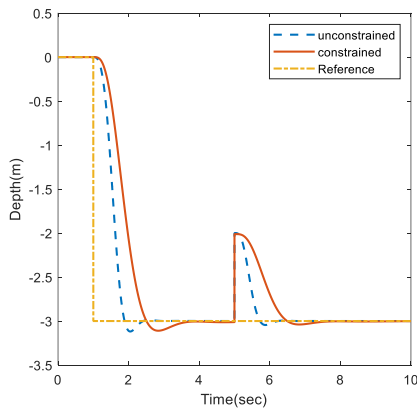
(ب)



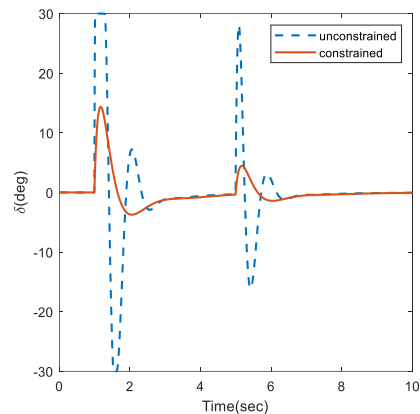
(الف)

شکل ۵- (الف) ردیابی عمق رونده زیرسطحی به ورودی پالس مربعی (ب) سیگنال کنترل به ورودی پالس مربعی

در ادامه عملکرد کنترل کننده طراحی شده نسبت به اغتشاش در شکل ۶ نشان داده شده است. در این سناریو یک اغتشاش پله دامنه واحد ثانیه ۵ به سیستم اعمال شده است. در شکل (ب) مشاهده می شود کنترل کننده توانسته اغتشاش را در کمتر از ۲ ثانیه میرا کند و ردیابی به خوبی انجام شود. در شکل ۶ (الف) مقدار زاویه بالک لازم برای میرا کردن اغتشاش نشان داده شده است.



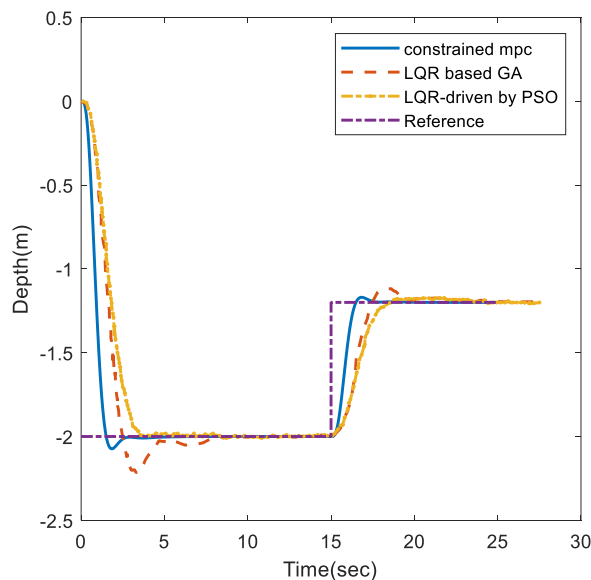
(ب)



(الف)

شکل ۶- (الف) ردیابی عمق رونده زیرسطحی در مواجهه با اغتشاش پله (ب) سیگنال کنترل در مواجهه با اغتشاش پله

در شکل ۷ عملکرد کنترل کننده طراحی شده همراه با کنترل کننده LQR مرجع [۶] نشان داده شده است. نتایج نشان می‌دهد که کنترل کننده پیش‌بین مقید در مقایسه با کنترل کننده LQR دارای زمان نشست کمتری است؛ در مورد فراجش نیز مقدار خیلی کمتری در مقایسه با LQR-GA دارد. شایان ذکر است که ضرایب کنترل کننده LQR با الگوریتم ژنتیک و الگوریتم اذحام ذرات بهینه شده است.

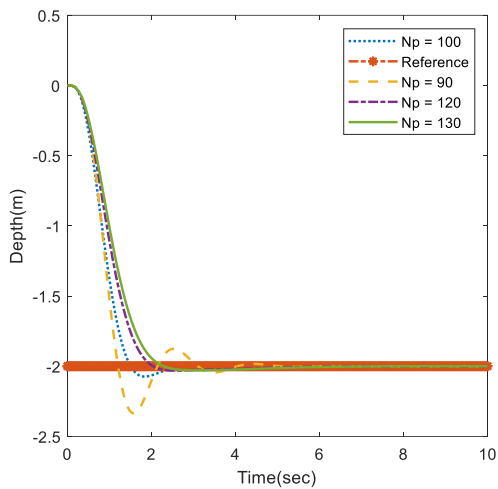


شکل ۷- مقایسه کنترل پیش‌بین و کنترل کننده LQR در کنترل عمق زیرسطحی

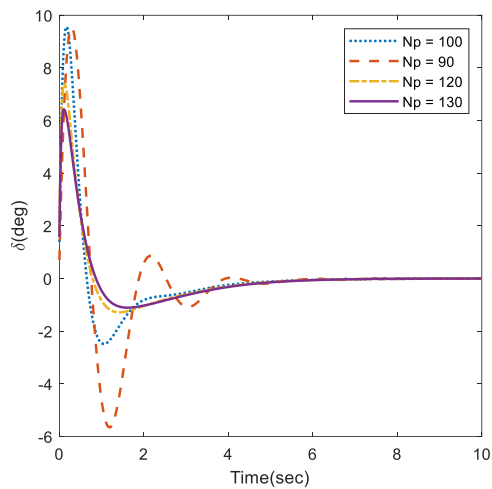
۴-۲- تحلیل حساسیت

مقاوم بودن کنترل کننده طراحی شده نسبت به تغییرات پارامترهای طراحی و در شرایط محیطی مختلف با نویز اندازه‌گیری و یا اغتشاش با دامنه‌های مختلف باید قبل از به کارگیری آن بررسی شود تا از خسارات جلوگیری شود. برای این منظور در شکل ۸

تغییرات افق پیش‌بینی در ردیابی خروجی، در شکل ۹ تغییرات افق کنترل در ردیابی خروجی و در شکل ۱۰ وجود نویز سفید اندازه‌گیری با قدرت‌های ۰/۰۵ و ۰/۰۱ بررسی شده است.

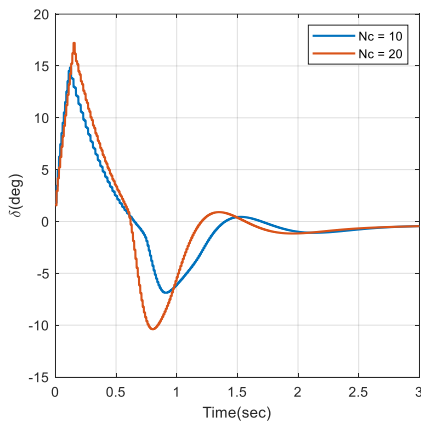


(ب)

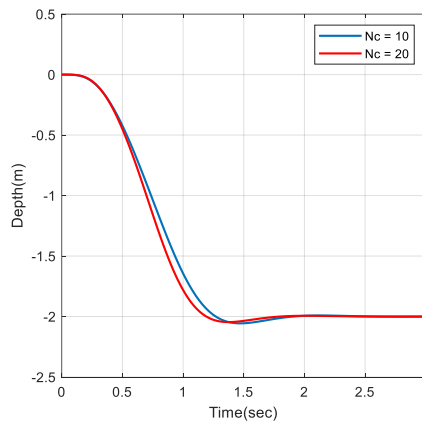


(الف)

شکل ۸- (الف) ردیابی عمق با تغییرات افق پیش‌بینی (ب) سیگنال کنترل با تغییرات افق پیش‌بینی

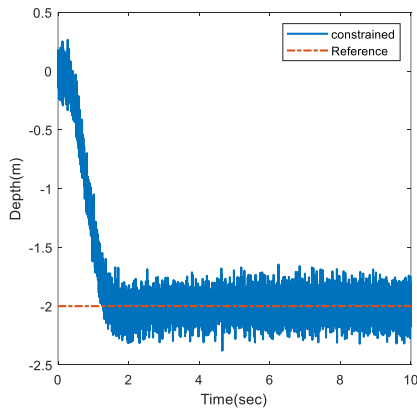


(ب)

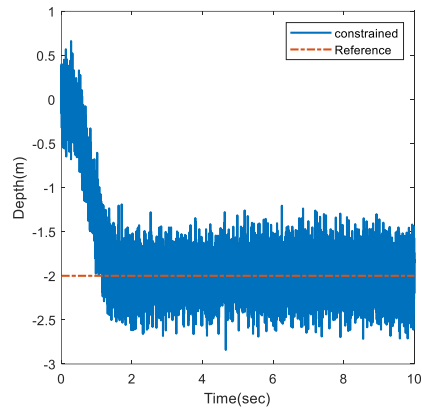


(الف)

شکل ۹- (الف) ردیابی عمق با تغییرات افق کنترل (ب) سیگنال کنترل با تغییرات افق کنترل



(ب)



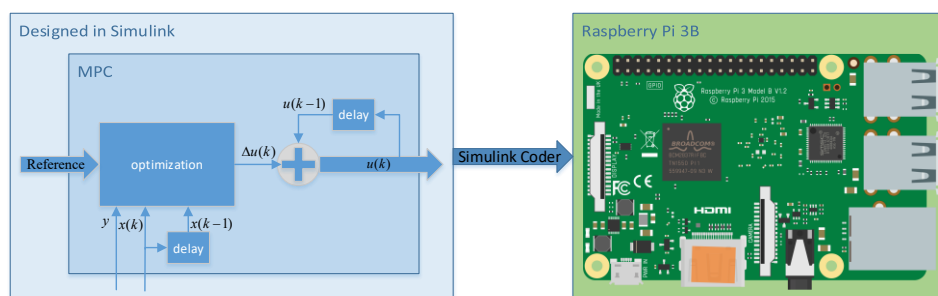
(الف)

شکل ۱۰- (الف) ردیابی عمق با وجود نویز سفید با قدرت 0.01 (ب) ردیابی عمق با وجود نویز سفید با قدرت 0.05

مشاهده می‌شود که در شکل ۸ (الف) با افزایش افق پیش‌بینی تغییرات فراجهدش سیستم کم شده است و چون با این افزایش، زمان بیشتری از آینده سیستم در بهینه سازی لحاظ می‌شود که مطابق شکل ۸ (ب) باعث کاهش سیگنال کنترل نیز شده است. در شکل ۹ مشاهده می‌شود که با کاهش افق کنترل از ۲۰ به ۱۰ خروجی سیستم کندتر و دارای زمان نشست بیشتری می‌شود ولی در سیگنال کنترل، دامنه کمتری اعمال شده است. در شکل ۱۰ وجود نویز اندازه‌گیری نشان داده شده است که در حضور نویز با قدرت ۰/۰۱ ردیابی با دقت ۰/۵ متر و در حضور نویز با قدرت ۰/۰۵ ردیابی با دقت حدود ۱ متر خطا انجام می‌شود.

۴-۳- پردازنده در حلقه

برای پیاده‌سازی پردازنده در حلقه از برد رزبری پای 3B و کتابخانه رزبری پای برای سیمولینک^۱ استفاده شده است. به این صورت که الگوریتم کنترلی در محیط سیمولینک طراحی شده و توسط ابزار کدکننده سیمولینک^۲ برای برد رزبری پای کامپایل و در آن اجرا می‌شود که مطابق مرجع [۱۷] انجام می‌شود. دیاگرام بلوکی این فرآیند در شکل ۱۱ نشان داده شده است.

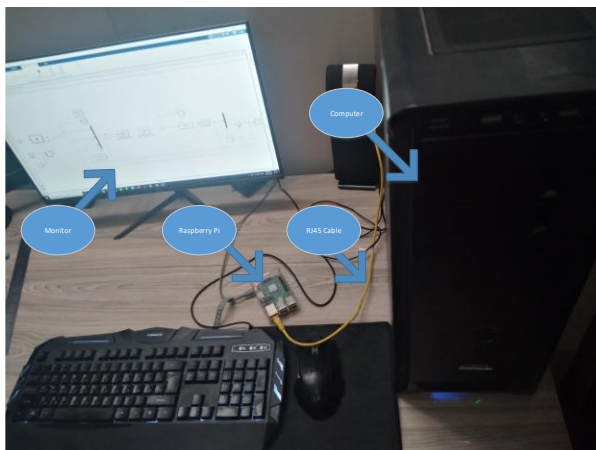


شکل ۱۱- دیاگرام بلوکی اجرای الگوریتم کنترلی در پردازنده هدف

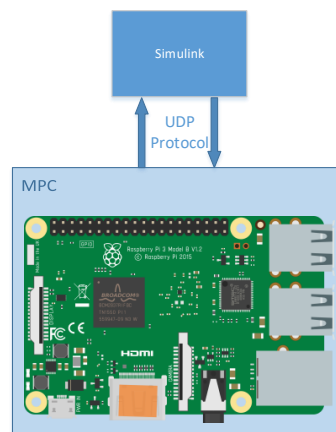
¹ Simulink

² Simulink Coder

پس از این فرآیند باید در محیط سیمولینک اطلاعات لازم برای کنترل کننده آماده شود و برای آن ارسال گردد و بعد از انجام محاسبات در کنترل کننده، سیگنال کنترل کننده در سیمولینک دریافت گردد. برای ارسال و دریافت اطلاعات بین سیمولینک و برد رزبری پای از پروتکل UDP استفاده شده است که دیاگرام بلوکی این فرآیند در شکل ۱۲ (الف) و تصویر تجهیزات در شکل ۱۲ (ب) آمده است.



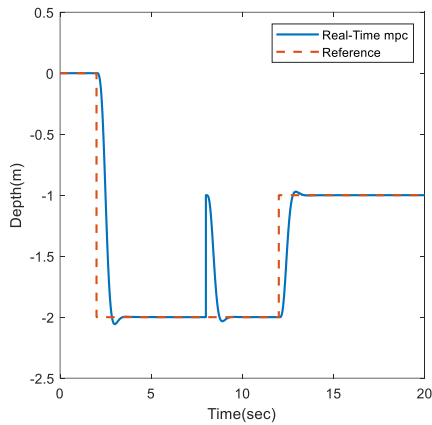
(ب)



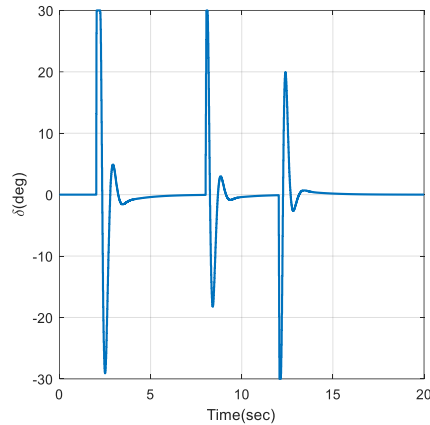
(الف)

شکل ۱۲- (الف) دیاگرام بلوکی اجرای زمان حقیقی کنترل پیش بین (ب) اجرای زمان حقیقی کنترل پیش بین

پیاده سازی پردازنده در حلقه برای دو ورودی پله و پالس مربعی انجام شده است. خروجی پردازنده در حلقه به ورودی پله همراه با اغشاش در شکل ۱۳ و به ورودی پالس مربعی در شکل ۱۴ آمده است. نتایج نشان می دهد که الگوریتم کنترل پیش بین پیاده سازی شده در برد رزبری پای سیگنال های مرجع را به خوبی دنبال کرده و نیز به اغشاش پله مقاوم است.

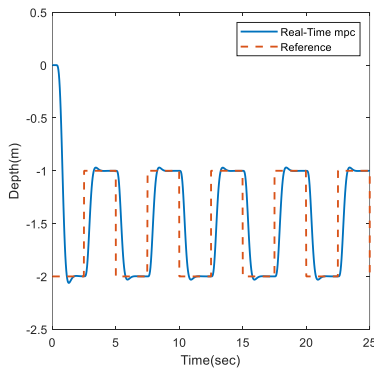


(ب)

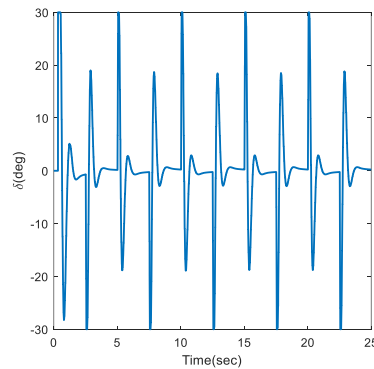


(الف)

شکل ۱۳- پیاده سازی پردازنده در حلقه: (الف) ردیابی عمق رونده زیرسطحی به ورودی پله در مواجه با اغتشاش به صورت زمان حقیقی (ب) سیگنال کنترل به ورودی پله در مواجه با اغتشاش به صورت زمان حقیقی



(ب)



(الف)

شکل ۱۴- پیاده سازی پردازنده در حلقه: (الف) ردیابی عمق رونده زیرسطحی به ورودی پالس مربعی به صورت زمان حقیقی (ب) سیگنال کنترل به ورودی پالس مربعی به صورت زمان حقیقی

۵- نتیجه گیری و جمع بندی

در این مقاله با استفاده از کنترل پیش‌بین تعمیم یافته به طراحی و پیاده سازی سخت افزاری سیستم برای کنترل عمق رونده زیرسطحی پرداخته شد. برای این منظور ابتدا معادلات شش درجه آزادی برای زیرسطحی توسعه پیدا کرد و با خطی سازی این معادلات، معادلات فضای حالت زمان پیوسته زیرسطحی استخراج شد. عملکرد کنترل کننده طراحی شده در دو حالت نامقید و مقید در حضور اشباع عملگر بر روی مدل خطی بررسی شد. همچنین، عملکرد کنترل کننده پیشنهادی در حضور اغتشاش نیز بررسی شد. به منظور

مقایسه، عملکرد کنترل کننده طراحی شده همراه با کنترل کننده تنظیم کننده درجه دوم خطی نشان داده شد. یک آنالیز حساسیت نسبت به تغییرات افق پیش‌بینی و وجود نویز اندازه گیری نیز انجام شد. نتایج نشان می دهد با افزایش افق پیش‌بینی تغییرات فراجهدش سیستم کم می شود. در انتها با پیاده سازی آزمون پردازنده در حلقه قابلیت پیاده سازی کنترل کننده در محیط زمان واقعی بررسی شد. نتایج نشان می دهد که کنترل کننده مقید ارائه شده قابلیت پیاده سازی بر روی سخت افزار به صورت زمان واقعی را دارد.

پیوست

رابطه بین مقادیر پارامترهای رابطه (۵) و مقادیر مربوط به هندسه رونده زیرسطحی:

$$Dv = (m - Z_{\dot{w}})(I_y - M_{\dot{q}}) - (mx_G + Z_{\dot{q}})(mx_G + M_{\dot{w}})$$

$$z_{GB} = z_G - z_B n$$

$$a_{21} = -\frac{(mx_G + Z_{\dot{q}})W}{Dv}$$

$$a_{22} = \frac{(I_y - M_{\dot{q}})Z_w + (mx_G + Z_{\dot{q}})M_w}{Dv}$$

$$a_{23} = \frac{(I_y - M_{\dot{q}})(m + Z_q) + (mx_G + Z_{\dot{q}})(M_q - mx_G)}{Dv}$$

$$a_{31} = \frac{-(mx_G - Z_{\dot{q}})W}{Dv}$$

$$a_{32} = \frac{(m - Z_{\dot{w}})M_w + (mx_G + M_{\dot{w}})M_{\delta}}{Dv}$$

$$a_{33} = \frac{(m - Z_{\dot{w}})(M_q - mx_G) + (mx_G + M_{\dot{w}})(m - Z_q)}{Dv}$$

$$b_1 = \frac{(I_y - M_{\dot{q}})Z_{\delta} + (mx_G + Z_{\dot{q}})M_{\delta}}{Dv}$$

$$b_2 = \frac{(I_y - Z_{\dot{w}})M_{\delta} + (mx_G + M_{\dot{q}})Z_{\delta}}{Dv}$$

منابع

- [1] X. Y. Jing Yan, Haiyan Zhao, Xiaoyuan Luo, Xinping Guan, *Autonomous Underwater Vehicles (Cognitive Intelligence and Robotics)*, Springer, 2021.
- [2] N. Cruz, *Autonomous Underwater Vehicles*, IntechOpen, 2011.
- [3] F. Fanelli, *Development and Testing of Navigation Algorithms for Autonomous Underwater Vehicles (Springer Theses)*, Springer, 2020.
- [4] M. H. Khodayari and S. Balochian, "Modeling and control of autonomous underwater vehicle (AUV) in heading and depth attitude via self-adaptive fuzzy PID controller," *Journal of Marine Science and Technology*, vol. 20, no. 3, pp. 559-578, 2015.
- [5] N. Syahroni, Y. B. Seo, and J. W. Choi, "Depth Control of Autonomous Underwater Vehicle Based on Open Control Platform," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 41, no. 2, pp. 3707-3712, 2008.

- [6] M. T. Muhssin ,M. N. Ajaweed, and S. K. Khalaf, "Optimal control of underwater vehicle using LQR controller driven by new matrix decision control algorithm," *International Journal of Dynamics and Control*, vol. 11, no. 6, pp. 2911-2923, 2023.
- [7] Ma, D., Chen, X., Ma, W., Zheng, H., & Qu, F. "Neural Network Model-Based Reinforcement Learning Control for AUV 3-D Path Following, " *IEEE Transactions on Intelligent Vehicles*, vol. 9, no. 1, pp. 893-904, 2024.
- [8] N. Yang, D. Chang, M .Johnson-Roberson, and J. Sun, "Energy-Optimal Control for Autonomous Underwater Vehicles Using Economic Model Predictive Control," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 30, no. 6, pp. 2377-2390, 2022.
- [9] W. Wang, J. Yan, H. Wang, H. Ge, Z .Zhu, and G. Yang, "Adaptive MPC trajectory tracking for AUV based on Laguerre function," *Ocean Engineering*, vol. 261, p.111870, 2022.
- [10] Z. Yan, J. Yan, S. Cai, Y. Yu, and Y. Wu, "Robust MPC-based trajectory tracking of autonomous underwater vehicles with model uncertainty," *Ocean Engineering*, vol. 286, p. 115617, 2023.
- [11] S. Li, S. Wang, and X. Luo, "Depth control of autonomous underwater vehicles based on constrained model predictive control, " *Proc. 42nd Chinese Control Conference (CCC)*, Tianjin, China, Jul. 2023 .
- [۱۲] س. ازگلی، م. ر. عاروان، مدل‌سازی و شبیه‌سازی سامانه‌های متحرک، انتشارات یامهدی، ۱۳۸۹.
- [13] A. J. Healey, P. A. Papoulias, and R. Cristi, "Design and Experimental Verification of a Model Based Compensator for Rapid Auv Depth Control," presented at the Proceedings of the 6th International Symposium on Unmanned Untethered Submersible Technology, 1989 .
- [14] J. A. Rossiter, *A First Course in Predictive Control*, (Second Edition), CRC Press, 2018.
- [15] H. Wang, Q. Wang ,W. Chen, L. Zhao, and D. Tan, "Path tracking based on model predictive control with variable predictive horizon," *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, vol. 43, no. 12, pp. 2676-2688, 2021.
- [16] L. Wang, *Model Predictive Control System Design and Implementation Using MATLAB®* (Advances in Industrial Control), Springer, 2009.
- [17] Raspberry pi support from Simulink. Available: <https://www.mathworks.com/hardware-support/raspberry-pi-simulink.html>