

طراحی جبران‌سازهای دینامیکی و استاتیکی رفع انباشتگی برای یک خودخلبان سه حلقه‌ای

تاریخ دریافت: ۱۴۰۱/۱۰/۲۵

تاریخ پذیرش: ۱۴۰۲/۰۷/۰۲

مهدی نیکوسخن لامع^۱

۱- کارشناس، سازمان صنایع هوافضا، nikusokhan@gmail.com

چکیده

وجود تابع غیرخطی اشباع عملگر در یک خودخلبان^۱ سه حلقه‌ای وسیله پرنده منجر به افت عملکرد ناشی از پدیده انباشتگی^۲ می‌شود. در این مقاله، یک جبران‌ساز دینامیکی و یک جبران‌ساز استاتیکی برای رفع انباشتگی^۳ (AW) پیشنهاد می‌شود. جبران‌ساز دینامیکی موجود در بعضی از مراجع برای سیستم‌های با پس‌خور از خروجی سیستم به گونه‌ای طراحی شده‌است که حالت‌های کنترل‌کننده^۴ سیستم اشباع‌شده نزدیک به حالت‌های کنترل‌کننده سیستم اشباع‌نشده شود. در این مقاله، این جبران‌ساز برای کنترل‌کننده‌هایی مشابه خودخلبان سه حلقه‌ای وسایل پرنده که در آن فرمان کنترلی، علاوه بر پس‌خور^۵ از خروجی، پس‌خور از حالت‌های سیستم نیز است، توسعه داده شده‌است. به منظور مقایسه با جبران‌ساز دینامیکی، یک جبران‌ساز استاتیکی نیز با یک رویکرد جدید به این گونه طراحی شده که خروجی کنترل‌کننده، خروجی تابع اشباع را تعقیب کرده و مانع ایجاد انباشتگی شود. بهره مناسب جبران‌ساز استاتیکی بر اساس تحلیل حساسیت عددی به دست آمده است. این دو جبران‌ساز بر روی یک خودخلبان سه حلقه‌ای وسیله پرنده آیرودینامیکی دم-کنترل اعمال شده و در دو شرایط پایدار و ناپایدار عملکرد این جبران‌سازها به لحاظ کنترلی با هم مقایسه شده‌اند. نتایج نشان دهنده عملکرد بهتر جبران‌ساز استاتیکی در مقابل جبران‌ساز دینامیکی در تعقیب فرمان مطلوب است. همچنین با شبیه‌سازی سیستم هدایت، نشان داده می‌شود که استفاده از کنترل‌کننده با جبران‌ساز AW منجر به کاهش خطای برخورد^۶ می‌شود.

واژه‌های کلیدی: اشباع ورودی، حذف انباشتگی، جبران‌ساز دینامیکی و استاتیکی، خودخلبان

۱۴۹

سال ۱۲- شماره ۲

پاییز و زمستان ۱۴۰۲

نشریه علمی

دانش و فناوری هوافضا



طراحی جبران‌سازهای دینامیکی و استاتیکی رفع انباشتگی برای یک خودخلبان سه حلقه‌ای

Design of dynamic and static antiwindup compensators for a three-loop autopilot

Mahdi Nikusokhan Lame¹

1- Researcher, Aerospace industry organization, Iran.

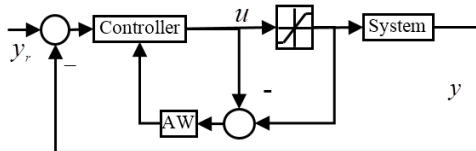
Abstract

The existence of nonlinear saturation function in a three-loop autopilot of flying vehicle leads to performance loss due to windup phenomenon. In this paper, a dynamic compensator and a static one for antiwindup (AW) are proposed. The dynamic compensator available in some references for output feedback systems is designed so that the controller states of the saturated system are close to the controller states of the unsaturated system. In this paper, this compensator has been developed for controllers similar to the three-loop autopilots where the control command, in addition to output feedback, is also feedback from the plant states. In order to compare with the dynamic compensator, a static compensator is also designed with a new approach so that the output of the controller tracks the output of the saturation function and avoid the windup. The appropriate gain of the static compensator has been obtained based on numerical sensitivity analysis. These two compensators have been applied on a three-loop autopilot of a tail-control aerodynamic flying vehicle, and the performance of these compensators have been compared in terms of control in two stable and unstable conditions. The results show the better performance of the static compensator compared to the dynamic compensator in tracking the desired command. Also, by simulating the guidance system, it is shown that the use of the controller with the AW compensator leads to the reduction of miss distance.

Keywords: input saturation, anti windup, dynamic and static compensators, autopilot.

۱. مقدمه

حضور اغتشاش می‌باشد. وجود انتگرال‌گیر در کنترل‌کننده باعث می‌شود که مدام از خطای کنترلی انتگرال گرفته شود؛ هر چند دستور کنترلی ممکن است در اشباع باشد. این انتگرال‌گیری منجر به انباشتگی دستور کنترلی می‌شود. در روش جبران‌سازی رفع انباشتگی، کنترل‌کننده اصلی بدون در نظر گرفتن تابع غیرخطی اشباع طراحی می‌شود. سپس یک حلقه داخلی بر روی کنترل‌کننده اصلی طراحی می‌شود تا اثرات مخرب این پدیده را بر روی عملکرد و پایداری کاهش دهد. معمولاً جبران‌سازهای AW با پس‌خور از خطای بین خروجی کنترل‌کننده و ورودی سیستم مشابه شکل ۱ ساخته می‌شود.



شکل ۱. AW با پس‌خور از خطای ورودی و خروجی اشباع [۷].

در اکثر مراجع، ساختار کنترلی شکل ۱ به شکل $\Delta-P$ در می‌آید که تابع غیرخطی اشباع به عنوان نامعینی در Δ مدل می‌شود و P سیستم معادلات خطی است که دارای دو ورودی و دو خروجی است (به صورت نمونه [۸] تا [۲۵]). ورودی‌ها شامل ورودی بیرونی سیستم نامی و ورودی از سمت نامعینی است و خروجی نیز شامل خروجی تنظیم‌شونده و خروجی به سمت نامعینی است. در [۸] و [۹] نرم L_2 خطای ردیابی است به عنوان تابع هزینه در نظر گرفته شده و با تبدیل مسئله بهینه‌سازی عملکرد به یک مسئله نامساوی ماتریسی خطی^۸ (LMI)، بهره‌های جبران‌ساز AW استاتیک تعیین شده‌است. در [۱۰] با همان تابع هزینه نرم L_2

یکی از مسائل مهم در کنترل، اشباع ورودی و اثر آن روی عملکرد و پایداری سیستم حلقه بسته است. اشباع ورودی سیستم اغلب بعلت محدودیت عملگر یا الزامات سیستمی غیرقابل اجتناب است. برای دهه‌ها، روش‌های تک‌کاره^۷ برای حل مسئله اشباع به کار برده شده‌است. اما در دهه‌های اخیر، محققان نتایج خوبی را در خصوص عملکرد و پایداری این سیستم‌ها ارائه داده‌اند. دو روش اصلی برای مواجهه با این مسئله وجود دارد. اولین روش، روش مستقیم است که در آن، اشباع به‌عنوان یک قید، از ابتدا در طراحی کنترل لحاظ می‌شود ([۱] تا [۵]). به طور مثال در مراجع [۱] تا [۳]، با روش جدول‌بندی بهره از حالت‌های کنترل‌کننده، بهره‌های کنترلی تغییر می‌کنند تا سیگنال کنترلی به اشباع نرسد. در صورتی که ممکن است عملکرد بهتر به‌واسطه بهره بالای کنترلی و حتی به قیمت اشباع سیگنال کنترلی حاصل شود. همچنین به صورت نمونه در مراجع [۴] و [۵] از روش کنترل پیش‌بین مدل با افق پیش‌بینی محدود استفاده می‌شود تا مسئله کنترل را به یک مسئله بهینه‌سازی مقید تبدیل و آن را به صورت عددی حل کند. اشکال اصلی این روش نیز این است که به‌علت محاسبات برخط زیاد، پیاده‌سازی آن مشکل می‌باشد. به خصوص زمانی که مدل دارای عدم قطعیت باشد. از مشکلات دیگر این روش عدم اثبات پایداری تحلیلی می‌باشد. روش دوم با عنوان جبران‌سازی رفع انباشتگی شناخته می‌شود [۶]. پدیده انباشتگی، بیشتر در سیستم‌هایی که در کنترل‌کننده، جمله انتگرال‌گیر وجود دارد، مطرح می‌باشد [۷]. وجود جمله انتگرال‌گیر در کنترل‌کننده به‌خاطر حذف خطای ماندگار در

خطای ردیابی به طراحی جبران‌ساز استاتیکی و دینامیکی پرداخته شده است که با حل LMI انجام شده است. در [۱۱] همین رویکرد برای حل یک مسئله LPV^۱ اعمال شده است. در [۱۲] پایداری مسئله نیز به یک LMI تبدیل می‌شود و در کل، مسئله طراحی جبران‌سازی AW به حل یک LMI منجر می‌شود. اما مسئله مهم این است که با تبدیل تابع غیرخطی اشباع به یک نامعینی و با حل مسئله با روش‌های بهینه‌سازی مقاوم، کنترل‌کننده طراحی شده به صورت محتاطانه طراحی می‌شود و لزوماً عملکرد بهینه‌ای حاصل نمی‌شود. به همین دلیل در [۱۳]، از یک اشباع مجازی قبل از اشباع واقعی استفاده می‌شود که بتوان از بهره بالاتر برای جبران‌ساز AW استفاده کرد تا عملکرد بهتری حاصل شود. در بین روش‌های جبران‌سازی AW، روش‌هایی هستند که مسئله را بر اساس خطای بین سیستم مقید (با حضور اشباع) و نامقید (بدون حضور اشباع) تعریف می‌کنند ([۱۴] تا [۱۶]). در مرجع [۱۴] برای دینامیک پیوسته، در [۱۵] برای دینامیک گسسته و در [۱۶] برای دینامیک پیوسته شامل تاخیر است به طراحی جبران‌ساز دینامیکی مبتنی بر تئوری کنترل بهینه پرداخته شده است. در تمام این مراجع به طراحی جبران‌ساز برای مسئله‌ای که کنترل‌کننده آن پس‌خور خروجی است، پرداخته شده است که در آن خطای حالت‌های کنترل‌کننده بین سیستم مقید و نامقید کمینه می‌شود. اگر حالت کنترل‌کننده در حالت مقید مشابه حالت نامقید باشد، انباشتگی اتفاق نمی‌افتد. از همین رویکرد در کنترل مسائلی که حالت‌ها مقید هستند نیز استفاده شده است [۱۷].

از سیستم‌هایی که همواره با مسئله اشباع

ورودی مواجه هستند، سیستم‌های پرنده مانند ماهواره، هواپیماها و موشک‌ها هستند. در این سیستم‌ها، انحراف سطوح کنترلی آیرودینامیکی یا نازل پیشران‌ش به لحاظ قیود مکانیکی و آیرودینامیکی محدود می‌باشند. در مرجع [۱۸] از جبران‌ساز استاتیکی برای جبران انباشتگی عملگر یک ماهواره استفاده شده است. برای تنظیم بهره استاتیکی و دیگر بهره‌های کنترلی از الگوریتم بهینه‌سازی استفاده شده است. عملاً در این روش بهره‌های کنترلی و بهره جبران‌ساز AW با هم تعیین می‌شوند. اما روش مرسوم در طراحی جبران‌ساز AW این است که ابتدا کنترل‌کننده بدون لحاظ اشباع طراحی شده و سپس بهره AW با یک روشی دیگر تعیین می‌شود. در [۱۹] برای مسئله کنترل غیرخطی وضعیت از یک جبران‌ساز دینامیکی استفاده شده است که پایداری مسئله با روش لیپانوف بررسی شده است. در این مرجع نیز برای تعیین بهره‌ها نیز از شبیه‌سازی استفاده شده است. در [۲۰] برای کنترل یک UAV^۱ از کنترل مود لغزشی و از یک جبران‌ساز استاتیکی استفاده شده است که پایداری با لیپانوف اثبات شده است و هیچ اشاره‌ای به نحوه تعیین بهره‌ها نشده است. در [۲۱] از روش ارائه‌شده در مرجع [۱۱] برای طراحی جبران‌ساز یک هواپیما با زاویه حمله بالا با مدل LPV استفاده شده است. جبران‌ساز استفاده‌شده یک جبران‌ساز دینامیکی با دو خروجی می‌باشد. مراجع [۲۲] و [۲۳] با استفاده از یک روش مشابه به طراحی کنترل‌کننده‌های جدول‌بندی شده برای یک هواپیمای ناپایدار پرداخته‌اند به گونه‌ای که در تمام شرایط، سیستم در محدوده خطی عملگر کار کند. مرجع [۲۴] به طراحی جبران‌ساز استاتیکی بر اساس روش LMI



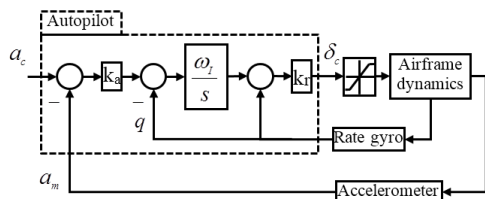


برای سیستم دارای اشباع نرخ چرخش بالک در حضور خلبان پرداخته است. در [۲۵] با استفاده از روش LMI، بهره‌های جبران‌ساز AW دینامیکی در حضور عدم قطعیت پارامترهای مدل تعیین شده است و به‌عنوان مثال بر روی مدل یک موشک اعمال شده است. در [۲۶] به طراحی بهره‌های جبران‌ساز استاتیکی برای یک موشک دوران پایدار پرداخته شده است.

در این مقاله سعی شده به طراحی جبران‌ساز دینامیکی با روش ارائه شده در مرجع [۱۴] که یک روش بهینه است، برای سیستم کنترل موشک پرداخته شود. روش ارائه شده در مرجع [۱۴] بر این اساس است که جبران‌ساز خطای حالت‌های کنترل‌کننده بین سیستم مقید و نامقید را کمینه می‌کند. روابط ارائه شده در مرجع [۱۴]، برای یک سیستم کنترلی است که معادلات کنترل‌کننده اصلی فقط از خطای خروجی پس‌خور می‌گیرند (پس‌خور خروجی). اما در خودخلبان موشک‌های آیرودینامیکی که ساختار سه‌حلقه‌ای دارند، هم از خروجی و هم از حالت‌های سیستم پس‌خور گرفته می‌شود (شکل ۲). در این ساختار علاوه بر پس‌خور از خروجی که همان شتاب موشک (a_m) است، از نرخ چرخش بدنه (q) به منظور افزایش میرایی حلقه‌باز سیستم نیز پس‌خور گرفته شده است [۲۸]. در این ساختار نرخ چرخش بدنه یکی از حالت‌های سیستم است که در کنترل‌کننده پس‌خور شده است.

در این مقاله سعی شده است روابط جبران‌ساز دینامیکی مشابه با رویکرد مرجع [۱۴] در حالت کلی که کنترل‌کننده، پس‌خور خروجی و حالت سیستم است استخراج شده و بر روی مسئله سیستم کنترل موشک اعمال شود. از آنجا که در

مراجع از جبران‌سازهای استاتیکی هم به‌صورت گسترده استفاده شده است، به‌منظور مقایسه با عملکرد جبران‌ساز دینامیکی، یک جبران‌ساز استاتیکی نیز طراحی شده است. برای طراحی جبران‌ساز استاتیکی، یک مسئله ردیابی تعریف شده است که در آن خروجی کنترل‌کننده همواره ورودی سیستم یا به عبارتی خروجی اشباع را تعقیب می‌کند. در این حالت سعی می‌شود که ورودی اشباع، فراتر از خروجی اشباع نرود و به نوعی انباشتگی اتفاق نخواهد افتاد. محدوده مناسب بهره جبران‌ساز بر اساس تحلیل پایداری به‌دست آمده است. به‌منظور تعیین بهره بهینه، از تحلیل حساسیت عددی مبتنی بر شبیه‌سازی غیرخطی استفاده شده است.



شکل ۲. حلقه خودخلبان سه‌حلقه‌ای مرسوم شتاب [۲۸].

در بخش بعدی این مقاله، معادلات سیستم کنترلی در حضور اشباع ارائه شده است. در بخش ۳، طراحی جبران‌ساز دینامیکی و در بخش ۴، طراحی استاتیکی آورده شده است. در بخش ۵، طراحی جبران‌سازها برای سیستم کنترل موشک، نتایج شبیه‌سازی و مقایسه عملکرد جبران‌سازها و در نهایت در بخش ۶، نتیجه‌گیری ارائه شده است.

۲. تعریف مسئله

سیستم خطی نامتغیر با زمان زیر را در نظر بگیرید:

$$\dot{\mathbf{x}}_p = \mathbf{A}_p \mathbf{x}_p + \mathbf{B}_p \text{sat}(\mathbf{u}) \quad (1)$$

$$\dot{\bar{\mathbf{x}}}_p = \mathbf{A}_p \bar{\mathbf{x}}_p + \mathbf{B}_p \bar{\mathbf{u}} \quad (6)$$

$$\bar{\mathbf{y}} = \mathbf{C}_p \bar{\mathbf{x}}_p + \mathbf{D}_p \bar{\mathbf{u}} \quad (7)$$

$$\dot{\bar{\mathbf{x}}}_c = \mathbf{A}_c \bar{\mathbf{x}}_c + \mathbf{E}_c \bar{\mathbf{x}}_p + \mathbf{B}_c (\mathbf{y}_d - \bar{\mathbf{y}}) \quad (8)$$

$$\bar{\mathbf{u}} = \mathbf{C}_c \bar{\mathbf{x}}_c + \mathbf{F}_c \bar{\mathbf{x}}_p + \mathbf{D}_c (\mathbf{y}_d - \bar{\mathbf{y}}) \quad (9)$$

علامت $\bar{\quad}$ به معنی این است که تمام متغیرها با فرض عدم اشباع ورودی به دست آمده است. به نوعی علامت $\bar{\quad}$ مبین سیستم نامقید و بدون این علامت مبین سیستم مقید است. حال با تفاضل معادلات نامقید از مقید می توان نوشت:

$$\Delta \dot{\bar{\mathbf{x}}}_p = \mathbf{A}_p \Delta \bar{\mathbf{x}}_p + \mathbf{B}_p \Delta \bar{\mathbf{u}} + \mathbf{B}_p \mathbf{e} \quad (10)$$

$$\Delta \bar{\mathbf{y}} = \mathbf{C}_p \Delta \bar{\mathbf{x}}_p + \mathbf{D}_p \Delta \bar{\mathbf{u}} + \mathbf{D}_p \mathbf{e} \quad (11)$$

$$\Delta \dot{\bar{\mathbf{x}}}_c = \mathbf{A}_c \Delta \bar{\mathbf{x}}_c + \mathbf{E}_c \Delta \bar{\mathbf{x}}_p - \mathbf{B}_c \Delta \bar{\mathbf{y}} - \xi \quad (12)$$

$$\Delta \bar{\mathbf{u}} = \mathbf{C}_c \Delta \bar{\mathbf{x}}_c + \mathbf{F}_c \Delta \bar{\mathbf{x}}_p - \mathbf{D}_c \Delta \bar{\mathbf{y}} \quad (13)$$

که $\Delta \bar{\mathbf{x}}_p$ ، $\Delta \bar{\mathbf{x}}_c$ ، $\Delta \bar{\mathbf{u}}$ و $\Delta \bar{\mathbf{y}}$ به ترتیب $\bar{\mathbf{x}}_p - \mathbf{x}_p$ ، $\bar{\mathbf{x}}_c - \mathbf{x}_c$ ، $\bar{\mathbf{u}} - \mathbf{u}$ و $\bar{\mathbf{y}} - \mathbf{y}$ است و $\mathbf{e} \equiv \text{sat}(\mathbf{u}) - \mathbf{u}$ برای تعیین $\Delta \bar{\mathbf{u}}$ و $\Delta \bar{\mathbf{y}}$ داریم:

$$\Delta \bar{\mathbf{u}} = (\mathbf{I} + \mathbf{D}_c \mathbf{D}_p)^{-1} \times [\mathbf{C}_c \Delta \bar{\mathbf{x}}_c + (\mathbf{F}_c - \mathbf{D}_c \mathbf{C}_p) \Delta \bar{\mathbf{x}}_p - \mathbf{D}_c \mathbf{D}_p \mathbf{e}] \quad (14)$$

$$\Delta \bar{\mathbf{y}} = \mathbf{D}_p (\mathbf{I} + \mathbf{D}_c \mathbf{D}_p)^{-1} \mathbf{C}_c \Delta \bar{\mathbf{x}}_c + [\mathbf{C}_p + \mathbf{D}_p (\mathbf{I} + \mathbf{D}_c \mathbf{D}_p)^{-1} (\mathbf{F}_c - \mathbf{D}_c \mathbf{C}_p)] \Delta \bar{\mathbf{x}}_p + [\mathbf{D}_p + \mathbf{D}_p (\mathbf{I} + \mathbf{D}_c \mathbf{D}_p)^{-1} \mathbf{D}_c \mathbf{D}_p] \mathbf{e} \quad (15)$$

با جایگذاری (14) و (15) در (10) و (11) و با گرفتن تبدیل لاپلاس داریم:

$$\Delta \bar{\mathbf{x}}_c(s) = -\Theta^{-1}(s) \xi + \Theta^{-1}(s) \times \left[(\mathbf{E}_c - \mathbf{B}_c (\mathbf{C}_p + \mathbf{D}_p (\mathbf{I} + \mathbf{D}_c \mathbf{D}_p)^{-1} (\mathbf{F}_c - \mathbf{D}_c \mathbf{C}_p))) \times [s\mathbf{I} - \mathbf{A}_p - \mathbf{B}_p (\mathbf{I} + \mathbf{D}_c \mathbf{D}_p)^{-1} (\mathbf{F}_c - \mathbf{D}_c \mathbf{C}_p)]^{-1} \times [\mathbf{B}_p - \mathbf{B}_p (\mathbf{I} + \mathbf{D}_c \mathbf{D}_p)^{-1} \mathbf{D}_c \mathbf{D}_p] + \mathbf{B}_c [\mathbf{D}_p (\mathbf{I} + \mathbf{D}_c \mathbf{D}_p)^{-1} \mathbf{D}_c \mathbf{D}_p - \mathbf{D}_p] \mathbf{e} \right] \quad (16)$$

که

$$\Theta(s) = s\mathbf{I} - \mathbf{A}_c + \mathbf{B}_c \mathbf{D}_p (\mathbf{I} + \mathbf{D}_c \mathbf{D}_p)^{-1} \mathbf{C}_c - [\mathbf{E}_c - \mathbf{B}_c (\mathbf{C}_p + \mathbf{D}_p (\mathbf{I} + \mathbf{D}_c \mathbf{D}_p)^{-1} (\mathbf{F}_c - \mathbf{D}_c \mathbf{C}_p))] \times [s\mathbf{I} - \mathbf{A}_p - \mathbf{B}_p (\mathbf{I} + \mathbf{D}_c \mathbf{D}_p)^{-1} (\mathbf{F}_c - \mathbf{D}_c \mathbf{C}_p)]^{-1} \times \mathbf{B}_p (\mathbf{I} + \mathbf{D}_c \mathbf{D}_p)^{-1} \mathbf{C}_c \quad (17)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}_p \mathbf{x}_p + \mathbf{D}_p \text{sat}(\mathbf{u}) \quad (2)$$

که $\mathbf{x}_p \in \mathbb{R}^{n_p}$ حالت های سیستم دینامیکی، $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^{n_u}$ خروجی سیستم کنترل و \mathbf{y} خروجی سیستم دینامیکی است. همچنین، \mathbf{A}_p ، \mathbf{B}_p ، \mathbf{C}_p و \mathbf{D}_p به ترتیب ماتریس های حالت، ورودی، خروجی و انتقال مستقیم مربوط به معادلات سیستم نامیده می شود. تابع اشباع بردار ورودی کنترلی نیز به صورت $\text{sat}(\mathbf{u}) = [\text{sat}(u_1) \cdots \text{sat}(u_n)]^T$ در نظر گرفته می شود که

$$\text{sat}(u_i) \equiv \begin{cases} -u_{\text{lim}} & u_i < -u_{\text{lim}} \\ u_i & |u_i| \leq u_{\text{lim}} \\ u_{\text{lim}} & u_i > u_{\text{lim}} \end{cases} \quad (3)$$

که u_{lim} مقدار اشباع سیگنال کنترلی است. برای سیستم تعریف شده (1) و (2)، یک کنترل کننده خطی نامتغیر با زمان به صورت زیر در نظر بگیرید که در شرایط نامقید طراحی شده و معلوم است:

$$\dot{\bar{\mathbf{x}}}_c = \mathbf{A}_c \bar{\mathbf{x}}_c + \mathbf{E}_c \bar{\mathbf{x}}_p + \mathbf{B}_c (\mathbf{y}_d - \bar{\mathbf{y}}) - \xi \quad (4)$$

$$\bar{\mathbf{u}} = \mathbf{C}_c \bar{\mathbf{x}}_c + \mathbf{F}_c \bar{\mathbf{x}}_p + \mathbf{D}_c (\mathbf{y}_d - \bar{\mathbf{y}}) \quad (5)$$

که $\bar{\mathbf{x}}_c \in \mathbb{R}^{n_c}$ حالت های کنترل کننده، $\bar{\mathbf{y}}_d \in \mathbb{R}^{n_y}$ خروجی سیستم و ξ خروجی جبران ساز AW است. همچنین، \mathbf{A}_c ، \mathbf{B}_c ، \mathbf{C}_c و \mathbf{D}_c به ترتیب ماتریس های حالت، ورودی، خروجی و انتقال مستقیم مربوط به معادلات کنترل کننده می باشد. \mathbf{E}_c و \mathbf{F}_c نیز ماتریس های پس خور از حالت سیستم می باشند. با فرض اینکه ورودی سیستم دینامیکی اشباع نباشد، سیستم یک سیستم خطی بوده و در این حالت ξ صفر در نظر گرفته شده و تمام ماتریس های کنترل کننده در فرایند طراحی کنترل کننده خطی تعیین می شوند. با فرض عدم اشباع، معادلات سیستم و کنترل کننده به صورت زیر نوشته می شوند:



۳. طراحی جبران‌ساز دینامیکی

در مرجع [۱۴]، علت افت عملکرد سیستم در حالت اشباع ورودی، اختلاف متغیرهای حالت کنترل‌کننده بین سیستم مقید و نامقید بیان شده‌است. این اختلاف باعث تغییر سیگنال کنترلی و به دنبال آن کاهش عملکرد سیستم حلقه بسته می‌شود. بنابراین، $\Delta \mathbf{x}_c$ به عنوان شاخص عملکرد در نظر گرفته شده و تابع هزینه به صورت $J \equiv \int_0^{\infty} \|\Delta \mathbf{x}_c(t)\|^2 dt$ تعریف شده‌است که $\|\cdot\|$ نرم اقلیدسی است. با استفاده از قضیه پارسوال این تابع هزینه در حوزه لاپلاس به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$J = \frac{1}{2\pi i} \int_{-j\infty}^{j\infty} \|\Delta \mathbf{x}_c(s)\|^2 ds \quad (18)$$

طبق رابطه (۱۶)، برای اینکه $\Delta \mathbf{x}_c(s) = \mathbf{0}$ باشد، ξ به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\xi = \left[\left(\mathbf{E}_c - \mathbf{B}_c (\mathbf{C}_p + \mathbf{D}_p (\mathbf{I} + \mathbf{D}_c \mathbf{D}_p)^{-1} (\mathbf{F}_c - \mathbf{D}_c \mathbf{C}_p)) \right) \times \left[\mathbf{I} - \mathbf{A}_p - \mathbf{B}_p (\mathbf{I} + \mathbf{D}_c \mathbf{D}_p)^{-1} (\mathbf{F}_c - \mathbf{D}_c \mathbf{C}_p) \right]^T \times \left[\mathbf{B}_p - \mathbf{B}_p (\mathbf{I} + \mathbf{D}_c \mathbf{D}_p)^{-1} \mathbf{D}_c \mathbf{D}_p \right] + \mathbf{B}_c \left[\mathbf{D}_p (\mathbf{I} + \mathbf{D}_c \mathbf{D}_p)^{-1} \mathbf{D}_c \mathbf{D}_p - \mathbf{D}_p \right] \mathbf{e} \right] \quad (19)$$

بنابراین با این سیگنال، تابع هزینه (۱۸) صفر شده و بنابراین ξ سیگنال کنترلی بهینه است. تحقق فضای حالت (۱۹) به صورت زیر است:

$$\dot{\mathbf{x}}_a = \mathbf{A}_a \mathbf{x}_a + \mathbf{B}_a \mathbf{e} \quad (20)$$

$$\xi = \mathbf{C}_a \mathbf{x}_a + \mathbf{D}_a \mathbf{e} \quad (21)$$

که

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_a &= \mathbf{A}_p + \mathbf{B}_p (\mathbf{I} + \mathbf{D}_c \mathbf{D}_p)^{-1} (\mathbf{F}_c - \mathbf{D}_c \mathbf{C}_p) \\ \mathbf{B}_a &= \mathbf{B}_p - \mathbf{B}_p (\mathbf{I} + \mathbf{D}_c \mathbf{D}_p)^{-1} \mathbf{D}_c \mathbf{D}_p \\ \mathbf{C}_a &= \mathbf{E}_c - \mathbf{B}_c (\mathbf{C}_p + \mathbf{D}_p (\mathbf{I} + \mathbf{D}_c \mathbf{D}_p)^{-1} (\mathbf{F}_c - \mathbf{D}_c \mathbf{C}_p)) \\ \mathbf{D}_a &= \mathbf{B}_c \left[\mathbf{D}_p (\mathbf{I} + \mathbf{D}_c \mathbf{D}_p)^{-1} \mathbf{D}_c \mathbf{D}_p - \mathbf{D}_p \right] \end{aligned} \quad (22)$$

۴. طراحی جبران‌ساز استاتیکی

در این بخش با رویکردی جدیدی که پیشنهاد می‌شود، به طراحی جبران‌ساز استاتیکی AW پرداخته می‌شود. در این رویکرد جدید، سیگنال جبران‌ساز ξ به گونه‌ای طراحی می‌شود که سیگنال \mathbf{u} ، سیگنال $\text{sat}(\mathbf{u})$ را تعقیب کند. در این صورت، در حالتی که سیستم اشباع باشد، با جبران‌ساز AW سعی می‌شود که \mathbf{u} به $\text{sat}(\mathbf{u})$ نزدیک شود و از انباشتگی \mathbf{u} اجتناب شود. بدیهی است که وقتی سیستم اشباع نباشد، \mathbf{u} با $\text{sat}(\mathbf{u})$ یکسان بوده و خطای ردیابی صفر و بنابراین فرمان جبران‌سازی صفر نیز تولید می‌شود. بنابراین سیگنال جبران‌ساز به صورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$\xi = \mathbf{K}_a \mathbf{e} = \mathbf{K}_a (\text{sat}(\mathbf{u}) - \mathbf{u}) \quad (23)$$

در حالت اشباع ورودی، سیستم دینامیکی حلقه باز شده و $\text{sat}(\mathbf{u}) = \mathbf{u}_{\text{lim}}$ دارای مقدار ثابت می‌شود. بنابراین، مشتق‌گیری از دو طرف معادله $\mathbf{e} = \mathbf{u}_{\text{lim}} - \mathbf{u}$ منجر به معادله $\dot{\mathbf{e}} = -\dot{\mathbf{u}}$ می‌شود. مشتق‌گیری از معادله (۵) نیز منجر به $\dot{\mathbf{u}} = \mathbf{C}_c \dot{\mathbf{x}}_c + \mathbf{F}_c \dot{\mathbf{x}}_p - \mathbf{D}_c \dot{\mathbf{y}}$ می‌شود. از آنجا که خروجی عملگر مقدار ثابت \mathbf{u}_{lim} است، $\dot{\mathbf{x}}_p$ و $\dot{\mathbf{y}}$ به صورت حلقه باز فقط تحت تاثیر مقدار ثابت \mathbf{u}_{lim} خواهد بود و می‌توان به عنوان اغتشاش متغیر با زمان از روابط دینامیکی مربوط به \mathbf{e} حذف کرد. بنابراین:

$$\dot{\mathbf{e}} = -\dot{\mathbf{u}} = -\mathbf{C}_c \dot{\mathbf{x}}_c \quad (24)$$

با جایگذاری $\dot{\mathbf{x}}_c$ از معادله (۴) و \mathbf{x}_c از معادله (۵) در معادله (۲۴) و صرفنظر از بقیه متغیرهای خروجی حلقه باز سیستم به عنوان اغتشاش داریم:

$$\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A} + \mathbf{B} \mathbf{K}_a \mathbf{e} \quad (25)$$

که $\mathbf{A} = \mathbf{C}_c \mathbf{A}_c \mathbf{C}_c^{-1}$ و $\mathbf{B} = \mathbf{C}_c$. حال کافی است تا ماتریس \mathbf{K}_a به گونه‌ای تعیین شود



تا قطب‌های معادلات (۲۵) دارای مقادیر ویژه با قسمت حقیقی منفی باشد. وجود جبران‌ساز رفع انباشتگی منجر به تغییر کنترل‌کننده و عملکرد حلقه بسته سیستم کنترل می‌شود. باید \mathbf{K}_a به‌گونه‌ای انتخاب شود که علاوه بر ارضای شرط پایداری منجر به عملکرد بهینه سیستم حلقه بسته (۱)، (۲)، (۴) و (۵) شود. عملکرد بهینه را می‌توان بر اساس بهینه‌سازی تابع هزینه $J \equiv 0.5 \mathbf{J} \cdot \mathbf{J}$ تعریف کرد که پارامترهای بهینه‌سازی، $\mathbf{J} \equiv 0.5 \int_0^{\infty} (\mathbf{y}_d - \mathbf{y})^2 dt$ مکان قطب‌های معادله (۲۵) می‌باشد و با بدست آمدن مکان‌های بهینه قطب‌ها، با استفاده از روش جایابی قطب^{۱۱}، \mathbf{K}_a به‌دست می‌آید.

۵. شبیه‌سازی و ارائه نتایج

در زیربخش اول اثر وجود جبران‌ساز AW و مقایسه جبران‌سازهای AW به لحاظ کنترلی در تعقیب یک فرمان پله با هم مقایسه شده‌اند. در زیربخش دوم سیستم کنترل در سیستم هدایت موشک به کاربرده شده‌است و عملکرد جبران‌سازهای مختلف در سیستم هدایت به لحاظ خطای برخورد با هم مقایسه شده‌اند.

۵-۱. عملکرد کنترلی

در سیستم کنترل یک موشک آیرودینامیک-کنترل که از یک خودخلبان سه‌حلقه‌ای بهره می‌برد، داریم [۲۸]:

$$\mathbf{x}_p = [q \alpha]^T \quad u = \delta_c \quad y = a_m \quad (26)$$

$$\mathbf{A}_p = \begin{bmatrix} M_q & M_a \\ 1 & Z_a \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_p = \begin{bmatrix} M_\delta \\ Z_\delta \end{bmatrix} \\ \mathbf{C}_p = [0 \quad -Z_a v_m], \quad \mathbf{D}_p = -Z_\delta v_m \quad (27)$$

$$\mathbf{A}_c = 0, \quad \mathbf{C}_c = k_r, \quad \mathbf{E}_c = [w_l \quad 0] \\ \mathbf{B}_c = -k_a w_l, \quad \mathbf{F}_c = [k_r \quad 0], \quad \mathbf{D}_c = 0$$

که v_m سرعت موشک، α زاویه حمله، δ_c فرمان انحراف بالک، q نرخ چرخش بدنه، a_m

شتاب جانبی موشک، Z_a, Z_δ ضرایب آیرودینامیکی نیروی برآ^{۱۲}، M_a, M_q, M_δ ضرایب آیرودینامیکی گشتاور پیچشی و w_l, k_r, k_a بهره‌های سیستم کنترل می‌باشد. عملگر نیز به‌صورت یک تابع تبدیل مرتبه ۲ مدل شده است:

$$\ddot{\delta} = \omega_{act}^2 (\delta_c - \text{sat}(\delta)) - 2\zeta_{act} \omega_{act} \dot{\delta} \quad (28)$$

که δ انحراف بالک است. برای طراحی جبران‌ساز دینامیکی کافی است ماتریس‌های (۲۷) در رابطه (۲۲) قرار گیرد. در این صورت داریم:

$$\mathbf{A}_a = \begin{bmatrix} M_q + k_r M_\delta & M_a \\ 1 + k_r Z_a & Z_a \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_a = \begin{bmatrix} M_\delta \\ Z_\delta \end{bmatrix} \\ \mathbf{C}_a = \omega_l [1 - k_a k_r v_m Z_\delta \quad -k_a Z_a v_m] \\ \mathbf{D}_a = -k_a \omega_l Z_\delta v_m \quad (29)$$

برای طراحی جبران‌ساز استاتیکی نیز $\mathbf{A} = 0, \mathbf{B} = k_r \mathbf{K}_a$ برای پایداری کافی است که $k_r \mathbf{K}_a < 0$. بنابراین بر اساس قطب مطلوب (μ) بهره جبران‌ساز به صورت $K_a = \mu / k_r$ تعیین می‌شود. در جدول ۱ مشخصات سناریوی پرواز و مشخصات عملگر و در جدول ۲ ضرایب آیرودینامیکی و کنترلی موشک در ۲ مسئله پایدار و ناپایدار ارائه شده‌است.

جدول ۱. مشخصات سناریو و عملگر

پارامتر	ارتفاع (متر)	سرعت (متر بر ثانیه)	فرکانس عملگر (رادان بر ثانیه)	میرایی عملگر	اشباع بالک (درجه)
مقدار	۳۰۰۰	۹۰۰	۱۵۰	۰٫۷	۲۰

جدول ۲. پارامترهای آیرودینامیکی و کنترلی

پارامتر	حالت ۱ (پایدار)	حالت ۲ (ناپایدار)
M_a	-۲۷۴٫۶	۳۰
M_q	-۲۸٫۶	-۲۸٫۶
M_δ	-۱۹۶٫۹	-۱۹۶٫۹
Z_a	-۱٫۷	-۰٫۹۲
Z_δ	-۰٫۱۷	-۰٫۱۷
ω_l	۴۱٫۳	۳۹٫۴
k_a	۶	۶٫۷
k_r	۰٫۳۵	۰٫۳۷

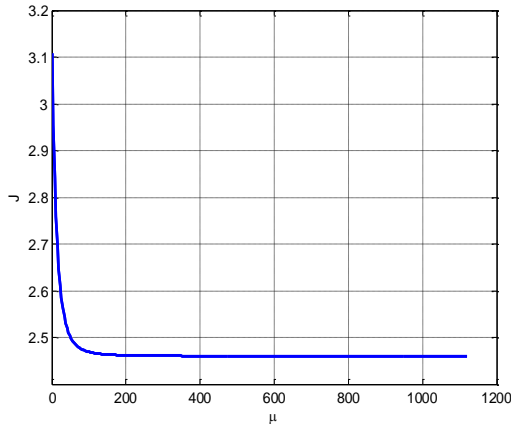




بدیهی است که کمترین خطای ردیابی در قطب حلقه بسته بهینه حاصل می‌شود. اما می‌توان نشان داد که افزایش قطب حلقه بسته از یک مقدار مشخصی به بالا منجر به بهبود قابل توجهی در خطای ردیابی نخواهد شد. در شکل ۳ نمودار خطای ردیابی سیستم مقید به ازای قطب حلقه‌بسته (μ) در جبران‌ساز استاتیکی ترسیم شده است. این شکل نشان می‌دهد که قطب‌های کمتر از ۴۰۰ خطای بالایی داشته و بعد از این عدد با شیب خیلی کمی، خطا کاهش پیدا می‌کند. بنابراین قطب ۴۰۰ و معادل آن طبق رابطه $K_a = \mu/k_r$ ، بهره جبران‌ساز عدد ۱۰۷۰ انتخاب شده است. در شکل ۴ تا شکل ۹ پاسخ پله سیستم و خروجی کنترل‌کننده و ورودی سیستم (خروجی عملگر) به ازای دو مسئله پایدار (مسئله ۱) و مسئله ناپایدار (مسئله ۲)، نشان داده شده است. نتایج عملکردی بر اساس دو شکل ۴ و شکل ۷ نیز در جداول ۳ و ۴ نشان داده شده است. در حالت نامقید عملکرد در دو حالت پایدار و ناپایدار تقریباً مشابه هم بوده و هم به لحاظ زمان خیز، نشست و درصد فراجاهش مناسب می‌باشد. همانطور که مشاهده می‌شود، در حالتی که AW وجود ندارد، به علت پدیده انباشتگی خروجی انتگرال‌گیر، فرمان کنترلی بطور مداوم زیاد و کاهش آن زمان زیادتری برده و بنابراین دستور کنترلی مدت زمان زیادتری در اشباع می‌باشد و این منجر به افزایش فراجاهش در تعقیب فرمان می‌شود. این درصد فراجاهش در حالت ناپایدار بیشتر از حالت پایدار است. بعد از خروج از حالت اشباع، فرمان به درستی تعقیب می‌شود. شکل ۹ نیز نشان می‌دهد که بدون جبران‌ساز در مسئله ناپایدار، خروجی عملگر ۲ بار به اشباع رفته ولیکن در مسئله پایدار (شکل ۶)، ۱ بار به اشباع

رفته است. این نتیجه نیز می‌تواند نشان دهنده اهمیت بیشتر طراحی جبران‌ساز AW در مسئله ناپایدار باشد. در جبران‌ساز استاتیکی مشابه حالت نامقید عملکرد شرایط پایدار و ناپایدار تقریباً مشابه هم می‌باشد. در این جبران‌ساز تقریباً زمان نشست معادل حالت نامقید می‌باشد. در این جبران‌ساز اگرچه درصد فراجاهش نسبت به حالت نامقید کمتر است ولیکن زمان خیز آن بیشتر است. در جبران‌ساز دینامیکی علی‌رغم اینکه کمترین درصد جهش را در بین نتایج دارد، دارای بیشترین زمان نشست می‌باشد. همچنین عملکرد کنترلی برای دو شرایط پایدار و ناپایدار متفاوت است. با توجه به یکسان بودن حالت‌های کنترل‌کننده در جبران‌ساز دینامیکی، همانطور که در شکل ۵ و شکل ۸ مشاهده می‌شود، فرمان انحراف بالک نزدیک‌تر به فرمان انحراف بالک در حالت نامقید است. این نتیجه حاکی از آن است که انحراف بالک زمانی که بالک از اشباع خارج می‌شود تقریباً باید مشابه حالت نامقید باشد. یک چنین نتیجه‌ای در شکل ۶ و شکل ۹ به دست آمده است. نکته دیگری که در شکل ۴ و شکل ۷ می‌توان مشاهده کرد این است که تقریباً تغییرات شتاب موشک با جبران‌ساز دینامیکی مشابه حالت نامقید است و فقط بین این دو پاسخ یک خطایی وجود دارد که به مرور زمان کاهش می‌یابد. این پدیده را نیز می‌توان این‌گونه توضیح داد که در جبران‌ساز دینامیکی وقتی که دستور کنترلی از اشباع خارج می‌شود ($e=0$)، بعلت معادلات دینامیکی این جبران‌ساز (معادلات (۲۰) و (۲۱))، \ddot{x} مخالف صفر بوده و لیکن به مرور زمان بعلت پایداری مجانبی این معادلات به سمت صفر میل می‌کند. بنابراین، می‌توان گفت که بعد از خروج دستور کنترلی از اشباع، دستور کنترلی با یک

اغتشاش متغیر با زمان میرا جمع شده و دستور کنترلی را می‌سازد. همین سیگنال اغتشاشی نیز منجر با کاهش سرعت کنترل‌کننده در تعقیب دستور شتاب می‌شود.



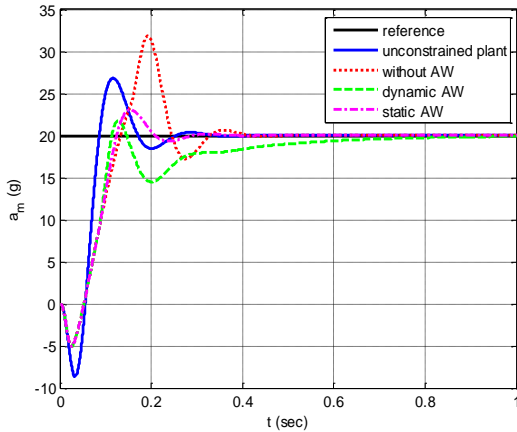
شکل ۳. تحلیل حساسیت خطای ردیابی به مکان قطب حلقه بسته.

جدول ۳. عملکرد کنترلی در شرایط پایدار

پارامتر	نامقید	مقید بدون AW	مقید با AW استاتیکی	مقید با AW دینامیکی
زمان خیز (ثانیه)	۰.۰۹	۰.۱۳	۰.۱۲	۰.۱۱
زمان نشست (ثانیه)	۰.۳۵	۰.۵	۰.۴	۱.۱
درصد فراجهش	۳۳	۶۰	۱۵	۱۰

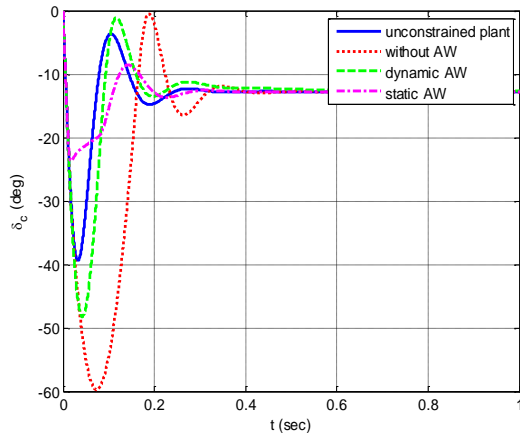
جدول ۴. عملکرد کنترلی در شرایط ناپایدار

پارامتر	نامقید	مقید بدون AW	مقید با AW استاتیکی	مقید با AW دینامیکی
زمان خیز (ثانیه)	۰.۱	۰.۱۶	۰.۱۴	۰.۱۳
زمان نشست (ثانیه)	۰.۵۵	۰.۷	۰.۶	۴.۵
درصد فراجهش	۲۷	۷۳	۱۶	۲



شکل ۴. تعقیب دستور شتاب (مسئله ۱).

نتایج نشان می‌دهد که معیار بهینه‌سازی اختلاف حالت‌های کنترل‌کننده بین سیستم مقید و نامقید معیار خوبی برای طراحی جبران‌ساز رفع انباشتگی نیست. چنین مسئله‌ای در مرجع [۲۷] نیز مطرح شده‌است که همین مسئله مورد تردید قرار گرفته است. مرجع [۲۷]، یکی از اشکالات روش ارائه شده در [۱۴] را این دانسته‌است که این روش فقط برای کنترل‌کننده‌های پس‌خور خروجی است. این مشکل در مقاله حاضر برطرف شده و جبران‌ساز دینامیکی در حالت کلی که کنترل‌کننده پس‌خور خروجی، حالت کنترلی و حالت سیستم است، ارائه شده‌است.



شکل ۵. فرمان انحراف بالک (مسئله ۱).

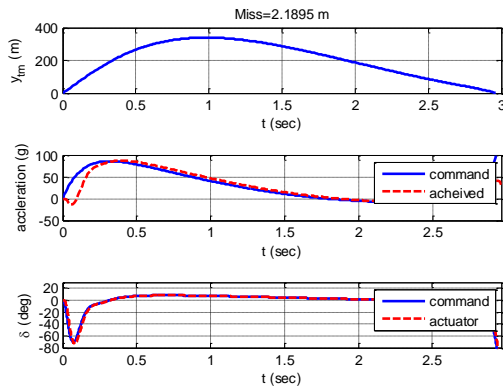
مهم، خطای برخورد است. خطای برخورد مقدار y_m در لحظه‌ای که $x_m = 0$ در جدول ۵، پارامترهای موردنیاز برای شبیه‌سازی سیستم هدایت ارائه شده‌است.

جدول ۵. مشخصات سناریوی هدایتی

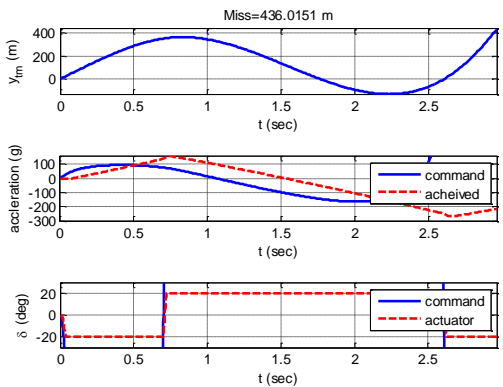
پارامتر	HE (درجه)	v_t (متر بر ثانیه)	ضریب ناوبری	τ (ثانیه)	a_t^{\max} (g)	x_{m0} (متر)
مقدار	-۴۰	۷۰۰	۴	۰٫۱	۳	۵۰۰

به صورت نمونه برای مسئله ناپایدار و $x_s = 1000m$ ، فاصله نسبی عرضی، تعقیب فرمان شتاب و انحراف بالک به ازای ۴ حالت بدون اشباع بالک، با اشباع بالک و بدون AW، با اشباع بالک و با AW استاتیکی و دینامیکی به ترتیب در شکل ۱۱ تا شکل ۱۴ ترسیم شده‌است. همانطور که مشاهده می‌شود در حالت بدون اشباع بالک، بیشینه مقدار زاویه بالک تا -70° درجه رسیده است. در حالت با اشباع بالک و بدون AW حلقه هدایت ناپایدار شده و خطای برخورد خیلی زیادی حاصل می‌شود (شکل ۱۲). در مقایسه بین شکل ۱۳ و شکل ۱۴ بعلت کند شدن خودخلبان ناشی از جبران‌ساز دینامیکی، تعقیب فرمان کندتر از جبران‌ساز استاتیکی انجام می‌شود و بنابراین خطای برخورد کمی بیشتر است. اما زمان خروج بالک از اشباع در این دو حالت تقریباً مشابه است. در شکل ۱۵ خطای برخورد برای سه حالت نامقید، با اشباع و با AW استاتیکی و دینامیکی بر حسب برد تغییر علامت مانور هدف ترسیم شده است. حالت بدون AW بعلت خطای برخورد بالاتر از ۴۰۰ متر ترسیم نشده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود خطای برخورد در صورت استفاده از جبران‌ساز استاتیکی کمتر از جبران‌ساز دینامیکی و تقریباً مشابه حالت نامقید است. میانگین خطای برخورد در حالت ناپایدار در

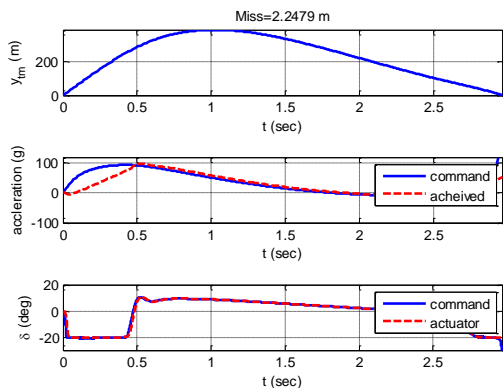
حدود ۵۰٪ نسبت به جبران‌ساز دینامیکی کاهش پیدا کرده‌است. در مسئله پایدار بعلت نیاز به انحراف بالک بیشتر نسبت به حالت ناپایدار، از HE=-20 deg در شبیه‌سازی‌ها استفاده شده‌است. در شکل ۱۶ خطای برخورد برای سه حالت ترسیم شده‌است. در این حالت عملکرد دو نوع جبران‌ساز تقریباً مشابه همديگر می‌باشد.



شکل ۱۱. فاصله جانبی، تعقیب فرمان و انحراف بالک (بدون اشباع).



شکل ۱۲. فاصله جانبی، تعقیب فرمان و انحراف بالک (با اشباع و بدون AW)



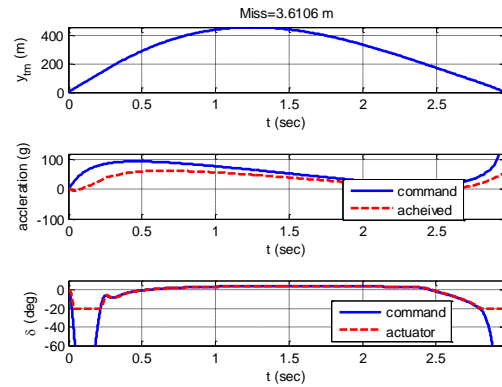
شکل ۱۳. فاصله جانبی، تعقیب فرمان و انحراف بالک (با AW استاتیکی)



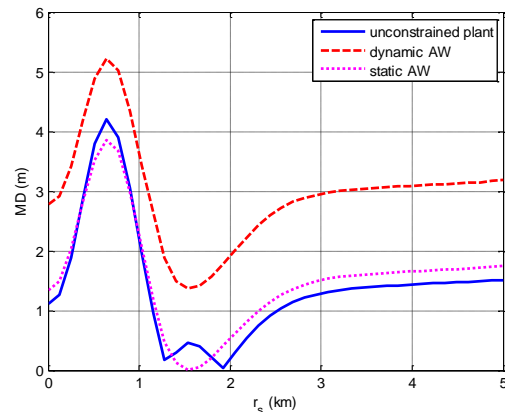
شد. همچنین مسئله جبران‌سازی رفع انباشتگی به‌صورت یک مسئله تعقیب در مسئله کنترلی چند ورودی-چند خروجی تعریف و جبران‌سازی استاتیکی رفع انباشتگی نیز طراحی شد. هر دو جبران‌سازی بر اساس پس‌خور از خطای بین خروجی و ورودی عملگر هستند که خروجی عملگر توسط پتانسیومتر اندازه‌گیری شده و ورودی نیز توسط کنترل‌کننده اصلی محاسبه می‌شود. هر دو جبران‌سازی در مسئله خودخلبان سه حلقه‌ای موشک شبیه‌سازی و مقایسه شد و نشان داده شد که عملکرد جبران‌سازی استاتیکی در تعقیب فرمان بهتر از جبران‌سازی دینامیکی می‌باشد. یکی از علل برتری جبران‌سازی استاتیکی در مقابل دینامیکی این است که دینامیک حلقه‌بسته حلقه داخلی انباشتگی شامل جبران‌سازی و اشباع دارای مرتبه کمتر و دارای سرعت بالاتر است. همچنین عملکرد بهتر جبران‌سازی استاتیکی در کاهش حدود ۵۰٪ خطای برخورد نسبت به جبران‌سازی دینامیکی در سیستم هدایت با پرواز در شرایط ناپایدار نیز نشان داده شد.

۷. مآخذ

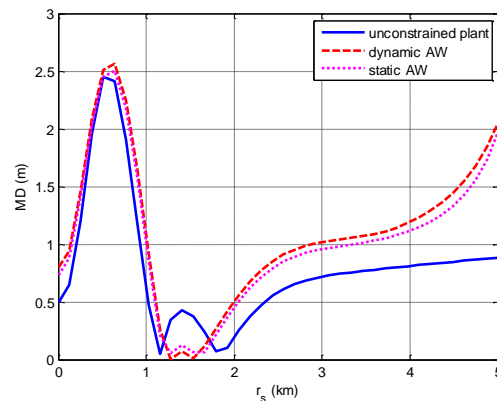
- [1] I.E. Kose and F. Jabbari., "Scheduled Controllers for Linear Systems with Bounded Actuators", *Automatica*, vol. 39, pp. 1377-1387, Aug. 2003.
- [2] F. Jabbari. And I.E. Kose, "Rate and Magnitude-Bounded Actuators: Scheduled Output Feedback Design", *Int. J. Robust and Nonlinear Control*, vol. 14, pp. 1169-1184, Sep. 2004.
- [3] S. Tarbouriech and M. Turner. "Anti-windup design: an overview of some recent advances and open problems" *IET Control Theory Appl.*, vol. 3, no. 1, pp. 1-19, Jan. 2009.
- [4] R. Chai, A. Tsourdos, H. Gao, Y. Xia, and S. Chai, "Dual-loop tube-based robust model predictive attitude tracking control for spacecraft with system constraints and additive disturbances", *IEEE Transactions*



شکل ۱۴. فاصله جانبی، تعقیب فرمان و انحراف بالک (با AW دینامیکی)



شکل ۱۵. خطای برخورد بر حسب برد تغییر جهت مانور (مسئله ناپایدار).



شکل ۱۶. خطای برخورد بر حسب برد تغییر جهت مانور (مسئله پایدار).

۶. نتیجه‌گیری

در این مقاله روابط جبران‌سازی دینامیکی در حالت کلی برای مسئله‌ای که در آن کنترل‌کننده علاوه بر پس‌خور از خطای خروجی سیستم، از حالت‌های سیستم نیز پس‌خور می‌گیرد، استخراج

457-488, May. 2000.

- [17] J.K., Park, and H.Y. Youn, "Dynamic anti-windup based control method for state constrained systems", *Automatica*, vol. 39, no. 11, pp. 1915-1922, Nov. 2003.
- [18] V. Bohlouri, "Satellite Attitude Control Using Modified PID Controller in the presence of Uncertainty", *Journal of Aeronautical Engineering*, vol. 23, no. 2, pp. 80-91, 2021 (in Persian).
- [19] M. C. Turner, and C. M. Richards, "Constrained Rigid Body Attitude Stabilization: An Anti-Windup Approach", *IEEE Control Systems Letters*, vol. 5, no. 5, pp. 1663-1668, Nov. 2021.
- [20] R. Sun, Z. Zhou, and X. Zhu, "Flight quality characteristics and observer-based anti-windup finite-time terminal sliding mode attitude control of aileron-free full-wing configuration UAV", *Aerospace Science and Technology*, vol. 112, pp. 1-33, May. 2021.
- [21] G. Avanzini, and S. Galeani, "Robust Antiwindup for Manual Flight Control of an Unstable Aircraft", *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, vol. 28, no. 6, pp. 1275-1282, Nov. 2005.
- [22] S. S. Kia, A. F. Gabernet. and F. Jabbari, "Scheduled Anti-windup Controllers for Application to Aircraft in Unstable Operating Conditions", in *AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit*, Hilton Head, South Carolina, 2007, pp. 1-12.
- [23] M. Vavabi, and H. Ghafari, "Unstable Aircraft Flight Control Based on Linear Matrix Inequality with Consideration of Control and Saturation Constraints", *Amirkabir Journal of Mechanical Engineering*, vol. 53, no. 2, pp. 979-992, 2021 (in Persian).
- [24] O. Brieger, M. Kerr, I. Postlethwaite, M. C. Turner, and J. Sofrony, "Pilot-Involved-Oscillation Suppression Using Low-Order Antiwindup: Flight-Test Evaluation", *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, vol. 35, no. 2, pp. 471-483, March. 2012.
- [25] D. Ge, G. Sun, and H. R. Karimi, "Robust Anti-Windup Control Considering Multiple Design Objectives", *Mathematical Problems in Engineering*, vol. 2012, pp. 1-13, Sep. 2012.
- [26] S. Thai, S. Theodoulis, C. Roos, J. M. Biannic, and M. Proff, "Gain-Scheduled Autopilot Design with Anti-Windup Compensator for a Dual-Spin Canard-Guided Projectile", in *IEEE Conference on Control Technology and Applications*, Montreal, Canada, 2020.
- on *Industrial Electronics*, vol. 69, no. 4, pp. 4022-4033, 2021.
- [5] Y. Yaguang, "Attitude Model Predictive Control with Actuator Saturation Using an Arc-Search Interior-Point Method", *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, vol. 46, no. 4, pp. 726-733, April. 2023.
- [6] P. Hippe., "Windup in Control: Its Effects and Their Prevention", first edition, Springer, 2006.
- [7] L. Zaccarian. and A. R. Teel, "Modern Anti-windup Synthesis: Control Augmentation for Actuator Saturation", Princeton University Press, 2011.
- [8] E. F. Mulder, M. V. Kothare, and M. Morari, "Multivariable Anti-Windup Controller Synthesis Using Bilinear Matrix Inequalities", *European Journal of Control*, vol. 6, pp. 455-464, Nov. 2000.
- [9] E.F. Mulder, M.V. Kothare and M. Morari, "Multivariable Anti-windup Controller Synthesis Using Linear Matrix Inequalities", *Automatica*, vol. 37, pp. 1407-1416, Sep. 2001.
- [10] G. Grimm., J. Hatfield., I. Postethwatie., A. R. Teel., M. C. Turner., and L. Zaccarian; "Anti-windup for stable linear systems with input saturation: an LMI based synthesis", *IEEE Transaction on automatic control*, vol. 48, no. 9, pp. 1025-1067, Sep. 2003.
- [11] G. Grimm, A.R. Teel and L. Zaccarian, "Results on Linear LMI-Based External Anti-windup Design", *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 48, no. 9, Sep. 2003.
- [12] S. S. Kia, and F. Jabbari, "Modified Anti-windup Compensators for Stable Plants: Dynamic Anti-windup Case", *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 54, no. 8, pp. 1934-1939, Aug. 2009.
- [13] S. S. Kia, and F. Jabbari, "Multi-stage Anti-Windup Compensation for Open-loop Stable Plants", *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 56, no. 9, pp. 2166-2172, Sep. 2011.
- [14] J.K. Park, and C.H. Choi, "Dynamic compensation method for multivariable control systems with saturating actuators", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 40, no. 9, pp. 1635-1640, Sep. 1995.
- [15] J.K. Park, and C.H. Choi "Dynamical Anti-Reset Windup Method for Discrete-Time Saturating Systems", *Automatica*, vol. 33, pp. 1055-1072, Dec. 1997.
- [16] A. Park, C.H. Choi, and H. Choo, "Dynamic anti-windup method for a class of time-delay control systems with input saturation", *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 10, no. 6, pp.



- [27] P. Hippe, and C. Wurmthaler, "Comments on "Dynamic Compensation Method for Multivariable Control Systems with Saturating Actuators", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 41, no. 10, pp. 1549-1550, Oct. 1996.
- [28] P. Zarchan., "Tactical and strategic missile guidance", Fourth edition, AIAA series, 2002.

۸. پی نوشت

1. autopilot
2. windup
3. anti windup
- 4 controller
5. feedback
6. miss distance
7. ad hoc
8. linear matrix inequality
9. linear parameter varying
10. unmanned aerial vehicles
11. pole placement
12. lift
13. heading error

۱۶۲

سال ۱۲ - شماره ۲

پاییز و زمستان ۱۴۰۲

نشریه علمی

دانش و فناوری هوا فضا



طراحی جبرانسازهای دینامیکی و استاتیکی رفع انباشتگی برای یک
خودخلبان سه حلقه‌ای