رویکردی نو در طراحی کنترل پیش‌بین مقاوم با بهینه‌سازی تابع هزینه نامعین

تاریخ دریافت: ۱۴۰۳/۱۰/۰۴
تاریخ پذیرش: ۱۴۰۴/۰۴/۲۸

حسام حسن[۱]، نعمت اله قهرمانی[۲]، سعید نصرالهی[۳]

[۱] دانشجوی دکتری ، مجتمع برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران

[۲] دانشیار ، مجتمع برق و کامپیوتر ، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران، ghahremani@mut.ac.ir

[۳] استادیار ، مجتمع برق و کامپیوتر ، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران

چکیده

در این تحقیق، مسئله هدایت و کنترل مقاوم دوبعدی بین رهگیر و هدف، با در نظر گرفتن عیب در عملگرِ رهگیر، به‌صورت یکپارچه فرمول‌بندی و شبیه‌سازی شده است. برای حل این مسئله از الگوریتم کنترل پیش‌بین تفاضلی مقاوم استفاده شده است. برای مقاوم‌سازی سیستم در برابر عیب عملگر، این عیب در فضای حالت مدل شده و در نتیجه، تابع هزینه الگوریتم نامعین می‌شود. این تابع هزینه علاوه بر خطای ردیابی و تغییرات سیگنال کنترل، نامعینی‌های موجود در ماتریس ورودی سیستم را نیز در نظر گرفته و در افق محدودی بهینه می‌شود. در این روش، بهینه‌سازی تابع هزینه در افق محدود موجب تبدیل معادلات پیچیده دیفرانسیلی به مجموعه‌ای از معادلات جبری می‌گردد. بدین ترتیب با بهینه سازی تابع هزینه، مسئله جبران عیب در عملگر در فرایند بهینه سازی در نظر گرفته شده و در نتیجه سیگنال کنترل به دست آمده تابعی از نامعینی شده و در برابر عیب عملگر مقاوم است. روش ارائه شده ضمن حل یک مساله پیچیده‌ی بهینه‌سازی دارای سادگی و قابلیت اجرا می‌باشد. از آنجا که سیگنال کنترل به نامعینی‌های مدل وابسته است، این روش در شرایط کاهش بهره عملگرِ رهگیر به دلیل وقوع عیب، مقاومت سیستم حلقه بسته را افزایش داده و اثر خرابی عملگر را جبران می‌کند. برای تأیید عملکرد الگوریتم پیشنهادی، شبیه‌سازی‌های عددی متنوعی انجام شده و نتایج با چند روش دیگر مقایسه شده است.

واژگان کلیدی: *هدایت و کنترل یکپارچه، عیب عملگر، کنترل مقاوم، کنترل پیش‌بین، تابع هزینه نامعین.*

A novel approach to robust predictive control design via optimization of an uncertain cost function

Husam Hasan[1], Nemat Allah Ghahremani[2*], Saeed Nasrollahi[3]

1- *PhD Student. Faculty of Electrical & Computer Engineering, Malek-Ashtar University of Technology, Tehran, Iran*
2- Associated Professor. Faculty of Electrical & Computer Engineering, Malek-Ashtar University of Technology, Tehran, Iran
3- Assistant Professor. Faculty of Electrical & Computer Engineering, Malek-Ashtar University of Technology, Tehran, Iran

Abstract

In this study, the problem of robust two-dimensional integrated guidance and control between an interceptor and a target is formulated and simulated by considering actuator faults in the interceptor. A robust model predictive control algorithm is employed to address this problem. To enhance system robustness against actuator faults, the fault is modeled in the state-space representation, resulting in an uncertain cost function. This cost function, in addition to tracking error and control signal variations, also accounts for uncertainties in the system's input matrix and is optimized over a finite horizon. By optimizing the cost function within a finite horizon, the complex differential equations are transformed into a set of algebraic equations. Consequently, the actuator fault compensation is incorporated into the optimization process, and the resulting control signal becomes a function of system uncertainties, thus achieving robustness against actuator faults. The proposed method solves a complex optimization problem while maintaining simplicity and practical implementability. Since the control signal is dependent on model uncertainties, the method improves closed-loop robustness under conditions of reduced actuator effectiveness due to faults, thereby mitigating the impact of actuator failures. To validate the performance of the proposed algorithm, various numerical simulations are carried out, and compared with several other methods.

Keywords: *Integrated guidance and control, actuator fault, robust control, predictive control, uncertain cost function.*

۱. مقدمه

سیستم‌های دنیای واقعی با عدم قطعیت‌هایی به شکل اغتشاشات، نویز یا عیب مواجه هستند. اگرچه بسیاری از کنترل‌کننده‌ها ذاتاً دارای مقاومتی در برابر اغتشاشات و نویز هستند، خطاها می‌توانند باعث کاهش جدی عملکرد کنترل‌کننده شده و به ناپایداری منجر شوند. بنابراین، طرح‌های کنترل مقاوم در برابر عیب[۱] FTC مورد توجه هستند که با هدف کاهش یا اصلاح اثر شرایط عیب، مانند خرابی حسگر یا عملگر طراحی می‌شوند. افزایش تقاضا برای ایمنی و قابلیت اطمینان در سیستم‌های کنترل مدرن، توجه و تحقیقات گسترده‌ای را به FTC برای خرابی عملگر معطوف کرده است [۱]. به‌طور کلی، روش‌های FTC را می‌توان به دو دسته غیرفعال و فعال تقسیم کرد. رویکرد غیرفعال به تکنیک‌های کنترل مقاوم متکی است و بر تاب‌آوری در برابر بدترین حالت خرابی تمرکز دارد، در حالی که رویکرد فعال بر تشخیص و تطبیق با خطاها متمرکز بوده و کنترل‌های تطبیقی بیشتری را دعوت می‌کند. روش های مختلفی برای کنترل مقاوم در برابر عیب پیشنهاد شده‌اند، مانند مد لغزشی[۲]، رگولاتور خطی مربعی[۳] مربعی[۳] و بازگشت به عقب[۴].

در مقاله [۲] یک طراحی کنترل مقاوم در برابر خطا برای عیب عملگر در یک موتور با سیکل متغیر معرفی شده است. طراحی FTC شامل دو بخش شناسایی خطا و کنترل مقاوم در برابر خطا است که به‌ترتیب از یک رویتگر مد لغزشی و یک کنترلگر مد لغزشی استفاده می‌کند. در [۳]، یک کنترل مقاوم در برابر خطا برای سیستم هیدرولیک هواپیما با استفاده از کنترل تطبیقی مدل مرجع[۵] و رگولاتور خطی مربعی طراحی شده است تا به‌صورت فعال در مواجهه با از دست دادن کامل هیدرولیک و خرابی سیستم عملگر عمل کند. برای یک سامانه نقلیه فراصوت در [۴]، یک روش کنترل مقاوم در برابر خطا مبتنی بر رویتگر حالت برای مدل با نامعینی‌های پارامتری و خرابی جزئی عملگر طراحی شده است. از نابرابری ماتریسی خطی[۶] برای حل پارامترهای رویتگر و ماتریس بهره[۷] مربوطه در سیستم کنترل استفاده شده است. استراتژی کنترل مقاوم در برابر خطا در [۵] تحت طرح کنترل بازگشت به عقب مبتنی بر رویتگر حالت تعمیم‌یافته و معکوس‌سازی دینامیکی[۸] برای مقابله با "عیوب عملگر غیرافاین[۹]" پیشنهاد شده است.

راهبردهای دیگری برای جبران عیب عملگر ارائه شده است که کنترل پیش‌بین یکی از این روش‌ها به شمار می‌رود. این روش به طور مثال در ماهواره‌ها [۶]، وسایل نقلیه خودران [۷] و در صنعت شیمیایی [۸] به کار رفته و عیوب سخت افزاری آنها مورد توجه قرار گرفته‌اند. روش کنترل فعال برای تحمل عیب در [۹] استفاده شده است. برای شناسایی عیب از فیلتر کالمن دو مرحله‌ای استفاده شده است، مدل غیرخطی کوادروتور با استفاده از الگوریتم محدب متوالی[۱۰] به مدل خطی تبدیل شده، تابع هزینه‌ای که برای کنترل‌کننده پیش‌بین استفاده شده حاوی ترمهای اضافی از خطاها ناشی از تبدیل سیستم غیر خطی به خطی هست. در [۱۰]، با استفاده از کنترل‌کننده پیش‌بین، کنترل‌کننده به روش تیوب[۱۱] به صورت مقاوم طراحی شده است، به‌گونه‌ای که عیب عملگر را در نظر گرفته و آن را جبران کند. طراحی یک سیستم غیرفعال برای تحمل یا جبران عیب با بهره‌گیری از بهینه‌سازی چندمرحله‌ای و برنامه‌ریزی پویا در [۱۱] ارائه

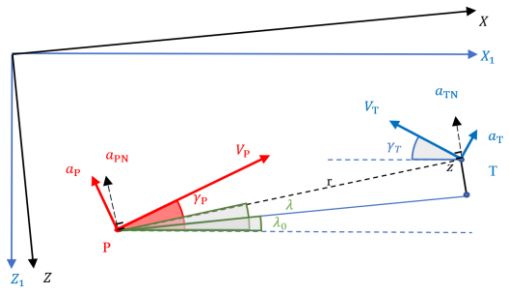
شده است. در این روش، نامعینی‌ها، اغتشاش‌ها و عیب عملگر به‌صورت جامع در قیود مسئله بهینه‌سازی مدل‌سازی شده‌اند و برای هر سیناریو، یک حل صریح با استفاده از منطق پیش‌بین استخراج شده است. مزیت کنترل مقاوم در برابر خطای غیرفعال نسبت به کنترل فعال این است که هیچ تأخیر زمانی به دلیل تشخیص خطا و پیکربندی مجدد کنترل‌کننده در روش فعال به سیستم اضافه نمی‌شود. اجرای کنترل فعال برای سیستم‌های ناپایدار که بازه زمانی پایداری آنها بسیار کوتاه است و امکان دریافت سیگنال تشخیص خطای قابل اطمینان وجود ندارد، عملاً غیرممکن است [۱۲]. نقطه‌ضعف مفهوم غیرفعال این است که تنها قادر به مدیریت یک یا تعداد محدودی از خطاها است.

در این پژوهش، برای جبران عیب در عملگر رهگیر، مسئله رهگیری دوبعدی برای سیستم IGC بر اساس روش کنترل پیش‌بین تفاضلی [۱۳] حل شده و رویکرد نوینی برای جبران عیب عملگر ارائه گردیده است. در این مرجع نامعینی‌های مدل مثل عیب عملگر در مدل سیستم در نظر گرفته نشده است. در این مقاله، برای افزایش مقاومت سیستم در برابر عیب عملگر، ابتدا این عیب به عنوان نامعینی در فضای حالت مدل شده و در تابع هزینه قرار داده می‌شود. بنابراین، این تابع هزینه علاوه بر خطای ردیابی و تغییرات سیگنال کنترل، نامعینی‌های موجود در ماتریس ورودی سیستم را نیز در نظر می‌گیرد. پس از مدلسازی تابع هزینه در افق محدودی بهینه می‌شود. مشاهده می‌شود که با بهینه سازی این تابع هزینه، مسئله جبران عیب در عملگر در فرایند بهینه سازی در نظر گرفته شده و در نتیجه سیگنال کنترل در برابر عیب عملگر مقاوم می‌شود. شبیه‌سازی‌های عددی مختلفی در حضور عیب عملگر صورت گرفته تا کارایی بالای این روش را نشان دهد. همچنین نتایج روش ارائه شده با روش مرجع [۱۳] مقایسه شده است.

ساختار مقاله به این شرح است: در بخش ۲ مدل سازی دینامیک سیستم و تعریف مسئله ارائه شده است. الگوریتم کنترل مقاوم بر اساس کنترل پیش‌بین تفاضلی مقاوم در حضور عیب عملگر در بخش ۳ ارائه می‌شود. در بخش ۴ نتایج شبیه‌سازی‌های عددی ارائه و نتایج تحلیل می‌گردد. در بخش ۵ نتایج حاصله بیان می‌شود.

۲. مدل سازی دینامیک سیستم، تعریف و فرمولاسیون مسئله

هندسه درگیریِ آشیانه‌یابی مسطح برای رهگیر (P) و هدف (T) در شکل ۱ نشان داده شده است. در دستگاه مختصات قطبی زاویه λ همان زاویه خط دید (LOS) است و فاصله بین رهگیر و هدف با r نشان داده می‌شود.



شکل ۱ درگیری مسطح رهگیر و هدف

V_P سرعت رهگیر، V_T سرعت هدف، γ_P زاویه مسیر پرواز رهگیر و γ_T زاویه مسیر پرواز هدف بوده و شتاب رهگیر با a_P و شتاب هدف با a_T نشان داده می‌شود. شکل ۲ سرعت رهگیر را نشان می‌دهد. معادلات سینماتیکی درگیری به

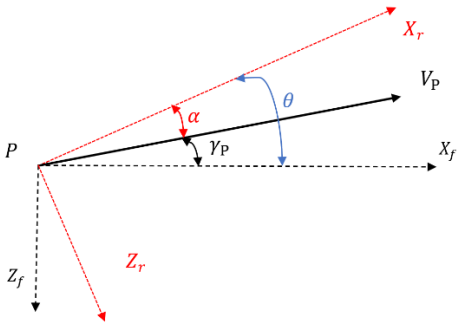
شرح زیر می‌باشند:

$$\dot{r} = -[V_P \cos(\gamma_P - \lambda) + V_T \cos(\gamma_T + \lambda)] \quad (۱)$$

$$\dot{\lambda} = \frac{-V_P \sin(\gamma_P - \lambda) + V_T \sin(\gamma_T + \lambda)}{r} \quad (۲)$$

$$\dot{\gamma_P} = \frac{a_P}{V_P} \quad (۳)$$

$$\dot{\gamma_T} = \frac{a_T}{V_T} \quad (۴)$$



شکل ۲ دستگاه مختصات بدنی رهگیر

در این شکل α زاویه حمله، γ_P زاویه مسیر و θ زاویه محور طولی رهگیر نسبت به مرجع می‌باشد. این زوایا به صورت زیر مرتبط هستند:

$$\theta = \alpha + \gamma_P \quad (۵)$$

شتاب رهگیر در راستای عمود بر خط دید اولیه (LOS) به‌صورت زیر است [۱۴]:

$$a_P = (L_\alpha - L_\delta) f_1(\alpha) + L_\delta f_2(\alpha + \delta) \quad (۶)$$

مقادیر L_δ و L_α نیروهای آیرودینامیکی تولیدشده توسط زاویه حمله و زاویه بالک کنترل هستند. توابع f_2 و f_1 هم توابع اشباع استاندارد هستند که به‌صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$\text{sat}(u) = \begin{cases} U_m & U_m < u \\ u & -U_m \le u \le U_m \\ -U_m & u < -U_m \end{cases} \quad (۷)$$

در شکل ۱، خط دید اولیه (LOS) با محور X هم‌راستا می‌باشد. فرض کنید z و $\dot{z}$ به ترتیب نشان‌دهنده جابه‌جایی نسبی بین هدف و رهگیر در راستای عمود بر خط دید اولیه و مشتق آن باشند. در این حالت، شتاب‌های هدف و رهگیر در راستای عمود بر LOS به‌صورت a_{TN} و a_{PN} خواهند بود. زیرنویس N نشان‌دهنده مؤلفه عمود بر LOS است:

$$a_{PN} \approx a_P \cos(\gamma_{P\,0} - \lambda_0) \quad (۸)$$

$$a_{TN} \approx a_T \cos(\gamma_{T\,0} + \lambda_0) \quad (۹)$$

$$\ddot{z} = a_{TN} - a_{PN} \quad (۱۰)$$

زیرنویس 0 نشان‌دهنده مقدار اولیه است که خطی‌سازی حول آن انجام شده است. پس از خطی سازی دینامیک طولی رهگیر، دینامیک کانال فراز به صورت زیر بیان می‌شود [۱۴]:

$$\dot{\alpha} = q - \frac{(L_\alpha - L_\delta) f_1(\alpha) + L_\delta f_2(\alpha + \delta)}{V_P} \quad (۱۱)$$

$$\dot{q} = (M_\alpha - M_\delta) f_1(\alpha) + M_q\, q + M_\delta f_2(\alpha + \delta) \quad (۱۲)$$

$$\dot{\delta} = \frac{(\delta^c - \delta)}{\tau_s} \quad (۱۳)$$

معادله (۱۳) نشان‌دهنده مدل عملگری است که زاویه انحراف بالک آن δ می‌باشد. در اینجا، τ_s ثابت زمانی عملگر، q نرخ زاویه فراز رهگیر، و M_δ، M_q و M_α گشتاورهای تولیدشده توسط زاویه انحراف بالک، نرخ زاویه فراز و زاویه حمله هستند. بالانویس C نشان‌دهنده سیگنال فرمان بالک است. بنابراین δ^c فرمان زاویه بالک است. بنابراین دینامیک رهگیر به صورت فضای حالت می‌شود:

$$\dot{\mathbf{x}}_\mathbf{G} = \mathbf{A_G}\,\mathbf{x_G} + \mathbf{B_G}\,\delta^c \quad (۱۴)$$

در این حالت

$$\mathbf{A_G} = \begin{bmatrix} \frac{-L_\alpha}{V_P} & 1 & \frac{-L_\delta}{V_P} \\ M_\alpha & M_q & M_\delta \\ 0 & 0 & \frac{-1}{\tau_s} \end{bmatrix} \quad (۱۵)$$

$$\mathbf{B_G} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{\tau_s} \end{bmatrix}^T, \mathbf{x_G} = [\,\alpha \quad q \quad \delta]^T$$

در این حالت، هدایت یکپارچه با کنترل به‌صورت زیر بیان می‌شود:

$$\mathbf{A_{GC}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_\alpha\omega & 0 & L_\delta\omega \\ 0 & 0 & \frac{-L_\alpha}{V_P} & 1 & \frac{-L_\delta}{V_P} \\ 0 & 0 & M_\alpha & M_q & M_\delta \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{\tau_s} \end{bmatrix} \quad (۱۶)$$



$$\mathbf{B_{GC}} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{\tau_s} \end{bmatrix}, \qquad \mathbf{G_{GC}} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{۱۷}$$

$$\dot{\mathbf{x}}_{\mathbf{GC}} = \mathbf{A_{GC}}\,\mathbf{x_{GC}} + \mathbf{B_{GC}}\,\delta^{c} + \mathbf{G_{GC}}\,a_{TN}^{c} \tag{۱۸}$$

$$\mathbf{Y_{GC}} = \mathbf{C_{GC}}\,\mathbf{x_{GC}} \tag{۱۹}$$

با فرض $\omega = \cos(\gamma_{P0} - \lambda_0)$ از این مدل فضای حالت، مسئله رهگیری به مسئله تنظیم[۱۲] تبدیل می‌شود. سیگنال کنترل زاویه انحراف $U = \delta^c$ است. بردار حالت مسئله هدایت و کنترل یکپارچه (IGC) به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\mathbf{x_{GC}} = [z \quad \dot{z} \quad \alpha \quad q \quad \delta]^T \tag{۲۰}$$

در این مقاله با در نظر گرفتن نامعینی در مدل فضای حالت تابع هزینه تعریف شده نامعین می‌شود و بدین ترتیب با بهینه سازی آن، مسئله جبران عیب در عملگر در فرایند بهینه سازی در نظر گرفته شده و سیگنال کنترل به دست آمده تابعی از نامعینی $\Delta\boldsymbol{B}$ می‌شود. بنابراین در این تابع هزینه علاوه بر خطای کنترل err (اختلاف بین خروجی واقعی وخروجی مد نظر)، تغییرات کنترل $\Delta\boldsymbol{u}$ و نامعینی $\Delta\boldsymbol{B}$ مربوط به عیب عملگر هم وجود دارد. یعنی:

$$J = J(err, \Delta\mathbf{u}, \Delta\mathbf{B}) \tag{۲۱}$$

پس از بهینه‌سازی تابع هزینه نامعین فوق تغییرات سیگنال کنترل به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\Delta\mathbf{u} = \Delta\mathbf{u}(\mathbf{x}, \Delta\mathbf{B}) \tag{۲۲}$$

توجه داشته باشید که در این رابطه سیگنال کنترل تابعی از حالت سیستم، $\mathbf{x}$ ، و نامعینی‌های بردار ضرایب ورودی (خرابی عملگر)، $\Delta\boldsymbol{B}$، می‌باشد.

۳. بهینه سازی تابع هزینه نامعین

برای هدایت و کنترل یکپارچه، یک کنترل مقاوم جدید به نام RGIP-GC[۱۳] در برابر عیب عملگرها با تعریف تابع هزینه جدید بر اساس روش کنترل پیش‌بین تفاضلی [۱۳] ارائه شده است. در اینجا، برای طراحی الگوریتم هدایت و کنترل یکپارچه پیش‌بین، عیب عملگر هم به فضای حالت سیستم و هم به خروجی پیش‌بین اضافه میشود. عیب عملگر ممکن است در سیستم‌های کنترل پرواز رخ داده و به کاهش شدید عملکرد یا حتی از کار افتادن سیستم منجر شود. کاهش اثربخشی عملگر به‌صورت ریاضی به شکل زیر بیان می‌شود:

$$\mathbf{u} = \mathbf{u_{nom}} + \sigma\,(f_d - 1)\,\mathbf{u_{nom}}$$
$$\mathbf{u} = \mathbf{u_{nom}} + F_d\,\mathbf{u_{nom}}. \tag{۲۳}$$

که در آن $F_d = \sigma(f_d - 1)$، $\mathbf{u_{nom}}$ ورودی اسمی عملگرست. در این رابطه σ نشانگر عیب عملگر است، بنابراین اگر $\sigma = 0$ باشد، سیستم درست کار می‌کند و اگر $\sigma = 1$ عیب رخ داده است. $f_d \in [0,1]$ عامل مقیاس‌بندی است که نشان دهنده کاهش بهره عملگر است. با فرض صفر بودن شتاب هدف، a_{TN}^{c}، و با فرض اینکه $\mathbf{u} = \delta^{c}$ و جای‌گذاری معادله (۲۳) در معادله (۱۸) داریم (زیرنویس GC برای ساده‌سازی حذف شده است):

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\,\mathbf{x} + \mathbf{B}\,(\mathbf{u_{nom}} + F_d\,\mathbf{u_{nom}})$$
$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\,\mathbf{x} + \mathbf{B}\,\mathbf{u_{nom}} + \mathbf{B_F}\,\mathbf{u_{nom}} \tag{۲۴}$$

فرض کنید $\mathbf{B_F} = F_d\,\mathbf{B}$. در روش پیش‌بینی تفاضلی هم حالات فعلی و هم حالات قبلی برای پیش‌بینی خروجی‌ها و حالات k گام جلوتر از پیش‌بینی خروجی‌ها و حالات در نظر گرفته می‌شوند. توضیحات کامل این روش در مرجع [۱۳] آمده است. در اینجا راه پیشنهادی برای مدیریت مؤثر خطا در سیستم عبارت است از افزودن اثر عیب به تابع هزینه که در معادله (۲۴)

با $\mathbf{B_F}$ نشـان داده شـده اسـت، و روش آن هـم در ادامه بیان می‌شود. برای تشریح ایـن روش، مـدل فضای حالت خطی گسسته‌ای را در نظر می‌گیریم که یک گام جلوتر از پیش‌بینـی وضـعیت/خروجی را همراه عیب نشان می‌دهد (مانند سیستمی کـه در معادله (۲۴) ارائه شده است):

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{k+1} &= \mathbf{A}\,\mathbf{x}_k + \mathbf{B}\,\mathbf{u}_k + \mathbf{B_F}\,\mathbf{u}_k \\ \mathbf{Y}_k &= \mathbf{C}\,\mathbf{x}_k\end{aligned} \qquad (۲۵)$$

کـه در آن، $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^m$، $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$ و $\mathbf{Y} \in \mathbb{R}$ بـه ترتیب بُردار وضعیت، ورودی کنترلـی، و خروجـی سیستم را نشان می‌دهند. هم چنین $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{n*n}$، $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{n*m}$و $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^n$ مـاتریس‌هـای سیسـتم هستند. پیش‌بینی‌های تفاضلی حالت‌ها به صـورت زیر بدست می‌آید:

$$\begin{aligned}\Delta\mathbf{x}_{k+1} &= \mathbf{A}\,\Delta\mathbf{x}_k + \mathbf{B}\,\Delta\mathbf{u}_k + \mathbf{B}_F\,\Delta\mathbf{u}_k \\ \Delta\mathbf{x}_k &= \mathbf{x}_k - \mathbf{x}_{k-1} \\ \Delta\mathbf{x}_{k+1} &= \mathbf{x}_{k+1} - \mathbf{x}_k \\ \Delta\mathbf{u}_k &= \mathbf{u}_k - \mathbf{u}_{k-1}\end{aligned} \qquad (۲۶)$$

با ترکیـب معـادلات (۲۵) و (۲۶) پـیش‌بینـی حالت در گام $k+۱$ به دست می‌آید:

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{k+1} = (\mathbf{A}+\mathbf{I})\,\mathbf{x}_k - \mathbf{A}\mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{B}\,\Delta\mathbf{u}_k \\ + \mathbf{B}_F\,\Delta\mathbf{u}_k\end{aligned} \qquad (۲۷)$$

در گام زمانی $k+۲$ حالت‌ها از رابطه زیر بدسـت می‌آید:

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{k+2} = (\mathbf{A^2}+\mathbf{A}+\mathbf{I})\,\mathbf{x}_k - (\mathbf{A^2}+\mathbf{A})\,\mathbf{x}_{k-1} \\ + (\mathbf{A}+\mathbf{I})\mathbf{B}\,\Delta\mathbf{u}_k \\ + (\mathbf{A}+\mathbf{I})\mathbf{B}_F\,\Delta\mathbf{u}_k \\ + \mathbf{B}\,\Delta\mathbf{u}_{k+1} + \mathbf{B_F}\,\Delta\mathbf{u}_{k+1}\end{aligned} \qquad (۲۸)$$

و نهایتاً معادله کلی حالتها به‌صورت ماتریسـی زیر خواهد بود:

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_N\,\mathbf{x}_k - \mathbf{A}_O\,\mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{B}_N\Delta\mathbf{u} \\ + \mathbf{B}_O\,\Delta\mathbf{u}\end{aligned} \qquad (۲۹)$$

که در آن:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix}\mathbf{X}_{k+1}\\ \mathbf{X}_{k+2}\\ \mathbf{X}_{k+3}\\ \vdots\\ \mathbf{X}_{k+Np}\end{bmatrix}, \Delta\mathbf{u} = \begin{bmatrix}\Delta\mathbf{u}_k\\ \Delta\mathbf{u}_{k+1}\\ \Delta\mathbf{u}_{k+2}\\ \vdots\\ \Delta\mathbf{u}_{k+Nc-1}\end{bmatrix} \qquad (۳۰)$$

$$\mathbf{A}_N = \begin{bmatrix}(\mathbf{A}+\mathbf{I})\\ (\mathbf{A^2}+\mathbf{A}+\mathbf{I})\\ (\mathbf{A^3}+\mathbf{A^2}+\mathbf{A}+\mathbf{I})\\ \vdots\\ \left(\sum_{i=0}^{Np}\mathbf{A}^i\right)\end{bmatrix} \qquad (۳۱)$$

$$\mathbf{A}_O = \begin{bmatrix}\mathbf{A}\\ (\mathbf{A^2}+\mathbf{A})\\ (\mathbf{A^3}+\mathbf{A^2}+\mathbf{A})\\ :\\ \left(\sum_{i=1}^{Np}\mathbf{A}^i\right)\end{bmatrix} \qquad (۳۲)$$

$$\mathbf{B}_N = \begin{bmatrix}\mathbf{B} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0}\\ (\mathbf{A}+\mathbf{I})\mathbf{B} & \mathbf{B} & \mathbf{0} & \mathbf{0}\\ (\mathbf{A^2}+\mathbf{A}+\mathbf{I})\mathbf{B} & (\mathbf{A}+\mathbf{I})\mathbf{B} & \cdots & \mathbf{0}\\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ \left(\sum_{i=0}^{Np-1}\mathbf{A}^i\right)\mathbf{B} & \left(\sum_{i=0}^{Np-2}\mathbf{A}^i\right)\mathbf{B} & \cdots & \left(\sum_{i=0}^{Np-Nc}\mathbf{A}^i\right)\mathbf{B}\end{bmatrix} \qquad (۳۳)$$

$$\mathbf{B}_O = \begin{bmatrix}\mathbf{B_F} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0}\\ (\mathbf{A}+\mathbf{I})\mathbf{B_F} & \mathbf{B_F} & \mathbf{0} & \mathbf{0}\\ (\mathbf{A^2}+\mathbf{A}+\mathbf{I})\mathbf{B_F} & (\mathbf{A}+\mathbf{I})\mathbf{B_F} & \cdots & \mathbf{0}\\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ \left(\sum_{i=0}^{Np-1}\mathbf{A}^i\right)\mathbf{B_F} & \left(\sum_{i=0}^{Np-2}\mathbf{A}^i\right)\mathbf{B_F} & \cdots & \left(\sum_{i=0}^{Np-Nc}\mathbf{A}^i\right)\mathbf{B_F}\end{bmatrix} \qquad (۳۴)$$

با فـرض اینکـه Np افـق پـیش‌بـین Nc افـق کنتـرل مـی‌باشـد. بـا اسـتفاده از معادلـه (۱۹) و معادله (۲۹) پـیش‌بینـی خروجـی $\mathbf{Y}$ را مـی‌تـوان به‌صورت فشرده در قالب ماتریس/بُردار نوشت:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{G_N}\,\mathbf{x}_k - \mathbf{G_O}\,\mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{K}\,\Delta\mathbf{u} + \Delta\mathbf{K}\,\Delta\mathbf{u} \qquad (۳۵)$$

که در آن

$\boldsymbol{G_N} = \boldsymbol{C}\,\boldsymbol{A}_N$ ، $\boldsymbol{G_O} = \boldsymbol{C}\,\boldsymbol{A_O}$

، $\boldsymbol{K} = \boldsymbol{C}\,\boldsymbol{B}_N$ و $\Delta\boldsymbol{K} = \boldsymbol{C}\,\boldsymbol{B_O}$

می‌باشند. مشاهده مـی‌شـود کـه در معادلـه (۳۵) ترم جدید $\Delta\mathbf{K}$ وجـود دارد کـه مربـوط بـه عیـب عملگر است. اکنون، تابع هزینه جدید بـه صـورت زیر تعریف می‌شود:

$$J = (\boldsymbol{err})^T\mathbf{Q}(\boldsymbol{err}) + \Delta\mathbf{u}^T\,\mathbf{R}\,\Delta\mathbf{u} \qquad (۳۶)$$

$$\boldsymbol{err} = \mathbf{Y_d} - \mathbf{Y}$$

کـه در آن $\boldsymbol{err}$ خطـای ردیـابی، $\mathbf{Q} = \mathrm{q} * \mathbf{I}$ مـاتریس وزنـی خطـا، $\mathbf{R} = \mathrm{r} * \mathbf{I}$ مـاتریس وزنـی کنترل و $\mathbf{I}$ ماتریس همانی[۱۴] است. با بهینه سـازی تابع هزینه فوق سیگنال کنترل مقاومی به دسـت می‌آید که در برابـر عیـب عملگـر مقاومـت نشـان

می‌دهد. همچنین $\mathbf{Y_d}$ خروجی مرجع است. با جای‌گذاری خروجی پیش‌بینی‌شده در تابع هزینه J، این تابع به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$\begin{aligned} J = {} & \Delta\mathbf{u_k}^{\mathbf{T}}\left(\mathbf{K_T}^{T}\,\mathbf{Q}\,\mathbf{K_T}+\mathbf{R}\right)\Delta\mathbf{u_k} \\ & -\left(\mathbf{Y_d}-\mathbf{G_N}\,\mathbf{x_k}+\mathbf{G_O}\,\mathbf{x_{k-1}}\right)^{\mathrm{T}}\mathbf{Q}\,\mathbf{K_T}\,\Delta\mathbf{u_k} \\ & -\Delta\mathbf{u_k}^{\mathbf{T}}\,\mathbf{K_T}^{\mathbf{T}}\,\mathbf{Q}\left(\mathbf{Y_d}-\mathbf{G_N}\,\mathbf{x_k}+\mathbf{G_O}\,\mathbf{x_{k-1}}\right) \end{aligned} \quad (۳۷)$$

در رابطه فوق: $\mathbf{K_T}=\mathbf{K}+\Delta\mathbf{K}$ می‌باشد. برای یافتن $\Delta\mathbf{u}$ بهینه که J را کمینه کند، باید مشتق اول تابع هزینه برابر صفر شود.

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial \Delta u} = {} & \left(\mathbf{K_T}^{T}\,\mathbf{Q}\,\mathbf{K_T}+\mathbf{R}\right)\Delta\mathbf{u_k} \\ & -\mathbf{K_T}^{\mathbf{T}}\mathbf{Q}\left(\mathbf{Y_d}-\mathbf{G_N}\mathbf{x_k}\right. \\ & \left.+\mathbf{G_O}\,\mathbf{x_{k-1}}\right)=0 \end{aligned} \quad (۳۸)$$

پس از حل معادله فوق سیگنال کنترل مقاوم به عیب عملگر به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\begin{aligned} \Delta\mathbf{u_{k+1}} = {} & \left(\mathbf{K_T}^{T}\,\mathbf{Q}\,\mathbf{K_T}+\mathbf{R}\right)^{-1}\mathbf{K_T}^{T}\,\boldsymbol{Q}(\mathbf{Y_d} \\ & -\mathbf{G_N}\,\mathbf{x_k}+\mathbf{G_O}\,\mathbf{x_{k-1}}) \end{aligned} \quad (۳۹)$$

این استراتژی کنترلی که در سیستم هدایت و کنترل یکپارچه پیاده‌سازی خواهد شد، هدایت و کنترل تفاضلی مقاوم (RGIP-GC) نامیده می‌شود.

در رابطه (۳۹)، فرض بر آن است که خروجی سیستم باید به مقدار مرجع صفر همگرا شود، که متناظر با وضعیت مطلوب یا همان برخورد با هدف است و سیگنال خروجی جابجایی نسبی (اولین حالت) و نرخ کنترل زاویه انحراف بالک می‌باشد. با این فرضیات، معادله قبلی به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$\begin{aligned} & \Delta\boldsymbol{\delta}^{\mathbf{c}}{}_{\mathbf{k+1}} = \\ & \left(\mathbf{K_T}^{T}\,\mathbf{Q}\,\mathbf{K_T}+\mathbf{R}\right)^{-1}\mathbf{K_T}^{T}\boldsymbol{Q}\left(-\mathbf{G_N}\,\mathbf{x_{GC_k}}+\right. \\ & \left.\mathbf{G_O}\,\mathbf{x_{GC_{k-1}}}\right) \end{aligned} \quad (۴۰)$$

این سیگنال کنترل طوری عمل می‌کند که سیستم در برابر عیب عملگر مقاوم باشد. قابل ذکر است که عیب عملگر در ماتریس $\mathbf{K_T}$ مستتر است. اگر f_d در معادله (۲۳) برابر با ۱ شود بدین معناست که عیب عملگر در نظر گرفته نشده و $\mathbf{K_T}=\mathbf{K}$ است. در این حالت سیستم شبیه سیستم مرجع [۱۳] است.

۴. شبیه‌سازی الگوریتم وتحلیل نتایج آن

نتایج شبیه‌سازی قانون هدایت معرفی شده برای اهداف بدون شتاب، با شتاب ثابت و حالت رهگیر با سرعت متغیر نشان داده شده است. همچنین، در سناریوهای مرتبط با هدف بدون شتاب نتایج قانون هدایت معرفی شده با هدایت تناسبی مقایسه شده است. از طرفی، نتایج قانون هدایت GP-GC با RGIP-GC در حالت خرابی عملگر نیز مقایسه شده است. همانطور که پیشتر بیان شد، سرعت رهگیر در طول شرایط درگیری تغییر می‌کند؛ برای همین منظور، در ادامه یک مدل نزدیک به واقعیت برای رهگیر درنظر گرفته شده است. معادلات تغییر سرعت رهگیر به‌صورت زیر بیان می‌شوند:

$$\dot{V}_{\mathrm{P}}=\frac{-D}{m}-g\,\sin(\gamma_{\mathrm{P}}) \quad (۴۱)$$

$$D=Q\,S\,C_d \quad (۴۲)$$

$$Q=\frac{\rho\,{V_{\mathrm{P}}}^2}{2} \quad (۴۳)$$

$$\rho=1.2\,\exp(-h/10000) \quad (۴۴)$$

در معادلات ذکر شده D نیروی کشش، g شتاب گرانش، m جرم رهگیر، ρ چگالی اتمسفر، Q فشار دینامیکی، h ارتفاع از سطح دریا و S سطح مرجع است. در جدول ۱ مقادیر پارامترهای رهگیر بیان شده است.

جدول ۱ پارامترهای رهگیر با سرعت متغیر

C_d	$m\,[kg]$	$S\,[m^2]$	$h\,[m]$
۰/۲	۱۲	۰/۲	۱۰۰۰

همچنین، مقدار عامل مقیاس‌بندی عیب معادله (۲٤) برابر $F_d=$ ۰/۳ است. پارامترهای قانون هدایت $Nc=$ ۴، $\mathrm{Np}=$ ۷۰ وزن خطای

کنترل ۲ = q و وزن کنترل ۴۵۰۰ = r است. پارامترهای ایرودینامیکی رهگیر در جدول ۲ بیان شده است.

جدول ۲ پارامترهای ایرودینامیکی رهگیر

$L_\alpha[\frac{m}{s^2}]$	$L_\delta[\frac{m}{s^2}]$	$M_\alpha[\frac{1}{s^2}]$	$M_\delta[\frac{1}{s}]$	$M_q[\frac{1}{s^2}]$
۱۲۷۰	۸۰	۷۴-	۵-	۱۶۰

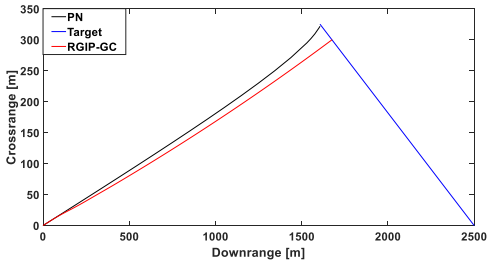
۴-۱. مقایسه روش‌های هدایت PN و RGIP-GC

در این بخش، مقایسه عملکرد بین قانون هدایت ناوبری تناسبی و قانون هدایت و کنترل یکپارچه مبتنی بر کنترل پیش‌بین مدل RGIP-GC برای هدف بدون مانور و بدون عیب ارائه شده است. مقادیر اولیه سناریوی درگیری در جدول ۳ بیان شده است.

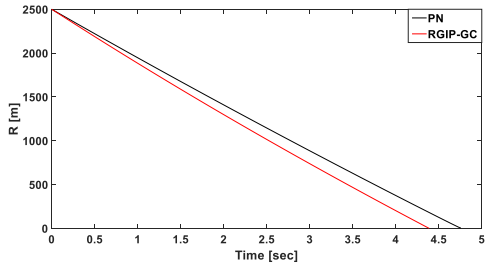
جدول ۳ مقادیر اولیه سناریوی درگیری

	X [m]	Y [m]	γ [deg]	V [m/s]
رهگیر	۰	۰	۱۰	۴۵۰
هدف	۰	۲۵۰۰	۲۰	۲۰۰

نتایج شکل ۳ نشان می‌دهد بر اساس قانون هدایت ارائه شده رهگیر زودتر در مسیر برخورد قرار گرفته است و دستور شتاب سریعتر به مقدار صفر رسیده است. مقدار فاصله ازدست دهی برای قانون هدایت ارائه شده برابر ۱/۲ متر است و برای قانون هدایت PN برابر ۳/۳۸ متر است. همچنین زمان درگیری برای قانون هدایت ارائه شده برابر ۴/۳۹ ثانیه و برای قانون هدایت PN برابر ۴/۷۵ ثانیه است که این مقادیر نشان می‌دهد زمان درگیری برای قانون ارائه شده کمتر از زمان قانون هدایت ناوبری تناسبی است، و خطای برخورد کمتر است، شکل ۴.

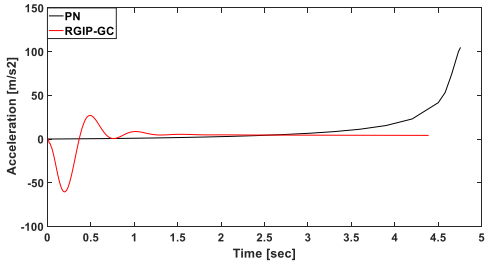


شکل ۳ مسیر برخورد برای قوانین هدایت PN و RGIP-GC.



شکل ٤ فاصله نسبی برای قوانین هدایت PN و RGIP-GC.

دستورهای شتاب برای قانون هدایت ارائه شده و PN در شکل ۵ نشان داده شده است. بر اساس نتایج مقدار ماکزیمم دستور هدایت PN بیشتر از دستور هدایت RGIP-GC است. همچنین، مقدار دستور شتاب PN در طول زمان افزایشی است که می‌تواند منجر به اشباع عملگرها در انتهای درگیری شود و در صورتی که هدف مانور دهد، انرژی لازم برای درگیری وجود نداشته باشد.



شکل ۵ دستور شتاب قوانین هدایت PN و RGIP-GC.

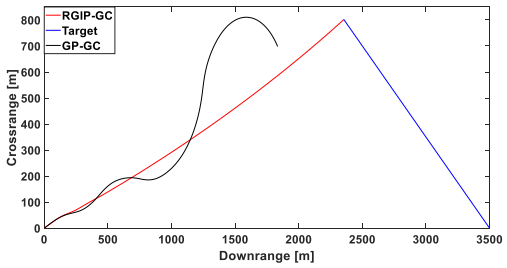
۴-۲. مقایسه نتایج قانون‌های هدایت GP-GC و RGIP-GC:

در این بخش از مقاله به مقایسه نتایج قوانین هدایت روش پیشنهادی با روش GP-GC [۱۵] در حالت وجود عیب در عملگر پرداخته شده است. مقادیر اولیه در جدول ۴ آمده است. قابل ذکر است، برای مقایسه منصفانه پارامترهای قوانین هدایت شامل افق کنترل و پیش‌بین و وزنهای تابع هزینه یکسان در نظر گرفته شده است. مسیر برخورد برای قوانین هدایت GP-GC و RGIP-GC در حالتی که عیب عملگر برابر ۰/۵ است در شکل ۶ نشان داده شده است.

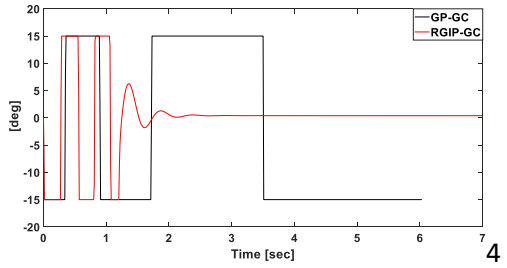
جدول ٤ مقادیر اولیه سناریوی درگیری

	$V\ [\frac{m}{s}]$	$\gamma\ [deg]$	Y [m]	X [m]
رهگیر	۴۵۰	۲۰	۰	۰
هدف	۲۰۰	۳۵	۳۵۰۰	۰

خطای برخورد قانون هدایت ارائه شده برابر ۰/۳۸ متر است که نشان می‌دهد رهگیر توانسته هدف را دنبال کند، در حالی که برای قانون هدایت GP-GC رهگیر نتوانسته هدف را دنبال کند. زوایای انحراف بالک برای قانون هدایت ارائه شده و GP-GC در شکل ۷ نشان داده شده است. قابل ذکر است در این سناریو زاویه انحراف بالک با اشباع ۳۰ درجه در نظر گرفته شده است. بر اساس نتایج، دستور هدایت GP-GC به اشباع رفته است و این در حالی است که حداکثر انحراف بالک قانون هدایت ارائه شده حدود ۱۵ درجه است. دستور شتاب برای قانون هدایت ارائه شده و GP-GC در شکل ۸ نشان داده شده است. نتایج نشان می‌دهد حداکثر مقدار شتاب در روش RGIP-GC ، از روش GP-GC کمتر است و این در حالی است که دستور شتاب GP-GC به اشباع رفته است.

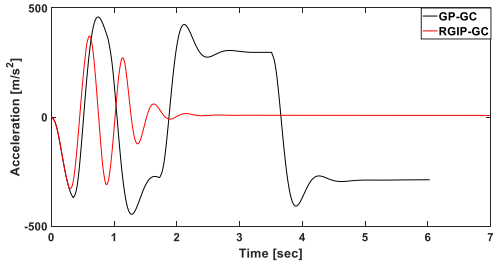


شکل ۶ مسیر برخورد برای قوانین هدایت GP-GC و RGIP-GC.



4

شکل ۷ زوایای انحراف بالک قوانین هدایت GP-GC و RGIP-GC.



شکل ۸ دستور شتاب قوانین هدایت GP-GC و RGIP-GC.

۴-۳. نتایج شبیه سازی برای هدف با شتاب سینوسی

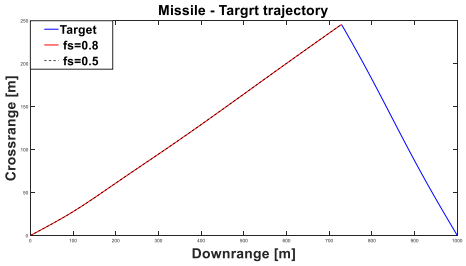
در این بخش از مقاله به بررسی عملکرد قانون هدایت معرفی شده برای اهداف شتابدار در حالت شتاب سینوسی، با دامنه ۲۰ متر بر مجذور ثانیه، پرداخته شده است. همچنین، مقادیر عیب عملگر برابر $f = [۰/۵ \ ۰/۸]$ در نظر گرفته شده است و مقدار اشباع برای زاویه انحراف بالک ۳۰ درجه لحاظ شده است. مقادیر اولیه سناریوی

درگیری زمانی که هدف دارای شتاب سینوسی می‌باشد، در جدول ۵ نشان داده شده است.

جدول ۵ مقادیر اولیه سناریوی درگیری برای هدف با شتاب سینوسی

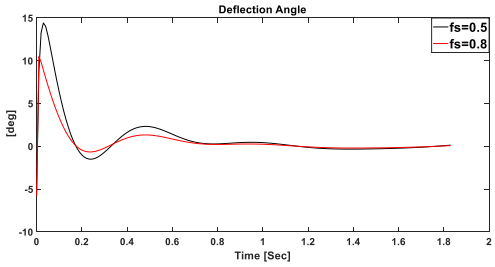
	$V\ [\frac{m}{s}]$	$\gamma\ [deg]$	Y [m]	X [m]
رهگیر	۴۵۰	۱۵	۰	۰
هدف	۲۰۰	۴۰	۱۰۰۰	۰

مسیر برخورد برای قوانین هدایت RGIP- GC در حالتی که عیب عملگر برابر $f = [۰/۵ ، ۰/۸]$ است در شکل ۹ نشان داده شده است. مقدار فاصله ازدست دهی برای قانون هدایت ارائه شده در حالت $f = [۰/۸]$ برابر ۰/۳۳ متر است و برای $f = [۰/۵]$ برابر ۰/۳٤ متر است.

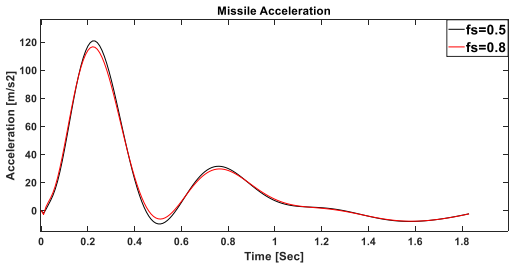


شکل ۹ مسیر برخورد در حالتی که هدف دارای شتاب سینوسی است و عیب عملگر برابر $f = [۰/۵ ، ۰/۸]$.

همانطور که مشاهده می‌شود با وجود مقادیر مختلف عیب بر روی عملگر رهگیر توانسته با ایجاد دستور شتاب به هدف برخورد کند. مطابق نتایج شکل های ۱۰ و ۱۱ زمانی که مقدار عیب عملگر بیشتر است، قانون هدایت مقدار زاویه بالک بیشتری تقاضا کرده که منجر به دستور شتاب بیشتری شده است تا عیب جبران شود.



شکل ۱۰ زاویه انحراف بالک برای هدف با شتاب سینوسی و عیب عملگر برابر $f = [۰/۵ ، ۰/۸]$



شکل ۱۱ دستور شتاب در حالتی که هدف دارای شتاب سینوسی است و عیب عملگر برابر $f = [۰/۵ ، ۰/۸]$.

۵. نتیجه گیری

در این مقاله یک رویکرد جدید برای هدایت و کنترل مقاوم یکپارچه با در نظر گرفتن عیب عملگرِ رهگیر ارائه شده است. در این رویکرد، با استفاده از روش کنترل پیش‌بین تفاضلی برای مقاوم‌سازی سیستم در برابر عیب عملگر، مدلی در نظر گرفته شده است که علاوه بر خطای ردیابی و تغییرات سیگنال کنترل، نامعینی‌های ماتریس ورودی سیستم (عملگر) را هم در نظر می‌گیرد. بدلیل این که نامعینی‌های مدل در سیگنال کنترل در نظر گرفته شده، این روش در مواقعی که عملگرِ رهگیر عیب نموده و بهره آن کاهش یابد مقاومت سیستم حلقه بسته را افزایش داده و خرابی عملگر را جبران می‌کند. عملکرد قانون هدایت معرفی شده در سناریوهای مختلف از جمله اهداف بدون شتاب، اهداف با شتاب سینوسی بررسی شد و نتایج شبیه‌سازی نشان

می‌دهند که قانون هدایت ارائه شده با وجود خرابی عملگر، عملکرد مطلوب خود را حفظ می‌کند. همچنین، قانون معرفی شده با قوانین هدایت تناسبی و پیش‌بین مقایسه شد که نتایج نشان می‌دهند خطای برخورد قانون معرفی شده برای هدف بدون شتاب کمتر از خطای قانون هدایت تناسبی است. همچنین، نتایج نشان می‌دهند روش پیشنهادی در مقایسه با روش پیش‌بین مرسوم، توانسته با بهره خطایی به اندازه ۰/۵ به مسیر ادامه دهد و برخورد صورت بگیرد، در حالی که روش مرسوم واگرا شده است.

۶. مآخذ

[1] T. LI, Z. JIANG, H. YANG, C. HU, and S. ZHANG, "Reconfigurable fault-tolerant control for supersonic missiles with actuator failures under actuation redundancy," Chinese J. Aeronaut., vol. 33, no. 1, pp. 324–338, 2020, doi: 10.1016/j.cja.2019.05.015.

[2] Y. Yuan, T. Zhang, Z. Lin, Z. Zhao, and X. Zhang, "Actuator fault tolerant control of variable cycle engine using sliding mode control scheme," Actuators, vol. 10, no. 2, pp. 1–19, Jan. 2021, doi: 10.3390/act10020024.

[3] X. Sun, X. Wang, Z. Zhou, and Z. Zhou, "Active fault-tolerant control strategy for more electric aircraft under actuation system failure," Actuators, vol. 9, no. 4, pp. 1–16, Nov. 2020, doi: 10.3390/act9040122.

[4] G. Cai, Y. Zhao, W. Quan, and X. Zhang, "Design Of Lpv Fault-Tolerant Controller For Hypersonic Vehicle Based On State Observer," J. Ind. Manag. Optim., vol. 17, no. 1, pp. 447–465, 2021, doi: 10.3934/jimo.2019120.

[5] Y. Liu, Q. Wang, C. Hu, and C. Dong, "ESO-based fault-tolerant anti-disturbance control for air-breathing hypersonic vehicles with variable geometry inlet," Nonlinear Dyn., vol. 98, no. 3, pp. 2293–2308, Nov. 2019, doi: 10.1007/s11071-019-05329-3.

[6] N. R. Esfahani and K. Khorasani, "A distributed model predictive control (MPC) fault reconfiguration strategy for formation flying satellites," Int. J. Control, vol. 89, no. 5, pp. 960–983, 2016.

[7] K. Geng, N. A. Chulin, and Z. Wang, "Fault-tolerant model predictive control algorithm for path tracking of autonomous vehicle," Sensors, vol. 20, no. 15, p. 4245, 2020.

[8] R. Keller, S. X. Ding, M. Müller, and D. Stolten, "Fault-tolerant model predictive control of a direct methanol-fuel cell system with actuator faults," Control Eng. Pract., vol. 66, pp. 99–115, 2017.

[9] W. Jung and H. Bang, "Fault and failure tolerant model predictive control of quadrotor UAV," Int. J. Aeronaut. Sp. Sci., vol. 22, pp. 663–675, 2021.

[10] E. Hill, A. Newton, S. A. Gadsden, and M. Biglarbegian, "Tube-based robust model predictive control for fault tolerance," Mechatronics, vol. 95, p. 103051, 2023.

[11] R. Sheikhbahaei, A. Alasty, and G. Vossoughi, "Robust fault tolerant explicit model predictive control," Automatica, vol. 97, pp. 248–253, 2018.

[12] H. Niemann and J. Stoustrup, "Passive fault tolerant control of a double inverted pendulum - A case study," Control Eng. Pract., vol. 13, no. 8, pp. 1047–1059, Aug. 2005, doi: 10.1016/j.conengprac.2004.11.002.

[13] N. O. Ghahramani and F. Towhidkhah, "Constrained incremental predictive controller design for a flexible joint robot," ISA Trans., vol. 48, no. 3, pp. 321–326, 2009, doi: 10.1016/j.isatra.2009.01.010.

[14] B. Panchal, N. Mate, and S. E. Talole, "Continuous-time predictive control-based integrated guidance and control," J. Guid. Control. Dyn., vol. 40, no. 7, pp. 1579–1595, 2017, doi: 10.2514/1.G002661.

[15] L. Wang, Model Predictive Control System Design and Implementation Using MATLAB®. London: Springer London, 2009. doi: 10.1007/978-1-84882-331-0.

۷. پی‌نوشت

1 Fault Tolerant Control
2 Sliding Mode Control
3 LQR
4 Backstepping
5 Model Reference Control
6 LMI
7 Gain Matrix
8 Inverse Dynamics
9 Non-Affine Actuator Faults
10 Successive Convexification Algorithm
11 Tube MPC
12 Regulation Problem
13 Robust Generalized Incremental Predictive Guidance and Control
14 Identity matrix