

# طراحی کنترل بهینه و مقید یک جسم پرنده با رویکرد کنترل پیش‌بین و پیاده‌سازی آن در آزمایشگاه سخت‌افزار در حلقه

نعمت‌اله قهرمانی<sup>۱</sup> و محمدصادق نظری<sup>۲</sup>

دانشکده مهندسی برق

دانشگاه صنعتی مالک اشتر

(تاریخ دریافت: ۱۳۹۶/۰۹/۰۷؛ تاریخ پذیرش: ۱۳۹۷/۰۲/۲۹)

## چکیده

در این مقاله، یک روش نوین برای طراحی کنترل‌کننده بهینه مقید اجسام پرنده ارائه و برای یک جسم پرنده با نقاط کار خیلی زیاد، شبیه‌سازی شده است. از آنجا که روش کنترل پیش‌بین تفاضلی مقاومت بالایی در برابر نامعینی‌های مدل نشده دارد، نقاط کار زیادی را پوشش می‌دهد. در روش ارائه شده با ترکیب کنترل گر PID و کنترل پیش‌بین مقید از مزایای هر دو روش استفاده شده و در عین حال معایب آن‌ها رفع گردیده است. در روش جدید، سیگنال کنترل بهینه مقید از یک الگوریتم ساده و بدون نیاز به تولید ماتریس‌های بزرگ به دست آمده است. در این مقاله، با انجام این ترکیب سیگنال کنترل بهینه مقید محاسبه و به دلیل کوچک شدن ابعاد ماتریس‌های تولید شده، روش ارائه شده در یک جسم پرنده که نقاط کار زیادی دارد، قابل پیاده‌سازی است. روش ارائه شده در آزمایشگاه سخت‌افزار در حلقه در هر سه کانال برای یک جسم پرنده با موفقیت تست و با روش معمول PID مقایسه شده است. نتایج شبیه‌سازی، عملکرد عالی این روش را با دارا بودن مقاومت بالا و با قابلیت پیاده‌سازی ساده را نشان می‌دهد.

**واژه‌های کلیدی:** کنترل پیش‌بین، کنترل گر PID، قید ورودی، آزمایشگاه سخت‌افزار در حلقه

## Constrained Optimal Controller Design for a Flight Vehicle Based on Predictive Control Approach and its Implementation in the Hardware in the Loop Lab

N. Ghahramani and M. S Nazari

Electrical Engineering Department

Malek Ashtar University

(Received: 28/November/2017 ; Accepted: 19/May/2018)

### ABSTRACT

In this paper, a new constraint predictive PID controller is proposed and simulated for a flight vehicle with too many operating points. In this approach, the PID and the incremental predictive control methods are combined in order to use the benefits and resolve the disadvantages of the both methods. The constrained optimal signal of the new method is calculated by a simple algorithm without need to generate large matrices. Simplicity of the presented controller with small dimensions is the reason for the implementation capability of the method for flight vehicle control system with many operating points. Since the generalized incremental predictive control has high robustness in the presence of the unmodeled uncertainties, the presented predictive based controller covers many operating points. The designed method is implemented for three channels of a flight vehicle and then, successfully tested in the hardware in the loop lab. Simulation results show high robust performance and real time implementation capability.

**Keywords:** Predictive Control, PID Controller, Input Constraint, Hardware-in-the-loop Lab

۱- دانشیار (نویسنده پاسخگو): ghahramani@aut.ac.ir

۲- کارشناس ارشد: nazari.msadegh@gmail.com

## ۱- مقدمه

بوده و محدودیت اصلی روش‌های طراحی کنترل می‌باشد. در سال‌های اخیر روش‌های زیادی برای حل این مشکل در خانواده کنترل پیش‌بین پیشنهاد شده است. یکی از این روش‌ها کنترل پیش‌بین تابعی<sup>۵</sup> است که به دلیل سادگی الگوریتم، حجم محاسبات با حفظ دقت کاهش یافته است. با این حال این روش در مواردی که نامعینی مدل زیاد باشد، ناکارآمد است [۱۲].

در [۱۳] روش کنترل پیش‌بین با زمان پیش‌بینی متغیر براساس مقادیر ویژه سامانه، یک فرمولاسیون براساس کنترل پیش‌بینی جبری<sup>۶</sup> ارائه شده است. کنترل پیش‌بین جبری نقاط پیش‌بینی کمتری دارد که باعث کاهش ابعاد ماتریس‌های پیش‌بینی در مقایسه با کنترل پیش‌بین معمولی می‌شود. این روش برای سامانه‌های سریع نیازمند انتخاب نقاط بیشتری است تا عملکرد سامانه حفظ شود به همین دلیل ابعاد ماتریس‌های پیش‌بینی که متناسب با دینامیک سامانه است، افزایش می‌یابد. یکی دیگر از روش‌ها که باعث کاهش حجم محاسبات می‌شود، استفاده از چند فرکانس در حل مسئله کنترل پیش‌بین است. در این روش ابتدا توابع حساسیت سامانه ساخته می‌شود و سپس با توجه به آن در صورت نیاز به هنگام‌سازی متغیرها انجام می‌شود [۱۴]. این روش در مواقعی که دینامیک سامانه خیلی سریع باشد کارایی ندارد. روش‌هایی که مسیر مرجع را در زمان بهینه ردیابی می‌کنند در [۱۵] ارائه شده است که از روش حداقل مربعات برای حل مساله بهینه‌سازی زیربهینه استفاده می‌کند. این روش با ایجاد یک مصالحه بین بهینه‌سازی و عملکرد سامانه، باعث کاهش حجم محاسباتی می‌شود.

در [۱۶-۱۷] نشان داده شده که توابع لاگر چگونه با کاهش محاسبات به هنگام و ذخیره‌سازی داده‌ها می‌توانند قابلیت پیاده‌سازی مسئله بهینه‌سازی را افزایش دهند. اگر چه بار محاسباتی روش لاگر در مقایسه با روش GPC کمتر است [۱۸]، با این حال این روش پیچیدگی‌هایی دارد که در اجرا باید حل شود [۲۲]. در این مقاله برای کاهش زمان محاسبات و اجرایی شدن روش کنترل پیش‌بین با حفظ قابلیت‌های مهم آن، روش GIPC مقید با روش ساده PID<sup>۷</sup>

پیشرفت‌های اخیر در حوزه کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل<sup>۱</sup> و سرعت پردازش اطلاعات باعث شده است تا این روش برای سامانه‌های با دینامیک سریع [۲-۱] و ناپایدار [۳] هم به کار برده شود. دستاوردهای گوناگونی همچون افزایش مقاومت سامانه در برابر نامعینی‌ها [۴]، ساده‌سازی و کاهش حجم محاسباتی این روش [۵]، استفاده از این روش را در سامانه‌های هوایرد<sup>۲</sup> [۶] و سامانه‌های هوافضایی امکان‌پذیر ساخته است. افزایش سرعت پردازش اطلاعات به خاطر رشد رایانه‌ها، یکی دیگر از عواملی است که باعث شده روش‌هایی مثل کنترل پیش‌بین که نیاز به محاسبات زیاد دارد، قابل اجرا شود. با اجرایی شدن این روش قابلیت بسیار مهم کنترل پیش‌بین یعنی در نظر گرفتن قيود مختلف در مراحل طراحی، در میدان عمل استفاده شده و این روش را بسیار ممتاز کرده است. برای حل مساله کنترل پیش‌بین مقید روش‌های مختلفی وجود دارد که در [۸-۷] بدان پرداخته شده است.

یکی از پرکاربردترین الگوریتم‌های کنترل پیش‌بین از نوع تعمیم‌یافته آن یا GPC<sup>۳</sup> است. این روش قادر به حل بسیاری از مسائل کنترل در گستره وسیعی از فرآیندها با متغیرهای زیاد و محدودیت‌های در نظر گرفته شده است [۹]. در روش فضای حالت به صورت استاندارد است ولی اگر فرم تفاضلی فضای حالت سامانه‌ها را در نظر بگیریم می‌توان کنترل‌کننده‌هایی براساس فرم تفاضلی طراحی کرد. یکی از این روش‌ها GIPC<sup>۴</sup> نام دارد [۱۰]. این روش اغتشاش پله را بهتر از GPC حذف نموده و در مقایسه با آن مقاومت بیشتری در برابر نامعینی‌ها از خود نشان می‌دهد. در روش‌های کنترل پیش‌بین که برای سامانه‌های با دینامیک سریع و ابعاد بزرگ به ویژه با وجود افق پیش‌بین بزرگ استفاده می‌شود، به دلیل حجم بالای محاسبات ممکن است سامانه از حالت زمان حقیقی خارج شود. این مسئله یک نقطه ضعف اساسی برای پیاده‌سازی این روش‌ها به حساب می‌آید [۱۱]. باید به این نکته توجه داشت که تطبیق زمان محاسبات با زمان حقیقی یک الزام طراحی

5- Predictive Functional Control

6- Algebraic Model Predictive Control

7- Proportional Integral Derivative

1- Model Based Predictive Control

2- Airborne

3- Generalized Predictive Control

4- Generalized Incremental Predictive Control

ارزیابی آن ارائه شده و در بخش ششم، پیاده‌سازی و تحلیل عملکرد کنترل‌گر GIPC-PID مقید در آزمایشگاه سخت‌افزار در حلقه بیان گردیده است و بخش هفتم به جمع‌بندی و نتیجه‌گیری اختصاص دارد.

## ۲- محاسبه سیگنال کنترل مقید به روش کنترل پیش‌بین تفاضلی GIPC

اگر  $A$ ،  $B$  و  $C$  ماتریس‌های فضای حالت و  $x$  بردار حالت سامانه باشند، آنگاه مدل فضای حالت سامانه به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= A(k)x(k) + B(k)u(k) \\ y(k) &= C(k)x(k) \end{aligned} \quad (1)$$

برای طراحی کنترل‌کننده تفاضلی از روش GIPC، از دو طرف معادله فوق تفاضل گرفته می‌شود. با فرض ثابت بودن ماتریس‌های فضای حالت، معادله فضای حالت جدید به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\begin{aligned} \Delta x(k+1) &= A \Delta x(k) + B \Delta u(k) \\ x(k+1) - x(k) &= \\ A(x(k) - x(k-1)) + B \Delta u(k) \\ x(k+1) &= (A+I)x(k) - A x(k-1) + B \Delta u(k) \end{aligned} \quad (2)$$

این مدل فضای حالت برای پیش‌بینی خروجی در افق آینده استفاده می‌شود. در این مدل متغیرهای حالت و تلاش کنترل گذشته و حال استفاده می‌شود. برای پیش‌بینی حالت‌ها در لحظه بعد می‌توان با اعمال روابط بازگشتی، فضای حالت در لحظه  $k+2$  را محاسبه کرد:

$$\begin{aligned} x(k+2) &= (A^2 + A + I)x(k) - \\ & (A^2 + A)x(k-1) + (A+I)B \Delta u(k) + B \Delta u(k+1) \end{aligned} \quad (3)$$

برای پیش‌بینی بردار خروجی در افق آینده  $Ny$  فضای حالت سامانه در لحظه  $k+Ny$  نیاز است. با فرض معلوم بودن حالت‌ها در لحظه  $k$ ، فضای حالت در لحظه  $k+Ny$  به صورت رابطه (۴) قابل محاسبه است.

$$\begin{aligned} x(k+Ny) &= \left( \sum_{i=0}^{Ny} A^i \right) x(k) - \left( \sum_{i=1}^{Ny} A^i \right) x(k-1) + \left( \sum_{i=0}^{Ny-1} A^i \right) B \Delta u(k) + \dots \\ & + \left( \sum_{i=0}^{Ny-Ny} A^i \right) B \Delta u(k+Ny-1) \end{aligned} \quad (4)$$

معادلات پیش‌بینی خروجی از روی حالت‌ها به سادگی از رابطه  $y(k) = C x(k)$  قابل محاسبه است. با فرض اینکه  $Nu$  افق کنترل و  $Ny$  افق پیش‌بینی

یا تناسبی - انتگرالی - مشتقی، ترکیب شده و روش جدیدی به نام GIPC-PID ارائه می‌شود. طراحی این روش طوری صورت گرفته است که محدودیت‌های کنترل در فرایند طراحی لحاظ گردد. گرچه قبلاً در [۱۹] یک کنترل‌کننده PID پیش‌بین<sup>۱</sup> بر مبنای الگوریتم GIPC ارائه شده است، اما در این روش، قید ورودی برای کنترل‌کننده در نظر گرفته نشده و برای سامانه‌هایی که دارای محدودیت در ورودی کنترل باشند، با افزایش آن و رسیدن به حالت اشباع، سامانه حلقه بسته به سمت ناپایداری می‌رود.

در روش ارائه شده در این مقاله با تطابق سیگنال کنترل PID پیش‌بین و GIPC مقید فرمولاسیون جدیدی برای ایجاد سیگنال کنترل بهینه مقید ارائه می‌شود. برای پیاده‌سازی روش ابتدا بهره‌های PID که شامل  $k_p$ ،  $k_i$  و  $k_D$  است، محاسبه شده و سپس خطا در افق آینده به دست می‌آید. این روش نسبت به روش GIPC دارای ابعاد کمتر بوده و همین باعث سادگی و کاهش محاسبات شده است. به علاوه، برغم کمتر بودن محاسبات، همان قابلیت‌های کنترل‌کننده روش GIPC در روش جدید حفظ شده است. کنترل‌کننده GIPC-PID به جای وابسته بودن به افق‌های پیش‌بینی و کنترل به بعد بردار توصیف‌کننده PID تفاضلی وابسته است. نتایج شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهد که با حجم کمتر محاسبات و ابعاد کوچک‌تر ماتریس‌ها، می‌توان سیگنالی مشابه با سیگنال کنترل GIPC ایجاد کرد. این روش در طراحی سامانه کنترل یک جسم پرنده، به کار رفته و شبیه‌سازی شده است. در این شبیه‌سازی‌ها روش جدید با روش‌های PID و GIPC مقایسه شده است. شبیه‌سازی‌های گوناگون نشان می‌دهند که روش ارائه شده به خاطر مقاومت در برابر نامعینی‌ها، پوشش نقاط کار زیادتر، لحاظ محدودیت‌های کنترل و بار محاسباتی مناسب قابل استفاده در سامانه کنترل اجسام پرنده است.

مقاله به صورت زیر سازماندهی شده است: در بخش دوم، محاسبه سیگنال کنترل مقید به روش کنترل پیش‌بین تفاضلی GIPC بیان شده؛ در بخش سوم، تلفیق کنترل‌گر GIPC مقید با کنترل‌گر PID توضیح داده شده؛ در بخش چهارم، دینامیک جسم پرنده مدل شده و در بخش پنجم، طراحی و تنظیم روش ارائه شده با شبیه‌سازی عددی و

$$u_{\min} \leq u(k) \leq u_{\max} \quad \forall k \quad (9)$$

$$\Delta u_{\min} \leq u(k) - u(k-1) \leq \Delta u_{\max} \quad \forall k$$

حال، برای آن که بتوان محدودیت‌ها را در تابع هزینه در نظر گرفت، باید آن‌ها را به صورت نامساوی ماتریسی  $M \Delta u_{k-1} \leq N$  تعریف کرد. در رابطه فوق ماتریس‌های  $M$  و  $N$  به صورت زیر تعریف می‌شوند.

$$M = \begin{bmatrix} T \\ -T \\ I \\ -I \end{bmatrix}, \quad N = \begin{bmatrix} l u_{\max} - u(k-1)l \\ -l u_{\min} + u(k-1)l \\ l \Delta u_{\max} \\ -l \Delta u_{\min} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$l$ ، برداری با  $n_u$  درایه واحد و  $T$  یک ماتریس پایین مثلثی، با  $n_u \times n_u$  درایه واحد است. با در نظر گرفتن قید ورودی، سیگنال کنترل تفاضلی روش GIPC مقید به صورت زیر به دست می‌آید که در آن  $\lambda^*$  ضریب بهینه لاگرانژ بوده و از برنامه‌ریزی مربعی به دست می‌آید [۱۶].

$$\Delta u_{GIPC} = A * B$$

$$A = \left[ H_y^T W_y H_y + W_u \right]^{-1} \quad (11)$$

$$B = \left[ H_y^T W_y (R - P_{y_0} x(k) + P_{y_1} x(k-1) - M^T \lambda^*) \right]$$

### ۳- تلفیق کنترل گر GIPC مقید با کنترل گر PID

در این بخش روش جدیدی ارائه می‌شود که از تلفیق دو روش GIPC مقید و PID به دست می‌آید. در اینجا روش تلفیق به صورت کامل توضیح داده می‌شود. روش طراحی به این صورت است که ابتدا با روش GIPC مقید یک قانون کنترل عمومی به دست آورده و سپس با محاسبات رو به عقب بهره‌های کنترل‌کننده PID را به دست می‌آوریم. ساختار کنترل‌کننده PID پیش‌بین به صورت زیر است [۲۰] که در آن  $k_p$  بهره تناسبی،  $k_I$  بهره انتگرال‌گیر و  $k_D$  بهره مشتق‌گیر کنترل‌کننده،  $e$  سیگنال خطا و  $M$  افق پیش‌بین کنترل‌کننده می‌باشند. پارامتر  $M$  باید به گونه‌ای انتخاب شود که بیشترین تطابق بین سیگنال کنترل روش GIPC و روش PID برقرار شود [۲۰]. سیگنال کنترل نهایی مجموع  $M$  سیگنال کنترل به صورت (۱۲) است.

باشد، خروجی سامانه در افق آینده برحسب حالت‌های زمان فعلی  $x(k)$  و  $x(k-1)$  حالت‌های یک گام قبل  $x(k-1)$  نوشته می‌شود. بردار خروجی در افق پیش‌بین به صورت زیر نوشته می‌شود [۱۰]:

$$Y_k = P_{y_0} x(k) - P_{y_1} x(k-1) + H_y \Delta u_{k-1} \quad (5)$$

که در آن بردار سیگنال کنترل در افق کنترل و بردار خروجی در افق پیش‌بین سامانه به صورت زیر است:

$$\Delta u_{k-1} = [\Delta u(k) \quad \Delta u(k+1) \quad \dots \quad \Delta u(k+N_u-1)] \in R^{N_u \times 1} \quad (6)$$

$$Y_k = [y(k+1) \quad y(k+2) \quad \dots \quad y(k+N_y)] \in R^{N_y \times 1}$$

ماتریس‌های تخمین  $P_{y_0}$ ،  $P_{y_1}$  و  $H_y$  نیز از رابطه زیر محاسبه می‌شوند:

$$P_{y_0} = \begin{bmatrix} C(A+I) \\ C(A^2+A+I) \\ \vdots \\ C(A^{N_y} + \dots + A + I) \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{N_y \times N} \quad (7)$$

$$P_{y_1} = \begin{bmatrix} CA \\ C(A^2+A) \\ \vdots \\ C(A^{N_y} + \dots + A) \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{N_y \times N}$$

$$H_y = \begin{bmatrix} CB & 0 & \dots & 0 \\ C(A+I)B & CB & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C \left( \sum_{i=0}^{N_y-1} A^i \right) B & C \left( \sum_{i=0}^{N_y-2} A^i \right) B & \dots & C \left( \sum_{i=0}^{N_y-N_u} A^i \right) B \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{N_y \times N_u}$$

برای محاسبه سیگنال کنترل مقید به روش کنترل پیش‌بین تفاضلی GIPC مقید در واقع تفاضل سیگنال کنترل تولید می‌شود. به این معناست که در حلقه کنترل از یک انتگرال‌گیر استفاده شده است که این انتگرال‌گیر باعث حذف بهتر اغتشاشات و افزایش دقت ردیابی می‌شود. برای محاسبه سیگنال کنترل در الگوریتم GIPC مقید، تابع هزینه به صورت (۸) تعریف می‌شود.

$$\begin{cases} J = (R - Y_k)^T W_y (R - Y_k) + \Delta u_{k-1} W_u \Delta u_{k-1} \\ st : M \Delta u_{k-1} \leq N \end{cases} \quad (8)$$

که در آن  $Y_k$  پیش‌بینی خروجی در افق آینده،  $R$  بردار مسیرهای مرجع آینده،  $W_y$  ماتریس وزنی خروجی و  $W_u$  ماتریس وزنی ورودی می‌باشد. با توجه به محدودیت در دامنه و سرعت عملگرها، این محدودیت‌ها به صورت روابط (۹ و ۱۰) تعریف می‌شوند.

می‌باشد. بیان ماتریسی فوق به صورت رابطه (۱۷) به دست می‌آید:

$$\Delta \tilde{u}(k+i) = -K E(k+i) \quad (17)$$

که در آن  $K = [k_D, -k_p - 2k_D, k_p + k_I + k_D]$

می‌باشد و  $E(k+i) = [e(k+i-2) \ e(k+i-1) \ e(k+i)]^T$  پیش‌بینی خطا در افق آینده است. با قرار دادن رابطه (۱۷) در رابطه (۱۵) سیگنال کنترل به صورت زیر قابل محاسبه است:

$$\Delta u(k) = \Delta \tilde{u}(k) + \Delta \tilde{u}(k+1) + \dots + \Delta \tilde{u}(k+M) = -K [E(k) + E(k+1) + \dots + E(k+M)] \quad (18)$$

بنابراین، سیگنال کنترل در کنترل‌گر PID پیش‌بین از رابطه زیر به دست می‌آید.

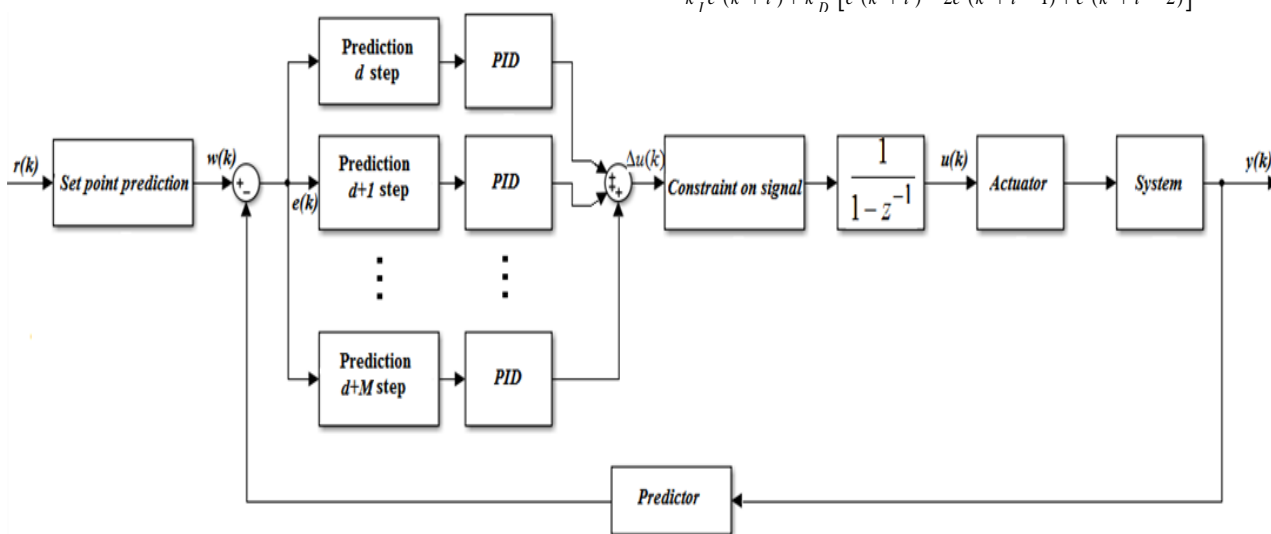
$$\Delta u(k)_{PID} = K \sum_{i=0}^M E(k+i) = K \sum_{i=0}^M R(k+i) - K \sum_{i=0}^M Y(k+i) \quad (19)$$

در آن:

$$R(k+i) = [r(k+i-2) \ r(k+i-1) \ \dots \ r(k+i)] \in R^{3 \times 1} \quad (20)$$

$$Y(k+i) = [y(k+i-2) \ y(k+i-1) \ \dots \ y(k+i)] \in R^{3 \times 1}$$

معادله اخیر به طور ضمنی بیان می‌دارد که مقدار خطا در لحظه فعلی به مقادیر خطا در افق آینده وابسته است. بلوک دیاگرام این روش در شکل ۱ نشان داده شده است.



شکل (۱): بلوک دیاگرام کنترل کننده PID پیش‌بین با افق کنترل M

$$u(k) = \sum_{i=0}^M \{A + B\} \quad (12)$$

$$A = k_p e(k+i)$$

$$B = k_I \sum_{j=1}^k e(j+i) + k_D [e(k+i) - e(k+i-1)]$$

که در آن،  $k_p$  بهره تناسبی،  $k_I$  بهره انتگرال‌گیر و  $k_D$  بهره مشتق‌گیر کنترل‌کننده،  $e$  سیگنال خطا و  $M$  افق پیش‌بین کنترل‌کننده می‌باشند. پارامتر  $M$  باید به گونه‌ای انتخاب شود که بیشترین تطابق بین سیگنال کنترل روش GIPC و روش PID برقرار شود [۲۰]. سیگنال کنترل نهایی مجموع  $M$  سیگنال کنترل به صورت زیر است.

$$u(k) = \tilde{u}(k) + \tilde{u}(k+1) + \dots + \tilde{u}(k+M) \quad (13)$$

که در آن:

$$\tilde{u}(k+i) = k_p e(k+i) + k_I \sum_{j=1}^k e(j+i) + k_D [e(k+i) - e(k+i-1)] \quad (14)$$

$$i = 1, \dots, M$$

اگر سیگنال کنترل به حالت تفاضلی نوشته شود، آنگاه  $\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$  و سیگنال ورودی تفاضلی به صورت رابطه (۱۵) قابل بازنویسی است.

$$\Delta u(k) = \Delta \tilde{u}(k) + \Delta \tilde{u}(k+1) + \dots + \Delta \tilde{u}(k+M) \quad (15)$$

به طوری که:

$$\Delta \tilde{u}(k+i) = k_p [e(k+i) - e(k+i-1)] + \quad (16)$$

$$k_I e(k+i) + k_D [e(k+i) - 2e(k+i-1) + e(k+i-2)]$$

برای تحقق ایده‌ی تطابق سیگنال کنترل باید بهره‌های PID به گونه‌ای انتخاب شوند که نرم اختلاف بین سیگنال کنترل روش PID پیش‌بین مقید (CPPID) و سیگنال کنترل روش GIPC مقید (CGIPC) کمینه شود. بنابراین، باید مسأله بهینه‌سازی زیر حل شود:

$$\begin{cases} \min J(k, k_0) = \|\Delta u_{CPPID}(k) - \Delta u_{CGIPC}(k_0)\|_2 \\ k \in k_{PID}^S, M \end{cases} \quad (24)$$

سیگنال کنترل PID پیش‌بین و GIPC مقید، هر دو به پاسخ حلقه بسته  $T = [x(k) \quad x(k-1)]^T$  بستگی دارند. برای این‌که تحلیل به نتیجه برسد، باید خروجی تولیدشده روش‌های GIPC مقید و PID پیش‌بین مقید بسیار به هم نزدیک باشند.

با فرض این‌که،  $\Delta T$  کوچک باشد، می‌توان نوشت:

$$T_{CPPID} = T_{CGIPC} + \Delta T \quad (25)$$

بنابراین، تابع هزینه را بصورت رابطه زیر می‌توان نوشت.

$$\begin{aligned} J &= \|J_1\|_2 \\ J_1 &= \Delta u_{CPPID}(k) - \Delta u_{CGIPC}(k_0) = \\ & (1 + KH_t)^{-1} K [R_t(k) - P_{y_{0t}} x(k) - P_{y_{1t}} x(k-1)] \\ & - (H_y^T W_y H_y + W_u)^{-1} [H_y^T W_y (R - P_{y_0} x(k) + P_{y_1} x(k-1)) - M^T \lambda^*] \end{aligned} \quad (26)$$

با جای‌گذاری رابطه  $T = [x(k) \quad x(k-1)]^T$  در رابطه فوق، می‌توان نوشت:

$$\begin{aligned} J_1 &= (1 + KH_t)^{-1} K [R_t(k) + [P_{y_{0t}} \quad P_{y_{1t}}] T_{CPPID}] \\ & - (H_y^T W_y H_y + W_u)^{-1} [H_y^T W_y (R + [P_{y_0} \quad P_{y_1}] T_{CGIPC}) - M^T \lambda^*] \end{aligned} \quad (27)$$

با ترکیب دو رابطه (۲۷) و (۲۵) داریم:

$$\begin{aligned} J_1 &= (1 + KH_t)^{-1} K R_t(k) - \\ & K_f^{-1} H_y^T W_y R + K_f^{-1} M^T \lambda^* + \{ (1 + KH_t)^{-1} K [P_{y_{0t}} \quad P_{y_{1t}}] \\ & - K_f^{-1} H_y^T W_y [P_{y_0} \quad P_{y_1}] \} (T_{CPPID} - T_{CGIPC}) \end{aligned} \quad (28)$$

با نرم گرفتن از رابطه فوق و استفاده از خاصیت نامساوی مثلثی، رابطه تابع هزینه به نامساوی ماتریسی تبدیل می‌شود.

همان‌طور که ملاحظه می‌شود، کنترل‌کننده PID پیش‌بین از  $M$  بلوک PID تشکیل شده است که خطا در افق آینده به آن‌ها اعمال می‌شود. این کنترل‌گر شامل یک بلوک به‌نام پیش‌گوست که خروجی را در افق آینده محاسبه می‌کند. در ادامه بهره‌های بهینه روش PID پیش‌بین مقید به‌دست می‌آید. این روش توسعه روش طراحی کنترل‌کننده PID پیش‌بین است که در مراجع [۲۰-۲۱] انجام شده است. با فرض آن‌که افق کنترل برای کنترل‌کننده PID برابر  $M$  باشد، رابطه (۵) را می‌توان به‌صورت زیر نوشت:

$$Y = P_{y_{0t}} x(k) - P_{y_{1t}} x(k-1) + H_{yt} \Delta u_{k-1} \quad (29)$$

که در آن، ماتریس‌های  $H_{yt}$ ،  $P_{y_{0t}}$  و  $P_{y_{1t}}$  از روابط زیر محاسبه می‌شود:

$$H_{yt} = \sum_{i=0}^M H_y(k+i) \in \mathfrak{R}^{3 \times N}$$

$$P_{y_{0t}} = \sum_{i=0}^M P_{y_0}(k+i) \in \mathfrak{R}^{3 \times N}$$

$$P_{y_{1t}} = \sum_{i=0}^M P_{y_1}(k+i) \in \mathfrak{R}^{3 \times N}$$

در رابطه فوق،  $N$  مرتبه سامانه می‌باشد. با در نظر گرفتن خروجی در افق آینده  $Y$  و با  $R(k) = \sum_{i=0}^M R(k+i) \in \mathfrak{R}^{3 \times 1}$  جای‌گذاری رابطه (۲۱) در (۱۹) می‌توان نوشت:

$$\begin{aligned} \Delta u(k)_{PPID} &= K \sum_{i=0}^{i=M} R(k+i) - \\ & K \sum_{i=0}^{i=M} [P_{y_0}(k+i)x(k) - P_{y_1}(k+i)x(k-1) + H_y(k+i)\Delta u(k)] \end{aligned}$$

با ساده‌سازی رابطه قبل، تفاضل سیگنال کنترل PID پیش‌بین به‌دست می‌آید.

$$\begin{aligned} \Delta u(k)_{PPID} &= (1 + K H_{yt})^{-1} K (R_t(k) \\ & - P_{y_{0t}} x(k) - P_{y_{1t}} x(k-1)) \end{aligned} \quad (22)$$

همچنین، بهره‌های PID از روی بهره  $K$  از رابطه زیر به‌دست می‌آید [۲۱].

$$\begin{aligned} K_P &= -K(2) - 2K(1) \\ K_I &= K(1) + K(2) + K(3) \\ K_D &= K(1) \end{aligned} \quad (23)$$

رابطه (۲۲) تفاضل سیگنال کنترل GIPC-PID به‌دست می‌آید. در نهایت، سیگنال کنترل از رابطه زیر در هر مرحله حاصل می‌شود:

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u(k) \quad (۳۳)$$

#### ۴- مدل‌سازی دینامیک جسم پرنده

جسم پرنده مورد نظر دارای نقاط پروازی زیادی است و برای تمام این نقاط تابع تبدیل محاسبه و برای آن کنترل‌کننده طراحی شده است. در این مقاله، برای یک نقطه پروازی مدل ارائه شده و طراحی آن صورت می‌گیرد. پارامترهای مدل متغیر با زمان است که می‌توان در بازه‌های زمانی کوچک آن‌ها را ثابت در نظر گرفت و سپس با جدول‌بندی بهره به پیاده‌سازی سامانه کنترل پرداخت. هدف طراحی، کنترل زاویه ( $\theta$ ) به‌وسیله ورودی کنترل ( $\delta_e$ ) می‌باشد. تابع تبدیل پارامتری جسم پرنده به‌صورت زیر است:

$$G_p(s) = \frac{\theta(s)}{\delta_e(s)} = \frac{b_1 s + b_0}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (۳۴)$$

فرض می‌کنیم در یک بازه زمانی کوتاهی ضرایب تابع تبدیل ثابت باشند. در این صورت ضرایب تابع تبدیل صورت و مخرج به‌صورت رابطه (۳۵) در می‌آید.

$$\begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.04481115 \\ -5.371208 \\ 0.2097801 \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} b_0 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.1240643 \\ 1.089331 \end{bmatrix} \quad (۳۵)$$

صفرها و قطب‌های سامانه به‌صورت زیر است:

$$\begin{aligned} poles &= [-2.4288 \quad 2.2107 \quad 0.0083] \\ zero &= [-0.1140] \end{aligned}$$

همان‌طور که ملاحظه می‌شود، سامانه ناپایدار است. برای پیاده‌سازی الگوریتم GIPC-PID باید مدل را گسسته کرد. توانایی سامانه در دنبال کردن ورودی به فرکانس نمونه برداری هم وابسته است. اگر این فرکانس کاهش یابد، فاز سامانه کاهش می‌یابد. در شبیه‌سازی زمان نمونه‌برداری ۰/۱۸ می‌باشد. همچنین تابع تبدیل سامانه عملگر به-صورت زیر در نظر گرفته شده است.

$$G_s(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} e^{-\tau_d s} \quad (۳۶)$$

که در آن،  $\tau_d = 0.01$  ثانیه زمان تاخیر،  $\omega_n = 30$  فرکانس طبیعی و  $\zeta = 0.75$  ضریب میرایی سامانه عملگر می‌باشد.

$$J \leq \left\| \begin{bmatrix} (1+KH_t)^{-1} K \begin{bmatrix} P_{y_{0t}} & P_{y_{1t}} \end{bmatrix} - \\ K_f^{-1} H_y^T W_y R + (1+KH_t)^{-1} K R_t(k) + K_f^{-1} M^T \lambda^* \\ -K_f^{-1} H_y^T W_y \begin{bmatrix} P_{y_0} & P_{y_1} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \right\|_2 \quad (۲۹)$$

$$+ \left\| (1+KH_t)^{-1} K \begin{bmatrix} P_{y_{0t}} & P_{y_{1t}} \end{bmatrix} \right\|_2 \|\Delta T\|_2$$

جمله  $\left\| (1+KH_t)^{-1} K \begin{bmatrix} P_{y_{0t}} & P_{y_{1t}} \end{bmatrix} \right\|_2 \|\Delta T\|_2$  با فرض کوچک بودن  $\Delta T$ ، حذف می‌شود. حل بهینه مساله فوق در صورتی انجام می‌شود که مجموع جملات داخل نرم برابر صفر شود. این جملات را می‌توان به دو قسمت زیر تقسیم کرد.

$$\begin{aligned} (1+KH_t)^{-1} K \begin{bmatrix} P_{y_{0t}} & P_{y_{1t}} \end{bmatrix} - \\ K_f^{-1} H_y^T W_y \begin{bmatrix} P_{y_0} & P_{y_1} \end{bmatrix} &= 0 \\ (1+KH_t)^{-1} K R_t(k) - \\ K_f^{-1} M^T \lambda^* - K_f^{-1} H_y^T W_y R &= 0 \end{aligned} \quad (۳۰)$$

با برقراری رابطه فوق داریم:

$$(1+KH_t)^{-1} K \begin{bmatrix} P_{y_{0t}} & P_{y_{1t}} \end{bmatrix} = K_f^{-1} H_y^T W_y \begin{bmatrix} P_{y_0} & P_{y_1} \end{bmatrix} \quad (۳۱)$$

که در آن،  $K_{GIPC} = K_f^{-1} H_y^T W_y$  به‌صورت بهره GIPC تعریف می‌شود. با فرض  $K_0 = K_{GIPC} \begin{bmatrix} P_{y_0} & P_{y_1} \end{bmatrix}$  و  $S_0 = \begin{bmatrix} P_{y_{0t}} & P_{y_{1t}} \end{bmatrix}$  می‌توان نوشت:

$$K(S_0 - H_t K_0) = K_0$$

همیشه یک راه حل منحصر به فرد برای معادله فوق به‌صورت زیر وجود دارد:

$$K = K_0 (S_0 - H_t K_0)^T * \left[ (S_0 - H_t K_0)(S_0 - H_t K_0)^T \right]^{-1} \in \mathbb{R}^3 \quad (۳۱)$$

پس از محاسبه  $K$ ، با برقراری رابطه دوم (۳۰) می‌توان  $R_t(k)$  را حساب کرد.

$$R_t(k) = K^{-1} (1+KH_t)^{-1} \{K_{GIPC} R - K_f M^T \lambda^*\} \quad (۳۲)$$

بنابراین، با محاسبات فوق می‌توان روش‌های GIPC و PID پیش‌بین مقید را با هم ترکیب کرد و سیگنال کنترل را به‌دست آورد. برای طراحی کنترل‌کننده GIPC-PID مقید ابتدا بردار  $K$  و سپس از رابطه هیلدرث<sup>۱</sup> در هر مرحله  $\lambda^*$  برای محاسبه  $R_t(k)$  به‌دست می‌آید. سپس از

محدودیت‌های سیگنال کنترل به صورت زیر است:

$$u_{\min} = -8^\circ, u_{\max} = 8^\circ, \Delta u_{\min} = -1^\circ, \Delta u_{\max} = 1^\circ$$

لازم به ذکر است که ضرایب بهینه PID از روش الگوریتم ژنتیک استخراج شده است. در شکل ۲ پاسخ پله و تلاش کنترل سامانه حلقه بسته برای سه روش GIPC-PID، GIPC و PID نشان داده شده است. همان‌طور که در این اشکال نشان داده شده، تلاش کنترل و پاسخ پله در این دو روش خیلی نزدیک به هم می‌باشند. به دلیل اعمال تقریب در محاسبه سیگنال در روش GIPC-PID اختلاف کمی در اشکال مشاهده می‌شود. ضرایب PID طوری تنظیم شده است که زمان خیز این روش با روش‌های کنترل پیش‌بین یکسان شود.

همان‌طور که مشاهده می‌شود، روش PID در مقایسه با دو روش دیگر، اگرچه دارای زمان خیز یکسان ولی بیشینه فرجهش ۲۰ درصدی دارد که ۲ برابر روش GIPC-PID و ۴ برابر روش GIPC می‌باشد و دارای زمان نشست طولانی‌تری می‌باشد. همچنین تلاش کنترلی آن از دو روش کنترل پیش‌بین بیشتر است.

مزیت روش PID پیش‌بین مقید در کاهش زمان محاسبات و کوچک شدن ماتریس‌های تخمین می‌باشد که باعث می‌شود پیاده‌سازی روش ارائه شده به مراتب از روش GIPC ساده‌تر شده و بتوان آن را در رایانه پرواز اجسام پرنده به کار برد. در روش GIPC-PID ابعاد ماتریس‌های تولید شده در محاسبه سیگنال کنترل همواره به اندازه درجه سامانه است و به افق پیش‌بین و افق کنترل وابسته نمی‌باشد. در سامانه فوق، مرتبه سامانه ۳، افق کنترل ۱۰ و افق پیش‌بین ۹۰ می‌باشد. پس در روش GIPC برای محاسبه سیگنال کنترل نیاز به محاسبه ماتریس  $90 \times 10$  می‌باشد؛ حال آنکه در روش GIPC-PID محاسبه سیگنال کنترل از یک ماتریس  $3 \times 3$  به دست می‌آید. با مقایسه ابعاد ماتریس‌ها می‌توان به اختلاف بسیار زیاد زمان محاسبات دو روش و فایده ترکیب روش‌های PID و GIPC پی برد. اگر از یک رایانه Intel Cpu با سرعت  $600 \text{ MHz}$  و  $1 \text{ MHz}$  RAM، استفاده کنیم، زمان انجام محاسبات (طبق روش اندازه‌گیری زمان محاسبات در فضای نرم‌افزار MATLAB) در روش GIPC-PID،  $150 \mu\text{s}$  و در روش GIPC،  $10 \text{ ms}$  می‌باشد. یعنی چیزی حدود  $6/6$  برابر روش جدید نسبت به روش

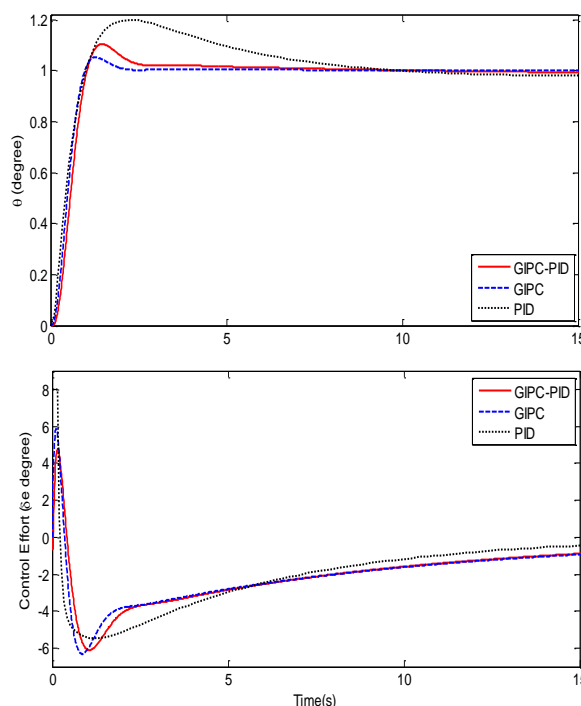
## ۵- طراحی و تنظیم روش ارائه شده با شبیه‌سازی عددی و ارزیابی آن

در این بخش کنترل‌کننده PID پیش‌بین برای کنترل جسم‌پرنده طراحی شده و با دو روش دیگر مقایسه می‌شود. در فرایند طراحی، ابتدا از معادلات غیرخطی جسم‌پرنده، معادلات خطی شده به دست آمده و سپس معادلات گسسته فضای حالت آن برای طراحی روش کنترل حاصل می‌شود. سه روش کنترل طراحی شده و سیگنال کنترل آن به عملگرهای جسم پرنده اعمال می‌شود. برای نشان دادن ویژگی‌های روش ارائه شده GIPC-PID، این روش با روش‌های GIPC مقید و PID، در شکل ۲ مقایسه شده است. در این مقایسه اثر اشباع عملگر، اثر اغتشاش ورودی و همچنین اثر تاخیر بر خروجی حلقه بسته، بررسی شده است. پارامترهای طراحی در روش‌های GIPC مقید، PID پیش‌بین مقید به صورت رابطه (۳۷) می‌باشند.

$$\text{GIPC: } N_y = 90, N_u = 10, \lambda = 0.4$$

(۳۷)

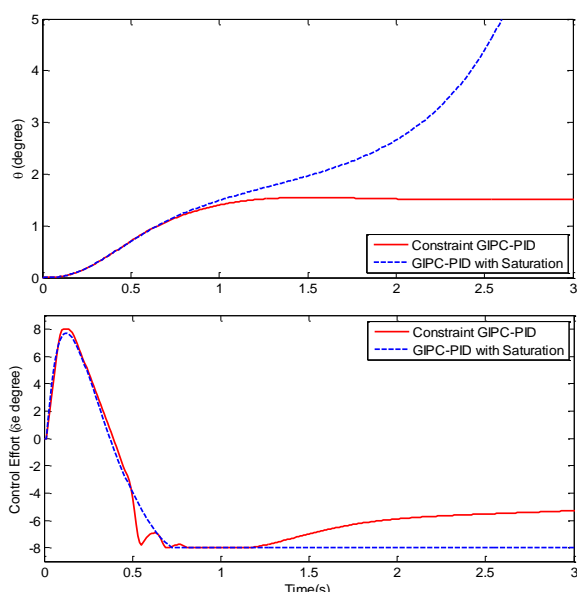
$$\text{GIPC-PID: } N_y = 90, M = 85, N_u = 10, \lambda = 0.4$$



شکل (۲): مقایسه خروجی حلقه بسته و تلاش کنترل روش PID پیش‌بین مقید و GIPC مقید و PID



اشباع رفته و خروجی حلقه بسته ناپایدار می‌شود. ولی سیگنال کنترل حاصل از روش GIPC-PID مقید که در آن محدودیت‌ها به‌طور دقیق در طراحی کنترل‌کننده لحاظ شده است، پس از حدود  $1/65$  s از اشباع خارج شده و سامانه حلقه بسته نه تنها ناپایدار نمی‌شود، بلکه سامانه حلقه بسته دارای عملکرد مطلوب هم می‌باشد. این مثال نشان می‌دهد که در نظر گرفتن محدودیت‌ها در مرحله طراحی بسیار مهم بوده و یکی از مزیت‌های مهم کنترل‌کننده است.



شکل (۳): مقایسه خروجی حلقه بسته و تلاش کنترل از روش GIPC-PID مقید و GIPC-PID غیرمقید با بلوک اشباع.

#### ۵-۲- اثر اغتشاش ورودی بر خروجی حلقه بسته

برای بررسی مقاومت روش طراحی شده در برابر اغتشاش ورودی، در شبیه‌سازی اغتشاش ۶ درجه و در  $15$  s به بعد، در نظر گرفته شده و سه روش PID، GIPC- و GIPC-PID با هم مقایسه شده‌اند. سیگنال خروجی در شکل ۴ پاسخ پله و تلاش کنترل سامانه حلقه بسته برای سه روش فوق نشان داده شده است.

همان‌طور که در شکل ملاحظه می‌شود، سامانه با وجود اغتشاش و محدودیت‌های قبل در سیگنال ورودی، دارای عملکرد مناسب است. سرعت حذف اغتشاش در روش PID از روش GIPC-PID بالاتر است و مشابه روش GIPC مقید می‌باشد.

GIPC به زمان محاسبات کمتری نیاز دارد. اگر فرکانس حل معادلات  $100$  Hz باشد، مشاهده می‌شود که روش GIPC، از حالت زمان حقیقی خارج می‌شود. بنابراین، در روش ترکیبی جدید این موضوع در محاسبات زمان حقیقی و پیاده‌سازی سخت‌افزاری الگوریتم کنترل از نکات بسیار مهم و حیاتی می‌باشد.

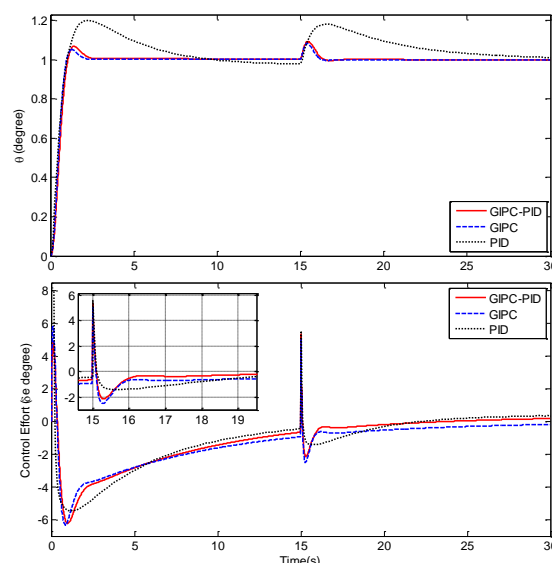
#### ۵-۱- مقایسه روش‌های PID پیش‌بین مقید و غیر مقید

محدودیت و اشباع در سیگنال کنترل باعث کاهش کارایی روش کنترل و حتی در برخی موارد باعث ناپایداری پاسخ سامانه حلقه بسته می‌شود. در عمل محدودیت سیگنال کنترل وجود دارد و به‌همین خاطر در طراحی و پیاده‌سازی باید آن را در نظر گرفت. دو روش برای در نظر گرفتن محدودیت‌ها وجود دارد. در روش اول می‌توان سیگنال کنترل را پس از محاسبه، از تابع اشباع عبور داد. در روش دوم همان‌گونه که، در این مقاله بیان شد، محدودیت‌ها در مرحله طراحی کنترل‌کننده GIPC-PID در نظر گرفته شده و سیگنال کنترل بهینه مقید به‌دست می‌آید. در هر دو روش گرچه سیگنال کنترل محدود شده به سامانه اعمال می‌شود؛ اما در روش دوم که این محدودیت‌ها در دل طراحی مستتر است، احتمال ناپایداری سامانه کنترل بسیار کاهش می‌یابد. برای نشان دادن این موضوع، دو روش مذکور را با استفاده از شبیه‌سازی عددی نشان می‌دهیم. پارامترهای طراحی و محدودیت‌های سیگنال کنترل همانند شبیه‌سازی قبل در نظر گرفته شده است. در این شبیه‌سازی پاسخ پله سامانه حلقه بسته به‌ازای ورودی  $1/5$  درجه در شکل ۳ رسم شده است. در این شکل پاسخ پله و تلاش کنترل سامانه حلقه بسته برای دو روش فوق یعنی روش GIPC-PID و GIPC-PID مقید نشان داده شده است.

در روش اول از اشباع استفاده شده و در روش دوم قید سیگنال کنترل به‌جای آنکه از تابع اشباع عبور کند، در فرایند بهینه‌سازی به‌عنوان یک قید تابع هزینه فرض شده و یک مسئله بهینه‌سازی مقید حل شده است. همان‌طور که این اشکال نشان می‌دهند، هنگامی که محدودیت به‌طور مستقیم از تابع اشباع عبور می‌کند، سیگنال کنترل حاصل از روش GIPC-PID غیرمقید، پس از  $0/68$  s به

GIPC-PID و روش Hinf کنترل مقاوم با هم مقایسه شده‌اند. سیگنال خروجی پاسخ پله و تلاش کنترل سامانه حلقه بسته در شکل ۵ برای چهار روش نشان داده شده است.

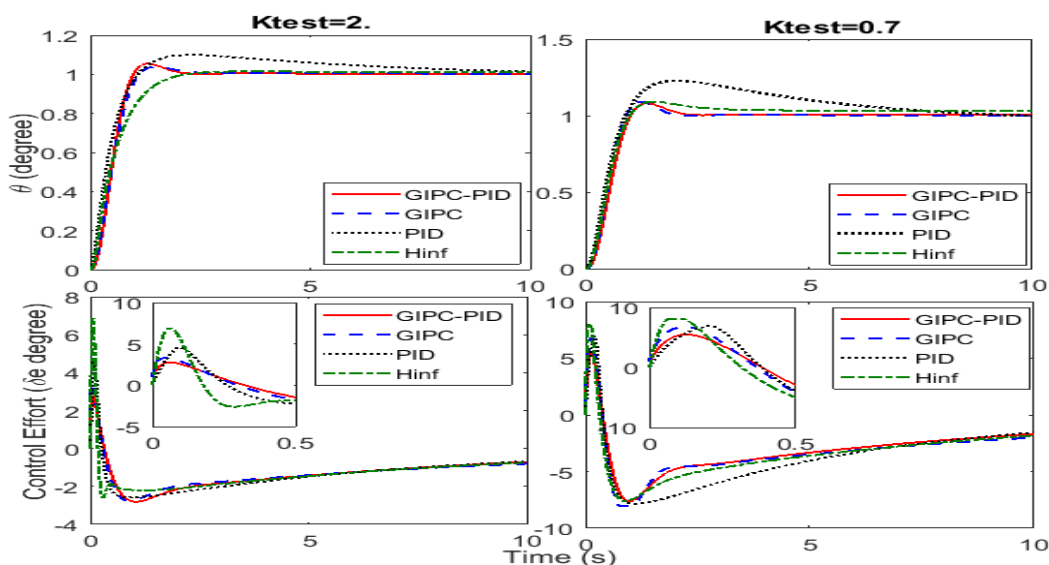
همان‌طور که ملاحظه می‌شود، روش کنترل پیش‌بین با وجود نامعینی‌های مدل نشده، دارای عملکرد مناسب‌تری است. زمان نشست و بیشینه فراجهش در روش کنترل پیش‌بین در حالت افزایش و کاهش بهره نامعینی کمتر از روش PID می‌باشد. با توجه به شکل ۵، در حالت افزایش نامعینی بهره، در روش PID بیشینه فراجهش، ۲ برابر و زمان نشست نیز ۳ برابر روش GIPC-PID می‌باشد. همچنین، در حالت کاهش نامعینی بهره، بیشینه فراجهش، ۶ برابر و زمان نشست نیز ۱۲ برابر روش GIPC-PID می‌باشد. با توجه به این موارد، روش GIPC-PID نسبت به روش PID مقاومت بهتری نسبت به نامعینی‌های مدل نشده دارد. بنابراین، در سامانه‌هایی که در طول زمان تغییرات نسبتاً گسترده دارند، عملکرد مناسب‌تری دارد. همچنین روش GIPC-PID نسبت به روش کنترل مقاوم Hinf دارای عملکرد مناسب‌تری می‌باشد. در جدول ۱ و ۲ نتایج مقایسه کمی چهار روش فوق آمده است.



شکل (۴): مقایسه خروجی حلقه بسته و تلاش کنترلی از روش PID پیش‌بین مقید، GIPC مقید و PID با وجود اغتشاش ۶ درجه در ورودی.

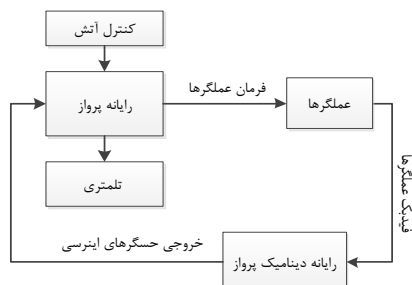
### ۵-۳- اثر نامعینی‌های مدل نشده بر خروجی حلقه بسته

در این بخش برای بررسی مقاومت روش طراحی شده در برابر نامعینی‌های مدل نشده، در شبیه‌سازی نامعینی بهره از بالا تا ۲ برابر و از پایین تا ۰/۷ برابر و نامعینی فاز معادل ۵ واحد تاخیر در نظر گرفته شده و چهار روش PID، GIPC،



شکل (۵): مقایسه خروجی حلقه بسته و تلاش کنترلی از روش PID پیش‌بین مقید، GIPC مقید، PID و روش Hinf با وجود نامعینی مدل نشده ۲ و ۰/۷ برابر.

• مدارات واسط و ارتباطات الکتریکی  
 شکل ۶ دیاگرام بلوکی آزمایشگاه سخت‌افزار در حلقه و عناصر اصل آن را نشان می‌دهد.



شکل (۶): بلوک دیاگرام آزمایشگاه سخت‌افزار در حلقه.

طبق این شکل سامانه کنترل آتش ابتدا اطلاعات اولیه مثل ضرایب سامانه هدایت و فرامین لازم برای پرتاب را به رایانه پرواز صادر می‌کند. با شروع پرواز رایانه پرواز با اجرای الگوریتم‌های هدایت، کنترل و ناوبری فرامین عملگرها را محاسبه و به آن‌ها اعمال می‌کند. هم‌زمان تمام اطلاعاتی که در پرواز تلمتری می‌شوند به بخش تلمتری ارسال و ذخیره یا رسم می‌شوند. با اجرای فرامین عملگرها فیدبک آن‌ها خوانده شده و سپس به یک رایانه زمینی به نام رایانه دینامیک پرواز ارسال شده و در آن خروجی حسگرهای سامانه ناوبری اینرسی یعنی ژيروسکوپها و شتابسنجها از روی معادلات نیروها و ممان‌های وارده بر جسم پرنده محاسبه می‌گردد. به عبارت دیگر رایانه دینامیک پرواز یک شبیه‌ساز مناسب برای سامانه ناوبری است. رایانه پرواز با خواندن خروجی حسگرهای اینرسی حلقه‌های هدایت و کنترل را بسته و فرامین لازم را صادر می‌کند و تا انتهای پرواز این فرایند ادامه پیدا می‌کند.

۶-۲- ارزیابی روش ارائه‌شده در آزمایشگاه

#### سخت‌افزار در حلقه و تحلیل عملکرد

آزمون‌هایی که در آزمایشگاه سخت‌افزار در حلقه صورت می‌گیرد، کامل‌ترین و دقیق‌ترین آزمون‌های قبل از پرواز جسم پرنده است. علت آن است که در این آزمون‌ها حلقه‌های هدایت و کنترل با استفاده از سخت‌افزارهای واقعی سامانه هدایت و کنترل بسته می‌شود و در نتیجه تاثیرات سخت‌افزارها از جمله نویز و تاخیر در نرم‌افزار (شامل تمام الگوریتم‌های سامانه هدایت و کنترل) مشاهده

جدول (۱): جدول مقایسه کنترل‌کننده در حالت بهره

نامعینی ۲ برابر.

روش	پارامتر	زمان خیز (ثانیه)	زمان نشست (ثانیه)	درصد فرجهش
GIPC-PID	۰/۸	۱	۵	
GIPC	۰/۸۷	۱	۴	
PID	۰/۸	۹	۱۰	
Hinf	۱/۲۵	۱	۰	

جدول (۲): جدول مقایسه کنترل‌کننده در حالت بهره

نامعینی ۰/۷ برابر.

روش	پارامتر	زمان خیز (ثانیه)	زمان نشست (ثانیه)	درصد فرجهش
GIPC-PID	۰/۸۲	۲/۱۹	۸	
GIPC	۰/۸۱	۲/۱۹	۵	
PID	۰/۷۷	۸	۲۳	
Hinf	۰/۸۲	۲/۶۷	۱۰	

#### ۶- پیاده‌سازی و تحلیل عملکرد کنترل‌گر PID

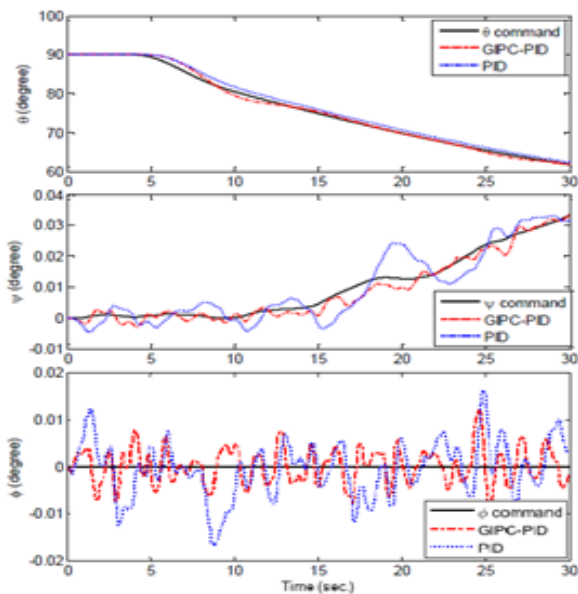
##### پیش‌بین در آزمایشگاه سخت‌افزار در حلقه

از آنجا که سامانه‌های پرنده به‌ویژه سامانه‌های فضایی و موشکی بسیار پیچیده و گران می‌باشند، لازم است قبل از تست پرواز، این سامانه‌ها در تست‌های قبل از پرواز که به تست‌های زمینی معروف هستند در بوته امتحان قرار گیرند تا تعداد تست‌های پروازی در دوره طراحی و در نتیجه هزینه طراحی کاهش یابد. بخش مهم و عمده از این تست‌ها در آزمایشگاهی به نام آزمایشگاه سخت‌افزار در حلقه صورت می‌گیرد.

##### ۶-۱- آزمایشگاه سخت‌افزار در حلقه

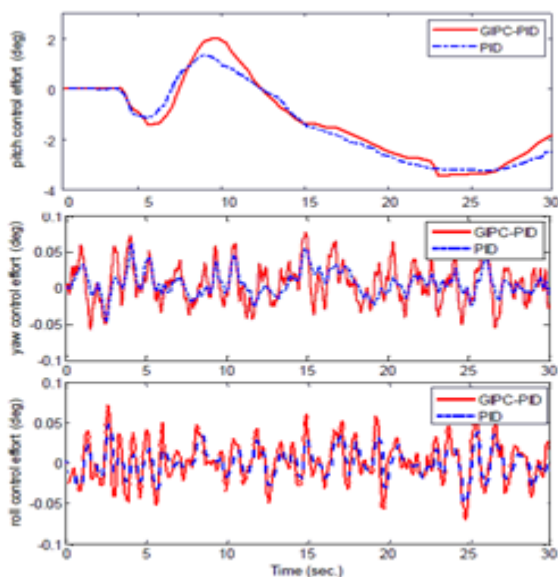
آزمایشگاه سخت‌افزار در حلقه را می‌توان با توجه به نیازها و الزامات طراحی یک جسم پرنده، طراحی نمود. ولی در همه موارد یک چیدمانی برای آن وجود دارد که حداقل عناصر زیر را دارا می‌باشد:

- رایانه پرواز و عملگرها
- رایانه زمینی دینامیک پرواز
- رایانه زمینی تله متری جهت دریافت داده‌های شبیه‌ساز پرواز بصورت برخط و رسم آن‌ها
- سامانه پرتاب



شکل (۷): مقایسه ردیابی زاویه فراز ( $\theta$ )، سمت ( $\psi$ ) و چرخ ( $\phi$ )، از روش PID پیش‌بین و PID در آزمایشگاه سخت‌افزار در حلقه.

همچنین طبق شکل ۸ تلاش کنترل در روش GIPC-PID در مقایسه با روش PID متناسب با کاهش خطا افزایش یافته است. البته این افزایش در تلاش کنترل منطقی بوده و در بازه مجاز قرار دارد و مشکلی در عمل ایجاد نمی‌کند. با مقایسه پاسخ‌ها در می‌یابیم که روش GIPC-PID در مجموع عملکرد بهتری نسبت به روش PID دارد و در عمل می‌توان آن را برای کنترل یک جسم پرنده به‌کار برد.



شکل (۸): مقایسه تلاش کنترل کانال‌های فراز، سمت و چرخ از روش PID پیش‌بین و PID در آزمایشگاه سخت‌افزار در حلقه.

می‌شود. در آزمون‌های سخت‌افزار در حلقه موارد مهم زیر انجام و بررسی می‌شود:

- بررسی صحت ارتباطات بین سخت‌افزارها و نرم‌افزار،
- بررسی تاثیرات سخت‌افزار بر سامانه هدایت و کنترل و کاهش اثرات آن‌ها،
- اندازه‌گیری حد فاز و حد بهره از بالا و از پایین برای تمام کانال‌های کنترل و افزایش این حدود در صورت نیاز،
- اندازه‌گیری کارایی و مقاومت سامانه هدایت و کنترل در برابر نویز، اغتشاشات و نامعینی‌های تعریف شده و
- مقایسه اطلاعات تلمتری شده پروازهای ناموفق با نتایج سخت‌افزار در حلقه برای شناسایی و رفع مشکل

مرحله طراحی آزمون‌های آزمایشگاه سخت‌افزار در حلقه نقش بسیار مؤثری در کاهش تعداد پرتاب اجسام پرنده دارد. معمولاً کنترل‌کننده‌هایی که آزمون‌های این مرحله را با موفقیت پشت سر می‌گذارند، در پرواز هم به‌خوبی عمل کرده و پایداری و کارایی مطلوبی از خود نشان می‌دهند.

### ۳-۶- پیاده‌سازی و تحلیل عملکرد کنترل‌گر PID پیش‌بین در آزمایشگاه سخت‌افزار در حلقه

روش ارائه شده GIPC-PID ابتدا در فضای MATLAB طراحی شده و مورد ارزیابی قرار گرفت. این طراحی پس از گذراندن آزمون‌های تعریف شده و تنظیم نهایی آن تبدیل به یک زیربرنامه به زبان C++ گردید تا قابل اجرا روی رایانه پرواز باشد. تمام فرایندها و تصمیمات سامانه هدایت و کنترل به‌ویژه توابع متغیر با زمان طوری پیاده‌سازی شده است که محاسبات به‌صورت زمان حقیقی صورت پذیرد. برای نمونه‌برداری و پیاده‌سازی فرکانس ۱۰۰ Hz، فرکانس مناسبی است؛ چون هم پیاده‌سازی به‌صورت زمان حقیقی انجام می‌شود و هم فاز سامانه کنترل کمتر کاهش می‌یابد. در این پیاده‌سازی از آن‌جا که مدل دینامیکی جسم پرنده مدل کامل و غیرخطی بوده و همین‌طور عملگرها و رایانه پرواز واقعی حضور دارند، نقاط ضعف و نقاط بحرانی طراحی مشخص شده و به‌راحتی قابل اصلاح است. نتایج شبیه‌سازی شامل زاویه اندازه‌گیری شده به‌همراه زاویه مطلوب و فرمان کنترل در کانال‌های فراز، سمت و چرخ جسم پرنده می‌باشد که در اشکال ۷ و ۸ آمده است. همان‌طور که در شکل ۷ مشاهده می‌گردد، کنترل‌کننده GIPC-PID به‌خوبی توانسته است فرمان هدایتی را ردیابی کند و نسبت به روش PID حدود ۱۰ درصد خطای ردیابی کمتری دارد.

## ۷- نتیجه‌گیری

در الگوریتم GIPC-PID مقید دو روش PID و GIPC طوری ترکیب شده که محاسن هر دو روش حفظ شود. در این روش ترکیبی یکی از مشکلات اساسی کنترل‌کننده پیش‌بین یعنی حجم محاسباتی بالای آن حل شده و این روش در سامانه‌های واقعی به آسانی قابل اجرا و پیاده‌سازی است. این روش نوین در مقایسه با روش GIPC مقید به دلیل ابعاد کوچکتر ماتریس‌های محاسبه شده، به ظرفیت حافظه بسیار کمتری نیاز دارد و با دقت زیاد سیگنال کنترل مشابه GIPC مقید را تولید می‌کند. به دلیل استفاده از الگوریتم GIPC در این روش و تولید سیگنال کنترل تفاضلی یک انتگرال‌گیر ذاتی در سامانه ایجاد می‌شود که اغتشاشات پله‌ای را به‌طور کامل حذف می‌کند. طبق نتایج شبیه‌سازی، این روش در مقابله با نامعینی‌ها نیز عملکرد مناسبی از خود نشان می‌دهد. این روش در سامانه کنترل یک جسم پرنده اجرا شده و در شبیه‌سازی شش درجه آزادی و همچنین در آزمایشگاه سخت‌افزار در حلقه تحت آزمون‌های مختلف قرار گرفت. آزمون‌ها نشان می‌دهند که روش ارائه شده روش کارایی برای کنترل اجسام پرنده که نقاط کار زیادی دارند، می‌باشد.

## ۸- منابع

- Konstantin, K., Huck, S. and Summers, T.H. "Fast Model Predictive Control of Miniature Helicopters;" Proc. Europe. Conf. Cont. Zürich, Switzerland, 2013.
- Mayne, D.Q., Rawlings, J.B., Rao, P.O.M. "Constrained Model Predictive Control: Stability and Optimality", J. Automatica. Vol 36, No. 6, pp. 789-814, 2000.
- Rossiter, J.A. "Model Based Predictive Control: A Practical Approach", CRC Press, New York, United States, 2004.
- Hess, R.A. and Jung Y.C. "An Application of Generalized Predictive Control to Rotorcraft Terrain-following Flight", IEEE. Transaction. Sys. Vol. 19, No. 3, pp. 955-962, 1989.
- Ghahramani, N.O. and Towhidkhal F. "Constrained incremental Predictive Controller Design for a Flexible Joint Robot", ISA. Transactions. Vol 48, No 3, pp. 321-326, 2009.
- Camacho, EF. and Bordons C. "Model Predictive Control", Springer Press, Sevilla, Spain, 1999.
- Mingzhu, Xu., Xiaoli, Li., Heping, Liu. and Yanshuang, Hao. "Adaptive Predictive Functional Control with Stochastic Search", Proc. Int. Conf. Inf. Acqu. Shandong, China, 2006.
- Peter, W., Gibbens, D.B. Medagoda. "Efficient Model Predictive Control Algorithm for Aircraft", J. Guid. Cont. Dyn. Vol. 34, No. 6, pp. 1909-1915, 2011.
- Chen, Y., Cuccato, D., Bruschetta, M. and Beghi, A. "A Fast Model Predictive Control Strategy for Real-Time Motion Control of Mechanical Systems", Proc. Int. Conf. AIM. Munich, Germany, 2017.
- Lam, D. "A Model Predictive Approach to Optimal Path-Following and Contouring Control", PhD Thesis the University of Melbourne, 2012.
- Wng, L. "Model Predictive Control System Design and Implementation Using MATLAB", Springer Press, London, 2009.
- Valencia-Palomo, G. and Rossiter, J.A. "Using Laguerre Functions to Improve Efficiency of Multi-Parametric Predictive Control", Proc. Int. Conf. ACC. Baltimore, USA, 2010.
- Maciejowski, JM. "Predictive Control with Constraints", PrenticeHall, Harlow, United Kingdom, 2009.
- Musavi, H. "PID Parameters Designing Based on Predictive Control", M.s.c Thesis, Malek Ashtar University of Technology, Faculty of Engineering, 2013. (In Persian).
- Kale, M. and Chipperfield, A.J. "Reconfigurable Flight Control Strategies Using Model Predictive Control"; Proc. Int. Conf. Symposium Intelligence Control. Vancouver, CANADA, 2002.
- Anderson, P. and Stone, H. "Predictive Guidance and Control for a Tail-Sitting Unmanned Aerial Vehicle"; Proc. Int. Conf. Information Decision and Control. Adelaide, Australia, 2007.
- Guemghar, K., Srinivasam, B., Mullhaupt, P. and Bonvin, D. "Predictive Control of Fast Unstable and Nonminimum-Phase Nonlinear System"; Proc. Int. Conf. Anchorage, USA, 2002.
- Richards, A., Breger, L. and How, J.P. "Analytical Performance Prediction For Robust Constraint Model Predictive Control", J. Cont. Vol. 79, No 9, pp. 877-894, 2006.
- Hovland, S., Gravdahl, J. T. and Willcox, K.E. "Explicit Model Predictive Control For Large Scale Systems via Model Reduction", J. Guid. Cont. Dyn. Vol 31, pp. 918-926, 2008.

22. Yadegari, A., Nazari M.S. and Ghahramani, N.O. "Application and Evaluation of Laguerre Functions in Helicopter Flight Control System Designed by Model Predictive Control", Aerospace Mechanics Journal, Vol. 15, No. 1, pp. 25-38, 2018. (In Persian)
20. Johnson, M.A, Moradi, M.H. "PID Control: New Identification and Design Methods", Springer-Verilog, London, United Kingdom, 2005.
21. Katebi, M.R. and Moradi, M.H. "Predictive PID Controllers", Proc. Int. Conf. Cont. App. London, United Kingdom, 2001.