



دو فصلنامه

علوم، فناوری و کاربردهای فضایی

نشریه علمی

سال سوم، شماره دوم

پاییز و زمستان ۱۴۰۲

نشانی: تهران، طرشت، بلوار شهید تیموری، نرسیده به بزرگراه شیخ فضل الله نوری، شماره ۱۸۲

کد پستی: ۱۴۵۹۷۷۷۵۱۱

تلفن: ۶۳۱۹۲۸۶۶

<http://journal.isrc.ac.ir/>

Email: Journal@isrc.ac.ir

صاحب امتیاز: پژوهشگاه فضایی ایران - انجمن هوافضای ایران

مدیر مسئول: دکتر حسن سالاریه

سر دبیر: دکتر مهدی فکور

مدیر اجرایی: دکتر هادی رضائی

هیأت تحریریه به ترتیب الفبا

دانشیار دانشگاه علم و صنعت ایران	دکتر ادیب ابریشمی فر
دانشیار پژوهشکده مواد و انرژی	دکتر سعید اصغری
دانشیار پژوهشکده حمل و نقل فضایی	دکتر محمدرضا جهان نما
مدرس ارشد دانشگاه هرتفوردشایر	دکتر محمود چیدری
استاد دانشگاه صنعتی شریف	دکتر حسن حدادپور
استاد دانشگاه صنعتی شریف	دکتر حسن سالاریه
استاد دانشگاه صنعتی شریف	دکتر محمود سعادت فومنی
دانشیار پژوهشکده حمل و نقل فضایی	دکتر سعید شاخصی
دانشیار پژوهشگاه ارتباطات و فناوری اطلاعات	دکتر حسین صمیمی
دانشیار دانشگاه شهید بهشتی	دکتر علیرضا طلوعی
استاد دانشگاه خواجه نصیرالدین طوسی	دکتر مجید قاسمی
استاد دانشگاه تهران	دکتر مهدی فکور
دانشیار دانشگاه تهران	دکتر امیررضا کوثری
دانشیار دانشگاه شهید بهشتی	دکتر محمدرضا نوابی

به استناد نامه شماره ۸۶۴۰۴ مورخ ۱۳۹۹/۰۲/۱۵ هیأت نظارت بر مطبوعات، دو فصلنامه علوم، فناوری و کاربردهای فضایی مجوز انتشار دریافت کرده است.

مطالب و مقالات مندرج در دو فصلنامه، لزوماً به معنای بیان دیدگاه‌های پژوهشگاه فضایی ایران و انجمن هوافضای ایران نیست.

دبیران تخصصی این شماره

دکتر سعید شاخصی

دکتر مجید قاسمی

دکتر امیررضا کوثری

دکتر محمد نوابی

داوران این شماره به ترتیب الفبا

دکتر پرویز اسدی	دکتر مجید صفراآبادی فراآهانی
دکتر زهرا امیرسرداری	دکتر طالب عبدالهی
دکتر محمدعلی امیری آتشگاه	دکتر میلاد عظیمی
دکتر وحید بهلوری	دکتر بهمن قربانی واقعی
دکتر حسن حاج قاسم	دکتر سید محمد نوید قریشی
دکتر محمد حاجی جعفری	دکتر امیررضا کوثری
دکتر مجید حقگو	دکتر محمدرضا محمدعلیها
زهرا دانشجو	روح الله مهدی نواز اقدام
دکتر سید مصطفی سیدی	دکتر محمد نجفی
دکتر سعید شاخصی	دکتر سعید نصرالهی
حامد صالحی	دکتر وحید نیری

همکاران

مسئول امور اجرایی: فاطمه تصویری قمصری

ویراستار ادبی: دکتر فاطمه نویدی - ملاحظت گیور

تیراژ: الکترونیک



Available in:
Journal.isrc.ac.ir

Journal of
Space Science, Technology
& Applications (Persian)

Vol. 3, No. 2, pp.: 1-12
2024

DOI:
10.22034/jssta.2023.348730.1088

Article Info

Received: 2022-6-26
Accepted: 2023-2-20

Keywords

Remaining useful lifetime estimation, Semiconductor devices, Neural Network, Failure diagnostic

How to Cite this article

Reza Amjadifard, Farhad Bagheroskouei, "Reliability Assessment of Power Electronic Converters Using Replicator Neural Networks", *Journal of Space Science, Technology and Applications*, vol 3 (2), p.: 1-12, 2024.

Reliability Assessment of Power Electronic Converters Using Replicator Neural Networks

Reza Amjadifard^{*1}, Farhad Bagheroskouei²

1,* Satellite Research Institute, Iranian Space Research Center, Tehran, Iran,
r.amjadifard@isrc.ac.ir, Corresponding author
2 Satellite Research Institute, Iranian Space Research Center, Tehran, Iran
f.bagheroskouei@isrc.ac.ir

Abstract

Reliability assessment of power converters is extremely important due to the degradation of the converter performance under the thermal and electrical stresses. The normal or abnormal operation of a converter is determined based on the quality of the manufacturing process and the environmental and operating conditions. The failure indices are based on the previous failures data which are calculated using the history of the main parameter of the converter which are strongly affected by the aging process. In this article, a new real-time indicator is introduced using the monitoring of the main parameters of the converter. Each indicator is modeled using Replicator Neural Network (RNN) and the network reconstruction coefficient or reconstruction error will be considered as the reliability index or the coefficient of anomaly of the converter. In fact, the reliability assessment is based on the comparison between a reference model of the converter in normal conditions and the estimation of abnormal operation of the converter in the future. In the proposed method, a normal distribution function on the reconstructed error signal, their fit and percentage distance are introduced as the abnormality risk coefficient. The advantages of this method include taking into account all the uncertainties in the process of Manufacturing the power switch and its working conditions, not needing the aging test process in preparing the failure data and taking into account all the failures

ارزیابی قابلیت اطمینان مبدل‌های الکترونیک قدرت مبتنی بر شبکه‌های عصبی تکثیر کننده

رضا امجدی فرد^{۱*}، فرهاد باقراسکویی^۲

۱. *، استادیار، پژوهشکده سامانه های ماهواره، پژوهشگاه فضایی ایران، تهران، ایران - r.amjadifard@isrc.ac.ir
(نویسنده مسئول)

۲. مربی، پژوهشکده سامانه های ماهواره، پژوهشگاه فضایی ایران، تهران، ایران - f.bagheroskouei@isrc.ac.ir



دسترس پذیر در نشانی:
Journal.isrc.ac.ir

دو فصلنامه
علوم، فناوری و
کاربردهای فضایی

سال سوم، شماره ۲، صفحه ۱۲-۱
پاییز و زمستان ۱۴۰۲

چکیده

سنجش قابلیت اطمینان مبدل‌های الکترونیک قدرت به دلیل عملکرد آنها تحت تنش‌های حرارتی و الکتریکی، به شدت اهمیت داشته و نیازمند کمی‌سازی است. عملکرد هنجار یا ناهنجار یک مبدل بر اساس شرایط محیطی، ساخت و بهره‌برداری تعیین می‌شود. شاخص‌های خرابی فعلی تنها مبتنی بر داده‌های خرابی‌های قبلی بوده و بر اساس اطلاعات تاریخیچه عملکرد مبدل محاسبه می‌شوند که فرایند پیرشدگی به شدت بر آنها اثرگذار است. در این مقاله، با کمک داده‌های حاصل از پایش وضعیت مبدل به صورت زمان واقعی، شاخصی جدید معرفی می‌شود. هر مبدل با استفاده از شبکه‌های عصبی تکثیرکننده مدل‌سازی شده و ضریب بازسازی شبکه یا خطای بازسازی به عنوان شاخص پایایی یا ضریب ناهنجاری مبدل لحاظ خواهد شد. در حقیقت، سنجش قابلیت اطمینان مبتنی بر قیاس بین یک مدل مرجع از شرایط سلامت مبدل و عملکرد ناهنجار آن در آینده صورت می‌پذیرد. در روش پیشنهادی، یک تابع توزیع نرمال بر روی سیگنال خطای بازسازی شده، برازش و درصد فاصله آنها به عنوان ضریب ریسک ناهنجاری معرفی می‌شود. مزایای این روش عبارتند از لحاظ نمودن تمامی عدم قطعیت‌ها در فرایند ساخت کلید قدرت و شرایط کاری آن، عدم نیاز به فرایند آزمون پیرشدگی در تهیه داده خرابی و لحاظ نمودن تمامی خرابی‌ها.

DOI:

10.22034/jssta.2023.348730.1088

تاریخچه داوری

دریافت: ۱۴۰۱/۰۴/۰۵

پذیرش: ۱۴۰۱/۱۲/۰۱

واژه‌های کلیدی

تخمین طول عمر مفید باقیمانده،
کلیدهای قدرت نیمه هادی،
شبکه‌های عصبی، تشخیص
ناهنجاری

نحوه استناد به این مقاله

رضا امجدی فرد، فرهاد باقراسکویی،
"ارزیابی قابلیت اطمینان مبدل‌های
الکترونیک قدرت مبتنی بر شبکه‌های
عصبی تکثیر کننده"، *دوفصلنامه علوم،
فناوری و کاربردهای فضایی*، جلد سوم،
شماره دوم، صفحات ۱۲-۱، ۱۴۰۲.

۱-مقدمه

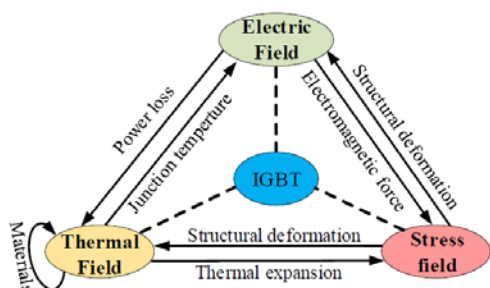
مبدل‌های الکترونیک قدرت، در طیف وسیعی از کاربردها نظیر خودروهای برقی، منابع انرژی تجدیدپذیر، درایوهای الکتریکی، سیستم‌های کشتی، کاربردهای فضایی و دفاعی و سیستم‌های قدرت انعطاف‌پذیر مورد استفاده قرار می‌گیرند [۱]. این مبدل‌ها غالباً در محیط‌های کاری سخت در حال بهره‌برداری هستند و این موضوع سبب شده تا تحت تاثیر انواع تنش‌های حرارتی، لرزش و میدان‌های الکتریکی قرار بگیرند و دچار خطای عملکرد و خرابی‌های متعدد شوند [۲]. از این‌رو، سنجش پیوسته پایایی یا قابلیت اطمینان این مبدل‌ها به منظور برنامه‌ریزی موثر برای تعمیرات و نگهداری پیشگویانه و پیشگیرانه به شدت حائز اهمیت بوده و نیاز است شاخص‌های دقیق و کارا به این منظور معرفی شوند. طبق تعریف، قابلیت اطمینان یک سیستم بر اساس توانایی آن سیستم برای عملکرد مشخص بدون خرابی تعیین می‌شود. این تعریف توسط شاخص‌های متعددی نظیر متوسط زمان بین خرابی ($MTBF^1$)، متوسط زمان تا تعمیر ($MTTR^2$)، در دسترس بودن و دیگر شاخص‌ها کمی‌سازی شده است. این شاخص‌ها همگی مبتنی بر داده‌های خرابی گذشته هستند که برای بسیاری از سیستم‌ها، دستیابی به منابع داده خرابی می‌تواند زمان‌بر و هزینه‌بر باشد [۳]. از سویی، این شاخص‌ها، تنها به عنوان پارامتری برای سنجش قابلیت اطمینان سیستم می‌توانند مورد استفاده قرار بگیرند و در سنجش کارایی استاتیکی و دینامیکی سیستم هیچ اثربخشی و کاربردی نخواهند داشت. همچنین، این شاخص‌ها هیچ‌گونه تفکیکی بین انواع خرابی‌ها قائل نیستند و هیچ دید مشخصی را نسبت به شدت و ضعف خرابی‌ها و اهمیت آنها ارائه نمی‌دهند [۴].

با ورود به نسل چهارم صنعت و اهمیت یافتن سیستم‌های مبتنی بر داده‌های پایش وضعیت در کاربردهای صنعتی، لازم است تا تغییر و تحول مشخصی در حوزه تعاریف قابلیت اطمینان ایجاد شود. به جای آنکه تعریف و شاخص‌های ارزیابی قابلیت اطمینان تنها بر داده‌های خرابی استوار باشند، لازم است این شاخص‌ها هرگونه عملکرد ناهنجار سیستم را نیز در نظر بگیرند؛ چراکه هر عمل ناهنجاری می‌تواند زمینه‌سازی یک خرابی و خطا

شود [۵]. نکته دیگر آن است که شاخص‌های ارزیابی قابلیت اطمینان مبدل‌های الکترونیک قدرت باید به صورت زمان واقعی قابل به‌روزرسانی و استفاده باشند و به داده‌های خرابی‌های گذشته حداقل وابستگی را داشته باشند. همچنین، شاخص‌های این حوزه باید بتوانند بین انواع خرابی‌ها و منشاء آنها تفکیک قائل شوند و اطلاعات کاربردی را در اختیار بهره‌بردار سیستم قرار دهند [۶]. در انتها نیز این شاخص‌ها باید هم عملکرد استاتیکی و هم عملکرد دینامیکی را تحلیل و کمی‌سازی نمایند. این قابلیت‌ها با استفاده از ابزارهای تحلیل داده و داده‌کاوی دست‌یافتنی هستند. در حال حاضر، مدل‌سازی هر سیستم فیزیکی با استفاده از داده‌های وضعیت آن امکان‌پذیر است. در حقیقت، پارامترهای کارایی هر سیستم موید رفتار آن سیستم در شرایط دینامیکی و استاتیکی هستند و چنانچه این داده‌ها در اختیار الگوریتم‌های تحلیل داده قرار بگیرند، امکان مدل‌سازی سیستم را فراهم خواهند آورد. به منظور ارائه یک شاخص بهینه برای ارزیابی و سنجش قابلیت اطمینان یک مبدل الکترونیک قدرت، لازم است تا پارامترهای کارایی آن را به صورت زمان واقعی رصد نموده و برای مدل‌سازی در اختیار یک الگوریتم تحلیل داده قرار دهیم [۷].

در ساختار مبدل‌های الکترونیک قدرت، انواع المان‌های پس‌یو و اکتیو در شرایط کاری مختلف مورد استفاده قرار می‌گیرند. طبق آمارهای تحلیلی از کاربردهای مختلف مبدل‌های الکترونیک قدرت، بالای ۸۰ درصد علت خرابی مبدل‌های الکترونیک قدرت ناشی از دو عنصر خازن (عنصر پس‌یو) و کلیدهای قدرت نیمه‌هادی (عنصر اکتیو) بوده و از این‌رو سنجش قابلیت اطمینان یک مبدل می‌تواند تنها بر اساس رفتارهای ناهنجار این دو عنصر انجام پذیرد [۸]. کلیدهای قدرت نیمه‌هادی نظیر IGBT و MOSFET به تنش‌های حرارتی حساس بوده و احتمال بروز خطا و خرابی در عملکردشان افزایش می‌یابد [۹]. به منظور رصد عملکرد این دو المان می‌توان به ترتیب پارامترهایی نظیر ولتاژ کلکتور-امیتر و مقاومت حالت وصل را مدنظر قرار داد. در مبدل‌های الکترونیک قدرت، سه نوع خازن E-Caps، MPPF و MLC-Caps به طور غالب استفاده می‌شوند [۱۰]. برای خازن‌ها نیز به طور غالب دو پارامتر ظرفیت

شاخص قابلیت اطمینان پیشنهادی کفایت می‌نماید. به منظور سهولت در پیاده‌سازی و محاسبه شاخص‌های قابلیت اطمینان، تنها کلیدهای نیمه‌هادی و آن هم کلید نیمه‌هادی IGBT در این مقاله مد نظر قرار گرفته است. طبق شکل ۱، تنش‌های حرارتی، لرزش و میدان‌های الکتریکی به عنوان مهم‌ترین دلایل بروز خرابی در مبدل‌های الکترونیک قدرت هستند و لازم است تا با معرفی شاخص‌های رصد ناهنجاری، این مقوله‌ها رصد شوند [۱۶].



شکل ۱. عوامل غالب ایجاد خرابی در مبدل‌های الکترونیک قدرت

تنش‌های حرارتی به دو دلیل در ساختار کلیدهای قدرت ایجاد می‌شوند که عبارتند از: (۱) افزایش دمای ناشی از تلفات کلیدزنی و (۲) افزایش دمای ناشی از شرایط محیطی. افزایش دما در نهایت سبب پیرشدگی شده و روند فرسایش کلید را تشدید می‌کند. افزایش متوسط دمای پیوند و نوسانات آن دو عامل اصلی ایجاد پیرشدگی و خرابی هستند که با وجود ساختار لایه‌ای کلید و تفاوت در ضرایب انبساط حرارتی^۲ و نرخ گرادیان انباشت دما^۳، موجب تسریع در فرایند خرابی خواهند شد [۱۷]. افزایش متوسط دمای پیوند و بازه تغییرات دما، دو پارامتر کلید هستند که می‌توانند شدت فرایند پیرشدگی را مشخص کنند. نکته حائز اهمیت این است که در این مقاله رویکرد اصلی بر روی ارتقای قابلیت اطمینان بوده و از این‌رو خرابی‌هایی بررسی می‌شوند که با انباشت خرابی در کلید همراه هستند، یعنی وقوع آنها سریع یا گذرا نیست. خطاها و خرابی‌های سریع در دسته حفاظت قرار گرفته و از حیطه این مقاله خارج هستند. در ادامه، مهم‌ترین پارامترهای کارایی کلید نیمه‌هادی بررسی شده و از بین آنها بهترین پارامتر برای رصد وضعیت کلید IGBT تعیین می‌شود.

خازنی و مقاومت سری معادل به منظور پایش وضعیت این المان استفاده می‌شوند [۱۱]. برای مدل‌سازی رفتار مبدل نیز از الگوریتم شبکه‌های عصبی تکثیر کننده^۱ (RNN) استفاده خواهد شد. در این الگوریتم، پارامترهای کارایی مبدل به عنوان هم ورودی و هم خروجی به شبکه اعمال می‌شوند و شبکه عصبی مذکور اقدام به بازسازی رفتار مبدل می‌نماید [۱۲]. این بازسازی در شرایط هنجاریا نرمال مبدل صورت خواهد پذیرفت و به نحوی موید شرایط سلامت مبدل خواهد بود. از این به بعد، هر بار که پارامترهای کلید به صورت برخط نمونه‌برداری می‌شوند، از مدل توسعه داده شده عبور خواهند نمود و مجدد رفتار مبدل بازسازی می‌شود و چنان‌چه اندازه‌گیری‌های جدید با مدل انطباق کمتری داشته باشند، خطای بازسازی مدل افزایش خواهد یافت که خود به نحوی بیان کننده بروز رفتارهای ناهنجار در عملکرد مبدل است [۱۳]. خطای بازسازی توسط تابع توزیع نرمال قابل مدل‌سازی است. عدم انطباق با تابع توزیع نرمال، به عنوان شاخص قابلیت اطمینان تعریف می‌شود.

در این مقاله، یک ضریب جدید به منظور کمی‌سازی فرایند ارزیابی قابلیت اطمینان مبدل‌های الکترونیک قدرت ارائه شده است. این شاخص مبتنی بر داده‌های پایش وضعیت بوده و به صورت زمان واقعی قابل تعریف است و می‌تواند عملکرد دینامیکی و استاتیکی مبدل را نیز مشخص نماید. هم‌چنین، در این مقاله تمرکز بر روی کلیدهای قدرت است. مباحث مطرح شده ساختار مقاله به این صورت است که در بخش دوم، پارامترها و المان‌های لازم برای محاسبه شاخص قابلیت اطمینان معرفی خواهند شد. در بخش سوم، الگوریتم شبکه عصبی تکثیر کننده و خطای بازسازی معرفی شده و در بخش چهارم، نتایج شبیه‌سازی و در پایان نیز نتیجه‌گیری ارائه می‌شود.

۲- سنجش پارامترهای کارایی مبدل‌های الکترونیک قدرت

دو المان خازن و کلیدهای قدرت نیمه‌هادی، دلیل بالای ۷۰ درصد از خرابی‌های مبدل‌های الکترونیک قدرت هستند [۱۴، ۱۵]. از این‌رو، لحاظ نمودن این دو المان برای محاسبه

3 Nonlinear Temperature Gradient

1 Replicator Neural Network

2 Coefficient of Thermal Expansion

و الکترون) به دام افتاده در لایه اکسید کلید افزایش می‌یابد و این موضوع سبب افزایش ولتاژ آستانه می‌شود.

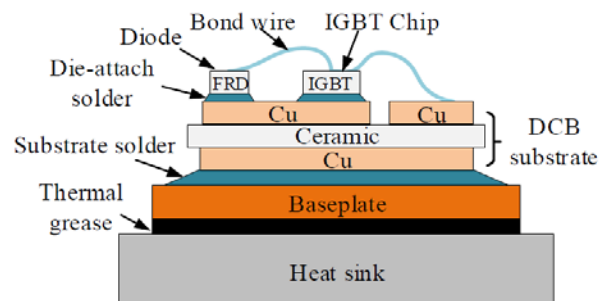
۲-۳- زمان خاموش شدن کلید

وقوع پیرشدگی در کلیدهای قدرت IGBT سبب افزایش امیدانس حرارتی شده و در نتیجه زمان بازگشت حامل‌های اقلیت افزایش یافته و همین امر در نهایت منجر به افزایش زمان خاموش شدن کلید می‌شود [۲۰]. افزایش زمان خاموش شدن کلید می‌تواند متناظر با وقوع پدیده روشن شدن ترستورهای پارازیتی (یا همان پدیده قفل‌شدگی) و افزایش جریان کلکتور ناشی از شروع شکست لایه اکسید باشد.

۲-۴- منحنی ولتاژ-جریان کلید

وقوع فرایند پیرشدگی سبب می‌شود تا منحنی ولتاژ-جریان خروجی کلید IGBT به سمت بالا شیفیت پیدا کند (با فرض اینکه ولتاژ گیت-امیتر دارای دامنه بالایی باشد، به عنوان مثال بالای ۱۰ ولت) و در نتیجه این تغییر، به ازای یک ولتاژ گیت-امیتر و کلکتور-امیتر مشخص در ناحیه خطی عملکرد کلید، دامنه جریان کلکتور بیش‌تر خواهد شد. اما برای ولتاژهای کمتر گیت-امیتر، مقدار جریان کلکتور برای کلید IGBT دچار پیرشدگی، دارای دامنه کم‌تری خواهد بود [۲۱].

در این مقاله و به منظور رصد وضعیت کلید قدرت IGBT، از ولتاژ کلکتور-امیتر و سیگنال کلیدزنی استفاده می‌شود. در حقیقت، رفتار کلید قدرت IGBT بر اساس پالس‌های ورودی گیت و شکل موج‌های پارامترهای خروجی آن نظیر ولتاژ کلکتور-امیتر، جریان کلکتور و ولتاژ گیت-امیتر قابل تفسیر بوده که یک نمونه مشخصه کلیدزنی آن در شکل ۳ ارائه شده است. تغییرات دامنه، فرکانس و فاز پارامترها و همچنین زمان‌های خاموش و روشن شدن، در ۶ فاز مشخص شده در شکل ۳، بهترین معیار برای رصد نمودن عملکردهای ناهنجار است.



شکل ۲. ساختار داخلی کلید قدرت از نوع IGBT

۲-۱- ولتاژ حالت وصل یا ولتاژ اشباع کلکتور-امیتر

یکی از مدهای خرابی، وقوع شرایط مدار باز ناشی از وقوع مکانیزم‌هایی نظیر شکاف^۱ و جداسازی سیم‌های اتصال^۲، ایجاد حفره یا ورق ورق شدگی چپ است و بهترین راه تشخیص آن ولتاژ حالت وصل کلکتور-امیتر است [۱۸]. وقوع فرایند پیرشدگی ناشی از تنش‌های حرارتی منجر به افت ولتاژ کلکتور-امیتر می‌شود. در حقیقت زمانی که دمای پیوند کلید افزایش می‌یابد، میزان تمرکز و جمع‌شدگی حامل‌های ذاتی در ساختار کلید در اطراف پیوند افزایش یافته و همین امر سبب کاهش افت ولتاژ پیوند می‌شود. خرابی ناشی از روشن شدن ترستور پارازیتی درونی کلید IGBT نیز به علت تنش‌های حرارتی، یک خرابی متداول بوده که توسط این ولتاژ قابل تشخیص است. در حقیقت، افزایش دمای پیوند کلید سبب می‌شود تا جریانی که در آن پدیده قفل‌شدگی^۳ رخ می‌دهد، کاهش یابد و این موضوع سبب افزایش احتمال بروز این پدیده می‌شود.

۲-۲- ولتاژ آستانه گیت امیتر

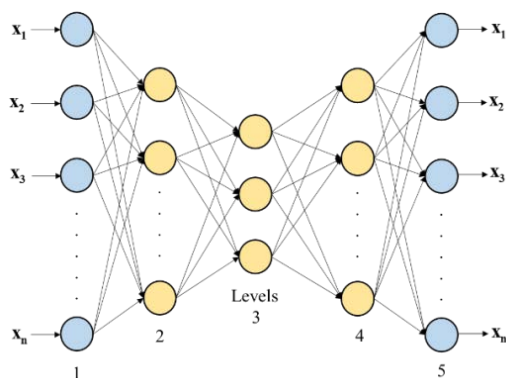
یکی دیگر از مدهای خرابی وقوع اتصال کوتاه بوده که می‌تواند سبب از دست رفتن کلید، افزایش جریان نشی گیت و شکست عایقی دی‌الکتریک شود. بهترین پارامتر برای تشخیص آن، رصد ولتاژ آستانه گیت است [۱۹]. به طور نرمال، باید با افزایش دمای پیوند، مقدار ولتاژ آستانه کلید کاهش یابد. وقوع پیرشدگی در کلید IGBT همراه با فرسایش لایه اکسید کلید است که به تبع آن ولتاژ آستانه گیت-امیتر افزایش می‌یابد. در حقیقت با شروع روند پیرشدگی، درصد بارهای الکتریکی (حفره

3 Latch-up

1 Crack

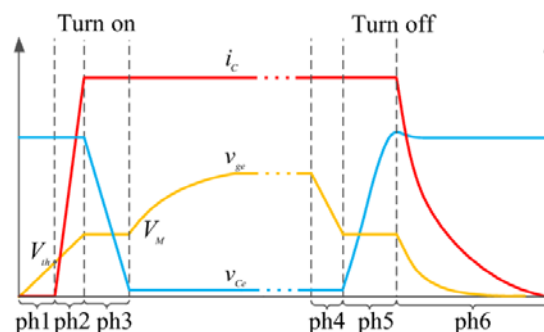
2 Bondwire

مبنای تشخیص ناهنجاری‌ها در عملکرد آن خواهد بود. در ادامه، هر واحد داده جدیدی که وارد شبکه عصبی آموزش دیده شده و در لایه خروجی به خوبی بازسازی شود، هنجار است و داده‌هایی که فاصله بین مقادیر اصلی آن در لایه ورودی و مقادیر بازسازی شده آن در لایه خروجی زیاد باشد به عنوان داده ناسازگار تلقی خواهد شد. در واقع، قدر مطلق خطای بازسازی به عنوان رتبه ناهنجاری مورد استفاده قرار می‌گیرد.



شکل ۴. ساختار نمونه شبکه عصبی تکثیرکننده

ساختار شبکه عصبی RNN به صورت Feed-Forward Multi-Layer Perceptron بوده و دارای سه لایه میانی محصور مابین لایه‌های ورودی و خروجی است. لایه‌های ورودی و خروجی دارای تعداد نورون‌های برابر با تعداد ویژگی‌های ورودی هستند. این ساختار پس از آنکه با استفاده از داده‌های حالت نرمال آموزش‌یافت، برای هر نمونه داده جدید، معیار ناهنجار بودن را در قالب خطای بازتولید محاسبه می‌نماید و هر چه این خطا بیش‌تر باشد، احتمال ناهنجار بودن داده نیز افزایش می‌یابد. در حقیقت، پس از آموزش مدل، هر چه داده‌های ورودی به حالت نرمال نزدیک‌تر باشد، مدل آنها را بهتر بازتولید می‌کند و این به معنای پایین بودن خطای باز تولید است. برای ایجاد شبکه عصبی مورد نظر، فرض می‌کنیم که n ویژگی در داده‌های آموزش وجود دارد و در نتیجه لایه ورودی دارای n نورون است. انتخاب تعداد نودها (گره‌ها) یا نورون‌های موجود در هر لایه میانی به صورت تجربی بوده و لازم است به قسمی انتخاب شوند که میانگین خطای بازتولید به ازای داده‌های آموزش حداقل شود. خروجی نورون k ام از لایه k ام بر حسب ورودی‌ها و ضرایب وزنی به صورت معادله زیر است:



شکل ۳. منحنی خاموش و روشن شدن کلید قدرت IGBT

۳- شبکه عصبی تکثیردهنده

یکی از رویکردهای اخیر در تشخیص عملکردهای ناهنجار در سیستم‌های مکانیکی و الکتریکی، مدل‌سازی عملکرد سیستم در شرایط سالم و سپس استفاده از آن برای سنجش و تشخیص حالت‌های ناهنجار است [۲۲]. در این رویکرد، فرض می‌شود که سیستم مورد مطالعه در ابتدای بهره‌برداری یا پس از تعمیرات اساسی، دارای شرایط نرمال و سالم بوده و سپس از داده‌های عملکردی آن برای مدل‌سازی رفتار استفاده می‌شود. مدل استخراج شده به صورت مداوم با داده‌های آتی نمونه‌برداری شده مقایسه شده و به هر نمونه یک نمره خرابی داده می‌شود [۲۳]. در این رویکرد نیازی به داده‌های خرابی‌های قبلی سیستم نیست و صرفاً شرایط سالم یا نرمال آن مبنای تصمیم‌گیری در خصوص شرایط خرابی و محاسبه شاخص‌های قابلیت اطمینان است. در این مقاله، روش استفاده شده شبکه‌های عصبی تکثیرکننده بوده که در آن بردارهای ورودی به عنوان بردارهای خروجی نیز استفاده می‌شوند و الگوریتم RNN برای باز تولید الگوهای ورودی در خروجی مورد استفاده قرار می‌گیرند [۲۴]. ساختار نوعی یک نمونه شبکه عصبی RNN در شکل ۴ ارائه شده است.

ساختار الگوریتم RNN به این صورت است که با دریافت هر ورودی سعی می‌کند تا با استخراج الگوها و روابط بین ورودی‌ها، همان روابط را در خروجی خود باز تولید نماید به قسمی که حداقل خطای باز تولید را در پی داشته باشد. در این صورت، هر چه الگوهای ورودی متداول‌تر باشند، در خروجی بهتر بازتولید می‌شوند و مدل سیستم دقیق‌تر خواهد بود. در نهایت این شبکه عصبی یک مدل از سیستم را ارائه خواهد داد که

سبب می‌شود تا داده‌های ورودی به صورت خوشه‌هایی تفکیک شوند که داده‌های سالم ورودی به صورت غالب در خوشه‌های مشخصی قرار بگیرند و از این‌رو می‌توانند از داده‌های ناهنجار تمیز داده شوند. انتخاب تعداد خوشه‌های لایه میانی یا همان پارامتر N بسیار کلیدی است. در خصوص تابع فعال‌سازی انتخاب شده برای لایه خروجی نیز، در این مقاله از تابع Sigmoid استفاده شده است.

$$S_5(I_{ki}) = \frac{1}{1 + e^{-a_5 I_{ki}}} \quad (4)$$

پس از مدل‌سازی شبکه عصبی، باید برای هر نمونه یک ضریب ناهنجاری تعریف کنیم. ضریب ناهنجاری برای آامین نمونه به صورت متوسط خطای بازتولید تمامی ویژگی‌ها به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$OF_i = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (x_{ij} - o_{ij})^2 \quad (5)$$

که در آن n تعداد ویژگی‌های ورودی است. در این مقاله نورون‌های هر لایه به صورت آزمون و خطا (تجربی) انتخاب می‌شوند. پس از محاسبه خطای بازسازی، به ازای هر سیکل نمونه‌برداری از داده‌های اندازه‌گیری از مبدل الکترونیک قدرت، باید شاخص‌های پایایی بر اساس این پارامتر محاسبه شوند. اولین شاخص با عنوان ریسک ناهنجاری (RoA) شناخته می‌شود و برابر است با مقدار نرمالیزه شده خطای بازسازی بر حسب درصد. هر قدر این پارامتر بیش‌تر باشد، احتمال وقوع ناهنجاری نیز بیش‌تر خواهد بود. برای هر مبدل، این پارامتر دارای آستانه‌ای متفاوت است. پارامتر بعدی، نرخ وقوع ناهنجاری (AR) است و به صورت تعداد ناهنجاری در k نمونه قبل تعریف می‌شود (در این مقاله k برابر با تعداد نمونه‌های هر سیکل کلیدزنی است). این پارامتر به معنای تعداد ناهنجاری‌های به وقوع پیوسته در یک بازه زمانی مشخص است. بر اساس دو پارامتر معرفی شده، یعنی شاخص‌های نرخ وقوع ناهنجاری (AR_k) و ریسک ناهنجاری (RoA) می‌توان شاخص قابلیت اطمینان پیشنهادی را برای ارزیابی برخط شرایط مبدل طبق فرمول زیر محاسبه نمود:

$$\text{شاخص قابلیت اطمینان پیشنهادی} = \frac{1}{RoA \times (1 + AR_k)} \quad (6)$$

$$I_{ki} = \sum_{j=0}^{l_{k-1}} w_{kij} y_{(k-2)j} \quad (1)$$

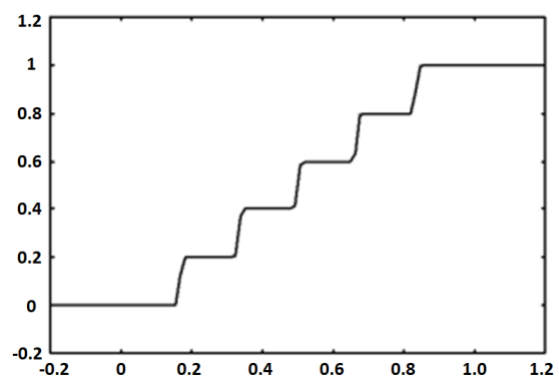
که در آن y_{kj} خروجی نورون k ام از لایه k ام، w_{kij} ضریب وزنی گذر از نورون k ام به نورون $k-1$ ام، l_{k-1} تعداد نورون‌ها در لایه k ام و I_{ki} مجموع وزنی ورودی‌ها به نورون k ام از لایه k ام هستند. برای دو لایه بیرونی از لایه‌های میانی، تابع فعال‌سازی به صورت زیر فرض می‌شود:

$$F_k(I_{ki}) = \tanh(a_k I_{ki}) \quad k = 2 \text{ and } 4 \quad (2)$$

که در آن $a_k I_{ki}$ پارامتر تنظیم بوده که در این مقاله برابر یک در نظر گرفته می‌شود. اما برای تابع فعال‌سازی لایه وسطی در لایه‌های میانی، به صورت یک تابع پلکانی با تعداد N سطح به صورت زیر لحاظ می‌شود:

$$F_k(I_{ki}) = 0.5 + \frac{1}{2(k-1)} \sum_{j=1}^{N-1} \tanh \left[a_k \left(I_{ki} - \frac{j}{N} \right) \right] \quad \text{for } k = 3 \quad (3)$$

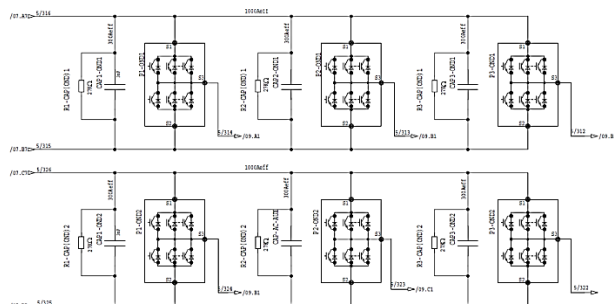
که در آن پارامتر a_k برای کنترل سرعت (نرخ) گذار از یک لایه به لایه دیگر است که در این مقاله مقدار بزرگ نظیر ۱۰۰ برای آن فرض شده و با فرض $N = 4$ ، تابع فعال‌سازی به صورت شکل ۵ و سطوح فعال‌سازی لایه‌های میانی به N سطح گسسته به صورت $0, \frac{1}{N-1}, \frac{2}{N-1}, \dots, 1$ خواهد بود.



شکل ۵. ساختار پلکانی تابع فعال‌سازی لایه میانی شبکه عصبی RNN

علت انتخاب ساختار پلکانی برای تابع فعال‌سازی لایه میانی آن است که داده‌های دارای توزیع پیوسته را به تعدادی بردارهای گسسته تقسیم‌بندی نماییم تا از این طریق، فرایند فشرده‌سازی داده امکان‌پذیر شود. این ساختار پلکانی برای تابع فعال‌سازی

آموزش شبکه عصبی مورد نظر از الگوریتم Back-Propagation استفاده شده و در هر بار اجرای الگوریتم، داده‌های مربوط به یک سیکل کامل کلیدزنی^۱ به عنوان ورودی الگوریتم شبکه عصبی ارائه خواهد شد تا وزن‌های اتصالات را از طریق کمینه‌سازی خطای بازآفرینی تصحیح و تنظیم نماید. تعداد تکرارهای آموزش^۲ نیز برابر ۱۰۰ لحاظ می‌شود. داده‌های ورودی به دو قسمت آموزش و تست تقسیم شده و پس از اجرای فرایند آموزش به کمک داده‌های فوق، شبکه آموزش دیده شده توسط داده‌های تست، مورد ارزیابی قرار خواهد گرفت. در شکل ۹، خطای بازسازی برای ۴ نمونه کلید یکسان ارائه شده است. همان‌گونه که از این شکل قابل برداشت است، با وجود یکسان بودن کلیدها، خطای بازسازی آنها در بازه‌های متفاوتی تغییرات داشته که دال بر این موضوع است که فرایند ساخت و بهره‌برداری کلیدها متفاوت بوده و از این‌رو رفتار آنها نیز متفاوت است. این موضوع سبب برتری الگوریتم پیشنهادی است که می‌تواند تفاوت‌های ذاتی کلیدها را نیز مدل کند. همچنین، خطای بازسازی دارای بازه تغییرات محدودی است که مبنای مدل نرمال (سالم یا مرجع) سیستم است.

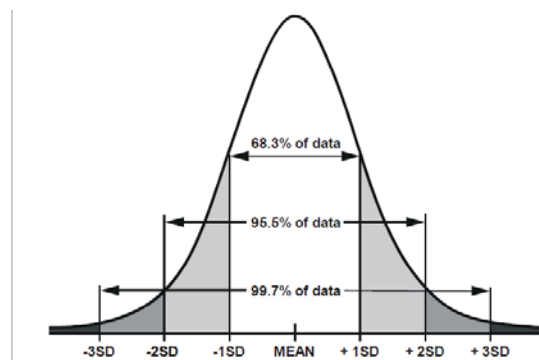


شکل ۷. مدار اینورتر و لینک DC در لکوموتیو باری ALSTOM AD43C



شکل ۸. کلید قدرت IGBT و خازن لینک DC

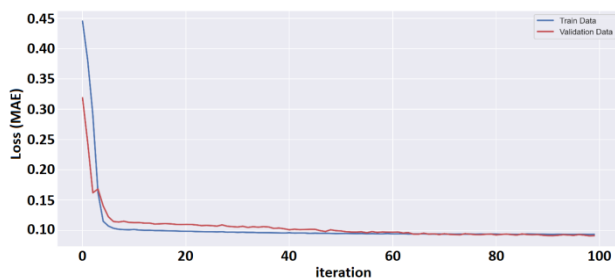
این دو شاخص کلیدی به نحوی مبتنی بر میانگین و واریانس تابع توزیع نرمال خطای بازسازی قابل تفسیر هستند که برای سنجش قابلیت اطمینان هر مبدل تعریف شده‌اند. در شکل ۶، ساختار تابع توزیع نرمال به صورت نوعی نشان داده شده است. پارامتر اول بر اساس نسبتی از مساحت زیر این منحنی استخراج خواهد شد. به این صورت که سیگنال خطای بازسازی به بازه ۰ الی ۱ نرمال شده و سپس پس از انطباق یک تابع توزیع نرمال به این داده‌ها، مساحت زیر منحنی توزیع نرمال حد فاصل ± 0.1 محاسبه خواهد شد. هرچه پایایی سیستم کم‌تر شود، این مساحت نیز کم‌تر خواهد شد. پارامتر دوم بر اساس تغییرات میانگین سیگنال خطای بازسازی محاسبه می‌شود. قدر مطلق واریانس میانگین تغییرات سیگنال خطای بازسازی به عنوان یک مولفه همواره مثبت از مساحت محاسبه شده در بخش قبل کم خواهد شد و به این ترتیب شاخص نهایی استخراج می‌شود.



شکل ۶. ساختار نمونه تابع توزیع نرمال و محاسبه شاخص ریسک ناهنجاری

۴- شبیه‌سازی

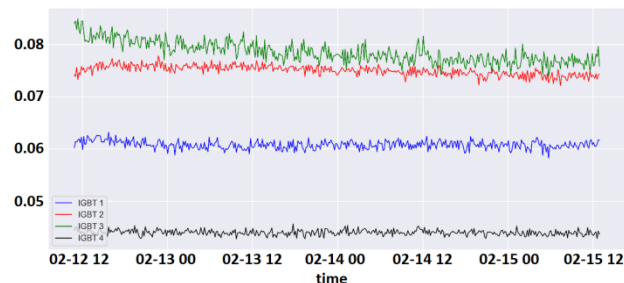
به منظور سنجش و ارزیابی پارامترهای معرفی شده، یک نمونه اینورتر با ۶ کلید و لینک DC آن با کاربرد ترکشن (لکوموتیو قطارهای باری ALSTOM AD43C) مورد بررسی قرار گرفته است که ساختار مداری آن در شکل ۷ ارائه شده است. در این مدار، از ولتاژ کلکتور-امیتر کلیدها نمونه‌برداری شده است. این کلید دارای ولتاژ نامی ۱۸۰۰ ولت و جریان نامی ۱۲۰۰ آمپر است که تصویر آن در شکل ۸ نشان داده شده است. خازن لینک DC دارای ظرفیت ۳ میلی فاراد و ولتاژ ۱۸۰۰ ولت است. برای



شکل ۱۱. میانگین خطای مطلق تلفات شبکه به ازای داده‌های آموزش و اعتبارسنجی

یکی از مشکلاتی که روش‌های مبتنی بر خطای بازسازی با آن روبرو هستند، تعیین یک حد آستانه مناسب برای تفکیک نقاط هنجار و ناهنجار است. نکته مهم دیگر توجه ویژه به آن است که حد آستانه خرابی به نحوی باید تعیین شود که اولاً نویزهای اندازه‌گیری در تشخیص خرابی اثر منفی نگذارند و ثانیاً حداکثر دقت در تشخیص، تضمین شود. در صورتی که این عدد را به شکل سخت‌گیرانه‌ای بزرگ در نظر بگیریم، دقت روش افزایش می‌یابد، اما جامعیت آن کم می‌شود؛ یعنی احتمالاً بیش‌تر نقاط کشف شده ناهنجار هستند، اما بخش بزرگی از نقاط ناهنجار، به عنوان هنجار در نظر گرفته خواهند شد. در طرف مقابل، انتخاب یک حد آستانه پایین، باعث افزایش جامعیت و کاهش دقت می‌شود؛ یعنی احتمالاً بیش‌تر نقاط ناهنجار کشف خواهند شد، اما تعدادی از نقاط هنجار نیز به عنوان ناهنجاری برچسب می‌خورند. بدین منظور می‌توان از تابع توزیع فراوانی میانگین خطای مطلق داده‌های آموزش مطابق شکل ۱۲ استفاده نمود. چنان‌چه در این شکل قابل مشاهده است، تمرکز اصلی فراوانی حول مقدار ۰.۰۸ بوده و برای دستیابی به یک دقت مناسب، می‌توان حد آستانه را بر اساس مقدار انتهایی تابع توزیع برابر با ۰.۲۷۵ در نظر گرفت.

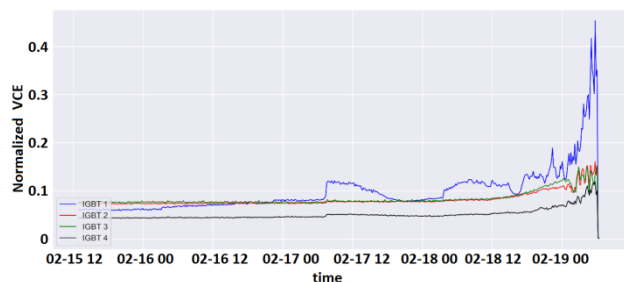
در شکل ۱۳، میزان حد آستانه مشخص شده در بخش قبل با مقدار خطای بازسازی سیگنال مقایسه شده است. چنان‌چه در این شکل مشاهده می‌شود، مقدار حد آستانه به طور مناسبی با رفتار قبل و بعد از خرابی کلید سازگار است.



شکل ۹. خطای بازسازی ۴ نمونه کلید IGBT

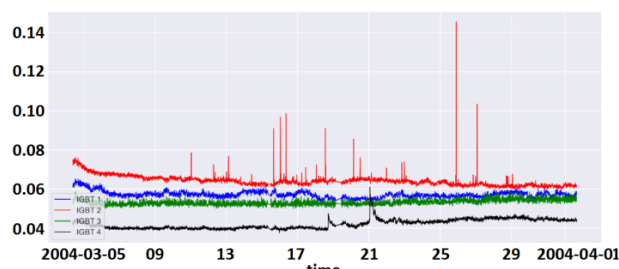
به منظور بررسی صحت عملکرد و کارایی الگوریتم مورد استفاده برای عیب‌یابی، از داده‌های آزمون به شرح شکل ۱۰ استفاده شده است. چنان‌چه قابل مشاهده است، پس از بروز خرابی در رفتار کلید IGBT، میزان دامنه ولتاژ کلکتور-امیتر به تدریج برای همه کلیدها شروع به افزایش می‌نماید تا آنکه با رسیدن سطح خرابی به مقدار بحرانی خود، کلید کارایی خود را به صورت کامل از دست می‌دهد. نکته مهم دیگر تفاوت و تمایز در رفتار کلیدها به هنگام بروز خرابی است. این موضوع نشان می‌دهد که باید در تشخیص خرابی از مدل‌هایی استفاده نمود که اولاً متناسب با رفتارهای ذاتی کلید توسعه یافته‌اند و ثانیاً شرایط بهره‌برداری و محیطی را نیز در دل خود مدل نموده باشند.

در حین فرایند آموزش شبکه عصبی تحت مطالعه برای عیب‌یابی، بررسی تلفات شبکه بر حسب میانگین خطای مطلق (MAE) بسیار ضروری است. چنان‌چه در شکل ۱۱ مشاهده می‌شود، خطای تلفات مدل برای داده‌های آموزش و اعتبارسنجی، پس از قریب ۱۰ سیکل به کم‌تر از ۰.۱۵ رسیده که دال بر آموزش و خروجی مطلوب مدل است.

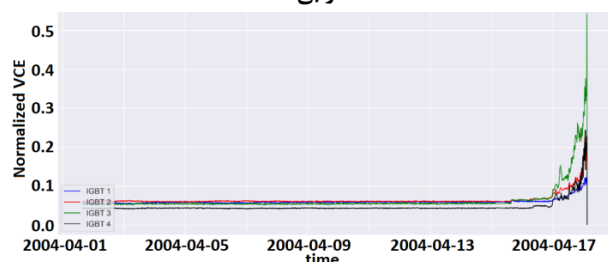


شکل ۱۰. داده‌های آزمون (مقدار نرمال‌سازی شده ولتاژ کلکتور-امیتر) برای ۴ کلید تحت مطالعه

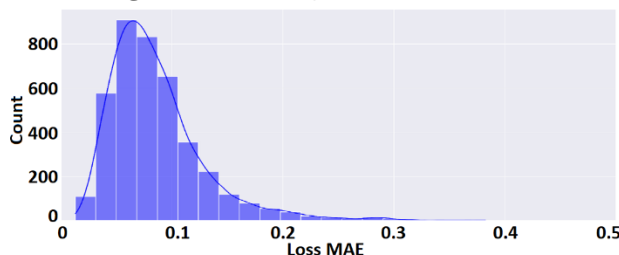
نقاطی را در فاصله کوچک‌ترین تا بزرگ‌ترین رتبه (معمولاً ۰ تا ۱) انتخاب می‌کنند و پس از انتصاب هر نقطه به عنوان حد آستانه، نسبت نمونه‌های ناهنجاری که به درستی به عنوان ناهنجاری در نظر گرفته شده‌اند و نسبت نمونه‌های ناهنجاری که به غلط به عنوان ناهنجار طبقه‌بندی شده‌اند را محاسبه می‌کنند. سپس، در یک نمودار دو بعدی که محور عمودی آن TPR^2 و محور افقی آن FPR^3 است، این نقاط را به هم متصل می‌نمایند تا در نهایت نمودار ROC حاصل شود. در شکل ۱۸، پارامتر ROC برای دو نمونه کلید نمایش داده شده است. چنانچه در این شکل قابل مشاهده است، مدل پیشنهادی دارای دقت مناسبی است (به این معنا که نسبت تشخیص درست نمونه‌های خرابی به تشخیص نادرست عدد بالایی است).



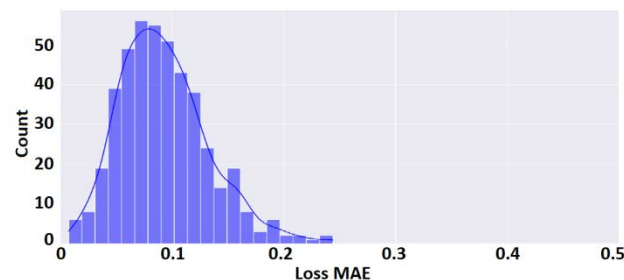
شکل ۱۴. تغییرات داده‌های آموزش (حالت نرمال کلید قبل از وقوع خرابی)



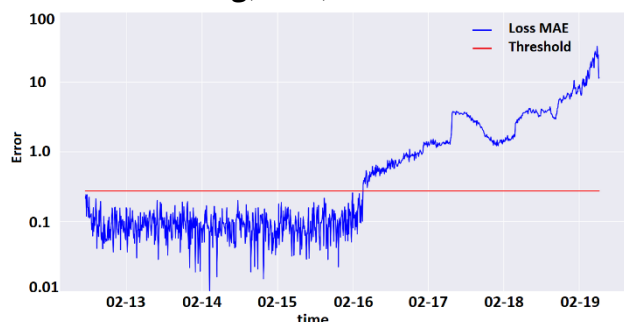
شکل ۱۵. داده‌های آزمون (قبل و بعد از خرابی)



شکل ۱۶. حد آستانه خرابی مبتنی بر توزیع فراوانی میانگین خطای مطلق تلفات شبکه عصبی (۰.۳)



شکل ۱۷. تعیین مقدار حد آستانه تشخیص خرابی به کمک خطای تلفات شبکه عصبی



شکل ۱۸. مقایسه مقدار آستانه خرابی با خطای بازسازی کلید

برای صحت‌سنجی دقیق‌تر مدل و بررسی حالات مختلف، ۴ نمونه کلید دیگر با شرایط آزمون مشابه لحاظ شده‌اند که نتایج مرتبط با داده‌های آموزش (حالت نرمال کلید)، داده‌های خرابی (داده آزمون)، میانگین خطای مطلق تلفات شبکه و میزان حالت آستانه تشخیص خرابی به ترتیب در شکل‌های ۱۴ الی ۱۷ نمایش داده شده‌اند. درست است که در کشف ناهنجاری، داده‌ها به دو طبقه یا کلاس هنجار و ناهنجار تقسیم می‌شوند، اما داده‌های ناهنجار معمولاً نادر و کم تعداد هستند و به همین دلیل اندازه طبقات یاد شده، متوازن نیست. این موضوع باعث می‌شود تا معیارهای رایج در ارزیابی روش‌های طبقه‌بندی، مثل دقت، صحت و جامعیت کارایی خود را از دست بدهند. در نتیجه، معیارهای رایج سنجش مثل دقت، صحت، جامعیت و حتی معیار $F1$ (ترکیبی از معیارهای دقت و صحت) که معمولاً برای تحلیل روش‌های طبقه‌بندی مورد استفاده قرار می‌گیرند، در حوزه کشف ناهنجاری از انعطاف و کارایی لازم برخوردار نیستند [۲۵]. به همین دلیل، اغلب تحقیقاتی که در حوزه یاد شده صورت پذیرفته است، از معیار دیگری به نام منحنی مشخصه عملکرد سیستم^۱ (ROC) استفاده کرده‌اند. برای ترسیم منحنی ROC،

3 False Positive Rate

1 Receiver Operating Characteristic Curve

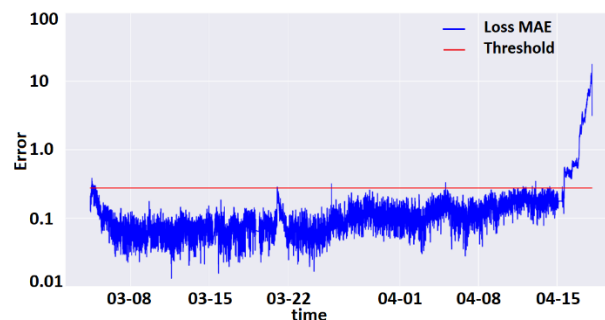
2 True Positive Rate

تعارض منافع

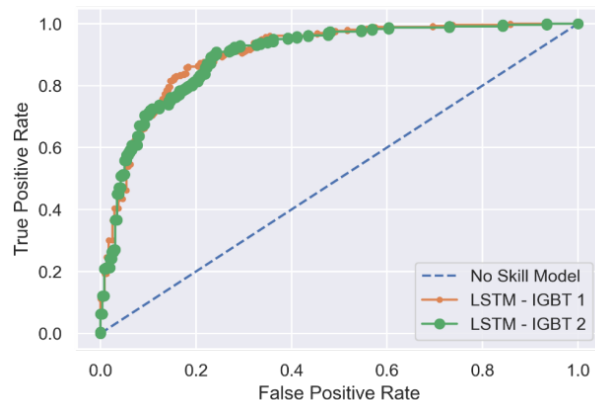
هیچ‌گونه تعارض منافع توسط نویسندگان بیان نشده است.

مراجع

- [1] R. Alizadeh and H. Alan Mantooh, "A Review of Architectural Design and System Compatibility of Power Modules and Their Impacts on Power Electronics Systems," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 10, pp. 11631-11646, Oct. 2021.
- [2] S. Peyghami, P. Palensky and F. Blaabjerg, "An Overview on the Reliability of Modern Power Electronic Based Power Systems," *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 1, pp. 34-50, 2020.
- [3] S. Peyghami, Z. Wang and F. Blaabjerg, "A Guideline for Reliability Prediction in Power Electronic Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 10, pp. 10958-10968, Oct. 2020.
- [4] J. Harikumar et al., "Failure Modes and Reliability Oriented System Design for Aerospace Power Electronic Converters," *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, vol. 2, pp. 53-64, 2021.
- [5] B. Wang, J. Cai, X. Du and L. Zhou, "Review of power semiconductor device reliability for power converters," *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 2, no. 2, pp. 101-117, 2017.
- [6] Y. Luo, F. Xiao, B. Wang and B. Liu, "Failure analysis of power electronic devices and their applications under extreme conditions," *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 2, no. 1, pp. 91-100, June 2016.
- [7] V.S.B. Kurukuru, A. Haque, R. Kumar, M.A. Khan and A.K. Tripathy, "Machine Learning based Fault Classification Approach for Power electronic converters," 2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 2020.
- [8] K. Fischer et al., "Field-Experience Based Root-Cause Analysis of Power-Converter Failure in Wind Turbines," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 5, pp. 2481-2492, May 2015.
- [9] S. Peyghami, F. Blaabjerg and P. Palensky, "Incorporating Power Electronic Converters



شکل ۱۷. مقایسه خطای بازسازی شبکه با حد آستانه تشخیص خرابی



شکل ۱۸. مقدار ROC برای دو نمونه کلید برای سنجش دقت مدل

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله با هدف توسعه مدل داده‌محور برای تشخیص خرابی‌های رایج در کلیدهای نیمه هادی، از الگوریتم‌های یادگیری ماشین با نام شبکه عصبی تکثیرکننده استفاده شده است. در روش پیشنهادی، با ایجاد یک مدل داده‌محور از کلید، تمامی رفتارهای آن حین کلیدزنی از جمله نرخ تغییرات، میانگین سیگنال و غیره در مدل گنجانده شده و این مدل به عنوان مرجع برای کاربردهای آتی استفاده می‌شود. با مقایسه هر بردار نمونه‌برداری با مدل مرجع، خطای بازسازی یا بازتولید رفتار مبدل تولید شده و به عنوان نمره ناهنجاری مورد استفاده قرار می‌گیرد. این نمره ناهنجاری با قیاس با یک حد آستانه، هنجار یا ناهنجار بودن نمونه را مشخص می‌نماید. نکته کلیدی در رویکرد این مقاله، مدل‌سازی شرایط نرمال کلید بوده و از داده‌های خرابی هیچ استفاده‌ای نشده است. نتایج شبیه‌سازی حاکی از آن است که تشخیص رفتارهای ناهنجار برای ۴ نمونه کلید تحت بررسی به خوبی انجام شده و مدل مرجع توسعه یافته می‌تواند به صورت برخط و زمان واقعی مورد استفاده قرار گیرد.

- [19] H. Oh, B. Han, P. McCluskey, C. Han and B. D. Youn, "Physics-of-Failure, Condition Monitoring, and Prognostics of Insulated Gate Bipolar Transistor Modules: A Review," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 5, pp. 2413-2426, May 2015.
- [20] V. Smet et al., "Ageing and Failure Modes of IGBT Modules in High-Temperature Power Cycling," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 10, pp. 4931-4941, Oct. 2011.
- [21] U. Choi, F. Blaabjerg and K. Lee, "Study and Handling Methods of Power IGBT Module Failures in Power Electronic Converter Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 5, pp. 2517-2533, May 2015.
- [22] T.J. Lee, et al. "Greenhouse: A zero-positive machine learning system for time-series anomaly detection." *arXiv* 2018, arXiv: 1801.03168.
- [23] B.F. Lammers, "Replicator Neural Networks for Anomaly Detection," Ph.D. Thesis, School of Economic, Erasmus University, Rotterdam, Netherland, 2018.
- [24] G. Pang, C. Shen, L. Cao and A.V. D. Hengel, "Deep learning for anomaly detection: A review," *ACM Computing Surveys*, vol. 54. No. 2, pp. 1-38, March 2021.
- [25] S. Thudumu, P. Branch, J. Jin and J. Singh, "A comprehensive survey of anomaly detection techniques for high dimensional big data," *Journal of Big Data*, vol. 7, pp. 1-30, 2020.
- Reliability into Modern Power System Reliability Analysis," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 2, pp. 1668-1681, April 2021.
- [10] D. Ronanki and S. S. Williamson, "Failure Prediction of Submodule Capacitors in Modular Multilevel Converter by Monitoring the Intrinsic Capacitor Voltage Fluctuations," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 4, pp. 2585-2594, April 2020.
- [11] Y. Chen, H. Wu, M. Chou and K. Lee, "Online Failure Prediction of the Electrolytic Capacitor for LC Filter of Switching-Mode Power Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 1, pp. 400-406, Jan. 2008.
- [12] Dau, Hoang Anh, Vic Ciesielski, and Andy Song. "Anomaly detection using replicator neural networks trained on examples of one class." Asia-Pacific Conference on Simulated Evolution and Learning. Springer, Cham, 2014.
- [13] Hawkins, Simon, et al. "Outlier detection using replicator neural networks." International Conference on Data Warehousing and Knowledge Discovery. Springer, Berlin, Heidelberg, 2002.
- [14] S. Peyghami, Z. Wang and F. Blaabjerg, "A Guideline for Reliability Prediction in Power Electronic Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 10, pp. 10958-10968, Oct. 2020.
- [15] J. Harikumar et al., "Failure Modes and Reliability Oriented System Design for Aerospace Power Electronic Converters," *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, vol. 2, pp. 53-64, 2021.
- [16] H. Wang et al., "Transitioning to Physics-of-Failure as a Reliability Driver in Power Electronics," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 2, no. 1, pp. 97-114, March 2014.
- [17] H. Wang, J. Przybilla, H. Zhang and J. Schiele, "A new press pack IGBT for high reliable applications with short circuit failure mode," *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 6, no. 2, pp. 107-114, June 2021.
- [18] A. Abuelnaga, M. Narimani and A. S. Bahman, "A Review on IGBT Module Failure Modes and Lifetime Testing," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 9643-9663, 2021.



COPYRIGHTS

© 2024 by the authors. Licensee Iranian Space Research Center of Iran. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution 4.0 International (CC BY 4.0) (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>)



Available in:
Journal.isrc.ac.ir

Journal of
Space Science, Technology
& Applications (Persian)

Vol. 3, No. 2, pp.: 13-21
2024

DOI:
10.22034/jsssta.2023.376283.1104

Article Info

Received: 2022-12-12
Accepted: 2023-06-17

Keywords

Iridium Nanoparticles,
Catalyst, Weight percentages,
Catalyst Activity

How to Cite this article

Zahra Amirsardari, Babak Afzali, Mohammad Reza Amirsoleimani, "Changes in iridium catalyst activity with different amounts of nanoparticles", *Journal of Space Science, Technology and Applications*, vol 3(2), p.:13-21, 2024.

Changes in iridium catalyst activity with different amounts of nanoparticles

Zahra Amirsardari^{1*}, Babak Afzali², Mohammad Reza Amirsoleimani³

^{1*} Space Transportation Research Institute, Iranian space research center, Tehran, Iran
z.amirsardari@isrc.ac.ir

² Space Transportation Research Institute, Iranian Space Research Center, Tehran, Iran
b.afzali@isrc.ac.ir

³ Space Transportation Research Institute, Iranian Space Research Center, Tehran, Iran
mr.amirsoleimani@isrc.ac.ir

Abstract

To discuss the potential effect of iridium (Ir) nanoparticles as an active loaded in atmospheric conditions, we prepared a series of catalysts with the same active phase, but different contents of iridium (10, 15, and 20% by weight) on gamma-alumina for decomposition of hydrazine. The performance of catalyst nanoparticles was better with 15wt% and 20wt% of the Ir particles, and also the selectivity to hydrogen was about 27%. An increase in the reaction rate from 181 h^{-1} to 218 h^{-1} was observed in loading 15% by weight of iridium particles due to the good dispersion of the active phases by preventing surface agglomeration. Therefore, as a satisfactory result of this investigation, it was found that Ir catalysts with different weight percentage (15wt% and 20wt%) show the same performance against the activity and selectivity to hydrogen, and are suitable substitutes for each other. Using a catalyst with a lower weight percentage of the active phase and high activity is economically acceptable due to its low cost.



دسترس پذیر در نشانی:
Journal.isrc.ac.ir

دو فصلنامه
علوم، فناوری و
کاربردهای فضایی

سال سوم، شماره ۲، صفحه ۲۱-۱۳
پاییز و زمستان ۱۴۰۲

DOI:
10.22034/jssta.2023.376283.1104

تاریخچه داوری

دریافت: ۱۴۰۱/۰۹/۲۱

پذیرش: ۱۴۰۲/۰۳/۲۷

واژه‌های کلیدی

نانوذرات ایریدیم، کاتالیست، درصد‌های
وزنی، فعالیت کاتالیستی

نحوه استناد به این مقاله

زهره امیرسرداری، بابک افضلی،
محمدرضا امیرسلیمانی، "تغییرات
فعالیت کاتالیست ایریدیم با مقادیر
مختلف نانوذرات"، دو فصلنامه علوم،
فناوری و کاربردهای فضایی، جلد سوم،
شماره دوم، صفحات ۲۱-۱۳، ۱۴۰۲.

تغییرات فعالیت کاتالیست ایریدیم با مقادیر مختلف نانوذرات

زهره امیرسرداری^{۱*}، بابک افضلی^۲، محمدرضا امیرسلیمانی^۳

* نویسنده مسئول

۱- پژوهشکده سامانه‌های حمل‌ونقل فضایی ایران، پژوهشگاه فضایی ایران، تهران، ایران - z.amirsardari@isrc.ac.ir

۲- پژوهشکده سامانه‌های حمل‌ونقل فضایی ایران، پژوهشگاه فضایی ایران، تهران، ایران - b.afzali@isrc.ac.ir

۳- پژوهشکده سامانه‌های حمل‌ونقل فضایی ایران، پژوهشگاه فضایی ایران، تهران، ایران -

mr.amirsoleimani@isrc.ac.ir

چکیده

برای بررسی میزان اثر نانوذرات ایریدیم (Ir) به عنوان فاز فعال بارگذاری شده در شرایط اتمسفری، کاتالیست‌هایی با حامل یکسان، اما محتوای متفاوت نمک ایریدیم (۱۰، ۱۵ و ۲۰ درصد وزنی) بر روی پایه‌های گرانولی گاما آلومینا به منظور تجزیه هیدرازین تهیه کردیم. عملکرد نانوذرات کاتالیستی هنگام استفاده از ۱۵ و ۲۰ درصد وزنی ذرات ایریدیم بهتر بود و همچنین گزینش‌پذیری به هیدروژن حدود ۲۷ درصد شد. افزایش سرعت واکنش از ۱۸۱ تا ۲۱۸ بر ساعت در بارگذاری ۱۵ درصد وزنی ذرات ایریدیم به دلیل پراکندگی خوب فازهای فعال با جلوگیری از کلوخه شدن سطح مشاهده شد. بنابراین، به عنوان یک نتیجه رضایت‌بخش از این بررسی مشخص شد که کاتالیست‌های ایریدیم با درصد وزنی متفاوت (۱۵ و ۲۰ درصد وزنی)، عملکردی یکسان در برابر فعالیت و سرعت گزینش‌پذیری به هیدروژن از خود نشان می‌دهند و جایگزین مناسب برای یکدیگر هستند. استفاده از کاتالیزوری با درصد وزنی کمتر فاز فعال و فعالیت زیاد به دلیل هزینه کم از نظر اقتصادی قابل قبول است.

کاتالیست ناهمگن شامل فاز فعال است که مسئول فعالیت کاتالیست بوده و اهمیت ویژه‌ای دارد. بخش دوم کاتالیست شامل پایه است: پایه موادی هستند که بدنه کاتالیست را تشکیل داده و ترکیبات فعال روی آن‌ها قرار می‌گیرند که در اغلب موارد فعالیت کاتالیستی ندارند. فعالیت کاتالیست به خواص فیزیکی و ساختمانی آن بستگی دارد که این خواص مستقیماً با خواص فیزیکی و ساختمانی پایه کاتالیست مرتبط است. ساختار حفره‌ها، نحوه توزیع اندازه و حجم حفره‌ها، تعیین‌کننده سطح ویژه پایه و در نهایت کاتالیست است [۱]. آلومینا یک ماده اولیه سرامیکی است که ضمن داشتن خواص بسیار منحصربه‌فرد، نسبتاً فراوان و ارزان است. دلیل دیگر اهمیت آلومینا ناشی از پایین بودن دمای تف جوشی^۱ آن نسبت به سایر سرامیک‌های مهندسی است که کاربرد صنعتی آن را مقرون‌به‌صرفه می‌سازد. در ضمن به همین دلیل آلومینا بیش از سایر سرامیک‌های مهندسی مورد بررسی تئوری قرار گرفته و خواص مختلف آن به عنوان یک ماده کلاسیک مدل‌سازی شده است. آلومینای فعال شده به طور وسیعی در ساخت مواد جاذب و کاتالیست‌های دارای سطح بزرگ، ساختمان متخلخل و فعالیت شیمیایی سطحی بالا مورد استفاده قرار می‌گیرد. آلومینای فعال شده از آب‌زدایی آلومیناهای هیدراته مختلف از طریق کنترل حرارت به دست می‌آید [۲]. فعالیت کاتالیست اغلب تابعی از سرعت نفوذ واکنش‌دهنده‌ها و فرآورده‌ها به داخل و خارج از حفره‌ها است؛ بنابراین افزایش اندازه حفره‌ها موجب سهولت نفوذ واکنش‌دهنده‌ها به درون حفره‌ها و خروج فرآورده‌ها از درون آن‌ها و نهایتاً موجب افزایش فعالیت کاتالیستی خواهد شد. فعالیت یک کاتالیست فقط به اندازه حفره‌های پایه کاتالیست بستگی ندارد بلکه تابعی از سطح ویژه و مراکز فعال کاتالیست نیز است؛ بنابراین باید کاتالیست دارای تعداد زیادی حفره باشد تا سطح ویژه و مؤثر برای انجام واکنش را فراهم کند. هر یک از دستگاه‌ها باید با کاتالیست خاصی همراه باشد تا بیش‌ترین فعالیت و پایداری را داشته باشد [۳]. پایداری بدون از دست دادن فعالیت، یکی از ویژگی‌های اصلی کاتالیست است که بر

طول عمر آن تأثیر می‌گذارد [۴]. مواد با هدلیت حرارتی بالا و مقاوم در برابر حرارت در ساختار یا بخشی از کاتالیست‌ها، نقش مهمی در طول عمر سیستم دارند [۵-۷]. بیش‌تر محققان از جمله پاکدهی و همکاران [۸]، در این زمینه نشان دادند که افزودن نیکل به ایریدیم تنها سبب بهبود خواص گزینش‌پذیری هیدروژن می‌شود. اما افزودن نیکل در تحقیق گروه سینگ^۲ و همکاران [۹] باعث کاهش سرعت واکنش تجزیه شد، بنابراین افزودن نیکل به آن برای تجزیه سوخت مناسب نیست. فیردوس^۳ و همکاران [۱۰] نشان دادند که کاتالیست کبالت همراه با ایریدیم برای مواد ذخیره‌سازی هیدروژن مناسب است. از سوی دیگر، شروع واکنش تجزیه ایریدیم خود به خود است، در حالی‌که، سایر کاتالیست‌ها به یک آغازگر نیاز دارند. مطالعات اندکی بر روی کاتالیست ایریدیم انجام شده، زیرا کاتالیست تجاری آن در ایالات متحده تولید می‌شود و بیش‌تر مطالعات بر روی این کاتالیست همراه با یک فاز فعال دیگر برای اهدافی متفاوت مانند وسایل ذخایر هیدروژن بوده است. ایریدیم به تنهایی سرعت بالایی در تجزیه هیدرازین دارد و باید موارد کنترلی بسیاری در این کاتالیست بررسی شود. در شرایط کاری کاتالیست، واکنش در گرانول‌ها^۴ می‌تواند ترک ایجاد کند [۱۱]. در کاتالیست‌های متخلخل مبتنی بر آلومینا، به دلیل هدلیت حرارتی کم، گرادیان دما ایجاد می‌شود. رسانایی حرارتی بالاتر به دلیل افزایش بارگذاری نانوذرات باعث انتشار سریع‌تر گرما می‌شود که از غلظت دما و ترک خوردن بدون کاهش قابل توجه در سطح ویژه جلوگیری می‌کند [۱۲-۱۵]. با کنترل بارگذاری نانوذرات واقع در داخل منافذ آلومینا، می‌توان استحکام مکانیکی و مقاومت در برابر تنش را بهینه کرد و سرعت واکنش کاتالیستی را به میزان مطلوب تغییر داد [۱۶، ۱۷]. با افزایش نانوذرات، غلظت محلی بالایی از محصولات روی سطح ایجاد می‌شود که منجر به گرادیان اسمزی^۵ و سرعت سیال می‌شود [۱۸-۲۱]. کاتالیست، یکی از چالش‌های اصلی در تست‌ها محسوب می‌شود. با توجه به فشارهای حرارتی و مکانیکی وارد بر کاتالیست، ایجاد ترک در دانه‌های کاتالیست و در نهایت خرد شدن حاصل می‌شود، بنابراین، تهیه این کاتالیست دشوار خواهد بود.

⁴ . Granules

⁵ . Osmotic gradient

¹ Sintering

² . Singh

³ . Firdous

این عملکرد نسبتاً سریع است، اگرچه توسط حضور هوای پنهان شده در پایه از سرعت کاسته می‌شود. حداکثر مقدار ماده که می‌تواند وارد شود، به حلالیت نمک در حلالش و حجم تخلخل پایه بستگی دارد. محلول فلزی و پایه در دمای ۵۰-۶۰ درجه سانتی-گراد قرار می‌گیرد تا محلول تبخیر و خشک شود. بارگذاری کاتالیست‌های ایریدیم در ۱۰، ۱۵ و ۲۰ درصد وزنی پایه کنترل شد. پس از رسوب‌دهی ایریدیم، کاتالیست‌ها در آن تحت خلأ در دمای ۸۰ درجه سانتی‌گراد به مدت ۲۴ ساعت خشک و سپس در دمای ۴۰۰ درجه سانتی‌گراد به مدت ۳ ساعت کلسینه شدند. در نهایت، احیا در اتمسفر H_2 برای کاتالیست‌ها در دمای ۴۰۰ درجه سانتی‌گراد منجر به تشکیل بلورهای کوچک ایریدیم شد. کاتالیست‌ها برای تجزیه هیدرازین مونوهیدرات ($N_2H_4 \cdot H_2O$)، Merck) استفاده شدند.

ریزساختارهای نانوذرات ایریدیم توسط میکروسکوپ الکترونی روبشی (SEM، MIRA3 Tescan) مورد بررسی قرار می‌گیرند. برای مطالعه مساحت سطح و ساختار حفره می‌توان از آنالیز BET استفاده کرد. تعیین مشخصه پارامترهای ساختاری مربوط به حفرات در جامدها توسط اندازه‌گیری ایزوترم‌های جذب-دفع است که حجم گاز جذب شده (نیترژن) به عنوان تابعی از فشار جزئی‌اش بیان می‌شود. به منظور آماده‌سازی و خشک کردن مواد قبل از اندازه‌گیری و اطمینان از حذف بخار آب، دی اکسید کربن و یا سایر مولکول‌هایی که ممکن است حجم حفره‌های ماده را اشغال کرده باشند، نمونه چندین ساعت در دمای بالا قرار می‌گیرد. سطح کاتالیست‌ها بر اساس روش بررسی میزان تخلخل (BET، MicrotracBel Corp)، با آماده‌سازی در دمای ۱۵۰ درجه سانتی‌گراد در اتمسفر آرگون به مدت ۵ ساعت اندازه‌گیری شد. فعالیت‌های کاتالیست‌های ایریدیم با اندازه‌گیری مقدار گازهایی که از تجزیه هیدرازین مونوهیدرات در یک راکتور آزمایشگاهی تولید می‌شود، تعیین شد.

یافته‌ها

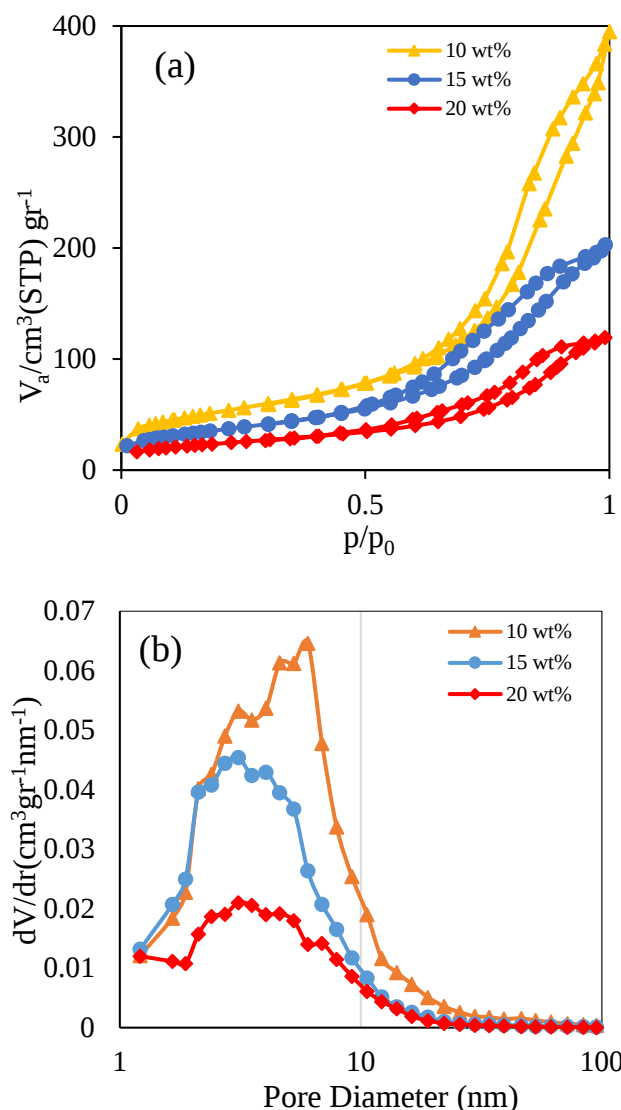
با استفاده از آنالیز سطح ایزوترم، جذب به دست می‌آید. برای این منظور، جذب نیترژن در دمای نقطه جوش نیترژن مایع انجام می‌گیرد. بسته به بافت و ترکیب جامد متخلخل، شکل ایزوترم‌های جذب متفاوت است. مقایسه منحنی نمونه‌های ساخته

کاتالیست‌های تجاری برای تجزیه هیدرازین، S-405 است که معمولاً هر مکانی در دنیا که نیاز به استفاده از این نوع کاتالیست است، خریداری و استفاده می‌شود. به این علت معمولاً مطالعات کم‌تری بر روی پارامترهای کاتالیست تجزیه هیدرازین انجام شده است. استفاده از بارگذاری‌های مختلف ایریدیم بر روی یک تکیه‌گاه می‌تواند تلاش‌های متعددی برای جایگزینی کاتالیست‌ها با کاتالیست‌های اقتصادی‌تر برای اهداف مختلف مانند دوره زمانی یا اصلاح ساختارهای کاتالیست در مقیاس آزمایشگاهی باشد. برای زمان‌های مختلف عمر (سیستم عمر کوتاه‌میا طولانی)، در نظر گرفتن هزینه کاتالیست قابل توجه است [۲۲]. به عنوان روشی برای بهینه‌سازی طراحی، درصد وزن کم کاتالیست‌ها برای اصلاح سیستم به منظور کاهش هزینه کاتالیست در پژوهش‌های امروزی اجرا می‌شود.

هدف از تحقیق حاضر، اصلاح فعالیت و سرعت واکنش کاتالیست‌های ایریدیم در برابر محتویات بارگذاری متفاوت (۱۰، ۱۵ و ۲۰ درصد وزنی) است. پراکندگی و تغییرات اندازه ذرات، مؤثرترین عوامل کاتالیست در نتیجه این تحقیق بود. بایک رویکرد اقتصادی‌تر با فعالیت مناسب در بارگذاری کم ایریدیم، کاتالیست می‌تواند در فرایند واکنش استفاده شود.

مواد و روش‌ها

مواد مورد استفاده در تهیه کاتالیست ایریدیم (Ir)، نمک دی‌هیدروژن هگزا کلروایریدات هیدرات ($H_2IrCl_6 \cdot xH_2O$)، Aldrich Sigma با خلوص ۹۹ درصد و گرانول‌های گاما آلومینا ($\gamma-Al_2O_3$)، سطح ویژه برابر با $160 \text{ m}^2\text{g}^{-1}$ ، حجم حفرات 0.51 و اندازه حفرات $11/5$ نانومتر-تهیه شده در آزمایشگاه بود. کاتالیست‌های با تلقیح دی‌هیدروژن هگزا کلروایریدات هیدرات در محلول مبتنی بر آب بر روی سطح گاما آلومینا تهیه شدند. برای تهیه کاتالیست‌های ایریدیم در بین روش‌های سنتز، روش تلقیح ترجیح داده می‌شود. این روش دارای تعداد مراحل کم‌تر و همچنین قطر ذرات تولیدشده کوچک‌تر به نسبت سایر روش‌ها است. در این روش، برای ساخت کاتالیست‌های فلزی پایه‌دار از محلول نمکی فاز فعال استفاده می‌شود. نخست، نمک فلزی با آب برای تهیه محلول نمک ایریدیم مخلوط شد. سپس، با قرار گرفتن پایه در محلول، جذب فلز روی پایه انجام می‌گیرد که محلول توسط نیروهای موئینه داخل حفرات پایه وارد و پخش می‌شود.



شکل ۱. (a): ایزوترم‌های جذب- و جذب N_2 و (b): منحنی‌های توزیع اندازه منافذ برای کاتالیست‌های ایریدیم

بعد از فرایند پوشش دهی ایریدیم بر سطح پایه آلومینا، سطح کاملاً سیاه رنگ تشکیل می‌شود. چنانچه فرایند تلقیح سطح و پوشش دهی نانوذرات مناسب انجام نشود، نمک ایریدیم پس از فرایند تلقیح با ایجاد پوششی کلوخه‌ای بر روی سطح پراکنده می‌شود. تشکیل کلوخه‌ها سبب بروز تأخیر فوق‌العاده‌ای در واکنش و کاهش سرعت فرایند می‌شود. بنابراین، باید نانوذرات به صورت کاملاً جدا از یکدیگر پوشش داده شوند که سطح سیاه رنگ تشکیل شود. سطح هر کاتالیست توسط تصاویر SEM در شکل ۲ بررسی و مشاهده شد.

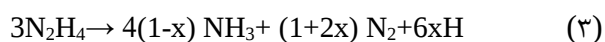
شده و منحنی‌های آیوپاک، نوع منحنی‌ها به نوع چهارم شبیه است [۲۳]. شکل ۱، ایزوترم‌های جذب- و جذب کاتالیست‌های ایریدیم ۱۰، ۱۵ و ۲۰ درصد وزنی را نشان می‌دهد. پارامترهای ریزساختار این نمونه‌ها در جدول ۱ ارائه شده است. افزایش سطح ویژه در ۱۰ درصد وزنی نانوذرات نسبت به پایه کاتالیست به دلیل باز شدن برخی حفرات مسدود شده حین فرایند بارگذاری، کلسینه و احیای کاتالیست است. مساحت سطح با افزایش بارگذاری به دلیل مسدود شدن بخشی از منافذ با نانوذرات کاهش می‌یابد. هر چه درصد وزنی فاز فعال بیشتر شود، فلز سطح را پوشانده و در داخل حفرات جا می‌گیرند و از حجم حفرات کاسته می‌شود. افزایش محتوای ایریدیم، منجر به کاهش اندازه متوسط همراه با کاهش حجم منافذ پایه شد. میزان تجمع نانوذرات ناشی از افزایش بارگذاری ایریدیم باعث کاهش سطح ویژه در ۲۰ درصد وزنی با کاهش اندازه منافذ در مقایسه با ۱۰ و ۱۵ درصد وزنی به دلیل نفوذ بیشتر به منافذ شد. با بالاتر رفتن درصد وزنی نانوذرات بر روی سطح باید سعی شود از کلوخه شدن حین فرایند ساخت جلوگیری شود. در کاتالیست ۱۵ درصد وزنی کلوخه شدن نسبت به ۲۰ درصد وزنی کاهش می‌یابد. مساحت سطح ۱۵ درصد وزنی در مقایسه با نمونه ۱۰ درصد وزنی حدود ۲۹ درصد کاهش یافت. این نسبت کاهش سطح برای بارگذاری ۱۵ تا ۲۰ درصد وزنی بیش‌تر و حدود ۳۴٪ بود.

جدول ۱. خواص سطحی کاتالیست‌های ایریدیم

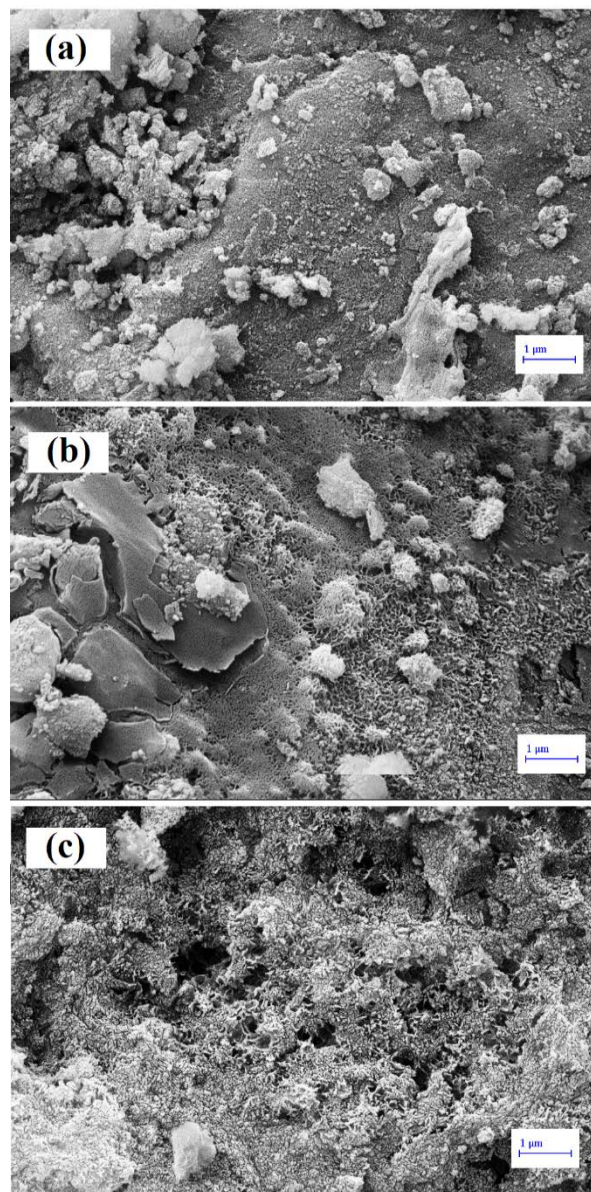
درصد وزنی کاتالیست	سطح ویژه (m^2g^{-1})	حجم حفرات (cm^3/g)	اندازه حفره (nm)
۱۰	۱۸۴	۰/۵۸	۱۲
۱۵	۱۳۰	۰/۳	۹
۲۰	۸۵	۰/۱۸	۸

ثابت باقی ماند؛ اما همان‌طور که مشاهده می‌شود، افزایش بارگذاری ایریدیم در کاتالیست ۲۰ درصد وزنی (شکل ۲c) - که به طور معمول نیز انتظار می‌رود - تجمع ذرات را بر روی سطح افزایش می‌دهد. در ۱۰ درصد وزنی در شکل ۲a نسبت به ۱۵ و ۲۰ درصد وزنی سطح با ایریدیم کم‌تری پوشش داده شده و حفرات و شیارهای سطح کاملاً مشهود است. با بالا رفتن درصد وزنی سطح کاملاً یکنواخت با نانوذرات ایریدیم پوشش داده می‌شود و حفرات و شیارها توسط نانوذرات پوشانده می‌شوند. به طوری که در ۲۰ درصد وزنی، سطح یکنواخت و همگن‌تری به دست آمده و بر روی کاتالیست، سطح آلومینا دیده نمی‌شود.

در تجزیه کاتالیستی، ابتدا هیدرازین توسط ایریدیم به گاز آمونیاک (NH_3) و نیتروژن (N_2) تجزیه می‌شود. این واکنش به شدت گرمازا است و تولید حرارت می‌کند و سپس آمونیاک به گازهای نیتروژن و هیدروژن تجزیه می‌شود که این واکنش گرماگیر است و حرارت را جذب می‌کند. این واکنش ساده را می‌توان به صورت واکنش ۱ و ۲ (در رابطه ۳) نشان داد.

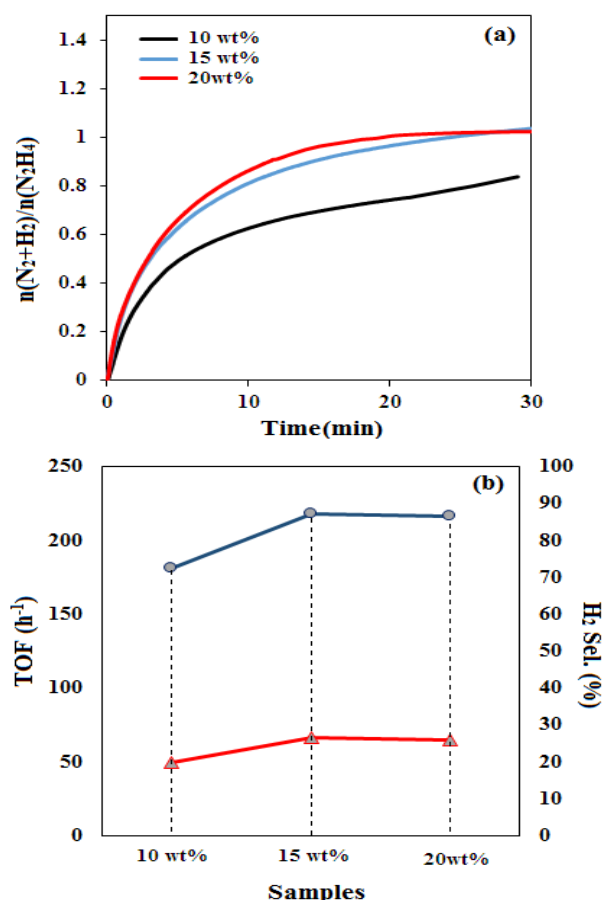


x درجه تفکیک آمونیاک است که تابعی از نوع کاتالیست، اندازه، هندسه، فشار محفظه و زمان اقامت در بستر کاتالیستی است. درجه حرارت محصولات تجزیه هیدرازین، در محدوده ۶۵۰ تا ۸۵۰ کلوین تغییر می‌کند. این پارامتر تحت تأثیر درصد تفکیک آمونیاک به نیتروژن و هیدروژن است. همان‌طور که در بالا اشاره شد، تجزیه آمونیاک گرماگیر است و با تجزیه آمونیاک دمای محصولات کاهش می‌یابد. کاتالیست در فشار اتمسفر، هیدرازین مونوهیدرات را در دمای پایین به NH_3 ، N_2 و کمی H_2 تبدیل می‌کند، شکل ۳a پروفیل‌های دوره زمانی سه کاتالیست را نشان می‌دهد. فعالیت آن‌ها با افزایش محتوای ایریدیم افزایش یافت. فعالیت کاتالیست‌های ۱۵ و ۲۰ درصد وزنی بیش‌تر از ۱۰ درصد وزنی بود. از آنجایی که در کاتالیست ۲۰ درصد وزنی، میزان فلز قرار گرفته شده بیش‌تر از ۱۰ درصد وزنی است و واکنش فلز با فلز بیش‌تر است؛ پیوند فلز با فلز مستحکم‌تر شده و رهایش ایریدیم کم‌تری نیز اتفاق می‌افتد. سطح فعالیت کاتالیست با بارگذاری و غلظت سطحی نانوذرات



شکل ۲. تصویر SEM از سطح کاتالیست‌های (a) ۱۰، (b) ۱۵ و (c) ۲۰ درصد وزنی ایریدیم

رشد و پراکندگی ذرات ایریدیم در طول فرایند در تمام سطوح موجود رخ می‌دهد. این پراکندگی به بارگذاری ایریدیم بستگی دارد که سطوح گاما آلومینا با بارگذاری بیش‌تر، پوشش و نفوذ قابل توجه ایریدیم در منافذ را نشان می‌دهد. اندازه و فاصله بین نانوذرات با استفاده از مراحل تلقیح متوالی، به میزان مطلوبی در هر سه درصد وزنی رسیده است. اندازه نانوذرات (۵۰-۸۰ نانومتر) در هر سه درصد وزنی با کنترل تعداد مراحل اشباع تقریباً



شکل ۳. (a): منحنی‌های تجزیه هیدرازین مونوهیدرات و (b): مقایسه گزینش پذیری H₂ و TOF کاتالیست‌های ایریدیم

بحث و نتیجه‌گیری

رویکرد ارائه شده در این مقاله با هدف بهبود طراحی و بهینه‌سازی سطح بارگذاری کاتالیست با فعالیت کاتالیستی بالا برای اهداف مختلف است. کاتالیست‌های ۱۵ و ۲۰ درصد وزنی ایریدیم بر روی $\gamma-Al_2O_3$ در آزمایش‌ها در مقیاس آزمایشگاهی سرعت تجزیه بیش‌تری از ۱۰ درصد وزنی را نشان می‌دهند و منجر به تولید مقدار بالاتری از محصولات گازی می‌شوند که عملکردی مشابه در فرایند تجزیه را ارائه می‌کنند. بنابراین، کاتالیست‌ها با فعالیت بالا، استحکام مکانیکی قوی و آماده‌سازی سریع، کاندیدهای امیدوارکننده‌ای برای تجزیه هیدرازین برای برخی اهداف مانند دستگاه‌های الکترونیکی هستند. در ۱۵ درصد وزنی با توجه به مقدار بالای نانوذرات، با افزایش مراحل تلقیح و بهبود عمق نفوذ به بیشینه ضخامت و استحکام پیوندی رسیده‌ایم؛

و هم‌چنین با درصد فاز فعال متغیر بود. کاتالیست ۱۰ درصد وزنی به دلیل کاهش سطح فعال مؤثر نسبت به دو کاتالیست دیگر کاهش شدیدی را در فعالیت نشان می‌دهد. این کاتالیست به دلیل درصد کم فاز فعال کم‌ترین فعالیت را دارد. بر اساس فعالیت کاتالیستی، نتیجه‌گیری می‌شود که ایریدیم با بارگذاری مناسب باعث افزایش فعالیت می‌شود.

مقایسه سرعت واکنش در مورد واکنش‌های کاتالیستی، تعداد فازهای فعال موجود را با پارامترهای مربوط به شرایط سنتز، اثر تجمع، اندازه ذرات و غیره تعیین می‌کنند. شکل ۳b تفاوت قابل توجهی در سرعت واکنش (TOF) و میزان گزینش-پذیری بین کاتالیست‌های مورد مطالعه را نشان می‌دهد. ذرات Ir در ۲۰ درصد وزنی حدود ۱۹٪ سرعت بیش‌تری نسبت به ذرات Ir با اندازه مشابه در ۱۰ درصد وزنی دارند. سرعت واکنش و میزان گزینش‌پذیری به هیدروژن برای دو درصد وزنی ۱۵ و ۲۰ تقریباً یکسان است. همان‌طور که در شکل ۳ نشان داده شده است، کاتالیست ۱۰ درصد وزنی نانوذرات در مقایسه با کاتالیست‌های ۱۵ و ۲۰ درصد وزنی نانوذرات، فعالیت کاتالیستی کم‌تری دارد که به ساختار ماکروحفره‌های باز آن نسبت داده شده زیرا به حالت اشباع نرسیده است. تجمع ذرات ماکروحفره‌هایی بیش‌تر می‌شود که سطح تماس کم‌تری بین ذرات ایریدیم و هیدرازین ایجاد می‌کنند.

مکانیسم تجزیه دقیق هیدرازین بر روی کاتالیست‌های ایریدیم هنوز به خوبی پیدا نشده و کاملاً پیچیده است. به طور کلی، شکستن پیوند نیتروژن-نیتروژن درون مولکولی آسان‌تر از پیوند نیتروژن-هیدروژن است، رادیکال‌های NH_2 (آمید) را می‌توان بر روی ایریدیم تولید کرد. رادیکال‌های آمید می‌توانند به اتم‌های هیدروژن تبدیل شوند یا منجر به تشکیل مولکول‌های N_2 و NH_3 شوند. تحقیقات نشان داده که NH_3 نمی‌تواند به طور مستقیم در سایت‌های فعال ایریدیم جذب شود، اما در دمای واکنش NH_3 در پایه آلومینا و کاتالیست ایریدیم-آلومینا جذب اولیه می‌شود. این موضوع نشان‌دهنده آن است که فرایند جذب NH_3 به طور عمده بر روی کاتالیست در تجزیه هیدرازین بر روی ایریدیم-آلومینا ادامه می‌یابد [۲۴-۲۵].

Nanotechnol., vol. 15, no. 12, pp. 10017–10021, 2015

- [^۸] S. G Pakdehi, and M.Rasoolzadeh, “Comparison of catalytic behavior of iridium and nickel nanocatalysts for decomposition of hydrazine,” *Procedia Materials Science*, vol. 11, pp.749-753, 2015.
- [^۹] S. K. Singh, and Q. Xu, “Bimetallic nickel-iridium nanocatalysts for hydrogen generation by decomposition of hydrous hydrazine,” *Chemical communications*, vol. 46, no.35, pp.6545-6547, 2010.
- [^{۱۰}] N. Firdous, N.K. Janjua, I. Qazi, and M. H. S. Wattoo, “Optimal Co–Ir bimetallic catalysts supported on γ -Al₂O₃ for hydrogen generation from hydrous hydrazine,” *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 41, no. 2, pp.984-995, 2016.
- [^{۱۱}] C. H. Hwang, S. N. Lee, S. W. Baek, C. Y. Han, S. K. Kim, and M. J. Yu, “Effects of catalyst bed failure on thermochemical phenomena for a hydrazine monopropellant thruster using Ir/Al₂O₃ catalysts,” vol. 51(15), pp. 5382–5393, 2012.
- [^{۱۲}] G. Groppi, G. Airolidi, C. Cristiani, and E. Tronconi, “Characteristics of metallic structured catalysts with high thermal conductivity,” *Catal. Today*, vol. 60, no. 1, pp. 57–62, 2000.
- [^{۱۳}] R. A. Mischke and J. M. Smith, “Thermal conductivity of alumina catalyst pellets,” *Ind. Eng. Chem. Fundam.*, vol. 1, no. 4, pp. 288–292, 1962.
- [^{۱۴}] N. P. Padture, “Advanced structural ceramics in aerospace propulsion,” *Nat. Mater.*, vol. 15, no. 8, p. 804, 2016.
- [^{۱۵}] S. Kang, D. Lee, and S. Kwon, “Lanthanum doping for longevity of alumina catalyst bed in hydrogen peroxide thruster,” *Aerosp. Sci. Technol.*, vol. 46, pp. 197–203, 2015.
- [^{۱۶}] K.-W. Yao, S. Jaenicke, J.-Y. Lin, and K. L. Tan, “Catalytic decomposition of nitrous oxide on grafted CuO/ γ -Al₂O₃ catalysts,” *Appl. Catal. B Environ.*, vol. 16, no. 3, pp. 291–301, 1998.
- [^{۱۷}] I. J. Jang et al., “Macroporous–mesoporous alumina supported iridium catalyst for hydrazine

بنابراین در طی زمان، عمر این درصد وزنی نسبت به ۱۰ درصد وزنی ایریدیم طولانی‌تر شده و از نظر اقتصادی، مناسب‌تر از ۲۰ درصد وزنی عمل خواهد کرد.

تعارض منافع

هیچ‌گونه تعارض منافع توسط نویسندگان بیان نشده است.

مراجع

- [۱] G. J. Hutchings and J. C. Védrine, “Heterogeneous catalyst preparation,” in *Basic principles in applied catalysis*, Springer, 2004, pp. 215–258.
- [۲] M. Trueba and S. P. Trasatti, “ γ -Alumina as a support for catalysts: a review of fundamental aspects,” *Eur. J. Inorg. Chem.*, vol. 2005, no. 17, pp. 3393–3403, 2005.
- [۳] I. Ali, K. AlGhamdi, and F. T. Al-Wadaani, “Advances in iridium nano catalyst preparation, characterization and applications,” *J. Mol. Liq.*, vol. 280, pp. 274–284, 2019.
- [۴] S. Mary, C. Kappenstein, S. Balcon, S. Rossignol, and E. Gengembre, “Monopropellant decomposition catalysts. I. Ageing of highly loaded Ir/Al₂O₃ catalysts in oxygen and steam. Influence of chloride content,” *Appl. Catal. A Gen.*, vol. 182, no. 2, pp. 317–325, 1999.
- [۵] Z. Amirsardari, R. M. Aghdam, M. Salavati-Niasari, and S. Shakhesi, “Facile Carbothermal Reduction Synthesis of ZrB₂ Nanoparticles: The Effect of Starting Precursors,” *Mater. Manuf. Process.*, vol. 31, no. 2, pp. 134–140, Jan. 2016, doi: 10.1080/10426914.2015.1019119.
- [۶] Z. Amirsardari, R. M. Aghdam, M. Salavati-Niasari, and S. Shakhesi, “Preparation and characterization of a novel hetero-nanostructure of zirconium diboride nanoparticle-coated multi-walled carbon nanotubes,” *RSC Adv.*, vol. 4, no. 106, pp. 61409–61414, 2014.
- [۷] Z. Amirsardari, R. M. Aghdam, M. Salavati-Niasari, and M. R. Jahannama, “The effect of starting precursors on size and shape modification of ZrB₂ ceramic nanoparticles,” *J. Nanosci.*

- [۲۲] J. Hinckel, J. Jorge, T. Soares, M. Zacharias, and J. Palandi, "Low cost catalysts for hydrazine monopropellant thrusters," in 45th AIAA/ASME/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference & Exhibit, 2009, p. 5232.
- [۲۳] M. Khalfaoui, S. Knani, M. A. Hachicha, and A. Ben Lamine, "New theoretical expressions for the five adsorption type isotherms classified by BET based on statistical physics treatment," *J. Colloid Interface Sci.*, vol. 263, no. 2, pp. 350–356, 2003.
- [۲۴] V. Shankar, K. A. Ram, and K. A. Bhaskaran, "Prediction of the concentration of hydrazine decomposition products along a granular catalytic bed," *Acta astronautica*, vol. 11, no. 6, pp. 287–299, 1984.
- [۲۵] L. Li, X. Wang, X. Zhao, M. Zheng, R. Cheng, L. Zhou, and T. Zhang, "Microcalorimetric studies of the iridium catalyst for hydrazine decomposition reaction," *Thermochimica acta*, vol. 434, no. 1-2, pp. 119–124, 2005.
- decomposition," *Catal. today*, vol. 185, no. 1, pp. 198–204, 2012.
- [۱۸] I. Ali, Z. A. Allothman, and A. Alwarthan, "Supra molecular mechanism of the removal of 17- β -estradiol endocrine disturbing pollutant from water on functionalized iron nano particles," *J. Mol. Liq.*, vol. 241, pp. 123–129, 2017.
- [۱۹] I. Ali, "Microwave assisted economic synthesis of multi walled carbon nanotubes for arsenic species removal in water: Batch and column operations," *J. Mol. Liq.*, vol. 271, pp. 677–685, 2018.
- [۲۰] I. Ali, O. M. L. Alharbi, Z. A. Allothman, and A. Alwarthan, "Facile and eco-friendly synthesis of functionalized iron nanoparticles for cyanazine removal in water," *Colloids Surfaces B Biointerfaces*, vol. 171, pp. 606–613, 2018.
- [۲۱] I. Ali et al., "Advances in carbon nanomaterials as lubricants modifiers," *J. Mol. Liq.*, vol. 279, pp. 251–266, 2019.



COPYRIGHTS

© 2024 by the authors. Licensee Iranian Space Research Center of Iran. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution 4.0 International (CC BY 4.0) (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>)



Investigation of the electrolyte volume effect in the anodizing process on optical-thermal, wear and corrosion properties of the black anodic coating

M. Forghani^{1*}, M.S. Zoei², M.R. Pakmanesh³, M. Chiani⁴, S. Asghari⁵

^{1*} M.Sc., Institute of Materials and Energy, Iranian Space Research Center, Isfahan, Iran
forghani.mojtaba@gmail.com

² Assistant Prof., Institute of Materials and Energy, Iranian Space Research Center, Isfahan, Iran
m.zoei@isrc.ac.ir

³ Assistant Prof., Institute of Materials and Energy, Iranian Space Research Center, Isfahan, Iran
mr.pakmanesh@isrc.ac.ir

⁴ Ph.D., Institute of Materials and Energy, Iranian Space Research Center, Isfahan, Iran
m.chiani@isrc.ac.ir

⁵ Associated Prof., Institute of Materials and Energy, Iranian Space Research Center, Isfahan, Iran
s.asghari@isrc.ac.ir

Article Info

Received: 2023-04-08

Accepted: 2023-06-17

Keywords

Conversion coating, Anodizing, Concentration polarization, Optical-thermal properties, corrosion resistance, wear resistance.

How to Cite this article

M. Forghani, et al., "Investigation of the electrolyte volume effect in the anodizing process on optical-thermal, wear and corrosion properties of the black anodic coating", *Journal of Space Science, Technology and Applications*, vol 3 (2), p.: 22-31, 2024.

Abstract

The sandwich panel is an important element of the satellite structure which various metal and composite materials are used to make its faces. Anodizing is used as a conversion coating in order to achieve the final properties of the panel surface and stability in the space environment. Anodizing is an electrochemical process in which an oxide layer is formed using electricity. During the anodizing process, concentration polarization is created and the process is stopped when the limiting current resulting from the movement of electrical charges between the surface of the anodic layer and the electrolyte is increased. By stopping the process without spending enough time to obtain a sufficient thickness for the colorability, a black anodic layer for use in space coatings is not achieved. In this research, by performing the anodizing process in four container of 250, 500, 2000 and 40000 cm³, the effect of the volume of the electrolyte on the wear and corrosion and optical-thermal properties of the layer obtained in each of the processes were investigated. Optical- thermal properties were investigated by infrared emission coefficient and solar absorption tests, wear resistance by pin on disk test and corrosion resistance by salt spray test. The results showed that with the increase in the volume of the electrolyte caused by the increase in the volume of the container, the stopping time of the process increases. The results of measuring optical-thermal and wear and corrosion properties for three container with volumes of 500, 2000 and 40000 cm³ showed that with the increase in the volume of electrolyte and the process completion time of the process, the thickness of the anodic layer increased, which improved the optical-thermal properties, corrosion and wear resistance.



دسترس پذیر در نشانی:
Journal.isrc.ac.ir

دو فصلنامه
علوم، فناوری و
کاربردهای فضایی

سال سوم، شماره ۲، صفحه ۳۱-۲۲
پاییز و زمستان ۱۴۰۲

DOI:
10.22034/jssta.2023.392334.1119

تاریخچه داوری

دریافت: ۱۴۰۲/۰۱/۱۹

پذیرش: ۱۴۰۲/۰۳/۲۷

واژه‌های کلیدی

پوشش تبدیلی، آندایزینگ،
پلاریزاسیون غلظتی، خواص
نوری-حرارتی، مقاومت خوردگی و
مقاومت سایشی.

نحوه استناد به این مقاله

مجتبی فرقانی و همکاران، " بررسی
تاثیر حجم الکترولیت در فرایند
آندایزینگ بر خواص نوری-حرارتی،
سایش و خوردگی پوشش آندیک
سیاه"، دوفصلنامه علوم، فناوری و
کاربردهای فضایی، جلد سوم، شماره
دوم، صفحات ۳۱-۲۲، ۱۴۰۲.

بررسی تاثیر حجم الکترولیت در فرایند آندایزینگ بر خواص نوری-حرارتی، سایش و خوردگی پوشش آندیک سیاه

مجتبی فرقانی^{۱*}، مائده السادات ضوئی^۲، محمدرضا پاک‌منش^۳، محمد چیاپی^۴، سعید اصغری^۵

۱- کارشناسی ارشد، پژوهشکده مواد و انرژی، پژوهشگاه فضایی ایران، اصفهان، ایران

forghani.mojtaba@gmail.com (نویسنده مسئول)

۲- استادیار، پژوهشکده مواد و انرژی، پژوهشگاه فضایی ایران، اصفهان، ایران m.zoei@isrc.ac.ir

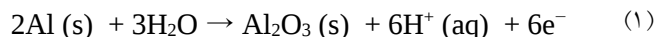
۳- استادیار، پژوهشکده مواد و انرژی، پژوهشگاه فضایی ایران، اصفهان، ایران mr.pakmanesh@isrc.ac.ir

۴- دکتری، پژوهشکده مواد و انرژی، پژوهشگاه فضایی ایران، اصفهان، ایران m.chiani@isrc.ac.ir

۵- دانشیار، پژوهشکده مواد و انرژی، پژوهشگاه فضایی ایران، اصفهان، ایران s.asghari@isrc.ac.ir

چکیده

پانل ساندویچی المان مهمی از سازه ماهواره است که به منظور ساخت رویه آن، از جنس‌های مختلف فلزی و کامپوزیتی استفاده می‌شود. آندایزینگ به عنوان یک پوشش تبدیلی برای دستیابی به خواص نهایی سطح پانل در راستای پایداری سازه در شرایط محیط فضا کاربرد دارد. آندایزینگ یک واکنش الکتروشیمیایی است که در آن، لایه اکسیدی با استفاده از نیروی الکتریسته تشکیل می‌شود. در حین انجام فرایند آندایزینگ، در صورتی که جریان محدود کننده، حاصل از تحرک بارهای الکتریکی بین سطح لایه آندیک و الکترولیت زیاد شود، پلاریزاسیون غلظتی ایجاد شده و فرایند متوقف می‌شود. با توقف فرایند بدون صرف زمان کافی به منظور به دست آمدن ضخامت کافی برای رنگ‌پذیری، لایه آندیک سیاه با کاربرد در پوشش‌های فضایی حاصل نمی‌شود. در این پژوهش، با انجام فرایند آندایزینگ در چهار ظرف ۲۵۰، ۵۰۰، ۲۰۰۰ و cm^3 ۴۰۰۰، تاثیر حجم الکترولیت و در نتیجه زمان توقف فرایند در اثر بروز پدیده پلاریزاسیون غلظتی بر خواص نوری-حرارتی، سایش و خوردگی لایه به دست آمده در هر یک از فرایندها بررسی شد. بررسی خواص نوری-حرارتی توسط آزمون ضریب نشر فروسرخ و جذب خورشیدی، مقاومت سایشی توسط آزمون پین بر روی دیسک و مقاومت خوردگی توسط آزمون مهنکی انجام شد. نتایج نشان داد که با افزایش حجم الکترولیت ناشی از افزایش حجم ظرف، زمان توقف فرایند افزایش می‌یابد. نتایج اندازه‌گیری خواص نوری-حرارتی، سایش و خوردگی برای سه ظرف با حجم ۵۰۰، ۲۰۰۰ و cm^3 ۴۰۰۰ نشان داد که با افزایش حجم الکترولیت و به دنبال آن زمان اتمام فرایند، ضخامت لایه آندیک بیش‌تر شده که موجب بهبود خواص نوری-حرارتی و مقاومت خوردگی و سایشی می‌شود.



بر اساس دقت مورد استفاده در فرایند الکتروشیمیایی پارامترهای فرایند باید کنترل شوند. این پارامترها شامل: ۱- ترکیب و pH الکترولیت، ۲- محل قرارگیری الکترودها و فاصله آن‌ها با قطعه، ۳- دمای ظرف، ۴- نسبت حجم الکترولیت به قطعه مورد عملیات و ۵- زمان فرایند است. در شرایط بررسی اثر نسبت حجم الکترولیت به حجم قطعه، به منظور تفسیر پدیده‌هایی که در مقیاس میکروسکوپی در فرایند آندایزینگ رخ می‌دهد، مدل‌های تئوری مختلفی توسط ویلیام کلراش^۱، فردریش استوالد^۲، استوان آرنیوس^۳، والتر نرنست^۴ و جولیان تافل^۵ ارائه شده که در میان این مدل‌ها، مدل تافل در عملیات صنعتی کاربردی‌تر است [۲ و ۱۰]. مدل تافل، فرایند آندایزینگ را بر اساس قانون اهم تفسیر می‌کند. طبق مدل تافل، اگر محیط انجام فرایند آندایزینگ، در یک لحظه از زمان باشد، شرایط آن را می‌توان به صورت سیستم پلاریزه شده در نظر گرفت. پلاریزاسیون باعث ایجاد بارالکتریکی در سطح آند می‌شود. در صورت بروز پلاریزاسیون در حین فرایند، آندایزینگ متوقف شده و عامل مخرب فرایند محسوب می‌شود، اما در این مدل، یک لحظه از زمان در نظر گرفته شده، بنابراین می‌توان فرایند را متوقف در نظر گرفت و معادلات پلاریزاسیون را برای آن نوشت. دانسیته جریان اعمالی، یون‌های آلومینیوم را روی سطح می‌کشاند و باعث تجمع یون‌های آلومینیوم Al^{3+} در سطح آند می‌شود. الکترون‌های ایجاد شده در اثر انحلال آلومینیوم باعث الکترولیز در فصل مشترک شده که باعث جدایش هیدروژن و یون‌های هیدروکسید در سطح می‌شود [۱۰-۱۲]. پلاریزاسیون کل که اساس مدل تافل است، حاصل مجموع دو پلاریزاسیون در دو فصل مشترک فرایند آندایزینگ است. نخست پلاریزاسیون سطحی که در فصل مشترک آلومینیوم و اکسید تشکیل شده ایجاد می‌شود و پلاریزاسیون غلظتی که در فصل مشترک اکسید و الکترولیت پدید می‌آید [۲ و ۳].

$$N_{total} = N_{surface} + N_{concentration} \quad (3)$$

در سازه ماهواره، خواص فصل مشترک رویه پانل ساندویچی با محیط فضا تعیین‌کننده عملکرد پانل و در نتیجه کل سازه است. جنس پرکاربرد برای رویه‌های پانل سلاندویچی، ورق آلومینیومی گرید Al7075 و Al2024 است. انواع فصل مشترک بین قطعات ماهواره و محیط فضا شامل لایه‌های پسیو کننده، پوشش فلزی (به صورت لایه‌ای یا نفوذی)، پوشش‌های سخت، پوشش محافظ اکسیداسیون دما بالا، سدهای حرارتی، سدهای رطوبتی، سد نفوذی و پوشش‌های تبدیلی از جمله آندایزینگ است [۱-۳]. آندایزینگ فرایند الکتروشیمیایی است که توسط افزایش ضخامت لایه اکسیدی بر روی سطح فلزات باعث تغییر بافت میکروسکوپی در نزدیکی سطح می‌شود. به‌طور کلی فرایند آندایزینگ، با یکی از اهداف افزایش مقاومت خوردگی، افزایش استحکام چسبندگی رنگ و چسب به زیرلایه، افزایش مقاومت سایشی، افزایش قابلیت تابش و انتشار حرارت، عایق حرارتی و الکتریکی و آماده‌سازی قبل از آب‌کاری به‌کار برده می‌شود [۴-۷]. فرایند آندایزینگ در یک سلول الکتروشیمیایی متشکل از سه بخش اصلی کاتد، آند و محلول الکترولیت انجام می‌شود. پارامترهای مهم در بررسی یک سیستم آندایزینگ شامل ابعاد سلول آندایزینگ، تغییرات جریان و ولتاژ حین آندایزینگ، ساختار پوشش آندیک، محلول آندایزینگ، تغییرات در ضخامت فیلم حین آندایزینگ، تأثیر نوع آلیاژ بر وزن فیلم، تأثیر دمای الکترولیت، تأثیر چگالی جریان، تأثیر غلظت اسید، سیل کردن فیلم آندایز، خواص فیلم آندایز و ترتیب فرایند آندایزینگ است [۸ و ۹].

در فرایند آندایزینگ با اتصال قطب مثبت به قطعه و قطب منفی به کاتد و عبور جریان الکتریکی از درون یک الکترولیت، واکنش اکسیداسیون سطح قطعه با نیروی محرکه اختلاف پتانسیل انجام می‌شود. آندایزینگ شامل دو فرایند هم‌زمان متضاد شامل تشکیل لایه آندیک و انحلال لایه اکسیدی تشکیل شده روی سطح است. واکنش ۱، تشکیل لایه آندیک روی سطح و واکنش ۲ انحلال هم‌زمان را نشان می‌دهد [۲]:

⁴ Walther Nernst

⁵ Julius Tafel

¹ Wilhelm Kohlrausch

² Friedrich Ostwald

³ Svante Arrhenius

گوفون^۱ و همکارانش [۱۳]، به بررسی مدول یانگ^۲ پوشش آندیک بر اساس میزان نفوذ ایندنتور^۳ به عنوان تابعی از مراحل فرایند آندایزینگ سیاه پرداختند. نتایج نشان داد، با پیشرفت مراحل میزان مدول یانگ کاهش می‌یابد. قبل از مراحل رنگ و سیل کردن مدول یانگ در حدود ۸۰ GPa بوده، اما با ادامه مراحل مدول یانگ به خصوص در سطح کاهش می‌یابد. کاهش مدول یانگ به طور مستقیم به دلیل کاهش محتوای سولفور فیلم در حین تزریق استات کبالت اتفاق می‌افتد. سولفات‌ها از فیلم به درون وان روان می‌شود که همین اتفاق باعث افت خواص سایش و خوردگی در نزدیکی سطح است. علت اختلاف در شیب کاهش مدول یانگ در نزدیکی سطح نیز همین اتفاق است.

گوفون و همکارانش [۱۴] نشان دادند، دو علت عمده برای شکست لایه آندیک در پوشش‌های حاصل از آندایزینگ سیاه، اختلاف ضریب انبساط حرارتی لایه آندیک و زیرلایه و عملیات خشک کردن است. ایجاد نرخ مناسب برای حرارت‌دهی هنگام خشک کردن از شکست لایه آندیک پیشگیری می‌کند. از سوی دیگر پیشگیری از وارد آمدن شوک حرارتی به سازه ماهواره پیش از اعزام مانع از شکست لایه آندیک در اثر اختلاف ضریب انبساط حرارتی زیر لایه و لایه آندیک می‌شود.

با توجه به بررسی‌های انجام شده و عدم وجود مطالعه‌ای در زمینه بررسی تاثیر وقوع پدیده پلاریزاسیون غلظتی بر خواص کاربردی پوشش آندایزینگ سیاه، در این مقاله، تاثیر حجم ظرف بر مدت زمان انجام فرایند آندایزینگ تا رسیدن به نقطه پلاریزاسیون غلظتی مورد بررسی قرار گرفت. بدین منظور، خواص نوری-حرارتی، سایش و خوردگی لایه آندیک ایجاد شده در ظرف‌هایی با حجم مختلف اندازه‌گیری شد. تعیین خواص نوری-حرارتی، سایش و خوردگی به ترتیب توسط آزمون ضریب نشر فروسرخ و جذب خورشیدی، آزمون پین بر روی دیسک و آزمون مه‌نمکی انجام شد.

دو قسمت پلاریزاسیون معادله ۳ بر اساس تعریف پلاریزاسیون در معادلات ۴ و ۵ قابل توسعه است:

$$N_{\text{surface}} = \beta_a \log \frac{i_a}{i_o} \quad (4)$$

در این معادله، β_a ضریب ثابت است، i_a جریان اعمالی از طریق دستگاه مبدل حرارتی و i_o جریان گذرنده از آند به سمت لایه اکسیدی است که در اصل پدیدآورنده پلاریزاسیون سطحی است.

$$N_{\text{concentration}} = \frac{2.3RT}{nF} \log \left(1 - \frac{i_a}{i_L} \right) \quad (5)$$

در این معادله، n کوالانت الکترولیت، F ضریب فارادی، T دما و R ثابت جهانی گازها بوده و عبارت $\frac{2.3RT}{nF}$ به نوع آلیاژ و الکترولیت بستگی دارد. عبارت مهم i_L در این فرمول طبق معادله ۶ تعریف می‌شود [۲]:

$$i_L = \frac{D_z n F C_B}{\delta} \quad (6)$$

i_L ، جریان گذرنده از لایه اکسیدی به سمت الکترولیت است که پدیدآورنده پلاریزاسیون غلظتی است. در معادله ۶، عبارتی وجود دارند که به طور مستقیم یا غیرمستقیم بر فرایند آندایزینگ موثر هستند. D_z ضریب نفوذ اجزاء واکنش در محلول الکترولیت است که به طور مستقیم با دما در ارتباط است. C_B غلظت الکترولیت، n تعداد کوالانت الکترولیت، F ضریب فارادی و δ فاکتور تأثیرگذار به عنوان فاصله مجازی آند و کاتد است. بنابراین، پارامتر i_L نه تنها تحت تاثیر فاصله فیزیکی کاتد و آند، بلکه متاثر از میزان اغتشاش الکترولیت است [۲]. بنابراین، پلاریزاسیون غلظتی تحت تأثیر تغییرات موضعی غلظت و دما در اثر همرفت حرارتی و نفوذ غلظتی اجزا است. بدین منظور، لازم است حالت‌هایی از محیط آندایزینگ از حالت محدود تا حالتی که برای آند بی‌نهایت باشد بررسی شود. منظور از محیط محدود حالتی است که تغییرات دمای آند و غلظت نواحی اطراف آن در تبادل با الکترولیت باشد به طوری که، دما و غلظت الکترولیت با روند واکنش تغییر کند و منظور از حالت بی‌نهایت حالتی است که الکترولیت به عنوان محیط عمل کند و تغییرات دما و غلظت نواحی اطراف آند تأثیری بر الکترولیت نداشته باشد.

³ Indentor

¹ Goueffon

² Young's modulus

۲- مواد و روش تحقیق

۲-۱- نمونه سازی

نمونه های آزمون با توجه به کاربردهای فضایی مشابه جنس ورق رویه سازه سانددویچی ماهواره ای از ورق آلومینیومی Al7075-T6 به ضخامت ۰/۵ mm و ابعاد ۲/۵ cm و ۱۰ cm تهیه شد. ابتدا آماده سازی سطح نمونه ها توسط محلول سدیم کربنات^۱ و تری سدیم فسفات^۲ به منظور دستیابی به زبری سطح مناسب پیش از اعمال پوشش آندیک سیاه انجام پذیرفت. به منظور بررسی اثر نسبت اندازه آند به کاتد، چهار ظرف به ترتیب ۲۵۰، ۵۰۰، ۲۰۰۰ و ۴۰۰۰۰ cm³ انتخاب شدند. داخل هر یک، اسید سولفوریک با غلظت ۱۵۰ g/L اضافه شده و دمای هر چهار ظرف به ۲۵ °C رسید. فرایند آندایزینگ درون چهار ظرف با ولتاژ ۳۰ V توسط مبدل الکتریکی با ظرفیت ۳۰ V و ۶۰۰ A انجام شد (شکل ۱) و زمان رسیدن به پلاریزاسیون غلظتی درون چهار ظرف اندازه گیری شد.



شکل (۱): مبدل الکتریکی مورد استفاده در آندایزینگ

در این مطالعه، پس از پایش ظهور پدیده پلاریزاسیون غلظتی، به بررسی پارامترهای تجربی موثر و قابل تغییر در آندایزینگ پرداخته شد. سه پارامتر اصلی که قابل تغییر بوده و می توان با تغییر آن ها در نتیجه نهایی آندایزینگ سیاه تغییر حاصل کرد عبارتند از دما، دانسیته جریان و مدت زمان فرایند. دمای محلول باید در سرتاسر فرایند ثابت بماند. دانسیته جریان باید به حدی باشد که ضخامت کافی برای لایه آندیک ایجاد شود تا خواص نوری - حرارتی، خواص خوردگی و خواص سایشی را

تامین کند. بدین منظور از یک راکتور دوجداره برای امکان ایجاد جریان آبگرد دور ظرف محتوی الکترولیت استفاده شد. درب این راکتور به گونه ای طراحی شد که فاصله کاتد و آند در آن ثابت و یک لوله اعمال فشار هوا به داخل محلول در آن تعبیه شد. به منظور تنظیم دانسیته جریان و رسیدن به محصول نهایی مطلوب باید علاوه بر تنظیم ولتاژ به دمای الکترولیت نیز توجه کرد. جریانی که از الکترولیت می گذرد تابع مقاومت الکترولیت و مقاومت الکترولیت تابع دما و ظرفیت یونی آن است. ظرفیت یونی الکترولیت وابسته به جنس اسید و غلظت آن است و در حین فرایند قابل تغییر نیست. با توجه به اینکه میدان الکتریکی ایجاد شده توسط ولتاژ باعث پیشرفت فرایند شده و از سوی دیگر آندایزینگ یک فرایند گرمازاست و با کاهش دما پیشرفت می کند، بنابراین، دمای محلول باید پایین نگه داشته شود و تغییرات دانسیته جریان در تغییرات ولتاژ در مقیاس بالاتری انجام شود.

در مرحله ساخت محلول آندایزینگ ترکیب ظرف آندایزینگ بر اساس استاندارد ECSS-Q-70-03A، مطابق با جدول (۱) در نظر گرفته شده است [۱۵]. آندایزینگ در ظرف حاوی اسیدهای خورنده ای هم چون اسید فسفریک^۳، اسید کرومیک^۴ و اسید سولفوریک^۵ شامل دو واکنش متقابل تشکیل لایه آندیک و خوردگی لایه آندیک در اثر حمله شیمیایی محلول است. بنابراین، باید عوامل موثر در قدرت خوردگی اسید، به گونه ای کنترل شوند که اثر مخربی بر کل فرایند نداشته باشد. غلظت اسید سولفوریک در حمام ساخت نمونه های آندایزینگ ثابت و مطابق پیشنهاد استاندارد برابر با ۱۵۰ g/l انتخاب شد.

از یک سیستم مبدل الکتریکی با تامین توان لازم برای آندایزینگ با ولتاژ ۳۰ V و امکان ریزتنظیمی جریان به طور پیوسته، استفاده شد

جدول (۱): ترکیب استاندارد حمام آندایزینگ [۱۵]

ردیف	نوع ماده شیمیایی	ملاحظات ترکیبی
۱	H ₂ SO ₄	۱۵۰ g/L
۲	کلریدها ناشی از واکنش	مقدار NaCl کمتر از ۰/۲ g/L
۳	مقدار آلومینیوم ناشی از واکنش	کمتر از ۳ g/L
۴	مقدار فلورین ناشی از واکنش	کمتر از ۰/۰۰۱ g/L

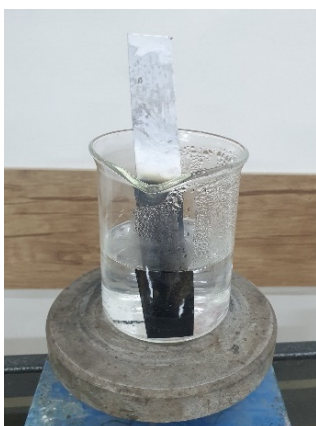
^۴ Chromic acid

^۵ Sulfuric acid

^۱ Sodium Carbonate

^۲ Trisodium phosphate

^۳ Phosphoric acid



شکل (۳): اعمال رنگ پوشش آندیک سیاه (مرحله سیل کردن)



شکل (۲): تجهیزات فرایند آندایزینگ

۲-۲- انجام آزمون‌ها

اولین آزمون برای بررسی نمونه‌ها بازرسی چشمی قطعه آندایز شده پیش از اعمال رنگ است. تجربه آندایزینگ نمونه‌های متعدد و اعمال رنگ بر روی آن‌ها، شرایط ظاهری مناسب برای رنگ‌پذیری مطلوب یعنی ماندگاری رنگ در اثر شست و شو با الکل را تعیین می‌کند. به منظور بررسی خواص نوری-حرارتی، آزمون ضریب نشر فروسرخ و جذب خورشیدی بر اساس استانداردهای ASTM E408-ASTM E903 توسط دستگاه اسپکتروسکوپی^۶ (AZ Technology TESA 2000) بر روی نمونه‌های آندایز شده و سپس اعمال رنگ شده، در شرایط زمان‌های مختلف مطابق با جدول (۲) انجام شد. در هر یک از تغییرات یک پارامتر، مابقی پارامترها شامل ولتاژ و سطح اعمال آندایزینگ ثابت در نظر گرفته شده است. تفاوت سه نمونه در زمان اعمال فرایند (s ۲۴۰، s ۳۵۰ و ۴۵ min) است.

جدول (۲): زمان وقوع پلاریزاسیون غلظتی

زمان وقوع پلاریزاسیون (s)	حجم ظرف (cm ³)	ردیف
۱۳۰	۲۵۰	۱
۲۴۰	۵۰۰	۲
۳۵۰	۲۰۰۰	۳
-	۴۰۰۰	۴

پس از آندایزینگ، مرحله اعمال رنگ است که در این بررسی از کبالت سولفید^۱ استفاده شد. در هنگام اعمال رنگ، ابتدا قطعات به صورت خیس در محلول کبالت استات^۲ با غلظت ۲۰۰ g/l در دمای °C (۲±۴۵) به مدت ۱۵ min قرار گرفتند. سپس، قطعه از محلول خارج شده و با آب دیونیزه شسته شد تا محلول کبالت استات کاملاً از سطح آن حذف شود. بلافاصله، قطعه در محلول آمونیوم هیدروسولفید^۳ با غلظت ۱ g/l که در دمای °C (۲±۲۴) قرار گرفت تا رنگ سیاه حاصل شود (شکل (۳)). این فرایند ما بین ۵ تا ۱۵ min طول کشید. بلافاصله قطعه بدون شست و شو در محلول حاوی ۵ g/l نیکل استات^۴ و ۵ g/l اسید بوریک^۵ در دمای °C (۱±۹۹) قرار گرفته و به مدت ۲۵ min نگهداری شد. واکنش بین کبالت استات و آمونیوم سولفید مطابق واکنش زیر رسوب CoS تشکیل می‌دهد:

$$\text{Co}(\text{CH}_3\text{COO})_2 + (\text{NH}_4)_2\text{S} \rightarrow \text{CoS} + 2\text{CH}_3\text{COONH}_4 \quad (۷)$$

در این بررسی، از سیستم کنترل دما متصل به راکتور برای ثابت نگهداشتن دمای الکترولیت استفاده شد.

^۴ Nickel(II) acetate

^۵ Boric acid

^۶ Spectroscopy

^۱ Cobalt sulfide

^۲ Cobalt acetate

^۳ Ammonium hydrosulfide

پایین بوده که خاصیت رنگ پذیری نداشته و اندازه گیری ضریب نشر فرو سرخ و جذب خورشیدی، مقاومت سایشی و مقاومت خوردگی برای این نمونه انجام نمی پذیرد.

با توجه به اینکه هر چهار واکنش درون محیط هایی بدون اغتشاش انجام شده است، شرایط تبادل حرارتی و غلظتی برای هر چهار ظرف یکسان است. هر چقدر مقدار الکترولیت بیش تر باشد، امکان تبادل دما و از سوی دیگر تبادل یون های سطحی حاصل از واکنش بیش تر می شود. بنابراین، امکان بروز پلاریزاسیون غلظتی و توقف فرایند آندایزینگ از بین رفته است [۱ و ۲].

با مشتق گیری از معادله ۶ بر حسب زمان رابطه زیر حاصل می شود:

$$\frac{d i_L}{dt} = \frac{\partial D_z}{\partial t} + \frac{\partial C_B}{\partial t} - \frac{\partial \delta}{\partial t} \quad (۸)$$

ضریب نفوذ از معادله ۹ تبعیت می کند [۳]:

$$D_z = D_0 \exp \frac{-Q}{Rt} \quad (۹)$$

با توجه به اینکه ضریب نفوذ D_z تحت تاثیر تغییرات دمایی است (معادله ۱۰)، بنابراین می توان معادله ۸ را به صورت معادله ۱۱ بازنویسی کرد:

$$\frac{dT}{dt} = \frac{dD_z}{dt} \quad (۱۰)$$

$$\frac{d i_L}{dt} = \frac{\partial T}{\partial t} + \frac{\partial C_B}{\partial t} - \frac{\partial \delta}{\partial t} \quad (۱۱)$$

در صورتی که i_L با زمان افزایش یابد، یعنی نمو آن نسبت به زمان مثبت باشد، پدیده پلاریزاسیون غلظتی و توقف آندایزینگ اتفاق می افتد. برای پیشگیری از پلاریزاسیون غلظتی لازم است مجموع دو عبارت اول معادله ۱۱ یعنی تغییرات دما و غلظت الکترولیت با زمان مساوی یا کمتر از تغییرات فاصله مجازی آند و کاتد با زمان باشد. با توجه به ثبات محلول در این آزمون و عدم اغتشاش، تغییرات فاصله آند و کاتد با زمان نیز صفر است، بنابراین، تغییرات دما و غلظت در فصل مشترک باید صفر یا ناچیز باشد. در ظرف ۴۰۰۰ cm^3 با توجه به اینکه ظرفیت تبادل یونی و دمایی با محیط بالاست، تغییر غلظت و دما با پیشرفت واکنش اتفاق نمی افتد و در کل i_L افزایش نیافته و پلاریزاسیون غلظتی اتفاق نمی افتد.

به منظور بررسی مقاومت پوشش در برابر محیط خورنده با مکانیزم حمله شیمیایی، آزمون مه نمکی قطعات آندایزینگ سیاه مطابق با استاندارد ECSS-Q-70-03A انجام شد [۱۵]. پس از این آزمون، شرایط پذیرش شامل عدم تخریب پوشش و جدایش از سطح است. با توجه به تاثیر مستقیم پارامتر زمان بر ضخامت لایه آندیک، سه نمونه حاصل از ظرف به حجم ۵۰۰ cm^3 و ۲۰۰۰ cm^3 آماده شد.

آزمون سایش نمونه آندایزینگ سیاه توسط آزمون پین بر روی دیسک مطابق استاندارد ASTM G99 با سرعت ۶۰ rpm و مسافت ۲۵۰ m انجام شد. در این آزمون نیز سه نمونه حاصل از ظرف به حجم ۵۰۰ cm^3 ، ۲۰۰۰ cm^3 و ۴۰۰۰ cm^3 تهیه شد.

۳- نتایج و بحث

نتایج بازرسی چشمی قطعه Al 7075 T6 آندایز شده پیش از اعمال رنگ با انجام متعدد نمونه سازی در این مطالعه نشان داد که نمونه های ورق آلیاژ مذکور که در اثر فرایند آندایزینگ به رنگ برنزی متمایل می شوند، در اثر فرایند اعمال رنگ نیز شرایط مطلوبی دارند. اگر آندایزینگ در اختلاف پتانسیل آندی بالا انجام شود، موجب افزایش قطر نانو حفرات می شود که این نانو حفرات بزرگ تر، می توانند مقدار نیکل بیش تری را درون خود جای دهند [۴].

بعد از برقراری اتصال الکتریکی و آغاز فرایند آندایزینگ، یک پیک در مقدار جریان هر چهار ظرف آندایزینگ مشاهده شد که برای آغاز فرایند آندایزینگ طبیعی است. در ظرف ۲۵۰ cm^3 بعد از ۱۳۰ s افزایش ناگهانی جریان به همراه افزایش دما مشاهده شد. در ظرف ۵۰۰ cm^3 بعد از ۲۴۰ s و در ظرف ۲۰۰۰ cm^3 بعد از ۳۵۰ s علایم پلاریزاسیون غلظتی پدیدار شد. در ظرف ۴۰۰۰ cm^3 روند عادی انجام شد. از آنجایی که ضخامت لایه آندیک به طور مستقیم تحت تاثیر دو پارامتر اصلی زمان و دانسیته جریان قرار دارد، بنابراین، هر چه فرایند در زمان کوتاه تری متوقف شود، ضخامت کمتر شده و شرایط لازم برای رنگ پذیری مهیا نمی شود. از طرف دیگر، با افزایش حجم ظرف و افزایش زمان فرایند، ضخامت بیش تر شده و آمادگی سطح برای پذیرش محلول رنگ معدنی بیش تر می شود. در این مطالعه، نمونه حاصل از ظرف ۲۵۰ cm^3 دارای ضخامت لایه آندیک بسیار

سه حالت تخریب شده‌اند. با انجام تحلیل تصاویر با استفاده از نرم‌افزار Image Analyzer، درصد تخریب سطح محاسبه شد. روش تحلیل تصویر توسط نرم‌افزار با تغییر رنگ موضع تخریب شده نسبت به موضع سالم انجام شده است. به این صورت که یک طیف رنگی خاص به ناحیه کاملاً تخریب شده و یک طیف رنگی به ناحیه سالم تخصیص یافته، سپس، نرم‌افزار با محاسبه درصد این دو طیف و البته طیف‌های رنگی نزدیک به هر کدام، درصد نواحی سالم و تخریب شده را تعیین می‌نماید. برای نمونه حاصل از ظرف به حجم 40000 cm^3 برابر با $0.5/2$ ، برای نمونه حاصل از ظرف به حجم 2000 cm^3 برابر با $0.13/99$ و برای نمونه حاصل از ظرف به حجم 500 cm^3 برابر با $0.26/54$ تخریب محاسبه شد.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل (۴): نمونه‌های آندایز سیاه پس از آزمون مه‌نمکی حاصل از ظرف به حجم، (الف) 40000 cm^3 (ب) 2000 cm^3 و (ج) 500 cm^3

نتایج آزمون سایش نشان می‌دهد که نمونه حاصل از ظرف به حجم 500 cm^3 دارای بیش‌ترین کاهش وزن در اثر سایش، نمونه حاصل از ظرف به حجم 2000 cm^3 کاهش وزن کم‌تر و در

نتایج اندازه‌گیری ضرایب جذب و نشر در جدول (۳) ارائه شده است. با افزایش حجم ظرف و در نتیجه افزایش زمان، فرایند محلول حاوی رنگ در عمق حفرات قرار گرفته و هر چه حفرات عمیق‌تر باشند، نشست رنگ و ماندگاری آن بیش‌تر است. از طرف دیگر، دفع نور انحرافی در آن بیش‌تر است. اندازه دهانه حفرات که در اثر خوردگی حمله شیمیایی لایه آندیک توسط محلول اسیدی الکترولیت اتفاق می‌افتد، با گذشت زمان بیش‌تر شده و از طرف دیگر از ضخامت لایه و عمق ستون‌ها کاسته می‌شود، از این‌رو، ماندگاری و نشست محلول رنگ در لایه آندیک کم‌تر شده و بنابراین خواص نوری- حرارتی آن کاهش می‌یابد. وجود خطی بودن ضخامت لایه نسبت به افزایش زمان، نشان می‌دهد که بازده آندایزینگ با افزایش بیش از حد زمان کاهش یافته و به عبارتی دیگر، از تبعیت قانون فارادی خارج می‌شود. عامل اصلی خروج از حالت خطی، رشد لایه آندی بر روی سطح آلومینیوم و افزایش سرعت حلالیت اسید گزارش شده است. این بدان معناست که در محاسبه افزایش ضخامت لایه اکسیدی با زمان، باید میزان حلالیت اسید، فشرده یا متخلخل بودن لایه اکسیدی و میزان تخلخل به همراه قانون فارادی در نظر گرفته شود [۱۶].

جدول (۳): ضرایب جذب و نشر، درصد تخریب سطح ناشی از خوردگی و کاهش وزن ناشی از سایش نمونه‌های آندایز شده در ظروف فرایند آندایزینگ با حجم‌های مختلف پوشش آندیک

حجم ظرف (cm^3)	ضریب نشر فرو سرخ (ϵ)	ضریب جذب خورشیدی (α_s)	درصد تخریب خوردگی	کاهش وزن (mg)
۵۰۰	۰/۸۴	۰/۸۷	۲۶/۵۴	۶
۲۰۰۰	۰/۹۰	۰/۹۱	۱۳/۹۹	۴
۴۰۰۰۰	۰/۹۱	۰/۹۵	۵/۲	۲

نمونه‌های آندایز سیاه پس از آزمون مه‌نمکی به منظور ارزیابی مقاومت پوشش در برابر محیط خورنده با مکانیزم حمله شیمیایی در آزمون شکل (۴) نشان داده شده که مشخص است، نمونه حاصل از بزرگ‌ترین حجم ظرف که پدیده پلاریزاسیون غلظتی در حین ایجاد آن اتفاق نیفتاد، در اثر محیط خورنده مه‌نمکی آسیبی بسیار اندکی دیده است، اما با کاهش حجم در اثر توقف فرایند در زمان‌های کم‌تر، میزان آسیب افزایش یافته است. قسمت‌های آلومینیومی که پوشش داده نشده‌اند، در هر

2. J. M. Runge, *The metallurgy of anodizing aluminum*, Cham: Springer International Publishing, 2018.

3. H. Takahashi, K. Fujimoto, and M. Nagayama, "Effect of pH on the distribution of anions in anodic oxide films formed on aluminum in phosphate solutions," *Journal of the Electrochemical Society*, vol. 135, no. 6, p. 1349, 1988.

4. M. S. de Miera, M. Curioni, P. Skeldon, and G. E. Thompson, "The behaviour of second phase particles during anodizing of aluminium alloys," *Corrosion Science*, vol. 52, no. 7, pp. 2489-2497, 2010.

5. J. H. Osborn, *Understanding and specifying anodizing*, OMW Corporation, 2014.

6. S. Motahari, *Surface Passivation of CIGS Solar Cells by Atomic Layer Deposition*, 2013.

7. F. Capasso, G. F. Williams, "A proposed hydrogenation/nitridization passivation mechanism for GaAs and other III-V semiconductor devices, including InGaAs long wavelength photodetectors," *Journal of the Electrochemical Society*, vol. 129, no. 4, p. 821, 1982.

8. B. Bobic, S. Mitrovic, M. Babic, I. Bobic, "Corrosion of metal-matrix composites with aluminium alloy substrate," *Tribology in industry*, vol. 32, no. 1, p. 3, 2010.

9. M. Specification, *Anodic coatings for aluminum and aluminum alloys*, MIL-8625. 1993

10. M. M. Finckenor, *Materials for spacecraft (No. M16-5055)*, American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2018.

11. M. Abd El-Hameed, Y. A. Abdel-Aziz, F. S. El-Tokhy, "Anodic coating characteristics of different aluminum alloys for spacecraft materials applications," *Materials Sciences and Applications*, vol. 8, no. 2, pp. 197-208, 2017.

نهایت نمونه حاصل از ظرف به حجم 40000 cm^3 دارای مقاومت سایشی بیش تری است (جدول (۳)، شکل (۵)).



(الف) (ب) (ج)

شکل (۵): نمونه آندایز سیاه بعد از آزمون سایش حاصل از ظرف به حجم، (الف) 500 cm^3 (ب) 2000 cm^3 و (ج) 40000 cm^3

۴- نتیجه گیری

در این مطالعه، با انجام آندایزینگ در چهار ظرف به حجم‌های 250 ، 500 ، 2000 و 40000 cm^3 و اندازه‌گیری زمان توقف فرایند خواص لایه آندیک حاصل از اعمال رنگ محلول معدنی بررسی شد. نتایج نشان داد که با افزایش حجم ظرف مدت زمان فرایند طولانی‌تر شده و ضخامت لایه نیز افزایش می‌یابد که باعث بهبود خواص نوری - حرارتی، سایش و خوردگی می‌شود. بنابراین، جریان همرفت در انتقال دما و یون‌های آزاد شده از سطح اثر مستقیم بر تداوم فرایند می‌گذارد. با افزایش ضخامت لایه آندیک، خواص رنگ‌پذیری بهبود یافته و ضریب جذب و نشر افزایش می‌یابد. خواص سایشی و مقاومت به خوردگی در محیط مه‌نمکی نیز با افزایش ضخامت بهبود یافت.

تعارض منافع

هیچ‌گونه تعارض منافع توسط نویسندگان بیان نشده است.

۵- مراجع

1. S. N. Kumar, L. K. Malhotra, and K. L. Chopra, "Nickel pigmented anodized aluminium as solar selective absorbers," *Solar energy materials*, vol. 7, no. 4, pp. 439-452, 1983.

12. K. Sharma, H.Bhojraj, V. K. Kaila, H. Narayanamurthy, "Anodizing and inorganic black coloring of aluminum alloys for space applications," *Metal Finishing*, vol. 95, no.12, pp. 14-20, 1997.
13. Y. Goueffon, C. Mabru, M.Labarrère, L.Arurault, C. Tonon, P. Guigue, "Mechanical behavior of black anodic films on 7175 aluminium alloy for space applications," *Surface and Coatings Technology*, vol. 204, no.6-7, pp.1013-1017, 2009.
14. Y. Goueffon, L. Arurault, C. Mabru, C. Tonon, and P. Guigue, "Black anodic coatings for space applications: study of the process parameters, characteristics and mechanical properties," *Journal of Materials Processing Technology*, vol. 209, no. 11, pp. 5145-5151, 2009.
15. ESA ECSS-Q-70-03A, *Black anodizing of metals with inorganic dyes*, 2006. <http://www.ecss.nl>.
16. J. Salmi, J. P. Bonino, R. S. Bes, "Nickel pigmented anodized aluminium as solar selective absorbers," *Journal of materials science*, vol. 35, pp. 1347-1351, 2000.



COPYRIGHTS

© 2024 by the authors. Licensee Iranian Space Research Center of Iran. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution 4.0 International (CC BY 4.0) (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>)



Available in:
Journal.isrc.ac.ir

Journal of
Space Science, Technology
& Applications (Persian)

Vol. 3, No. 2, pp.: 32-45
2024

DOI:
10.22034/jssta.2023.403307.1127

Article Info

Received: 2023-6-20
Accepted: 2023-10-02

Keywords

Spacecraft, Disturbance
rejection, Backstepping
controller, Extended state
observer, Adaptive control

How to Cite this article

Somayeh Jamshidi, Mehdi
Mirzaei, "Performance
comparison of adaptive and
ESO-based backstepping
controllers for disturbance
rejection in spacecraft",
*Journal of Space Science,
Technology and
Applications*, vol 3 (2), p.:32-45, 2024.

Original Article

Performance comparison of adaptive and ESO-based backstepping controllers for disturbance rejection in spacecraft

Somayeh Jamshidi¹, Mehdi Mirzaei^{2*}

¹ Faculty of mechanical engineering, Sahand University of Technology, Tabriz, Iran,
so_jamshidi98@sut.ac.ir

^{2*} Faculty of mechanical engineering, Sahand University of Technology, Tabriz, Iran,
mirzaei@sut.ac.ir

Abstract

This paper compares spacecraft attitude control in the presence of disturbance torque using an adaptive backstepping controller and an extended state observer-based backstepping controller. At first, the adaptive backstepping controller is designed, in which the unknown parameters in a specific disturbance model are estimated using an adaptive law so that the closed-loop system is stable. Afterward, the backstepping control based on the extended state observer is designed. In this method, first the standard backstepping controller is designed, and then disturbances with a completely unknown model are estimated by the extended state observer, and the disturbance is rejected by applying the feed-forward law. The simulation results for two different disturbance models show that the backstepping controller based on the extended state observer demonstrates very good results compared to the adaptive backstepping controller when no disturbance information is available.



مقایسه عملکرد کنترل‌کننده‌های گام به عقب تطبیقی و مبتنی بر مشاهده‌گر حالت توسعه یافته برای رد اغتشاش در فضاپیما

سمیه جمشیدی^۱، مهدی میرزایی^{۲*}

۱- دانشکده مهندسی مکانیک، دانشگاه صنعتی سهند، تبریز، ایران so_jamshidi98@sut.ac.ir

۲- *دانشکده مهندسی مکانیک، دانشگاه صنعتی سهند، تبریز، ایران mirzaei@sut.ac.ir (نویسنده مسئول)

دسترس‌پذیر در نشانی:
Journal.isrc.ac.ir

دو فصلنامه
علوم، فناوری و
کاربردهای فضایی

سال سوم، شماره ۲، صفحه ۳۲-۴۵
پاییز و زمستان ۱۴۰۲

DOI:
10.22034/jssta.2023.403307.1127

تاریخچه داوری

دریافت: ۱۴۰۲/۰۳/۳۰

پذیرش: ۱۴۰۲/۱۱/۰۴

واژه‌های کلیدی

فضاپیما، رد اغتشاش، کنترل گام به عقب، مشاهده‌گر حالت توسعه یافته، کنترل تطبیقی

نحوه استناد به این مقاله

سمیه جمشیدی، مهدی میرزایی، "مقایسه عملکرد کنترل‌کننده‌های گام به عقب تطبیقی و مبتنی بر مشاهده‌گر حالت توسعه یافته برای رد اغتشاش در فضاپیما"، دو فصلنامه علوم، فناوری و کاربردهای فضایی، جلد سوم، شماره دوم، صفحات ۳۲-۴۵، ۱۴۰۲.

چکیده

این مقاله به مقایسه کنترل وضعیت فضاپیما در حضور گشتاور اغتشاشی با استفاده از دو کنترل‌کننده گام به عقب تطبیقی و گام به عقب مبتنی بر مشاهده‌گر حالت توسعه یافته می‌پردازد. در ابتدا، کنترل‌کننده گام به عقب تطبیقی طراحی می‌شود که در آن پارامترهای نامعلوم در یک مدل اغتشاش مشخص با استفاده از یک قانون تطبیقی چنان تخمین زده می‌شود که سیستم حلقه بسته پایدار باشد. پس از آن، کنترل گام به عقب مبتنی بر مشاهده‌گر حالت توسعه یافته طراحی می‌شود. در این روش، ابتدا کنترل‌کننده گام به عقب استاندارد طراحی شده، سپس، اغتشاشات با مدل کاملاً نامعلوم توسط مشاهده‌گر حالت توسعه یافته تخمین زده می‌شود و با استفاده از قانون فیدبک پیش‌خور، رد اغتشاش صورت می‌گیرد. نتایج شبیه‌سازی برای دو مدل اغتشاش متفاوت نشان می‌دهد که کنترل‌کننده گام به عقب مبتنی بر مشاهده‌گر حالت توسعه یافته در شرایطی که هیچ اطلاعاتی از اغتشاش در دسترس نیست، نتایج بسیار خوبی نسبت به کنترل‌کننده گام به عقب تطبیقی نشان می‌دهد.

۱- مقدمه

سیستم کنترل وضعیت فضاپیما معمولاً تحت تأثیر اغتشاشات و عدم قطعیت‌هایی مانند خطاهای دینامیکی غیرخطی، تغییرات پارامتریک سیستم، خطاهای دینامیکی مدل نشده و گشتاور اغتشاشی ناشی از محیط خارجی قرار می‌گیرد [۱]. بنابراین، طراحی کنترل کننده با کارایی بالا برای چنین سیستمی یک کار چالش برانگیز است. زمانی که اغتشاش در سیستم وجود دارد، طراحی یک کنترل کننده مقاوم می‌تواند عملکرد سیستم را حفظ کند. رویکردهای طراحی کنترل زیادی مانند کنترل مود لغزشی [۲]، کنترل مقاوم [۳-۴]، کنترل تناسبی - انتگرالی - مشتق گیر (PID) [۵] و غیره برای مقابله با اغتشاشات در سیستم کنترل وضعیت فضاپیما وجود دارد. معایب چنین کنترل کننده‌هایی در حل مسئله اغتشاش، طراحی محافظه کارانه آن‌ها است. بسیاری از روش‌های کنترل مقاوم موجود، نیاز به دانش اولیه از برخی ویژگی‌های اغتشاشات و عدم قطعیت‌ها دارند. به طور کلی، در طراحی کنترل کننده‌های مقاوم، اگر اطلاعات کافی در مورد اغتشاشات در دسترس نباشد، طراحی ممکن است منجر به عملکرد نامطلوب شود. علاوه بر این، با توجه به اینکه کنترل کننده پس‌خور به طور غیرفعال تأثیر اغتشاشات و عدم قطعیت‌ها را بر خروجی کاهش می‌دهد، بنابراین، رد اغتشاش ممکن است به موقع و به طور کامل انجام نشود.

روش کنترل تطبیقی [۶-۷] و کنترل مدل داخلی [۸]، از ایده تخمین و لغو در رد اغتشاش استفاده می‌کنند که باعث صرفه‌جویی در انرژی کنترل می‌شود. در روش تطبیقی، اغتشاشات و عدم قطعیت‌ها به طور جداگانه توسط پارامترهای تطبیقی تخمین زده می‌شوند و کنترل کننده به گونه‌ای طراحی می‌شود که اثرات آنها را خنثی کند. کنترل تطبیقی در برخورد با اغتشاشات کاملاً مؤثر است و در عمل، کاربردهای گسترده‌ای دارد. موفقیت‌آمیز بودن کنترل تطبیقی در مواجهه با اغتشاشات، معمولاً بستگی زیادی به طراحی قوانین شناسایی یا تخمین پارامترهای مدل متغیر با زمان دارد. یائو^۱ و همکاران [۹]، کنترل گام به عقب تطبیقی را برای تخمین رد اغتشاش و خرابی عملکرد

در سیستم فضاپیما استفاده کردند. پارامترهای اغتشاش و خرابی عملکرد به طور تطبیقی برآورد و جبران می‌شوند.

یکی از روش‌های رد اغتشاش، استراتژی کنترل مبتنی بر مشاهده گر اغتشاش است [۱۰-۱۲]. این روش، با طراحی دو مرحله‌ای، توانایی کنترل در تضعیف اغتشاش را افزایش می‌دهد. روند حل مسئله رد اغتشاش در این روش، به نحوی است که ابتدا با اندازه‌گیری ورودی و خروجی سیستم، اغتشاشات توسط مشاهده گر تخمین زده می‌شود و سپس اثر آن در فرایند کنترل خنثی می‌شود. لی^۲ [۱۱]، یک رویکرد کنترل ترکیبی شامل مشاهده گر اغتشاش غیرخطی و کنترل ردیابی مجانبی برای سیستم فضاپیمای صلب در حضور اغتشاشات و عدم قطعیت‌ها پیشنهاد داد در این روش، اغتشاشات توسط مشاهده گر اغتشاش غیرخطی تخمین زده می‌شود و از طریق پیش‌خور جبران می‌شود. لی^۳ و همکاران [۱۲]، برای قرار ملاقات یک فضاپیمای تعقیب کننده و لنگر انداختن با یک فضاپیمای هدف در فضا، از کنترل بازخورد غیرخطی استفاده کردند که برآورد اغتشاشات خارجی توسط یک مشاهده گر اغتشاش غیرخطی صورت می‌گیرد. یک استراتژی شناخته شده که در عمل و ادبیات رایج است، کنترل رد اغتشاش فعال (ADRC^۴) است [۱۳-۱۶]. این رویکرد به دلیل عملکرد رضایت بخش در عمل و امکان سنجی موفق است. در این ایده، اغتشاشات خارجی، عدم قطعیت‌ها، خطاهای مدل-سازی، غیرخطی‌ها و ... به عنوان یک اغتشاش توده‌ای در نظر گرفته می‌شوند. کنترل رد اغتشاش فعال از یک مشاهده گر حالت توسعه یافته (ESO^۵) استفاده می‌کند که مسئله طراحی مشاهده گر اغتشاش را به عنوان یک مسئله طراحی مشاهده گر حالت در نظر می‌گیرد. مشاهده گر حالت توسعه یافته همراه با حالت‌های سیستم، اثر اغتشاشات توده‌ای را به صورت یکپارچه تخمین می‌زند که علاوه بر رد اغتشاش، حالت‌های سیستم را نیز تخمین می‌زند. ژانگ^۶ و همکاران [۱۴]، برای یک فضاپیما بدون درگ، کنترل جداسازی اغتشاش مبتنی بر کنترل رد اغتشاش فعال در قالب یک تابع انتقال را توسعه دادند. ساختار کنترل رد اغتشاش فعال بر اساس

^۴ Active Disturbance Rejection Control

^۵ Extended State Observer

^۶ Zhang

^۱ Yao

^۲ Lee

^۳ Li

$$R = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\sin \theta \\ 0 & \cos \varphi & \sin \varphi \cos \theta \\ 0 & -\sin \varphi & \cos \varphi \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2)$$

که در آن $\eta = [\varphi \ \theta \ \psi]^T$ زوایای اوایلر و ω سرعت‌های زوایه‌ای بدنه هستند. ممنتوم زوایه‌ای کل فضاپیما برابر مجموع ممنتوم زوایه‌ای بدنه فضاپیما و ممنتوم زوایه‌ای چرخ‌های عکس‌العملی است که مطابق رابطه زیر است:

$$h = J\omega + h_w \quad (3)$$

در این رابطه، J ممان اینرسی بدنه فضاپیما و h_w اندازه حرکت زوایه‌ای عملگر است. اگر بدنه به همراه عملگرها یک سیستم در نظر گرفته شود، تنها گشتاوری که بر کل سیستم وارد می‌شود، گشتاور اغتشاشی است، بنابراین می‌توان نوشت:

$$\tau_d(t) = \dot{h} + \omega \times h \quad (4)$$

که τ_d گشتاور اغتشاشی کل اعمالی به سیستم است. در این مقاله فرض بر این است که گشتاور اغتشاشی کل فقط شامل اغتشاشات خارجی باشد بنابراین $\tau_d = d(t)$ خواهد بود که $d(t)$ اغتشاش خارجی وارد بر سیستم است. با ترکیب روابط (۳) و (۴) و در نظر گرفتن اغتشاش خارجی به‌عنوان گشتاور اغتشاشی کل، رابطه زیر به دست می‌آید:

$$d(t) = J\dot{\omega} + \omega \times (J\omega + h_w) \quad (5)$$

در این رابطه، جملات مربوط به عملگر همان گشتاورهای کنترلی هستند. به عبارت دیگر:

$$\tau(t) = -\dot{h}_w - \omega \times h_w \quad (6)$$

بنابراین، معادله دینامیک نهایی فضاپیما برابر است با:

$$J\dot{\omega} = -\omega \times (J\omega) + \tau(t) + d(t) \quad (7)$$

با در نظر گرفتن متغیرهای حالت به‌صورت $X_1 = \eta$ و $X_2 = \omega$ و زوایای اوایلر به‌عنوان خروجی سیستم، معادلات فضای حالت فضاپیما از روابط (۱) و (۸) به‌صورت زیر به دست می‌آید:

مشاهده‌گر حالت توسعه‌یافته کاهشی ($RESO^1$) طراحی شده است. ژیا^۲ و همکاران [۱۵]، برای مسئله رد اغتشاش فضاپیما یک استراتژی کنترل گام به عقب طراحی کردند که یک مشاهده‌گر اغتشاش برنامه‌ریزی شده را برای عدم قطعیت‌های دینامیکی با یک الگوریتم تطبیقی برای لغو خطای مشاهده‌گر ترکیب می‌کند. آن‌ها همچنین نتایج به‌دست‌آمده از شبیه‌سازی‌ها را بر روی شبیه‌ساز فضاپیما پیاده‌سازی کردند. در مقاله ژو^۳ و همکاران [۱۶]، از ترکیب کنترل مبتنی بر مشاهده‌گر اغتشاش و کنترل رد اغتشاش فعال برای حل مسئله رد اغتشاش در فضاپیماهای انعطاف‌پذیر استفاده شده است. از کنترل مبتنی بر مشاهده‌گر اغتشاش برای تخمین اغتشاش ناشی از ارتعاش انعطاف‌پذیر و از قانون کنترل رد اغتشاش برای سایر اغتشاشات مانند اغتشاش خارجی و غیرخطی بودن مدل استفاده شده است. اغتشاش مدل شده در این تحقیق، از نوع هارمونیک است که فرکانس مشخصی دارد.

در این مقاله، برای حل مسئله رد اغتشاش، دو روش کنترل گام به عقب تطبیقی و گام به عقب مبتنی بر مشاهده‌گر حالت توسعه‌یافته طراحی و مقایسه شده‌اند. در ابتدا، کنترل‌کننده گام به عقب تطبیقی طراحی می‌شود. در این روش، ساختار مدل اغتشاش معلوم ولی پارامترهای آن نامعلوم فرض می‌شود. کنترل‌کننده با تخمین پارامترهای نامعلوم در قالب یک قانون تطبیق به پایداری سیستم کنترلی می‌پردازد. در روش دیگر کنترل‌کننده گام به عقب مبتنی بر مشاهده‌گر حالت توسعه‌یافته طراحی می‌شود. در این روش، اغتشاشات با مدل کاملاً نامعلوم با استفاده از مشاهده‌گر حالت توسعه‌یافته تخمین زده می‌شود و در کنترل‌کننده اثر آن خنثی می‌شود. در نهایت، نتایج مقایسه عملکرد دو کنترل‌کننده در حل مسئله اغتشاش ارائه می‌شود.

۲- معادلات فضاپیما

برای بیان موقعیت زوایه‌ای فضاپیما از چندین روش استفاده می‌شود. یکی از روش‌ها، استفاده از زوایای اوایلر است. زوایای اوایلر با استفاده از روابط زیر از سرعت زوایه‌ای بدنه به دست می‌آیند:

$$\dot{\eta} = R^{-1}\omega \quad (8)$$

³ Zhu

¹ Reduce Order Extended State Observer

² Xia

$$\theta_{di}^{*T} = [c_{i0}, a_{i1}, \dots, a_{in_i}, b_{i1}, \dots, b_{in_i}]^T \quad (13)$$

$$\varpi_{di}(t) = [1, \sin \omega_{i1}t, \dots, \sin \omega_{in_i}t, \cos \omega_{i1}t, \dots, \cos \omega_{in_i}t]^T \quad (14)$$

۳-۲- استخراج قانون کنترل گام به عقب تطبیقی

در این مقاله هدف از طراحی کنترل کننده، تنظیم وضعیت فضاپیما است. به طوری که، خروجی به طور مجانبی به صفر میل کند. بنابراین، خروجی مطلوب x_{1d} برابر با صفر گرفته می شود. برای طراحی کنترل کننده گام به عقب ابتدا متغیرهای خطا را به صورت $e_1 = x_1 - x_{1d}$ و $e_2 = x_2 - \alpha_1$ تعریف می کنیم که در آن α_1 تابع پایدار ساز است [۱۷]. با مشتق گیری از e_1 و در نظر گرفتن رابطه (۹) داریم:

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{x}_{1d} = f_1(x_1)(e_2 + \alpha_1)$$

در ادامه تابع لیاپانوف V_1 به صورت زیر تعریف می شود:

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^T e_1 \quad (16)$$

با مشتق گیری از V_1 و استفاده از رابطه (۱۵) داریم:

$$\dot{V}_1 = e_1^T \dot{e}_1 = e_1^T (f_1(x_1)e_2 + f_1(x_1)\alpha_1) \quad (17)$$

حال α_1 به صورت زیر انتخاب می شود:

$$\alpha_1 = f_1^{-1}(x_1)(-k_1 e_1) \quad (18)$$

که در آن k_1 مقدار ثابت مثبت است، با جایگذاری (۱۸) در (۱۵) دینامیک خطای e_1 به صورت زیر به دست می آید:

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 + f_1(x_1)e_2 \quad (19)$$

روابط (۱۷) و (۱۹) به رابطه زیر منجر می شود:

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^T e_1 + e_1^T f_1(x_1)e_2 \quad (20)$$

در رابطه فوق، اگر $e_2 = x_2 - \alpha_1 = 0$ باشد سیستم پایدار است، اما اگر $e_2 \neq 0$ باشد مرحله بعدی را ادامه می دهیم، به طوری که با استفاده از رابطه (۹) و (۱۲) و با در نظر گرفتن $g_2 = [g_{21} \ g_{22} \ g_{23}]$ مشتق e_2 به صورت زیر به دست می آید:

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= f_2 + g_2 \tau(t) + g_2 d(t) - \dot{\alpha}_1 = \\ & f_2 + g_2 \tau(t) + \sum_{i=1}^3 \theta_{di}^{*T} \varpi_{di}(t) g_{2i} - \dot{\alpha}_1 \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f_1(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + g_2 \tau(t) + g_2 d(t) \end{aligned} \quad (9)$$

$$y = x_1$$

که $f_1(x_1)$ ، $f_2(x_1, x_2)$ و g_2 به ترتیب عبارتند از:

$$\begin{aligned} f_1(x_1) &= R^{-1} \\ f_2(x_1, x_2) &= J^{-1}(-\omega \times (J\omega)) \\ g_2 &= J^{-1} \end{aligned} \quad (10)$$

۳- کنترل گام به عقب تطبیقی

در طراحی این کنترل کننده، گشتاورهای اغتشاشی از ابتدای روند طراحی در معادلات سیستم در نظر گرفته می شوند، کنترل کننده با هدف تنظیم وضعیت فضاپیما طراحی شده و قانون تطبیق برای تخمین اغتشاش استخراج می شود. در ابتدای این بخش، به نحوه مدل سازی گشتاور اغتشاشی پرداخته شده و سپس، طراحی کنترل کننده با در نظر گرفتن مدل اغتشاش معرفی شده انجام می شود.

۳-۱- مدل سازی اغتشاش

اغتشاشات خارجی را می توان در چندین فرم نوشت، مدل اغتشاشی که در اینجا برای سیستم کنترل وضعیت فضاپیما در نظر گرفته می شود، ترکیبی از یک مقدار ثابت و یک تابع سینوسی است [۹]. بنابراین هر یک از مؤلفه های $d_i(t)$ را می توان به صورت زیر بیان کرد:

$$d_i(t) = c_{i0} + \sum_{j=1}^{n_i} c_{ij} \sin(\omega_{ij}t + \gamma_{ij}) = \quad (11)$$

c_{i0} ضریب ثابت نامعلوم، a_{ij} و b_{ij} دامنه های نامعلوم، γ_{ij} زاویه فاز نامعلوم و ω_{ij} فرکانس نامعلوم است. مدل اغتشاش (۱۱) را می توان به فرم زیر بیان کرد:

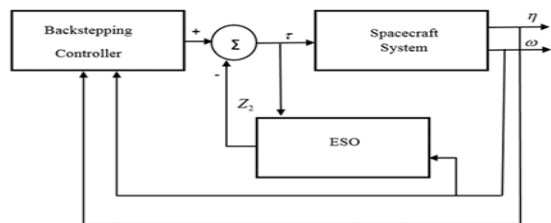
$$d_i(t) = \theta_{di}^{*T} \varpi_{di}(t) \quad (12)$$

که در آن θ_{di}^{*T} و $\varpi_{di}(t)$ عبارتند از:

۴- کنترل کننده گام به عقب مبتنی بر مشاهده-

گر حالت توسعه یافته

شکل ۱، بلوک دیاگرام این روش را نشان می‌دهد. ایده اصلی روش به این صورت است که در ابتدا کنترل کننده گام به عقب استاندارد برای سیستم بدون اغتشاش طراحی می‌شود، پس از آن، یک مشاهده گر حالت توسعه یافته برای تخمین اغتشاشات طراحی می‌شود و اغتشاشات کل با افزودن یک قانون جبران پیش‌خور بر اساس سیگنال تخمین زده شده، جبران می‌شوند.



شکل ۱- بلوک دیاگرام کنترل کننده گام به عقب مبتنی بر مشاهده گر حالت توسعه یافته

۴-۱- کنترل کننده گام به عقب استاندارد

روش طراحی کنترل کننده گام به عقب مشلبه روش اول است با این تفاوت که اغتشاشات در معادلات سیستم وارد نمی‌شوند. بنابراین، پارامتر تطبیق در معادلات وجود ندارد و گشتاور کنترلی به صورت زیر خلاصه خواهد شد:

$$\tau(t) = \frac{1}{g_2} (-k_2 e_2 - f_1^T e_1 - f_2 + \dot{\alpha}_1) \quad (28)$$

۴-۲- مشاهده گر حالت توسعه یافته

مشاهده گر حالت توسعه یافته یکی از مناسب ترین تخمین گرهای برای تخمین اغتشاشات و عدم قطعیت‌های سیستم است که یک مشاهده گر با تابع بهره غیرخطی است و شامل متغیر حالت اضافی برای تخمین قسمت مجهول مدل دینامیکی است. برای طراحی مشاهده گر، در معادله دینامیکی سیستم (۸)، گشتاور اغتشاشی را به عنوان متغیر حالت به صورت زیر در نظر می‌گیریم:

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= -J^{-1} \omega \times (J \omega) + J^{-1} \tau(t) + \tilde{d}(t) \\ \tilde{d}(t) &= g(t) \end{aligned} \quad (29)$$

با فرض $\hat{\theta}_{di}$ به عنوان تخمینی از θ_{di}^* ، معادله خطا به صورت $\tilde{\theta}_{di} = \theta_{di}^* - \hat{\theta}_{di}, i=1,2,3$ خواهد بود، که با جایگذاری آن در رابطه (۲۱) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= f_2 + g_2 \tau(t) + \sum_{i=1}^3 \tilde{\theta}_{di}^T \varpi_{di}(t) g_{2i} \\ &+ \sum_{i=1}^3 \hat{\theta}_{di}^T \varpi_{di}(t) g_{2i} - \dot{\alpha}_1 \end{aligned} \quad (22)$$

با تعریف تابع لیاپانوف V_2 به فرم:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} \left[e_2^T e_2 + \sum_{i=1}^3 \tilde{\theta}_{di}^T \Gamma_{di}^{-1} \tilde{\theta}_{di} \right] \quad (23)$$

که در آن Γ_{di} ماتریس متقارن مثبت است، مشتق تابع لیاپانوف با استفاده از رابطه (۲۰) و (۲۲) به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -k e_1^T e_1 + e_1^T f_1(x_1) e_2 + e_2^T (f_2 + g_2 \tau(t) \\ &+ \sum_{i=1}^3 \tilde{\theta}_{di}^T \varpi_{di}(t) g_{2i} + \sum_{i=1}^3 \hat{\theta}_{di}^T \varpi_{di}(t) g_{2i} - \dot{\alpha}_1) \\ &+ \sum_{i=1}^3 \tilde{\theta}_{di}^T \Gamma_{di}^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_{di} \end{aligned} \quad (24)$$

حال با انتخاب گشتاور کنترلی به صورت:

$$\begin{aligned} \tau(t) &= \frac{1}{g_2} (-k_2 e_2 - f_1^T e_1 - f_2 \\ &+ \dot{\alpha}_1 - \sum_{i=1}^3 \hat{\theta}_{di}^T \varpi_{di}(t) g_{2i}) \end{aligned} \quad (25)$$

معادله (۲۴) به فرم زیر تبدیل می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -k_1 e_1^T e_1 - k_2 e_2^T e_2 \\ &+ \sum_{i=1}^3 \tilde{\theta}_{di}^T \Gamma_{di}^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_{di} + \sum_{i=1}^3 \tilde{\theta}_{di}^T \varpi_{di}(t) e_2^T g_{2i} \end{aligned} \quad (26)$$

با انتخاب قانون تطبیق به فرم زیر:

$$\dot{\tilde{\theta}}_{di} = \Gamma_{di} \varpi_{di}(t) e_2^T g_{2i} \quad (27)$$

و جایگذاری آن در (۲۶)، $\dot{V}_2 = -k_1 e_1^T e_1 - k_2 e_2^T e_2 \leq 0$ ، تا زمانی که $\dot{V}_2$ در e_1 و e_2 منفی معین باشد، می‌توان ثابت کرد که تمام سیگنال‌های سیستم کران دارند و $\lim_{t \rightarrow \infty} (x_1(t) - x_{1d}(t)) = 0$ هدف کنترلی مطلوب حاصل شد.

که $\tilde{d}(t) = J^{-1}d(t)$ است. مشاهده گر حالت توسعه یافته به صورت زیر نوشته می شود:

$$\begin{aligned} E_0 &= Z_1 - \omega \\ \dot{Z}_1 &= -J^{-1}\omega \times (J\omega) + J^{-1}\tau + Z_2 - \beta_{01}E_0 \end{aligned} \quad (30)$$

$$\dot{Z}_2 = -\beta_{02} \text{fal}(E_0, \varphi_0, \delta_0)$$

E_0 خطای تخمین مشاهده گر و Z_1 و Z_2 متغیرهای حالت مشاهده گر هستند که به ترتیب سرعت های زاویه ای فضاپیما و اغتشاشات کل سیستم را تخمین می زنند. از آنجایی که Z_2 تخمینی از اغتشاشات کل است، بنابراین از آن در قانون کنترل پیش خور برای جبران اغتشاشات وارد شده به سیستم استفاده می شود. $\beta_{01} = \text{diag}[\beta_{011}, \beta_{012}, \beta_{013}]$ و

$\beta_{02} = \text{diag}[\beta_{021}, \beta_{022}, \beta_{023}]$ ماتریس های بهره مشاهده گر هستند و تابع $\text{fal}(\cdot)$ به صورت زیر تعریف می شود [۱۸]:

$$\text{fal}(E_0, \varphi_0, \delta_0) = \begin{bmatrix} \text{fal}_1(E_0, \varphi_0, \delta_0) \\ \text{fal}_2(E_0, \varphi_0, \delta_0) \\ \text{fal}_3(E_0, \varphi_0, \delta_0) \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$\text{fal}_i(E_0, \varphi_0, \delta_0) = \begin{cases} |E_{i0}|^{\varphi_0} \text{sgn}(E_{i0}), & |E_{i0}| > \delta_0 \\ E_{i0} / \delta_0^{1-\varphi_0}, & |E_{i0}| \leq \delta_0 \end{cases}$$

در این رابطه، $0 < \varphi_0 \leq 1$ و $\delta_0 > 0$ است. با انتخاب مقادیر مناسب β_{01} ، β_{02} ، δ_0 و φ_0 ، خروجی مشاهده گر Z_1 به ω و Z_2 به $\tilde{d}(t)$ نزدیک می شود. می توان با روش های مشابهی که در [۷] وجود دارد، اثبات کرد که خطای تخمین E_0 به همسایگی کوچک اطراف صفر همگرا می شود. در نهایت، از ادغام کنترل اسمی با مشاهده گر حالت توسعه یافته (ESO)، قانون کنترلی ارائه شده در (۲۸) به صورت زیر اصلاح می شود:

$$\tau(t) = \frac{1}{g_2}(-k_2 e_2 - f_1^T e_1 - f_2 + \dot{\alpha}_1 - Z_2) \quad (32)$$

۵- نتایج و شبیه سازی

در این بخش، روش کنترل گام به عقب تطبیقی و گام به عقب مبتنی بر مشاهده گر حالت توسعه یافته که در قسمت های قبل ارائه شد، بر روی فضاپیمایی با ماتریس ممان اینرسی

$$J = \begin{bmatrix} 20 & 1.2 & 0.9 \\ 1.2 & 1.7 & 1.4 \\ 0.9 & 1.4 & 15 \end{bmatrix}$$

پایاده سازی می شود. لازم به ذکر

است که در عمل برای پیاده سازی کنترل کننده محدودیت های از جمله محدودیت در مقدار گشتاور کنترلی، ممنوعیت زاویه ای و محدودیت زوایا وجود دارد [۱۹]. در کار حاضر همانند کار ژیا [۷]، محدودیت های عملی در نظر نگرفته شده است. نتایج شبیه سازی در شکل های ۲ تا ۱۱ ارائه شده است. ابتدا شبیه سازی ها با شرایط اولیه $\eta = [25 \ 25 \ 40]^T \text{ deg}$ در دو حالت انجام گرفته

$$d(t) = \begin{bmatrix} 0.1\sin(0.1t) \\ 0.2\sin(0.2t) \\ 0.3\sin(0.2t) \end{bmatrix}$$

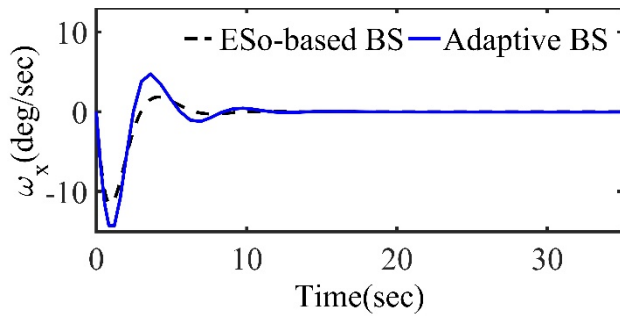
است. در حالت اول، اغتشاش سیستم وارد شده و این مدل اغتشاش با فرکانس های معلوم، اما دامنه های نامعلوم به کنترل کننده گام به عقب تعریف می شود. در حالت دوم، مدل اغتشاش عوض می شود و در آن ضمن تغییر دامنه و فرکانس ها، اغتشاش ثابت نیز به مدل اغتشاش اضافه می شود. توجه شود که در ادامه شبیه سازی ها کنترل کننده گام به عقب تطبیقی که با همان مدل اغتشاش اول طراحی شده است در معرض اغتشاش دوم قرار می گیرد. با این کار وابستگی کنترل کننده به تغییر در مدل اغتشاش بررسی می شود.

$$d(t) = \begin{bmatrix} 0.2\cos(0.5t) + 0.3 \\ 0.2\sin(0.5t) + 0.2\cos(0.5t) \\ 0.5\sin(0.5t) \end{bmatrix}$$

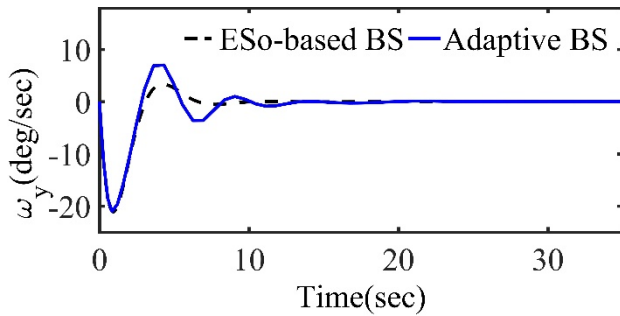
اغتشاش به عنوان اغتشاش دوم به سیستم وارد می شود. در ادامه شبیه سازی ها برای حالت دوم با شرایط اولیه متفاوت و با در نظر گرفتن ۳۰٪ نامعینی در ماتریس اینرسی انجام گرفته است.

مقادیر عددی پارامترهای شبیه سازی برای کنترل کننده گام به عقب تطبیقی $k_1 = 0.7$ ، $k_2 = 0.1$ ، $\Gamma_{di} = 1$ انتخاب شد. برای کنترل کننده گام به عقب مبتنی بر مشاهده گر حالت توسعه یافته، $\beta_{02} = 5I$ ، $\beta_{01} = I$ ، $k_2 = 1$ ، $k_1 = 0.1$ ، $\delta_0 = 0.2$ ، $\varphi_0 = 0.25$ انتخاب شد. در زیر ابتدا به مرور نتایج حاصل از شبیه سازی در حالت اول اغتشاش پرداخته می شود.

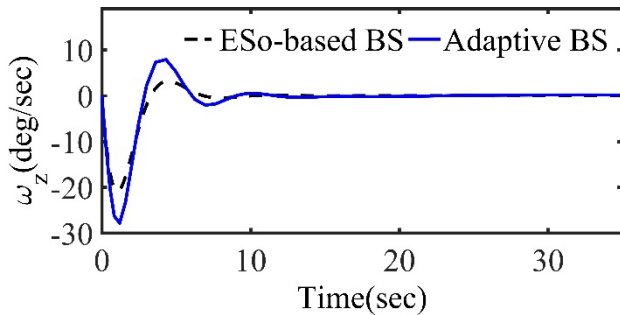
شکل های ۲ و ۳ مقایسه وضعیت فضاپیما و سرعت های زاویه ای را در حالت اول با استفاده از کنترل کننده های گام به عقب تطبیقی و گام به عقب بر مبنای مشاهده گر حالت توسعه یافته نشان می دهند. همان طور که در این شکل ها مشاهده می شود،



(الف)



(ب)



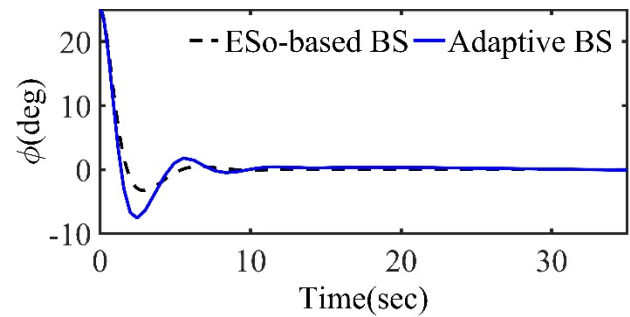
(ج)

شکل ۳- مقایسه سرعت‌های زاویه‌ای دو کنترل‌کننده با مدل اغتشاش اول

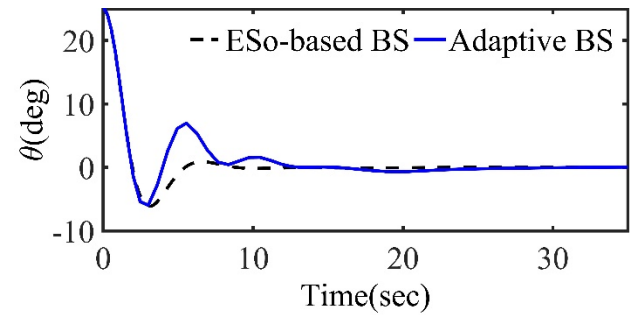
توجه شود که باید ساختار مدل اغتشاش با فرکانس‌های معلوم اما پارامترهای نامعلوم برای کنترل تطبیقی از پیش تعریف شده باشد در حالی که روش مبتنی بر مشاهده‌گر به هیچ‌گونه اطلاعات قبلی از مدل اغتشاش نیاز ندارد.

شکل ۴، تلاش‌های کنترلی دو روش را با هم مقایسه می‌کند. همان‌طور که مشاهده می‌شود، در ثانیه‌های ابتدایی گشتاور نسبتاً زیادی تولید می‌شود که این موضوع به دلیل متفاوت بودن مقادیر اولیه سیگنال مرجع با سیگنال تولیدی است.

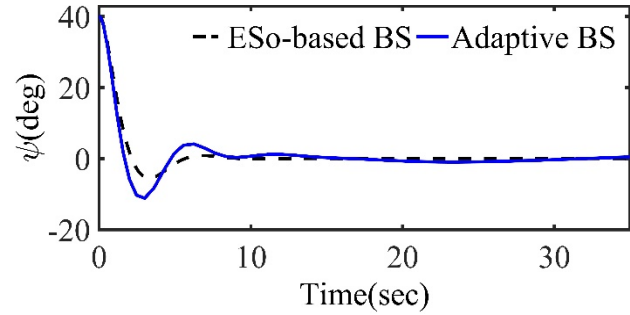
کنترل‌کننده‌های طراحی شده توسط هر دو روش توانسته‌اند تنظیم کامل وضعیت‌های زاویه‌ای را نتیجه دهند. مقایسه نتایج دو روش نشان از عملکرد بهتر کنترل‌کننده مبتنی بر مشاهده‌گر حالت توسعه‌یافته است، چرا که در این کنترل‌کننده، مدل اغتشاش به خوبی تخمین زده شده و به کنترل‌کننده تعریف می‌شود. اما در کنترل گام به عقب تطبیقی، هدف کنترل‌کننده صرفاً پایداری سیستم است و تخمین دقیق‌تری از پارامترهای نامعلوم مدل اغتشاش ندارد.



(الف)



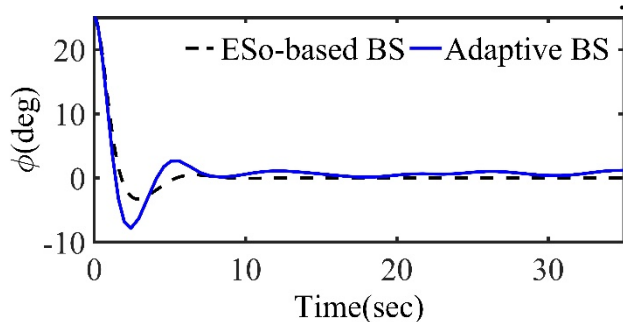
(ب)



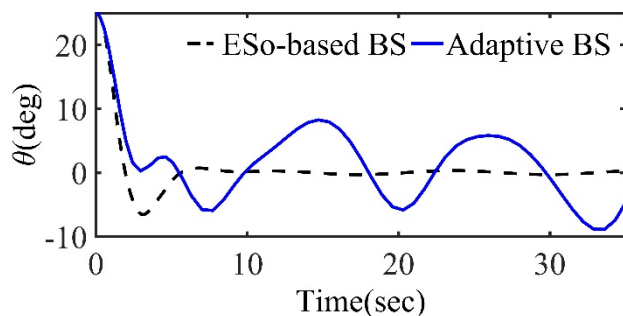
(ج)

شکل ۲- مقایسه تنظیم وضعیت دو کنترل‌کننده با مدل اغتشاش اول

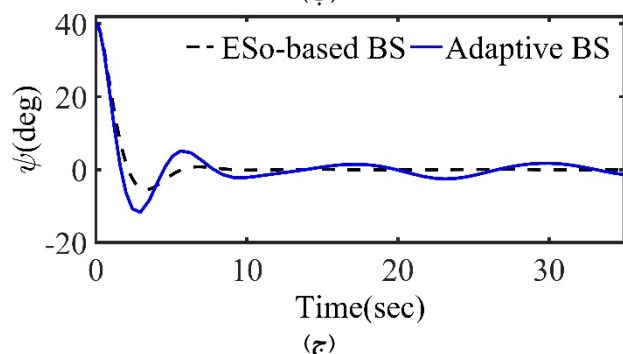
دلیل دارا بودن خاصیت تخمین اغتشاش توانسته به خوبی بر اغتشاشات موجود غلبه و وضعیت را با کمترین خطا تنظیم کند.



(الف)

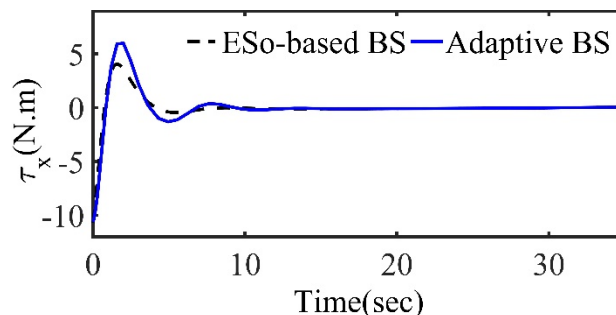


(ب)

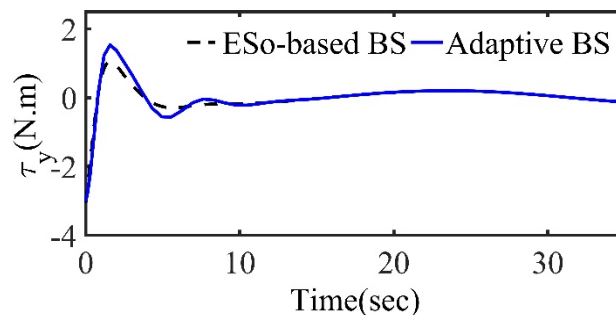


(ج)

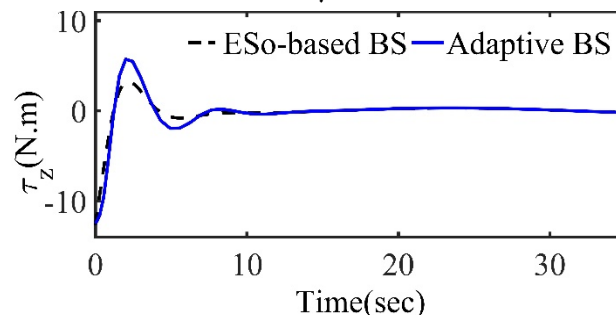
شکل ۵- مقایسه تنظیم وضعیت دو کنترل‌کننده با مدل اغتشاش دوم



(الف)



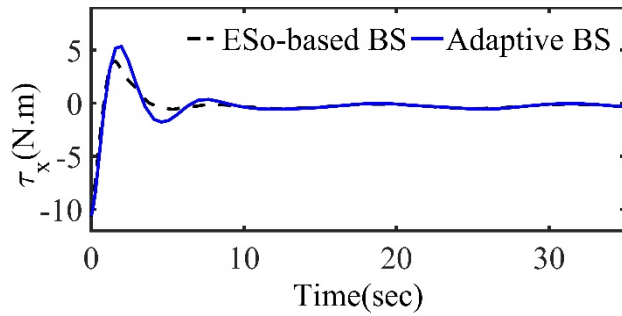
(ب)



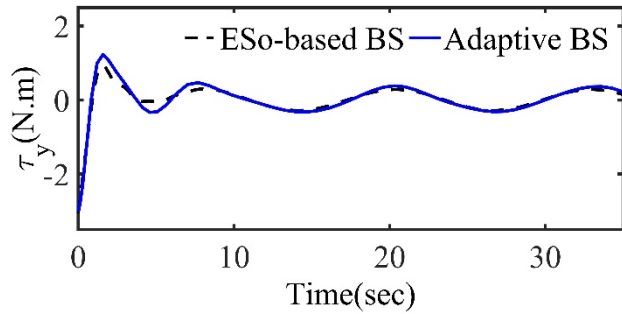
(ج)

شکل ۴- مقایسه گشتاورهای کنترلی دو کنترل‌کننده با مدل اغتشاش اول

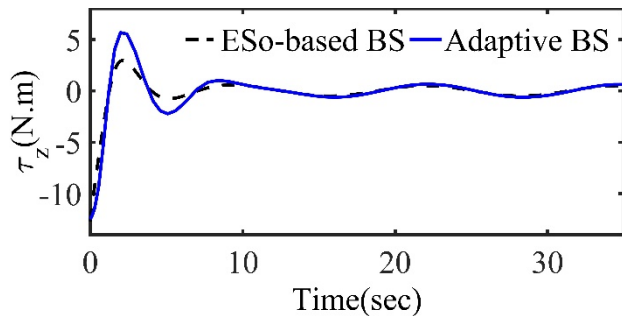
در ادامه، به بررسی نتایج به دست آمده از تغییر گشتاور اغتشاشی در کنترل‌کننده‌ها پرداخته می‌شود. شکل‌های ۵ و ۶ به ترتیب نمودارهای تنظیم وضعیت فضاپیما با استفاده از کنترل‌کننده‌های گام به عقب تطبیقی و گام به عقب مبتنی بر مشاهده‌گر حالت توسعه‌یافته را در حضور مدل اغتشاش جدید نشان می‌دهند. همان‌طور که از این نمودارها پیداست، عملکرد کنترل‌کننده گام به عقب تطبیقی در تنظیم وضعیت کاهش می‌یابد و به دلیل عدم تعریف مدل اغتشاش برای کنترل‌کننده گام به عقب تطبیقی، تنظیم وضعیت فضاپیما دارای خطا است اما کنترل‌کننده گام به عقب مبتنی بر مشاهده‌گر حالت توسعه‌یافته به



(الف)

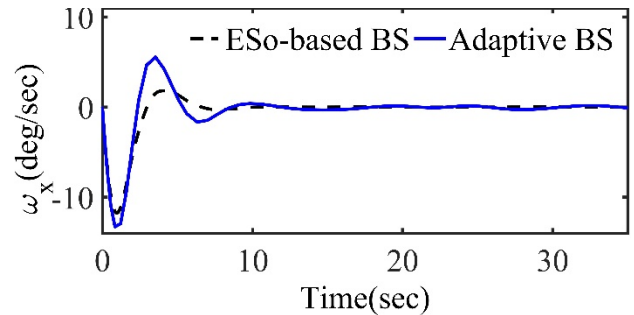


(ب)

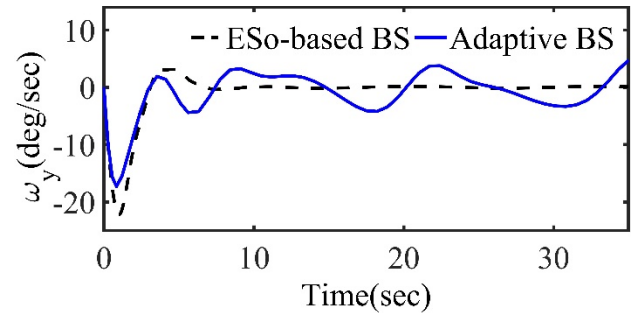


(ج)

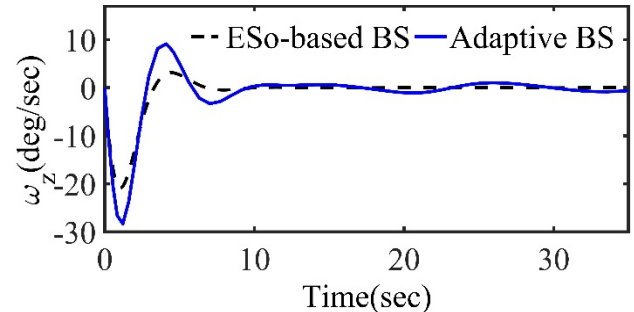
شکل ۷- مقایسه گشتاورهای کنترلی دو کنترل کننده با مدل اغتشاش دوم



(الف)



(ب)



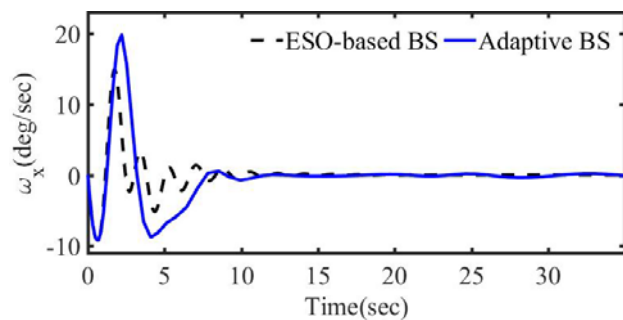
(ج)

شکل ۶- مقایسه سرعت‌های زاویه‌ای دو کنترل کننده با مدل اغتشاش دوم

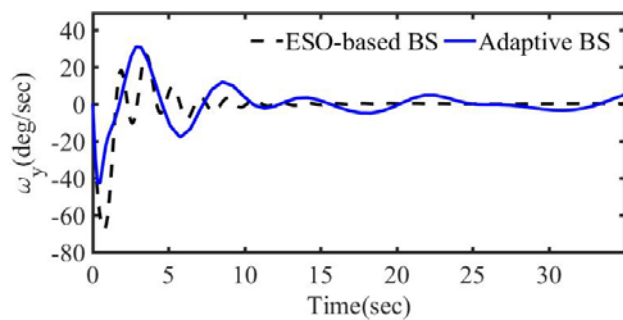
شکل ۷، به ترتیب گشتاور کنترلی کنترل کننده‌ها را نشان می‌دهد. همان‌طور که قبلاً ذکر شد، بالا بودن این گشتاور در لحظات ابتدایی به دلیل متفاوت بودن شرایط اولیه سیگنال‌های مرجع و تولیدی است.

در ادامه برای حالت دوم، با در نظر گرفتن ۳۰٪ نامعینی در ماتریس اینرسی و در شرایط اولیه‌ای متفاوت با دو حالت قبل با $\eta = [40 \ 60 \ 120]^T \text{ deg}$ شبیه‌سازی‌ها برای دو کنترل کننده انجام شد. نتایج این شبیه‌سازی‌ها در شکل‌های ۸ تا ۱۰ ارائه شده است. با توجه به این نتایج در شرایط اولیه متفاوت و با وجود عدم قطعیت در ماتریس اینرسی، کنترل کننده گام به عقب

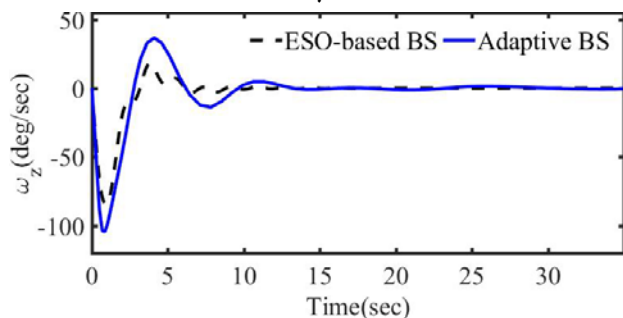
مبتنی بر مشاهده‌گر حالت توسعه‌یافته نتایج خوبی نسبت به کنترل‌کننده گام به عقب تطبیقی از خود نشان داد.



(الف)

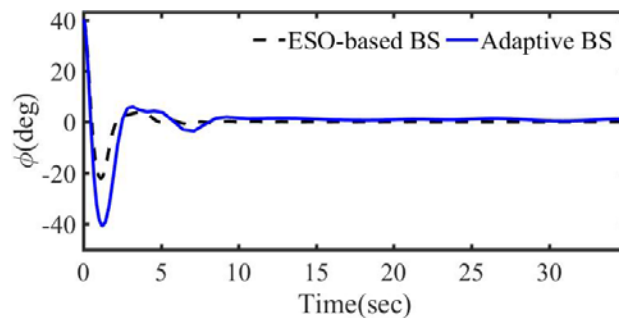


(ب)

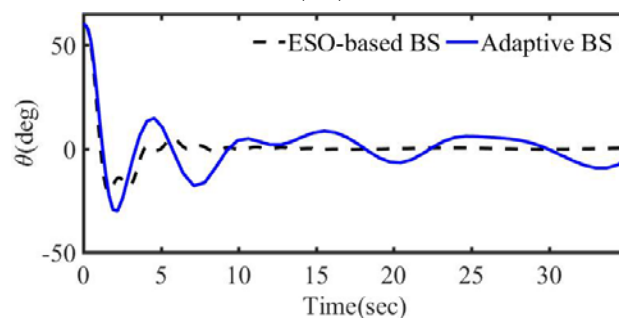


(ج)

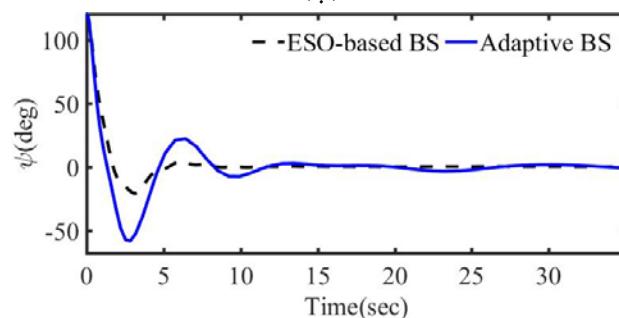
شکل ۹- مقایسه سرعت‌های زاویه‌ای دو کنترل‌کننده با مدل اغتشاش دوم و نامعینی در ماتریس اینرسی



(الف)

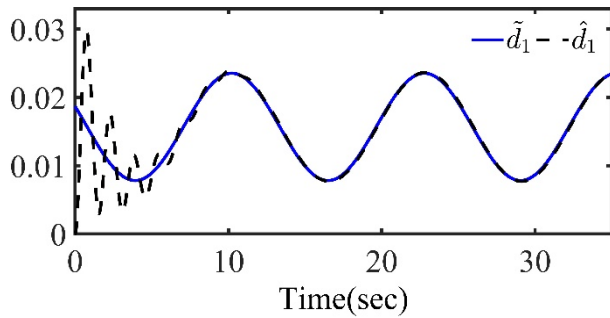


(ب)

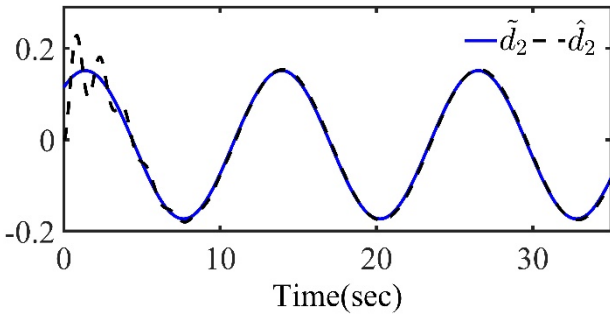


(ج)

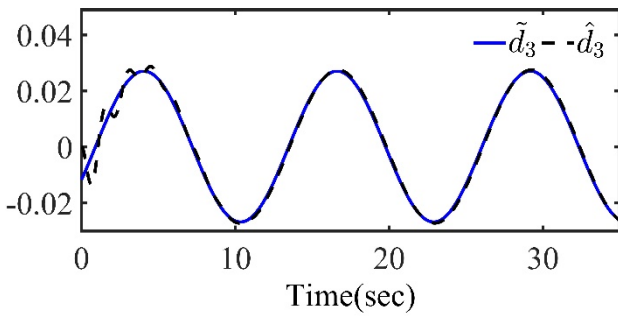
شکل ۸- مقایسه تنظیم وضعیت دو کنترل‌کننده با مدل اغتشاش دوم و نامعینی در ماتریس اینرسی



(الف)



(ب)

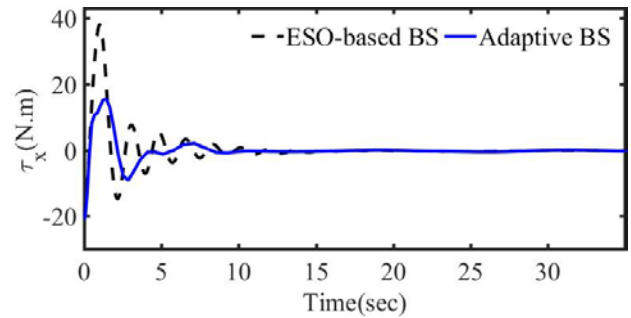


(ج)

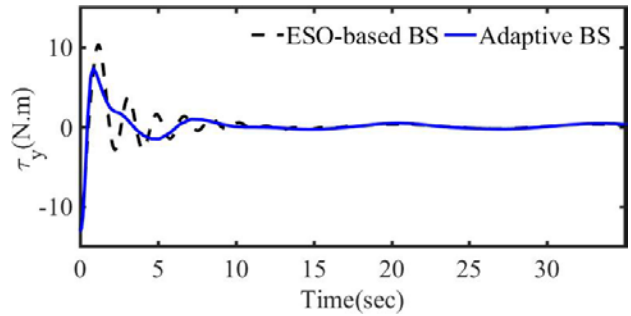
شکل ۱۱- مقایسه مدل اغتشاش دوم و تخمین آن توسط مشاهده گر حالت توسعه یافته

۶- نتیجه گیری

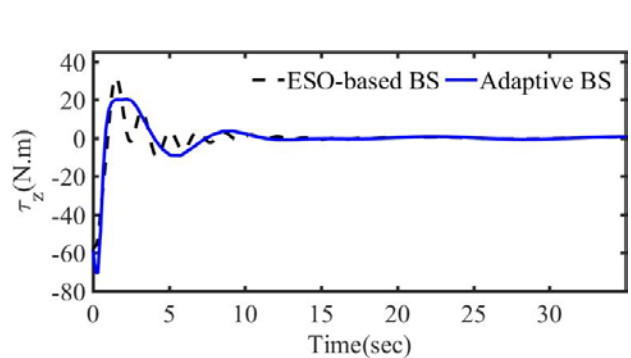
در این مقاله به مقایسه عملکرد دو کنترل کننده رد اغتشاش بر پایه روش گام به عقب برای فضای پدیده پرداخته شد. کنترل کننده گام به عقب تطبیقی اغتشاشات خارجی را به صورت تطبیقی تخمین زده و اثر آن‌ها را خنثی می‌کند. در این کنترل کننده فرکانس اغتشاش معلوم در نظر گرفته می‌شود اما دامنه اغتشاش نامعلوم است که توسط پارامتر تطبیق تخمین زده می‌شود. در کنترل کننده گام به عقب مبتنی بر مشاهده گر حالت توسعه یافته، ابتدا کنترل کننده گام به عقب استاندارد بدون در نظر گرفتن اغتشاش طراحی می‌شود، سپس از یک مشاهده گر



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۱۰- مقایسه گشتاورهای کنترلی دو کنترل کننده با مدل اغتشاش دوم و نامعینی در ماتریس اینرسی

شکل ۱۱، تخمین گشتاور اغتشاشی دوم وارد شده به سیستم توسط مشاهده گر حالت توسعه یافته را نمایش می‌دهد. با توجه به اینکه شرایط اولیه مشاهده گر متفاوت است، در لحظات ابتدایی نتایج تخمین اندکی خطا دارد ولی مشاهده گر توانسته به سرعت تخمین دقیقی از اغتشاش را به دست آورد و بردار گشتاور اغتشاشی تولید شده را به خوبی تخمین بزند.

- Control, Automation and Systems*, vol. 14, no. 2, pp. 411-424, 2016.
- [3] M. Malekzadeh and B. Shahbazi, "Robust attitude control of spacecraft simulator with external disturbances," *International Journal of Engineering*, vol. 30, no. 4, pp. 567-574, 2017.
- [4] M. Malekzadeh, "Robust control of spacecraft: application to an actuated simulator," *International Journal of Control, Automation and Systems*, vol. 16, pp. 896-903, 2018.
- [5] H. Bang, M.-J. Tahk, and H.-D. Choi, "Large angle attitude control of spacecraft with actuator saturation," *Control engineering practice*, vol. 11, no. 9, pp. 989-997, 2003.
- [6] Z. Chen and J. Huang, "Attitude tracking and disturbance rejection of rigid spacecraft by adaptive control," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 54, no. 3, pp. 600-605, 2009.
- [7] Y. Xia, Z. Zhu, M. Fu, and S. Wang, "Attitude tracking of rigid spacecraft with bounded disturbances," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 2, pp. 647-659, 2010.
- [8] C. Zhong, Z. Chen, and Y. Guo, "Attitude control for flexible spacecraft with disturbance rejection," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 53, no. 1, pp. 101-110, 2017.
- [9] X. Yao, G. Tao, and R. Qi, "Adaptive actuator failure compensation and disturbance rejection scheme for spacecraft," *Journal of Systems Engineering and Electronics*, vol. 25, no. 4, pp. 648-659, 2014.
- [10] W.-H. Chen, "Disturbance observer based control for nonlinear systems," *IEEE/ASME transactions on mechatronics*, vol. 9, no. 4, pp. 706-710, 2004.
- [11] D. Lee, "Nonlinear disturbance observer-based robust control of attitude tracking of rigid spacecraft," *Nonlinear Dynamics*, vol. 88, pp. 1317-1328, 2017.
- [12] Q. Li, J. Yuan, B. Zhang, and H. Wang, "Disturbance observer based control for spacecraft proximity operations with path constraint," *Aerospace Science and Technology*, vol. 79, pp. 154-163, 2018.
- [13] Y. Wang and Y. Jia, "Fixed-time Attitude Stabilization for Spacecraft Based on Active Disturbance Rejection Method," in *2021 40th Chinese Control Conference (CCC)*, 2021: IEEE, pp. 7718-7723.
- [14] C. Zhang, J. He, L. Duan, and Q. Kang, "Design of an active disturbance rejection control for drag-free satellite," *Microgravity Science and Technology*, vol. 31, pp. 31-48, 2019.
- [15] K. Xia, Y. Eun, T. Lee, and S.-Y. Park, "Integrated adaptive control for spacecraft attitude and orbit tracking using disturbance observer," *International Journal of Aeronautical and Space Sciences*, vol. 22, pp. 936-947, 2021.
- [16] Y. Zhu, L. Guo, J. Qiao, and W. Li, "An enhanced

حالت توسعه یافته برای تخمین اغتشاش استفاده می شود. با استفاده از یک قانون فیدبک پیش خور اغتشاشات تخمین زده شده توسط کنترل کننده خنثی می شود.

برای آنکه عملکرد دو کنترل کننده مقایسه شود، سه حالت بررسی شد. در حالت اول یک اغتشاش سینوسی به سیستم وارد شد و فرکانس اغتشاش در کنترل کننده گام به عقب تطبیقی معلوم در نظر گرفته شد. در حالت دوم فرض شد که هیچ اطلاعاتی از اغتشاش در دست نیست. مدل اغتشاش عوض شد و اغتشاش ثابت و سینوسی به سیستم وارد شد ولی در کنترل کننده گام به عقب فرکانس اغتشاش تغییر داده نشد. در حالت سوم با مدل اغتشاش نامعلوم، عدم قطعیت در ماتریس اینرسی نیز در نظر گرفته شد و شبیه سازی ها برای دو کنترل کننده در شرایط اولیه متفاوت انجام گرفت.

با توجه به نمودارهای ارائه شده مشاهده شد که هر دو کنترل کننده طراحی شده گام به عقب تطبیقی و گام به عقب مبتنی بر مشاهده گر حالت توسعه یافته در حالت اول تنظیم وضعیت فضاپیما را با دقت بالا و نزدیک به هم انجام دادند. هر چند دقت کنترل کننده مبتنی بر مشاهده گر بهتر ملاحظه شد اما در حالت دوم و سوم کنترل کننده های طراحی شده توسط این دو روش عملکرد متفاوتی از خود نشان دادند. عملکرد کنترل کننده گام به عقب تطبیقی در حالتی که مدل اغتشاش تغییر کرد تضعیف شد ولی کنترل کننده گام به عقب مبتنی بر مشاهده گر حالت توسعه یافته به خوبی هدف کنترل را دنبال کرد. بنابراین با توجه به نتایج شبیه سازی می توان نتیجه گرفت که روش کنترل گام به عقب مبتنی بر مشاهده گر حالت توسعه یافته در شرایطی که هیچ اطلاعاتی از اغتشاش در دسترس نیست و عدم قطعیت در ماتریس اینرسی وجود دارد دارای دقت بسیار خوبی است.

تعارض منافع

هیچ گونه تعارض منافع توسط نویسندگان بیان نشده است.

مراجع

- [1] Y. Huang and W. Xue, "Active disturbance rejection control: Methodology and theoretical analysis," *ISA transactions*, vol. 53, no. 4, pp. 963-976, 2014.
- [2] C. Pukdeboon, "Output feedback second order sliding mode control for spacecraft attitude and translation motion," *International Journal of*

- anti-disturbance attitude control law for flexible spacecrafts subject to multiple disturbances," *Control Engineering Practice*, vol. 84, pp. 274-283, 2019.
- [17] M. Krstic, P. V. Kokotovic, and I. Kanellakopoulos, *Nonlinear and adaptive control design*. John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [18] Y. Huang and J. Han, "Analysis and design for the second order nonlinear continuous extended states observer," *Chinese science bulletin*, vol. 45, pp. 1938-1944, 2000.
- [19] S. Jamshidi, M. Mirzaei, and M. Malekzadeh, "Applied nonlinear control of spacecraft simulator with constraints on torque and momentum of reaction wheels," *ISA transactions*, 2023.



COPYRIGHTS

© 2024 by the authors. Licensee Iranian Space Research Center of Iran. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution 4.0 International (CC BY 4.0) (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>)



Available in:
Journal.isrc.ac.ir

Journal of
Space Science, Technology
& Applications (Persian)

Vol. 3, No. 2, pp.: 46-60
2024

DOI:
10.22034/jssta.2023.398147.1125

Article Info

Received: 2023-05-19
Accepted: 2023-10-02

Keywords

Magneto electric dipole
antenna, AMC, Height
Reduction, Linear
polarization, circular
polarization

How to Cite this article

Mohammadhossein Ashori,
Saeed Fakhte, Iman
Aryanian, "Height
Reduction of Circular and
Linearly Polarized Magneto-
electric Dipole Antenna
through Artificial Magnetic
Conductor", *Journal of
Space Science, Technology
and Applications*, vol 3 (2),
pp.: 46-60, 2024.

Height Reduction of Circular and Linearly Polarized Magneto-electric Dipole Antenna through Artificial Magnetic Conductor

Mohammadhossein Ashori¹, Saeed Fakhte^{2*}, Iman Aryanian³

1.Qom University of Technology, Qom, Iran, ashouri.m@qut.ac.ir

2.*Qom University of Technology, Qom, Iran, fakhte@qut.ac.ir

3.Iran Telecommunication Research Center, Tehran, Iran, aryanian@itrc.ac.ir

Abstract

In this article, a solution for reducing the height of magneto-electric dipole antennas is presented by using an artificial magnetic conductor structure as the antenna's ground plane. In this research, two types of antennas were investigated: The first antenna is linearly polarized and the second antenna is right-handed circularly polarized. In the linearly polarized antenna, a 7×7 array of artificial magnetic conductor cells (AMCs) was designed at 3.5 GHz and placed on the antenna's ground plane. By adding artificial magnetic conductor, the height of the first antenna was reduced to 0.16λ . The simulation results show that the impedance bandwidth for values of $|S_{11}| < [-10\text{dB}]$ is equal to 1.9 GHz from the frequency of 2.3 GHz to 4.2 GHz (58.46%), while the measured impedance bandwidth of fabricated prototype is equal to 2.13 GHz from the frequency of 2.21 GHz to 4.34 GHz (65.03%).

The second antenna is a right-handed circularly polarized magneto-electric dipole antenna which is fed by a Y-shaped feed line. By using a 5×5 array of AMC on the ground plane of the antenna, its height was reduced to 0.13λ . The impedance bandwidth resulting from the simulation for values $|S_{11}| < [-10\text{dB}]$ is equal to 1.24 GHz from the frequency 2.46 GHz to the frequency of 3.7 GHz (40.25%), while the bandwidth resulting from the measurement of the fabricated prototype is equal to 1.3 GHz from the frequency of 2.38 GHz up to the frequency of 3.68 GHz (44.52%).



دسترس پذیر در نشانی:
Journal.isrc.ac.ir

دو فصلنامه

علوم، فناوری و
کاربردهای فضایی

سال سوم، شماره ۲، صفحه ۶۰-۴۶
پاییز و زمستان ۱۴۰۲

DOI:
10.22034/jssta.2023.398147.1125

تاریخچه داوری

دریافت: ۱۴۰۲/۰۲/۲۹

پذیرش: ۱۴۰۲/۰۷/۱۰

واژه‌های کلیدی

آنتن دو قطبی مغناطیسی
الکتريکی، کاهش ارتفاع، رسانای
مغناطیسی مصنوعی، قطبش
خطی، قطبش دایروی

نحوه استناد به این مقاله

محمد حسین عشوری، سعید فاخته،
ایمان آریانیان، " کاهش ارتفاع آنتن
دوقطبی مغناطیسی الکتریکی با قطبش
دایروی و خطی با استفاده از رسانای
مغناطیسی مصنوعی"، دوفصلنامه
علوم، فناوری و کاربردهای فضایی، جلد
سوم، شماره دوم، صفحات ۶۰-۴۶،
۱۴۰۲.

کاهش ارتفاع آنتن دوقطبی مغناطیسی الکتریکی با قطبش دایروی و خطی با استفاده از رسانای مغناطیسی مصنوعی

محمد حسین عشوری^۱، سعید فاخته^۲، ایمان آریانیان^۳

۱- کارشناسی ارشد، دانشگاه صنعتی قم، قم، ایران ashouri.m@qut.ac.ir

۲- استادیار، دانشگاه صنعتی قم، قم، ایران fakhte@qut.ac.ir

۳- استادیار، پژوهشگاه ارتباطات و فناوری اطلاعات، تهران، ایران ariyanian@itrc.ac.ir

چکیده

در این مقاله راه حلی برای کاهش ارتفاع آنتن های دوقطبی مغناطیسی الکتریکی با استفاده از ساختار هادی مغناطیسی مصنوعی به عنوان صفحه زمین آنتن ارائه شده است. در این تحقیق دو نوع آنتن مورد بررسی قرار گرفت: آنتن اول با قطبش خطی و آنتن دوم با قطبش دایروی راستگرد است. در آنتن با قطبش خطی، یک آرایه 7×7 از سلول های رسانای مغناطیسی مصنوعی (AMCs) در فرکانس 3.5 گیگاهرتز طراحی شد و روی صفحه زمین آنتن قرار گرفت. با افزودن هادی مغناطیسی مصنوعی، ارتفاع آنتن اول به 0.16λ کاهش یافت. نتایج شبیه سازی نشان می دهد که پهنای باند امپدانس برای مقادیر $[-10\text{dB}] < |S_{11}|$ برابر با 1.9 گیگاهرتز از فرکانس 2.3 گیگاهرتز تا 4.2 گیگاهرتز (58.46% درصد) است، در حالی که پهنای باند امپدانس اندازه گیری شده نمونه ساخته شده برابر با 2.13 گیگاهرتز از فرکانس 2.21 گیگاهرتز تا 4.34 گیگاهرتز (65.03% درصد) است.

آنتن دوم یک آنتن دوقطبی مغناطیسی الکتریکی با قطبش دایروی راستگرد است که توسط یک خط تغذیه Y شکل تغذیه می شود. با استفاده از یک آرایه 5×5 AMC در صفحه زمین آنتن، ارتفاع آن به 0.13λ کاهش یافت. پهنای باند امپدانس حاصل از شبیه سازی برای مقادیر $[-10\text{dB}] < |S_{11}|$ برابر است با 1.24 گیگاهرتز از فرکانس 2.46 گیگاهرتز تا فرکانس 3.7 گیگاهرتز (40.25% درصد)، در حالی که پهنای باند حاصل از اندازه گیری نمونه ساخته شده برابر با 1.3 گیگاهرتز از فرکانس 2.38 گیگاهرتز تا فرکانس 3.68 گیگاهرتز (44.52% درصد) می باشد.

۱-مقدمه

با توجه به پیشرفت روزافزون در ارتباطات رادیویی و اینترنت، نیاز هرچه بیش تر به آنتن های کوچک و با بهره بالا احساس می شود. آنتن های با اندازه کوچک و بهره تشعشعی بالا در ارتباطات رادیویی نقش به سزایی دارند [۱-۲]. یکی از آنتن های جذاب برای کاربرد در ارتباطات رادیویی و اینترنت نسل پنجم ارتباطات همراه زیر ۶ گیگاهرتز، آنتن دو قطبی مغناطیسی-الکتریکی است. این آنتن ها دارای خواص جالبی مانند نسبت کسری بالای سطح گلبرگ جلو به گلبرگ عقب (نسبت جلو به عقب) الگوی تشعشعی، بهره تشعشعی پایدار نسبت در بازه فرکانسی عملیاتی، اندازه قطبش متقاطع کم و پهنای باند امپدانس گسترده هستند. بزرگترین عیب این آنتن ها، اندازه بزرگ آن ها است [۳-۴]. لایو وونگ^۱ در مطالعه خود [۵] یک آنتن دوقطبی ME برای استفاده در کاربردهای 5G زیر ۶ گیگاهرتز ارائه داده اند که بر اساس فناوری موج بر مجتمع شده در زیرلایه (SIW^۲) پیاده سازی شده است. در ساختار گزارش شده در مطالعه فنگ^۳ و دیگران [۶]، ترکیبی از (SIW) و فراسطح برای دستیابی به آنتن دوقطبی MIMO ME برای کاربردهای 5G/WIMAX/WLAN گزارش کرده اند. فنگ و همکاران در مطالعه ای دیگر، یک سیستم آنتن MIMO مبتنی بر آنتن های دوقطبی ME توسعه داده اند که دارای هندسه همدیس نازک است [۷]. در کار دیگری که توسط فنگ و همکاران گزارش شده [۸]، یک آرایه آنتن دوقطبی ME با ویژگی فیلترکنندگی سیگنال پیشنهاد شده که در باند 24.25-27.5 GHz (n258 5G) کار می کند. در مطالعه فاخته، ظهیر جوزدانی و ظریفی [۹] نیز، ارتفاع آنتن های دوقطبی ME $\lambda/4$ و اندازه افقی دو قطبی الکتریکی که در بالای دو قطبی مغناطیسی قرار می گیرد برابر با $\lambda/2$ است. اغلب مطالعات بر روی این آنتن ها متمرکز بر ارائه روش های تغذیه جایگزین یا کاهش ارتفاع این آنتن ها است. به عنوان مثال کدور^۴ و همکاران در مطالعه خود [۱۰]، با بارگذاری خازنی بین دو دیواره عمودی، کوچک سازی آنتن را امکان پذیر کرده اند. در حالی که در [۱۱]، ساختار صفحه زمین معیوب برای کاهش ضخامت دی الکتریک را پیشنهاد کرده اند. یکی دیگر از

روش های کوچک سازی آنتن های دوقطبی ME، استفاده از ساختار رسانای مصنوعی است. این ساختار به عنوان یک بازتابنده امواج الکترومغناطیسی عمل کرده و می تواند ارتفاع آنتن را تا حد قابل توجهی کاهش دهد [۱۲]. از این تکنیک کوچک سازی، در آنتن های دوقطبی و مدار چاپی استفاده شده است [۱۳-۱۴].

از آنجایی که ساختار سلول رسانای مغناطیسی مصنوعی (AMC^۶) می تواند بازتاب نسبتا کامل امواج با تغییر فاز صفر درجه را میسر کند، استفاده از آن بر روی صفحه زمین می تواند ارتفاع آنتن را کاهش دهد [۱۵-۱۶]. علاوه بر این، با استفاده از این ساختارها می توان مشابه ساختارهای باند ممنوعه الکترومغناطیسی (EBG^۷)، از انتشار امواج سطحی جلوگیری نموده و توزیع متقابل بین عناصر آرایه آنتن ها را کاهش داد [۱۷].

هدف اصلی این تحقیق، به کارگیری ساختار رسانای مغناطیسی مصنوعی برای کاهش ارتفاع آنتن های دو قطبی مغناطیسی الکتریکی در قطبش های خطی و دایروی است. در این تحقیق، با استفاده از ساختار رسانای مغناطیسی مصنوعی، سعی شده تا ارتفاع آنتن های دو قطبی مغناطیسی الکتریکی به حداقل برسد. ساختار مقاله به صورت زیر دسته بندی شده است: در بخش ۲، به بررسی مکانیزم عملکرد آنتن دوقطبی مغناطیسی الکتریکی و همچنین رسانای مغناطیسی مصنوعی پرداخته شده است. در بخش ۳، آنتن دوقطبی مغناطیسی الکتریکی با قطبش خطی در حضور صفحه زمین از جنس رسانای مغناطیسی مصنوعی مورد مطالعه قرار گرفته است. در بخش ۴، به مطالعه آنتن دوقطبی مغناطیسی الکتریکی با قطبش دایروی با صفحه زمین از جنس رسانای مغناطیسی مصنوعی پرداخته شده است. در بخش ۵، نتایج حاصل از اندازه گیری دو نمونه با قطبش خطی و دایروی پرداخته شده است. سرانجام، در قسمت ۶، نتیجه گیری مقاله ارائه شده است.

^۵ Shuai& Wang

^۶ Artificial Magnetic Conductor

^۷ Electromagnetic band-gap

^۱ Lai& Wong

^۲ Substrate integrated waveguide

^۳ Feng

^۴ Kaddour

۲- بررسی تئوری آنتن دوقطبی مغناطیسی الکتریکی و رسانای مغناطیسی مصنوعی

۱-۲ مکانیزم عملکرد آنتن های دوقطبی مغناطیسی الکتریکی

در ادامه، مکانیزم عملکرد آنتن دو قطبی مغناطیسی الکتریکی به صورت تحلیلی بررسی شده است. یک دوقطبی الکتریکی با طول dy که در امتداد محور y قرار می گیرد، می تواند معادل یک جریان الکتریکی $I = H_x dx$ باشد. از این رو، میدان الکتریکی در ناحیه میدان دور را می توان به صورت زیر بیان کرد [۲۰]:

$$\vec{E} = -j \frac{Idy}{2\lambda r} \eta (e_\theta \cos \theta \sin \varphi + e_\varphi \cos \varphi) e^{-jkr} \quad (1)$$

که در آن η امپدانس ذاتی فضای آزاد، λ طول موج فضای آزاد و r فاصله آنتن تا نقطه مشاهده است. در حالی که یک دوقطبی هرتزی مغناطیسی با طول dx که در امتداد محور x قرار می گیرد، معادل یک جریان مغناطیسی است که $I_m = E_y dy$ از این رو، میدان الکتریکی در ناحیه میدان دور را می توان به صورت رابطه زیر بیان کرد [۲۰]:

$$\vec{E} = -j \frac{I_m dx}{2\lambda r} (e_\theta \sin \varphi e_\varphi \cos \theta \cos \varphi) e^{-jkr} \quad (2)$$

یک آنتن مکمل (یا منبع هویگنس^۱) را می توان با برانگیختن همزمان دوقطبی هرتزی الکتریکی و دوقطبی هرتزی مغناطیسی با دامنه یکسان به وجود آورد. از این رو، میدان الکتریکی تشعشی میدان دور با جمع کردن معادله های ۱ و ۲ به دست می آید:

$$\vec{E} = -j \frac{E_y dy}{2\lambda r} [e_\theta \sin \varphi (1 + \cos \theta) + e_\varphi \cos \varphi (1 + \cos \theta)] e^{-jkr} \quad (3)$$

در نتیجه، الگوهای تابش نرمالیزه شده در صفحات هر φ ثابت، یکسان هستند و می تواند به صورت رابطه ۴ بیان شود:

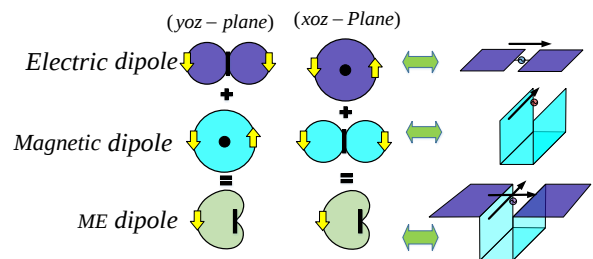
$$F(\theta) = \frac{\sqrt{\sin^2 \varphi (1 + \cos \theta)^2 + \cos^2 \varphi (1 + \cos \theta)^2} (1 + \cos \theta)}{2} \quad (4)$$

برای ترسیم الگوهای تشعشی شکل ۱ از رابطه (۴) استفاده می شود.

۲-۲ مکانیزم عملکرد رسانای مغناطیسی مصنوعی AMC

رساناهای مغناطیسی مصنوعی فرامواد دو بعدی (فرا سطح) هستند که معمولاً با استفاده از یک سطح انتخابگر فرکانسی (FSS^2) در فرکانس روزنانس خود طراحی می شوند [۲۱-۲۲]. یک AMC در فرکانس تشدید خود، بازتاب فاز یکسانی برای امواج صفحه ای نشان می دهد [۲۳-۲۴].

آنتن دوقطبی مغناطیسی الکتریکی نوعی آنتن است که هر دو عنصر دوقطبی مغناطیسی و الکتریکی را برای ارسال یا دریافت امواج الکترومغناطیسی ترکیب می کند. ساختار و مکانیزم تشعشع یک آنتن دوقطبی مغناطیسی الکتریکی در شکل ۱ نشان داده شده است.



شکل (۱) مکانیزم عملکرد و تشعشع آنتن دوقطبی مغناطیسی الکتریکی

این آنتن متشکل از یک دو قطبی الکتریکی نصف طول موج است که به صورت مسطح قرار می گیرد و همانند یک (J) افقی تشعشع می کند و دارای یک حفره عمودی به ارتفاع یک چهارم طول موج است که تشعشی شبیه به (M) افقی دارد. دوقطبی های مغناطیسی و الکتریکی به صورت متعامد و همزمان با یکدیگر تحریک می شوند. یک خط تغذیه که قابلیت تحریک همزمان دوقطبی های مغناطیسی و الکتریکی را دارد در وسط آنتن قرار می گیرد و به کانکتور SMA متصل می شود [۱۸-۱۹]. همان گونه که در شکل ۱ نشان داده شده است، الگوی تابش برای دو قطبی مغناطیسی در صفحه $\varphi = 0$ به O است ولی در صفحه E، شکل تشعشع شبیه به 8 است. الگوی تشعشع برای دو قطبی الکتریکی در صفحات E و H دقیقاً به الگوی تابش در دوقطبی الکتریکی است. هنگامی که دوقطبی های مغناطیسی و الکتریکی با دامنه مساوی در فاز مناسب تحریک می شوند، الگوی تشعشع در صفحات E و H به حالت قلبی و متقارن به دست می آید و تشعشع در پشت آنتن کاهش می یابد [۲۰].

Huygens

² Frequency selective surface

عبد عزیز و همکارانش^۲ [۲۹] توضیح داده‌اند که عایق زمین شده را می‌توان به عنوان یک اندوکتانس L_d مدل‌سازی نمود. با این شرط که نسبت به طول موج عملیاتی، به لحاظ الکتریکی، کوچک باشد. بنابراین، امپدانس معادل سطح را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$z_s(\omega, \theta, \phi) = \frac{j\omega L_d(1-\omega^2 L_g C_g)}{1-\omega^2 C_g(L_g+L_d)} \quad (۶)$$

در رابطه بالا $\omega = 2\pi f$ فرکانس زاویه‌ای است. با جایگذاری در رابطه (۵)، دو فرکانسی که در آن‌ها قسمت موهومی ضریب بازتاب صفر می‌شود، به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_g C_g}} \quad (۷)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_g C_g + L_d C_g}} \quad (۸)$$

با جایگذاری فرکانس رابطه (۷) در معادلات (۵) و (۶)، ضریب انعکاس برابر با -1 می‌شود. اما با جایگذاری فرکانس رابطه (۸) در معادلات (۵) و (۶)، ضریب انعکاس برابر $+1$ می‌شود. از این‌رو، در فرکانسی برابر با مقدار به دست آمده در رابطه (۸)، آرایه سلول‌ها همانند یک بازتاب‌کننده AMC عمل می‌کند. توجه شود که ضریب انعکاس از AMC برابر با $+1$ است.

لازم به ذکر است که چالش اصلی در طراحی صفحه رسانای مغناطیس مصنوعی در آنتن‌های دوقطبی مغناطیسی الکتریکی، پارامترهای C_g و L_g هستند [۳۰-۳۲].

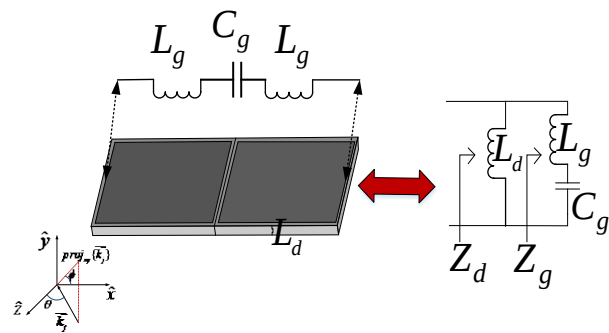
[۲۴]. این پدیده را می‌توان با استفاده از تئوری خط انتقال برای مدل‌سازی ساختار توضیح داد. ضریب انعکاس AMC برای یک موج صفحه‌ای تابشی به صورت زیر محاسبه می‌شود [۲۴]:

$$\Gamma(f, \theta, \phi) = \frac{z_s(f, \theta, \phi) - \eta_0}{z_s(f, \theta, \phi) + \eta_0} \quad (۵)$$

که در آن η_0 امپدانس فضای آزاد و $z_s(f, \theta, \phi)$ امپدانس موثر ساختار که وابسته به فرکانس است. پارامترهای θ و ϕ به ترتیب قطبش، زاویه تابش و فرکانس موج تابش را نشان می‌دهند.

با توجه به اینکه دوره تناوب ساختار بسیار کوچک‌تر از طول موج عملیاتی است، امپدانس $z_s(f, \theta, \phi)$ را می‌توان به عنوان یک اتصال موازی بین امپدانس شبکه سلول‌ها و امپدانس عایق زمین شده، نشان داد [۲۵].

فاز ضریب انعکاس همواره در محدوده $\pm 180^\circ$ درجه تغییر می‌کند و در فرکانس تشدید، فاز ضریب انعکاس برابر با صفر درجه است. در طراحی AMCها، محدوده فرکانسی‌ای که اطراف فرکانس تشدید قرار گرفته و در آنها فاز ضریب انعکاس در محدوده $\pm 90^\circ$ قرار می‌گیرد، جزو پهنای باند عملکردی AMC محسوب می‌شوند [۲۶-۲۸].



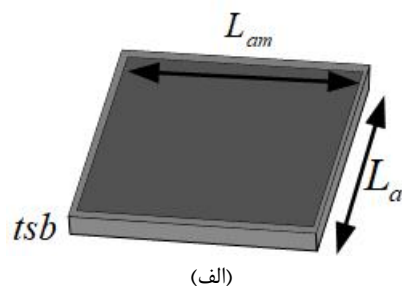
شکل (۲) مدار معادل رسانای مغناطیسی مصنوعی

رفتار رسانای مغناطیسی مصنوعی را می‌توان با استفاده از مدار معادل شکل ۲ توصیف کرد. این مدار از ترکیب سری اندوکتانس L_g و خازن C_g که با اندوکتانس L_d موازی شده‌اند، شکل گرفته است.

² Abd Aziz

¹ Inductance

شده در این رسانای مغناطیسی مصنوعی، زیرلایه راجرز^۱ RO4003 با ضریب عایقی $\epsilon_r = 3.55$ و تانژانت تلفات 0.0027 است. در شکل ۳-ب، فاز ضریب انعکاس موج تابشی به یک آرایه بی نهایت از سلول های شکل ۳-الف دیده می شود. همان طور که مشاهده می شود، در فرکانس 3.5 GHz، فاز ضریب انعکاس برابر با صفر درجه است.

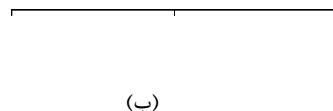


جدول ۱ جزئیات اندازه سلول رسانای مغناطیسی مصنوعی

پارامتر	L_{am}	t_{sb}	L_a
اندازه	16.3	1	16.5

۲-۳ طراحی آنتن با قطبش خطی با استفاده از ساختار رسانای مصنوعی

ابعاد آنتن پیشنهادی در شکل ۴ و جزئیات اندازه آن در جدول ۲ ارائه شده است. در شکل ۴-الف، دیواره های فلزی عمود به صفحه زمین نقش دو قطبی مغناطیسی را بازی کرده و دو صفحه افقی متقارن نقش دو قطبی الکتریکی را ایفا می کنند. ساختار تغذیه آنتن پیشنهادی به شکل Γ است. هندسه دو قطبی الکتریکی که همان صفحات افقی بالای آنتن است به گونه ای انتخاب شده که باعث افزایش پهنای باند امپدانس می شود. این کار با هم اندازه نبودن صفحه مربعی شکل بالایی در دو طرف صفحه عمودی یا همان دوقطبی مغناطیسی محقق می شود. همچنین اندازه کوچک تر صفحات دوقطبی مغناطیسی به صفحات دوقطبی الکتریکی و عرض کم خط تغذیه باعث بهبود نسبت پرتو جلو به پرتو عقب الگوی تشعشعی می شود. به طوری که نسبت جلو به عقب در نقطه بیشینه آن به 41 dB می رسد.



شکل (۳) (الف) سلول رسانای مغناطیسی مصنوعی، (ب) نمودار فاز برگشتی سلول رسانای مغناطیسی مصنوعی در باند فرکانسی 3.5GHz

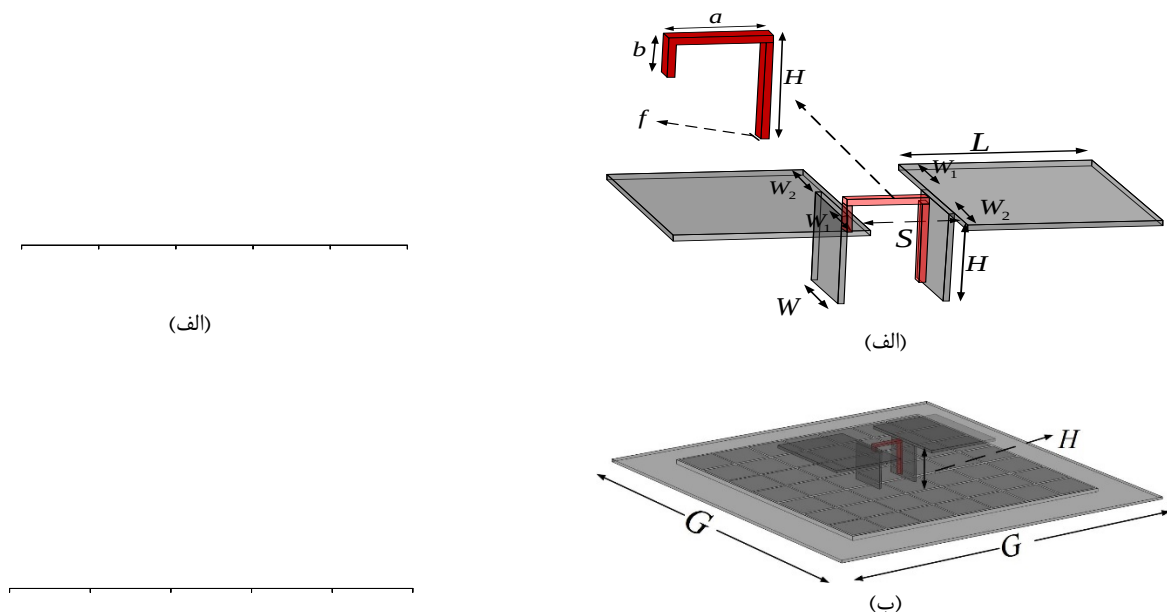
۳- بررسی آنتن با قطبش خطی

۱-۲ طراحی رسانای مغناطیسی مصنوعی در فرکانس 3.5 GHz

طراحی سلول رسانای مغناطیسی مصنوعی در فرکانس 3.5 GHz انجام گرفته است. با جایگذاری یک آرایه ۷ در ۷ از سلول های (AMC) روی صفحه زمین آنتن، ارتفاع آنتن کاهش یافته است. لازم به ذکر است که هر چه تعداد سلول های رسانای مغناطیسی مصنوعی استفاده شده بیش تر باشد، ابعاد طول و عرض آنتن نیز بزرگ تر می شود. اما باعث عملکرد بهتر صفحه رسانای مغناطیسی مصنوعی می شود. تعداد سلول های رسانای مغناطیسی مصنوعی در این پژوهش به صورت تجربی به دست آمده است.

هندسه رسانای مغناطیسی مصنوعی استفاده شده در شکل ۳-الف نشان داده شده است. ابعاد آن نیز در جدول ۱ آمده است. زیرلایه استفاده

Rogers



شکل (۴) (الف) نمای دو قطبی مغناطیسی و الکتریکی و ساختار تغذیه (ب) نمای کلی آنتن با قطبش خطی به همراه صفحه رسانای مغناطیسی مصنوعی

جدول ۲ جزئیات اندازه آنتن با قطبش خطی (واحد: mm)

پارامتر	f	a	W_1	W_2	G
اندازه	2.5	13.5	38.5	42	157.5
پارامتر	W	b	H	S	
اندازه	15.8	4.5	15	16.3	

(پ)

شکل (۵) (الف) نمودار ضریب انعکاس (ب) نمودار بهره (پ) نمودار نسبت پرتو جلو به پرتو عقب الگوی تشعشی

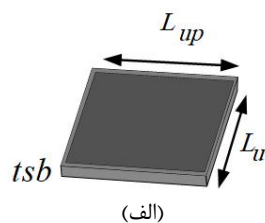
با توجه به نمودارهای شکل ۵، مقدار پهنای باند امپدانسی 58.46% از فرکانس 2.3 GHz تا 4.2 GHz است. نقطه بیشینه بهره 12 dB در فرکانس 3.63 GHz است. همچنین نقطه بیشینه نسبت جلو به عقب برابر با 41 dB در فرکانس 3.4 GHz است.

۳-۳ نتایج شبیه سازی آنتن با قطبش خطی

برای طراحی و شبیه سازی آنتن پیشنهادی از نرم افزار CST Studio استفاده شده است. در شکل ۵، نمودارهای شبیه سازی ضریب انعکاس، بهره و نسبت پرتو جلو به پرتو عقب الگوی تشعشی برای آنتن پیشنهادی را مشاهده می کنیم.

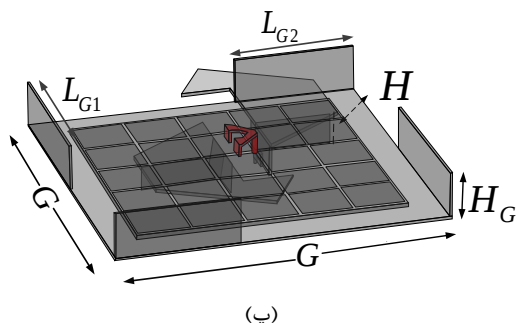
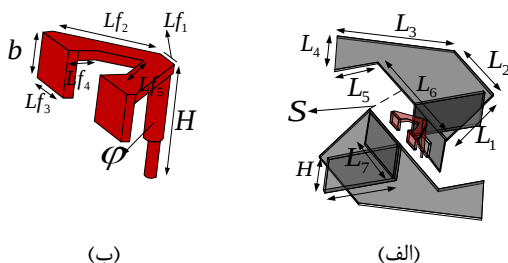
جدول ۳ جزئیات اندازه سلول رسانای مغناطیسی مصنوعی

پارامتر	L_u	L_{up}	t_{sb}	L_{am}	L_m	L_w
اندازه	20.8	19.8	1.6	104	31	26



۴-۲ طراحی آنتن با قطبش دایروی با استفاده از ساختار رسانای مصنوعی

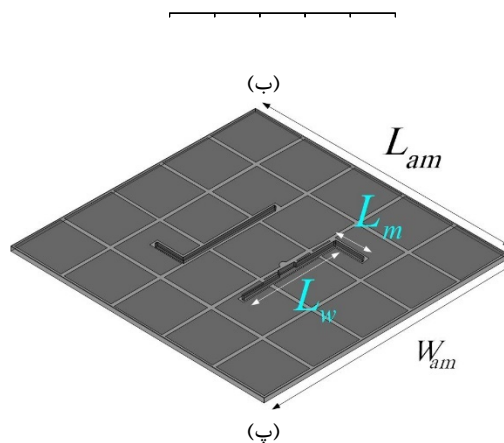
در این قسمت، آنتن با قطبش دایروی بر روی صفحه AMC قرار گرفته است. ابعاد آنتن پیشنهادی در شکل ۷ و جزئیات اندازه آن در جدول ۴ آورده شده است.



شکل (۷) (الف) نمای خط تغذیه (ب) نمای دو قطبی مغناطیسی و الکتریکی و ساختار تغذیه (پ) نمای کلی آنتن با قطبش دایروی به همراه صفحه رسانای مغناطیسی مصنوعی

جدول ۴ جزئیات اندازه آنتن با قطبش دایروی

پارامتر	H	S	H	H_{G2}	H_{G1}	G
اندازه	14.5	28.6	14.5	48	85	130
پارامتر	L6	L5	L4	L3	L2	L1
اندازه	63	19	25	46	32.5	40.6
پارامتر	Lf4	Lf3	LF2	LF1	L8	L7
اندازه	3.1	6.28	12.16	2.95	30	25
پارامتر	Z	BW	b	φ	Ha	LF5
اندازه	1	8	4	2	13.4	5.36



شکل (۶) (الف) نمودار فاز برگشتی سلول رسانای مغناطیسی مصنوعی در باند فرکانسی 3.1 GHz (ب) سلول رسانای مغناطیسی مصنوعی (پ) آرایه ۵ در ۵ از سلول رسانای مغناطیسی مصنوعی

۴- بررسی آنتن با قطبش دایروی

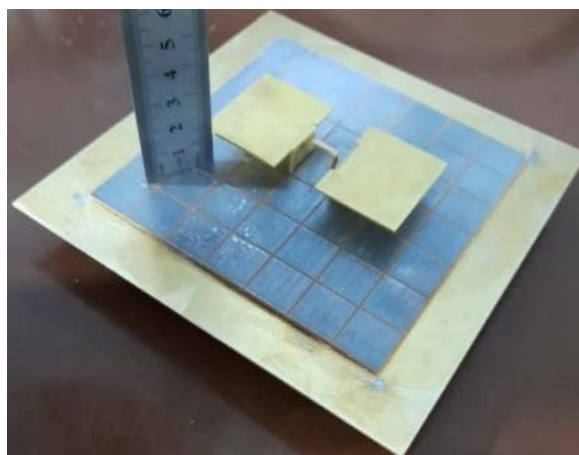
۴-۱ طراحی رسانای مغناطیسی مصنوعی در فرکانس 3.1 GHz

با جایگذاری صفحه (AMC) روی صفحه زمین آنتن، با استفاده از خاصیت بازتاب با فاز صفر رسانای مغناطیسی مصنوعی، کاهش ارتفاع آنتن محقق می‌شود. رسانای مغناطیسی مصنوعی استفاده شده، یک آرایه ۵ در ۵ از سلول‌های مربعی است. در شکل ۶، رسانای مغناطیسی مصنوعی استفاده شده در آنتن با قطبش دایروی، ارائه شده است. در جدول ۳، ابعاد AMC ذکر شده است. طراحی سلول رسانای مغناطیسی مصنوعی، در فرکانس 3.1 GHz است.

۴-۳ نتایج شبیه‌سازی آنتن با قطبش دایروی

در شکل ۷، نتایج حاصل از شبیه‌سازی ضریب انعکاس، نسبت پرتو جلو به پرتو عقب الگوی تشعشعی (FBR^1)، نسبت محوری (AR) و بهره دیده می‌شوند. همان‌طور که مشاهده می‌شود، پهنای باند امپدانی 40.25% از فرکانس 2.46 GHz تا 3.7 GHz برای معیار $|S_{11}| < -10\text{ dB}$ حاصل شده است. همچنین پهنای باند نسبت محوری 36.3% از فرکانس 2.57 GHz تا 3.49 GHz برای معیار $AR < 3\text{ dB}$ به دست آمده است.

حداکثر بهره قطبش دایروی دست راستی در آنتن پیشنهادی برای نمونه شبیه‌سازی شده، برابر با 9 dB در فرکانس 3.4 GHz است. بیشینه FBR آنتن پیشنهادی برابر با 27.2 dB است.



شکل (۹) نمونه ساخته شده آنتن پیشنهادی با قطبش خطی

۵- بحث و بررسی

۵-۱ نتایج تجربی آنتن با قطبش خطی

همان‌طور که در شکل ۹ دیده می‌شود، یک نمونه آنتن دوقطبی مغناطیسی الکتریکی با قطبش خطی و صفحه زمین AMC ساخته شده است. نمودارهای حاصل از شبیه‌سازی و اندازه‌گیری ضریب انعکاس و بهره آنتن با قطبش خطی ساخته شده، در شکل ۱۰ نشان داده شده است. بررسی و مقایسه مقادیر شبیه‌سازی و اندازه‌گیری شده در بازه فرکانسی $2-4.5\text{ GHz}$ برای آنتن پیشنهادی نشان می‌دهد که مقدار

در شکل ۷-الف دیواره‌های عمودی به عنوان دوقطبی مغناطیسی و صفحات افقی متقارن با گوشه‌های مثلثی به عنوان یک دوقطبی الکتریکی ایفای نقش می‌کنند. در شکل ۷-ب، ساختار تغذیه جدید به شکل Y آورده شده است. در شکل ۷-پ، نمای کلی آنتن پیشنهادی ارائه شده است. صفحات پیرامونی عمود بر صفحه زمین در بهبود نمودار نسبت محوری (AR) که معیاری برای قطبش دایروی است، تاثیر قابل ملاحظه‌ای دارند. همچنین در این شکل، یک مستطیل با طول و عرض BW نشان داده شده که در پایین خط تغذیه قرار می‌گیرد و منجر به تطبیق امپدانی بهتر و پهنای باند امپدانی عریض‌تر می‌شود.

(الف)

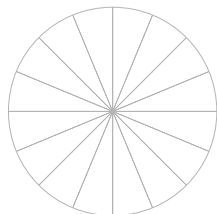
(ب)

(پ)

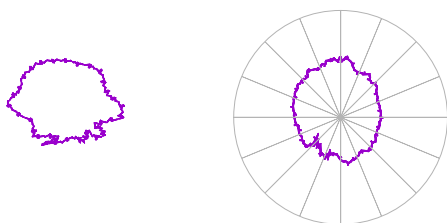
شکل (۸) (الف) نمودار پهنای باند امپدانی (ب) نمودار نسبت جلو به عقب (پ) نمودار بهره و نسبت محوری

¹ Front to back ratio

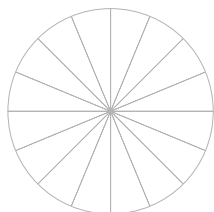
برودساید^۱ برخورداری است. همچنین اختلاف سطح حداقل 25 dB بین مولفه‌های اصلی و متقاطع تشعشع مشاهده می‌شود.



(الف)



(ب)



(پ)

— — — — — *xz, co-pol* — — — — — *yz, co-pol*
 *xz, x-pol* *yz, x-pol*

شکل (۱۱) الگوی تشعشعی حاصل از شبیه‌سازی و اندازه‌گیری آنتن پیشنهادی در دو صفحه XZ و YZ در فرکانس‌های 2.5 GHz، 3.5 GHz و 4 GHz

در جدول ۵، آنتن پیشنهادی با نمونه‌های مشابه گزارش شده در مراجع مقایسه شده است. ارتفاع الکتریکی کمتر، بهره بالاتر و پهنای باند امپدانس عریض‌تر ساختار پیشنهادی در مقایسه با دو نمونه دیگر قابل ملاحظه است.

پهنای باند امپدانس برای مقادیر $|S_{11}| < [-10\text{dB}]$ برای نتایج به دست آمده از شبیه‌سازی معادل 58.46% از فرکانس 2.3 GHz تا 4.2 GHz است و برای نمونه ساخته شده معادل 65.03% از فرکانس 2.21 GHz تا 4.34 GHz است. میزان بیشینه بهره برای مقادیر شبیه‌سازی شده در فرکانس 3.63 GHz برابر با 12 dB و بیشینه بهره برای نمونه ساخته شده در فرکانس 3.59 GHz برابر با 11.21 dB است. مقدار بیشینه نسبت پرتو جلو به پرتو عقب الگوی تشعشعی برابر با 41 dB در فرکانس 3.4 GHz است.



(الف)

شکل (۱۰) نتایج شبیه‌سازی شده و نمونه اندازه‌گیری شده برای آنتن با قطبش خطی (الف) نمودار پهنای باند امپدانس (ب) نمودار بهره

در شکل ۱۱، الگوی تشعشعی حاصل از شبیه‌سازی و اندازه‌گیری آنتن پیشنهادی در فرکانس‌های 2.5 GHz، 3.5 GHz و 4 GHz نشان داده شده‌اند. همان‌طور که در شکل مشاهده می‌شود، آنتن در همه فرکانس‌ها و در هر دو صفحه XZ و YZ از الگوی تشعشعی

¹ Broadside radiation pattern

۵-۲ نتایج تجربی آنتن با قطبش دایروی

تصویر نمونه ساخته شده آنتن دوقطبی مغناطیسی الکتریکی با قطبش دایروی و صفحه زمین AMC در شکل ۱۲ نمایش داده شده است. ابعاد ساختار در جدول ۴ فهرست شده است.

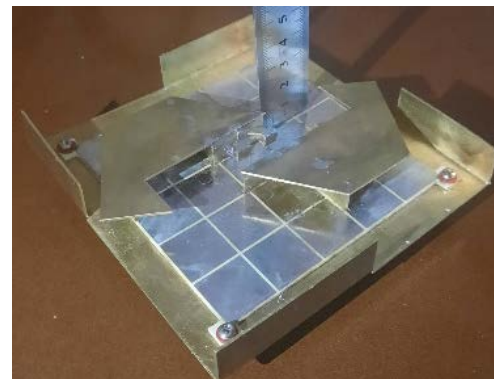
نتایج حاصل از شبیه‌سازی و اندازه‌گیری ضریب انعکاس، نسبت محوری و بهره آنتن نیز در شکل ۱۳ نمایش داده شده است. در شکل ۱۳-الف دیده می‌شود که نتایج شبیه‌سازی و اندازه‌گیری کمی با هم هم‌خوانی ندارند، هر چند فرکانس‌های شروع و انتهای باند یکسان هستند.

دلایل مختلفی می‌تواند برای ناهم‌خوانی بین نتایج شبیه‌سازی و تست آنتن ساخته شده وجود داشته باشد. در ادامه به برخی از این دلایل اشاره شده است. در فرایند ساخت آنتن، خطاهای ساختاری ممکن است رخ داده باشد که باعث تغییر در رفتار آنتن شود. این خطاها ممکن است شامل عدم صحیح بودن ابعاد، جابه‌جایی نامطلوب عناصر آنتن، چسباندگی نامطلوب قطعات و ... باشد. استفاده از مواد نامطلوب یا کم کیفیت در ساخت آنتن ممکن است به نقص‌های عملکرد منجر شود. به علاوه، تغییرات دمایی و رطوبت هوا نیز ممکن است تأثیرات جدید روی رفتار آنتن داشته باشند. در فرایند تست آنتن، خطاهای اندازه‌گیری ممکن است رخ دهد که باعث ناهم‌خوانی با نتایج شبیه‌سازی شود. این خطاها ممکن است شامل عدم دقت در اندازه‌گیری ابعاد و ویژگی‌های آنتن، عدم صحت تجهیزات اندازه‌گیری و ... باشد. محیط پیرامون آنتن نقش مهمی در رفتار آن بازی می‌کند. عوامل محیطی مانند وجود سایر آنتن‌ها، سطح نویز، تغذیه نامطلوب و ... ممکن است بر نتایج تست آنتن تأثیر بگذارد.

مقایسه مقادیر حاصل از شبیه‌سازی و اندازه‌گیری آنتن پیشنهادی نشان می‌دهد که پهنای باند امپدانسی برای نتایج حاصل از شبیه‌سازی برابر 1.24 GHz از فرکانس 2.46 GHz تا فرکانس 3.7 GHz (معادل درصدی ۴۰.۲۵٪) و برای نتایج حاصل از اندازه‌گیری برابر 1.3 GHz از فرکانس 2.38 GHz تا فرکانس 3.68 GHz (معادل درصدی ۴۴.۵۲٪) به دست آمده است. هم‌پوشانی بین نتایج حاصل از شبیه‌سازی و اندازه‌گیری در بازه فرکانسی 2.46 GHz تا 3.7 GHz مشاهده می‌شود.

جدول ۵ مقایسه بین آنتن پیشنهادی با قطبش خطی با نمونه های ارائه شده در قبل

بیشینه بهره (dBi)	پهنای باند امپدانسی	اندازه (λ)	مرجع
8	42%	$0.64 \times 0.48 \times 0.31$	[33]
13.5	29.21%	$1.748 \times 1.748 \times 0.59$	[34]
11.21	65.03%	$1.7 \times 1.7 \times 0.16$	کار حاضر



شکل (۱۲) نمای ساخته شده آنتن با قطبش دایروی قرارگرفته روی صفحه رسانای مغناطیسی مصنوعی

(الف)



(ب)

شکل (۱۳) نتایج حاصل از شبیه‌سازی و اندازه‌گیری آنتن پیشنهادی با قطبش دایروی (الف) نمودار ضریب انعکاس (ب) نمودار بهره و نسبت محوری

در جدول ۶، مقایسه بین آنتن با قطبش دایروی پیشنهادی با دو نمونه دیگر گزارش شده در مراجع ارائه شده است. در مقایسه با کار ارائه شده توسط فنگ و همکاران [۳۵]، ارتفاع آنتن پیشنهادی کاهش قابل ملاحظه‌ای نداشته است، اما هر دو پهنای باند امیدانسی و نسبت محوری آنتن پیشنهادی به طور قابل ملاحظه‌ای عریض‌تر هستند. در مقایسه با کار ارائه شده توسط کو و همکاران^۱ [۳۶] نیز، کاهش بسیار قابل توجهی در ارتفاع آنتن اتفاق افتاده است.

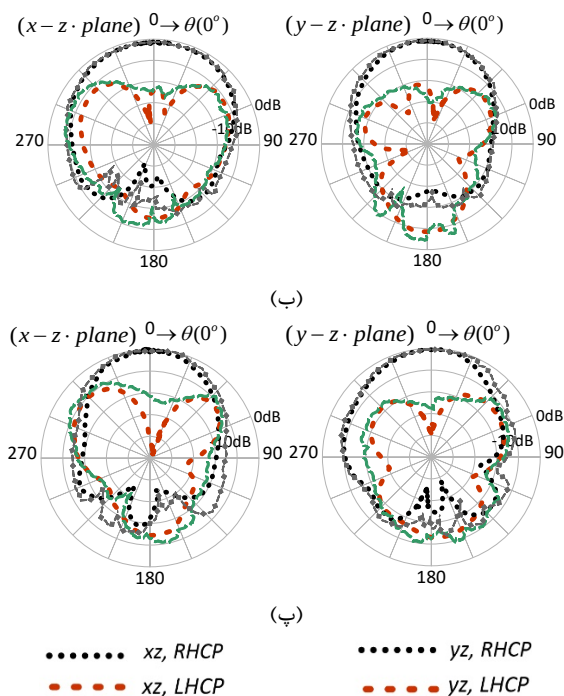
جدول ۶ مقایسه بین آنتن پیشنهادی با قطبش خطی با نمونه‌های ارائه شده در قبل

مرجع	اندازه (λ)	پهنای باند امپدانسی	پهنای باند نسبت محوری زیر 3 dB	بیشینه بهره (dBi)
[35]	$1.36 \times 1.36 \times 0.14$	24.2%	16.5%	-
[36]	$1.75 \times 1.75 \times 0.775$	54%	29.3%	11.45
کار حاضر	$1.33 \times 1.33 \times 0.13$	44.52%	30.58%	9.14

۶- نتیجه‌گیری

با به‌کارگیری ساختار رسانای مغناطیسی مصنوعی (AMC) بر روی صفحه زمین آنتن‌های دو قطبی مغناطیسی الکتریکی با قطبش‌های خطی و دایروی، کاهش ارتفاع قابل ملاحظه‌ای در آن‌ها اتفاق افتاده است.

در آنتن دوقطبی ME با قطبش خطی، یک آرایه ۷ در ۷ از سلول رسانای مغناطیسی مصنوعی که در فرکانس 3.5 GHz دارای فاز ضریب انعکاس صفر است، به عنوان صفحه زمین آنتن استفاده شده است. با انجام این کار، ارتفاع آنتن از 0.25λ به 0.16λ کاهش یافته است. پهنای باندهای امیدانسی حاصل از شبیه‌سازی و اندازه‌گیری نمونه ساخته شده به ترتیب ۵۸.۴۶٪ (فرکانس 2.3 GHz تا 4.2 GHz) و ۶۵.۰۳٪ (فرکانس 2.21 GHz تا فرکانس 4.34 GHz) هستند. بیشینه بهره شبیه‌سازی شده در فرکانس 3.63 GHz برابر با 12 dB و در نمونه ساخته شده در فرکانس 3.59 GHz برابر با 11.21 dB



شکل (۱۴) الگوهای تشعشعی حاصل از شبیه‌سازی و اندازه‌گیری آنتن پیشنهادی با قطبش دایروی در فرکانس‌های 2.6GHz و 3.4GHz در دو صفحه YZ و XZ

پهنای باندهای نسبت محوری حاصل از شبیه‌سازی و اندازه‌گیری به ترتیب برابر با 0.92 GHz از فرکانس 2.57 GHz تا فرکانس 3.49 GHz (معادل درصدی ۳۰.۳۶٪) و 1.18 GHz از فرکانس 2.25 GHz تا فرکانس 3.43 GHz (معادل درصدی ۳۰.۵۸٪) است. حداکثر بهره قطبش دایروی دست راستی حاصل از شبیه‌سازی آنتن پیشنهادی برابر با 9 dB در فرکانس 3.4 GHz است. این مقدار برای نمونه اندازه‌گیری شده برابر با 9.14 dB و بیشینه آنتن پیشنهادی برابر با 27.2 dB است.

الگوهای تشعشعی حاصل از شبیه‌سازی و اندازه‌گیری آنتن پیشنهادی با قطبش دایروی در فرکانس‌های 2.6 GHz و 3.4 GHz در دو صفحه YZ و XZ در شکل ۱۴ نشان داده شده است. تمایز حداقل 25 dB بین مولفه‌های قطبش دایروی دست راستی و دست چپی در این الگوها مشهود است. همچنین در این دو فرکانس الگوهای تشعشعی برودساید هستند.

¹ Cao

GHz 5G Communication Systems," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 4, pp. 2061-2071, April 2021, doi: 10.1109/TAP.2020.3027042.

[4] S. Yan, P. J. Soh and G. A. E. Vandenbosch, "Wearable Dual-Band Magneto-Electric Dipole Antenna for WBAN/WLAN Applications," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 9, pp. 4165-4169, Sept. 2015, doi: 10.1109/TAP.2015.2443863.

[5] H. W. Lai and H. Wong, "Substrate Integrated Magneto-Electric Dipole Antenna for 5G Wi-Fi," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 2, pp. 870-874, Feb. 2015, doi: 10.1109/TAP.2014.2384015.

[6] B. Feng, J. Lai, Q. Zeng and K. L. Chung, "A Dual-Wideband and High Gain Magneto-Electric Dipole Antenna and Its 3D MIMO System With Metasurface for 5G/WiMAX/WLAN/X-Band Applications," in *IEEE Access*, vol. 6, pp. 33387-33398, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2848476.

[7] B. Feng, K. L. Chung, J. Lai, and Q. Zeng, "A conformal magneto-electric dipole antenna with wide H-plane and band-notch radiation characteristics for sub-6-GHz 5G base-station," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 17469-17479, 2019.

[8] B. Feng, J. Chen, K. L. Chung, L. Wang and Y. Li, "Dual-Polarized Filtering Magneto-Electric Dipole Antenna Arrays With High Radiation-Suppression Index for 5G New Radio n258 Operations," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, no. 4, pp. 3058-3063, April 2022, doi: 10.1109/TAP.2021.3121095.

[9] S. Fakhte, M. Zahir Joozdani, D. Zarifi, Magneto-electric Dipole Antenna for 5G. In: L. Matekovits, B.K. Kanauija, J. Kishor, S.K. Gupta, (eds) Printed Antennas for 5G Networks. " *PoliTO Springer Series*. Springer, Cham. 2022. doi.org/10.1007/978-3-030-87605-0_5.

[10] A. -S. Kaddour, S. Bories, C. Delaveaud and A. Bellion, "Wideband dual-polarized magneto-electric miniaturization using capacitive loading," *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, San Diego, CA, USA, 2017, pp. 545-546, doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8072315.

است. همچنین مقدار بیشینه FBR آنتن پیشنهادی برابر با 41dB در فرکانس 3.4 GHz است.

در آنتن دوقطبی ME با قطبش دایروی، یک آرایه ۵ در ۵ از سلول رسانای مغناطیسی مصنوعی که در فرکانس 3.1 GHz دارای فاز ضریب انعکاس صفر است، به عنوان صفحه زمین آنتن استفاده شده است. با این کار، ارتفاع آنتن از 0.25λ به 0.13λ کاهش یافته است. پهنای باندهای امپدانسی حاصل از شبیه‌سازی و اندازه‌گیری نمونه ساخته شده به ترتیب ۴۰.۲۵٪ (فرکانس 2.46 GHz تا 3.7 GHz) و ۴۴.۵۲٪ (فرکانس 2.38 GHz تا فرکانس 3.68 GHz) هستند. پهنای باندهای نسبت محوری حاصل از شبیه‌سازی و اندازه‌گیری به ترتیب ۳۰.۳۶٪ (فرکانس 2.57 GHz تا فرکانس 3.49 GHz) و ۳۰.۵۸٪ (فرکانس 2.25 GHz تا فرکانس 3.43 GHz) هستند. حداکثر بهره قطبش دایروی دست راستی شبیه‌سازی شده در فرکانس 3.4 GHz برابر با 9 dB است. این مقدار برای نمونه اندازه‌گیری شده برابر با 9.14 dB و مقدار بیشینه FBR آنتن پیشنهادی برابر با 27.2 dB است. آنتن‌های پیشنهاد شده در این پژوهش گزینه‌های مناسبی برای اینترنت نسل پنجم موبایل زیر ۶ گیگاهرتز هستند.

تعارض منافع

هیچ‌گونه تعارض منافع توسط نویسندگان بیان نشده است.

مراجع

- [1] J. Cao, H. Wang, S. Mou, P. Sothar and J. Zhou, "An Air Cavity-Fed Circularly Polarized Magneto-Electric Dipole Antenna Array With Gap Waveguide Technology for mm-Wave Applications," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 9, pp. 6211-6216, Sept. 2019, doi: 10.1109/TAP.2019.2925186.
- [2] Y. Li and K. -M. Luk, "A 60-GHz Wideband Circularly Polarized Aperture-Coupled Magneto-Electric Dipole Antenna Array," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 4, pp. 1325-1333, April 2016, doi: 10.1109/TAP.2016.2537390.
- [3] J. d. D. Ntawangaheza, L. Sun, Z. Xie, Y. Pang, Z. Zheng and G. Rushingabigwi, "A Single-Layer Low-Profile Broadband Metasurface Antenna Array for Sub-6

- magneto-electric dipole antenna for LTE femtocell base stations," *Journal of Computational Electronics* 15, 200–209 2016. doi:[10.1007/s10825-015-0759-0](https://doi.org/10.1007/s10825-015-0759-0)
- [20] M. Li, & K.-M. Luk, Wideband Magneto-electric Dipole Antennas. In: Chen, Z. (eds) *Handbook of Antenna Technologies*. "Springer, Singapore, 2015, https://doi.org/10.1007/978-981-4560-75-7_49-1.
- [21] V.G.M. Annamdas, C.K. Soh, Contactless load monitoring in near-field with surface localized spoof plasmons—a new breed of metamaterials for health of engineering structures, *Sens. Actuators A Phys.* 244 (2016) 156–165, <http://dx.doi.org/10.1016/j.sna.2016.04.037>.
- [22] S. Papantonis, N.M. Ridler, S. Lucyszyn, Rectangular waveguide enabling technology using holey surfaces and wire media metamaterials, *Sens. Actuators A Phys.* 209 2014 1–8, <http://dx.doi.org/10.1016/j.sna.2014.01.005>.
- [23] F. Capolino,. *Theory and Phenomena of Metamaterials*. CRC Press. 2009. <https://doi.org/10.1201/9781420054262>
- [24] D.M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4rd ed., John Wiley & Sons, 2009.
- [25] M.E. de Cos, F. Las-Heras, "On the advantages of loop-based unit-cell's metallization regarding the angular stability of artificial magnetic conductors", *Applied Physics A* 118 no. 2, 2014 699–708, doi:[10.1007/s00339-014-8782-8](https://doi.org/10.1007/s00339-014-8782-8)
- [26] D. Sievenpiper, Lijun Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 11, pp. 2059-2074, Nov. 1999, doi: 10.1109/22.798001.
- [27] W.A.Goddard III, D.Brenner, S.E.Lyshevski, & G.J.Iafrate, . "Handbook of Nanoscience, Engineering, and Technology . CRC Press". (2012). <https://doi.org/10.1201/9781315217178>
- [28] H.F. Álvarez, M.E. de Cos, S. García, F. Las-Heras, "Enhancing the angular stability of artificial magnetic conductors through lumped inductors", *Sensors and Actuators A: Physical*, Vol 272, Pages 223-230, ISSN 0924-4247, 2018 doi.org/10.1016/j.sna.2018.01.026.
- [11] C.-Y. Shuai and G.-M. Wang, 'Substrate-integrated low-profile unidirectional antenna', *Antennas Propag. IET Microw.*, vol. 12, no. 2, pp. 185–189, 2018. doi.org/10.1049/iet-map.2017.0302
- [12] S. X. Ta and I. Park, "Dual-Band Low-Profile Crossed Asymmetric Dipole Antenna on Dual-Band AMC Surface," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 587-590, 2014, doi: 10.1109/LAWP.2014.2312950.
- [13] W. Wan, M. xue, L. Cao, T. Ye and Q. Wang, "Wideband Low-profile AMC-based Patch Antenna for 5G Antenna-in-package Application," *2020 IEEE 70th Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*, Orlando, FL, USA, 2020, pp. 1818-1823, doi: 10.1109/ECTC32862.2020.00284.
- [14] J. d. D. Ntawangaheza, L. Sun, C. Yang, Y. Pang and G. Rushingabigwi, "Thin-Profile Wideband and High-Gain Microstrip Patch Antenna on a Modified AMC," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 12, pp. 2518-2522, Dec. 2019, doi: 10.1109/LAWP.2019.2942056.
- [15] A. -S. Kaddour, S. Bories, C. Delaveaud and A. Bellion, "Wideband dual-polarized magneto-electric miniaturization using capacitive loading," *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, San Diego, CA, USA, 2017, pp. 545-546, doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8072315.
- [16] C.-Y. Shuai and G.-M. Wang, 'Substrate-integrated low-profile unidirectional antenna', *Antennas Propag. IET Microw.*, vol. 12, no. 2, pp. 185–189, 2018. <https://doi.org/10.1049/iet-map.2017.0302>
- [17] Y. -F. Cheng, J. Feng, C. Liao and X. Ding, "Analysis and Design of Wideband Low-RCS Wide-Scan Phased Array With AMC Ground," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 20, no. 2, pp. 209-213, Feb. 2021, doi: 10.1109/LAWP.2020.3044533.
- [18] T. Limpiti, , A. Chantaveerod, , & W. Petchakit, Design of a Magneto-Electric Dipole Antenna for FM Radio Broadcasting Base Station Antenna Implementation. *Progress In Electromagnetics Research M*, 60, 75–84. 2017. doi:[10.2528/PIERM17061906](https://doi.org/10.2528/PIERM17061906)
- [19] Govindanarayanan, I., Rangaswamy, N. & Anbazhagan, R. "Design and analysis of broadband



COPYRIGHTS

© 2024 by the authors. Licensee Iranian Space Research Center of Iran. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution 4.0 International (CC BY 4.0) (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>)

[29] M. Z. A. Abd. Aziz *et al.*, "Impedance modeling for a unit cell of the square loop frequency selective surface at 2.4 GHz," 2013 *Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC)*, Loughborough, UK, 2013, pp. 161-166, doi: 10.1109/LAPC.2013.6711873.

[30] B. Hazarika, B. Basu, & A. Nandi, "Design of antennas using artificial magnetic conductor layer to improve gain, flexibility, and specific absorption rate," *Microwave and Optical Technology Letters*. 2020. doi:10.1002/mop.32531

[31] A. Salaheddine, A. Errkik, A. O, Dhaou Said, J,Zbitou, and A. Lakhssassi. "An Advanced Array Configuration Antenna Based on Mutual Coupling Reduction" *Electronics* 12, no. 7: 1707. 2023. doi.org/10.3390/electronics12071707

[32] H. Fernández Álvarez, M. E. de Cos and F. Las-Heras, "AMC's Angular Stability Improvement Through the Introduction of Lumped Components," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 5, pp. 813-816, May 2018, doi: 10.1109/LAWP.2018.2817198.

[33] M. M. M. Ali, M. Al-Hasan, I. B. Mabrouk and T. A. Denidni, "Ultra-Wideband Hybrid Magneto-Electric Dielectric-Resonator Dipole Antenna Fed by a Printed RGW for Millimeter-Wave Applications," in *IEEE Access*, vol. 10, pp. 2028-2036, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3139828.

[34] K. Huang and Y. Zhang, "Analysis and Design of Dual-Polarized Millimeter-Wave Filtering Magneto-Electric Dipole Antenna," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, doi: 10.1109/TAP.2023.3270717.

[35] B. Feng, J. Lai, K. L. Chung, T. -Y. Chen, Y. Liu and C. -Y. -D. Sim, "A Compact Wideband Circularly Polarized Magneto-Electric Dipole Antenna Array for 5G Millimeter-Wave Application," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 9, pp. 6838-6843, Sept. 2020, doi: 10.1109/TAP.2020.2980368.

[36] W. Cao, X. Lv, Q. Wang, Y. Zhao and X. Yang, "Wideband Circularly Polarized Fabry-Perot Resonator Antenna in Ku-Band," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 4, pp. 586-590, April 2019, doi: 10.1109/LAWP.2019.2896940.



Available in:
Journal.isrc.ac.ir

Journal of
Space Science, Technology
& Applications (Persian)

Vol. 3, No. 2, pp.: 61-88
2024

DOI:
10.22034/jssta.2023.421767.1142

Article Info

Received: 2023-10-21
Accepted: 2024-01-16

Keywords

3D Layout of satellite components/equipment, Uncertainty, Proposed Robust Flexible Programming Model (RFPM), Optimization algorithm

How to Cite this article

Aliha, Mir Saman Pishvae, "Layout optimization of interior equipment in a multilayer cylindrical satellite", *Journal of Space Science, Technology and Applications*, vol 3 (2), p.:61-88, 2024.

Layout optimization of interior equipment in a multilayer cylindrical satellite

Masoud Hekmatfar², M.R.M. Aliha^{1*}, Mir Saman Pishvae³

¹ * Welding and Joining Research Center, School of Industrial Engineering, Iran University of Science and Technology (IUST), Tehran, Iran., mrm_aliha@iust.ac.ir

² School of Industrial Engineering, Iran University of Science and Technology (IUST), Tehran, Iran, masoudhekmatfar@gmail.com

³ School of Industrial Engineering, Iran University of Science and Technology (IUST), Tehran, Iran, pishvae@iust.ac.ir

Abstract

One of the main issues in the arrangement of equipment in multi-layered satellites includes placing the equipment in each layer separately. In the arrangement of equipment on surfaces, the non-overlap constraint has always been a challenge, especially for parts that do not have a circular cross-section. This paper presents a robust flexible programming model (RFPM) for placing equipment in different layers and considering uncertainty for placement of cubic equipment. Comparing the output of the proposed model with previous studies in this field shows that the efficiency of the model has increased significantly to meet the limitations of non-overlapping between equipment. Eventually, it is expected that this research can cover the existing gaps in this field and by observing other limitations such as stability and thermal limitations, moments of inertia and center of gravity, it will reduce the design time in the conceptual and preliminary phase and ultimately reduce the overall dimensions of the satellite, which has always been one of the main goals of designers.

طراحی چیدمان چند طبقه ای تجهیزات در ماهواره استوانه ای به روش بهینه سازی

مسعود حکمت فر^۲، محمد رضا محمد علیها^{۱*}، میر سامان پیشوایی^۳

- ۱- دانشکده مهندسی صنایع دانشگاه علم و صنعت ایران، تهران، ایران mrm.aliha@iust.ac.ir
۲- دانشکده مهندسی صنایع دانشگاه علم و صنعت ایران، تهران، ایران masoudhekmatar@gmail.com
۳- دانشکده مهندسی صنایع دانشگاه علم و صنعت ایران، تهران، ایران pishvae@iust.ac.ir

چکیده

یکی از موضوعات اصلی در چیدمان تجهیزات در ماهواره های چند طبقه شامل قرار دادن تجهیزات در هر لایه به صورت جداگانه می باشد. در چیدمان تجهیزات در سطوح، محدودیت عدم همپوشانی همواره یک چالش بوده است، به ویژه برای قطعاتی که فاقد سطح مقطع دایره ای شکل هستند. این مقاله یک مدل برنامه نویسی انعطاف پذیر استوار (RFPM) به منظور قرار دادن تجهیزات در لایه های مختلف و لحاظ عدم قطعیت برای جانمایی تجهیزات مکعبی را ارائه می دهد. مقایسه خروجی مدل پیشنهادی با مطالعات قبلی در این زمینه نشان می دهد که به طور قابل توجهی کارایی مدل برای برآورده کردن محدودیت های عدم همپوشانی بین تجهیزات بالا رفته است. در نهایت انتظار می رود که این تحقیق بتواند خلاءهای موجود در این حوزه را پوشش داده و با رعایت محدودیت های دیگر مانند پایداری و محدودیت های حرارتی، ممان های اینرسی و مرکز ثقل به کاهش زمان طراحی در فاز مفهومی و مقدماتی و نهایتاً کوچکتر شدن ابعاد کلی ماهواره که همواره یکی از اصلی ترین اهداف طراحان در این زمینه بوده کمک شایانی نماید.



دسترس پذیر در نشانی:
Journal.isrc.ac.ir

دو فصلنامه
علوم، فناوری و
کاربردهای فضایی

سال سوم، شماره ۲، صفحه ۸۸-۶۱
پاییز و زمستان ۱۴۰۲

DOI:
10.22034/jssta.2023.421767.1142

تاریخچه داوری

دریافت: ۱۴۰۲/۰۷/۲۹
پذیرش: ۱۴۰۲/۱۱/۰۹

واژه های کلیدی

چیدمان سه بعدی تجهیزات
ماهواره- عدم قطعیت- مدل
پیشنهادی برنامه ریزی استوار
انعطاف پذیر- الگوریتم بهینه سازی

نحوه استناد به این مقاله

مسعود حکمت فر، محمد رضا محمد علیها، میر سامان پیشوایی، "طراحی چیدمان چند طبقه ای تجهیزات در ماهواره استوانه ای به روش بهینه سازی"، دو فصلنامه علوم، فناوری و کاربردهای فضایی، جلد سوم، شماره دوم، صفحات ۸۸-۶۱، ۱۴۰۲.

مقدمه

مطالب موجود در بقیه بخش‌های این مقاله به صورت زیر آمده است؛ در بخش ۱-۱ مرور پژوهش‌های مرتبط از تحقیقات گذشته آورده شده است. تعریف مساله چیدمان تجهیزات ماهواره در چند طبقه در بخش ۱-۲ و ارائه مدل ریاضی شامل جانمایی تجهیزات در هر سطح و روش حل آن در بخش ۲ مورد بررسی قرار گرفته است. اجرای مدل پیشنهادی و تحزیه و تحلیل نتایج برای مطالعات موردی در بخش ۳ دیده می شود و در نهایت نتیجه گیری در بخش ۴ مقاله آورده شده است.

۱-۱ مرور پژوهش‌های مرتبط

فربی و همکاران [۳] و [۴] نخستین نفراتی بودند که در مورد چیدمان تجهیزات ماهواره روش‌های بهینه سازی عددی ارائه دادند. پس از آن مقالاتی زیادی در زمینه چیدمان تجهیزات ماهواره منتشر شد که بسته به نوع ماهواره جانمایی‌ها به دو گروه اصلی؛ جانمایی تجهیزات در محفظه ماهواره (ماهواره‌های مکعبی شکل) و یا بر روی سطوح موجود در ماهواره (ماهواره‌های استوانه‌ای شکل) تقسیم می شوند. در این مقاله چون بحث در مورد جانمایی تجهیزات در ماهواره‌های دارای طبقه می‌باشد مهمترین مقالات موجود که طراحی ۴ صفحه حامل را شامل می شدند به همراه روش‌های جانمایی در هر صفحه و حل آنها در جدول (۱) آورده شده اند.

سه مقاله ژانگ و همکاران [۱۵]، [۱۶] و [۱۷] از داده های مقاله [۱] استفاده کرده و یک ماهواره چند محفظه ای با ۱۲۰ تجهیز و ۸ لایه را مورد بررسی قرار دادند. این سه مقاله که از مفهوم به هم چسباندن دو ماهواره استفاده کردند مورد بحث نبوده و در این جدول آورده نشده اند. در بقیه مقالات چیدمان تجهیزات یا در تعداد صفحات کمتری مورد بررسی قرار گرفته است و یا جانمایی در محفظه خود ماهواره صورت پذیرفته که این حالت دوم همانطور که پیشتر ذکر شد برای ماهواره‌های مکعبی شکل بکار برده می شود.

طراحی چیدمان یکی از کلیدی ترین مباحث در فاز طراحی سیستم های ماهواره می باشد زیرا که باعث عملکرد صحیح و یکپارچه تجهیزات ماهواره در زیرسیستمهای مختلف در مدار حرکتی خود می‌شود. هدف اصلی طراحی چیدمان ماهواره قرار دادن تجهیزات یا قطعات آن در موقعیت‌های مناسب بوده به طوری که بتواند نیازمندی‌ها و محدودیت‌های مختلف مهندسی را برآورده سازد. [۱]

معیار مهم دیگر در طراحی چیدمان تجهیزات در ماهواره مفهوم چند طبقه ای بودن با توجه به فضای محفظه ماهواره می باشد. احمدی و همکاران [۲] مطالعه جامعی در مورد چیدمان در فضای چند طبقه ای انجام دادند و به تشریح کامل مدل‌ها و راه حل‌های موجود برای مسائل چیدمان تسهیلات چند طبقه ای پرداختند.

یکی از موضوعات عملی در چیدمان تجهیزات ماهواره مربوط به اندازه گیری فواصل بین قطعات تحت شرایط عدم قطعیت می باشد. در واقع این نوع از طراحی مربوط به عدم قطعیت شناختی بوده که در آن یا داده‌ها ناقص و ناکافی هستند و یا ذات مساله دارای عدم دقت و شفافیت است. در اینجا نظر تصمیم گیرنده دخیل نمی‌شود و عدم قطعیت مربوط به داده‌ها است. به بیان دیگر برنامه ریزی انعطاف‌پذیر زمانی استفاده می‌شود که محدودیت‌ها نرم بوده و انعطاف‌پذیری بر روی مقادیر نهایی تابع هدف لحاظ می شود. در اینجا تصمیم گیرنده این انعطاف‌پذیری را دارد که محدودیت‌ها و یا مقدار تابع هدف را برآورده سازد و حتی در زمانی که داده‌ها قطعی است، تصمیم گیرنده می تواند بر روی عدم قطعیت اطلاعات اظهار نظر نماید.

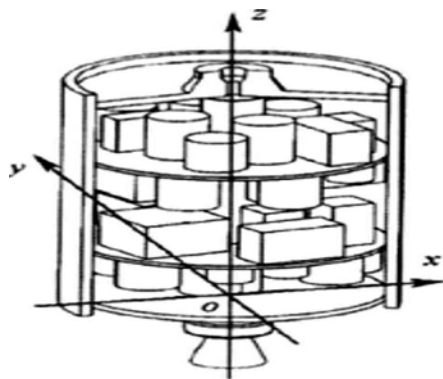
مفهوم عدم قطعیت نقشی کلیدی در تعیین فواصل تجهیزات مکعب مستطیل بازی می کند به طوریکه در طراحی چیدمان تجهیزات به کمک برنامه ریزی انعطاف پذیر از همپوشانی تجهیزات ممانعت به عمل می آورد و این مورد یکی از اصلی ترین نوآوری های این مقاله به حساب می آید.

جدول ۱- روش های حل و ابعاد مساله در مقالات چیدمان تجهیزات ماهوار

ردیف	محققین	روش حل برای عدم همپوشانی	روش حل سایر محدودیت های مکانیکی (مان اینرسی، مرکز ثقل، فرکانس طبیعی...)
1	[5] Sun and Teng (2003)	الگوریتم GA برای رسیدن به حل شدنی نزدیک بهینه- الگوریتم ACO برای تنظیم موقعیت هر کدام از تجهیزات	الگوریتم ابتکاری متعادل سازی به سمت مرکز
2	[6] Liu and Teng (2008)	ترکیب روشی ابتکاری و GA	
3	[1] Zhang et al. (2008)	تجزیه و تحلیل هندسی با استفاده از مفهوم تراکم و جداسازی برای چندوجهی های غیر محدب	روش ترکیبی شامل GA و الگوریتم PSO
4	[7] Huo and Teng (2009)	ترکیب روشی ابتکاری و GA	
5	[8] Wang et al. (2009)	روش ابتکاری به نام trees oriented bounding box	روش ابتکاری بر مبنای جستجوی پراکنده
6	[9] Teng et al. (2010)	روش تکاملی برای الگوریتم ژنتیک به اسم الگوریتم دانه ای کمکی یکپارچه متغیر سیستم دوگان (DVGCCGA جهت جلوگیری از همگرایی زود هنگام	
7	[10] Liu et al. (2016)	روش های projection و no-fit polygon	روش ترکیبی بر مبنای الگوریتم های جستجوی محلی و ابتکاری
8	[11] Fakoor et al. (2017)	ترکیبی شامل GA و برنامه ریزی درجه دوم متوالی (SQP) در نظر گرفتن محدودیت های کنترل ارتفاع و فرکانس های طبیعی	
9	[12] Cui et al. (2017)	روش هندسه تحلیلی	روش PSO برای یک سیستم دوگان تکاملی
10	[13] Zhong et al. (2019)	یک شبه الگوریتم بر مبنای DE	
11	[14] Chen et al. (2021)	روش Phi-Function به همراه روش PSO توسعه یافته / FCM	

و همکاران [۲۰] شرایط تصمیم گیری را با توجه به کیفیت اطلاعات موجود به دو گروه تقسیم کردند: تصمیم گیری در شرایط قطعیت (زمانی که اطلاعات کاملاً در دسترس است) و تصمیم گیری در شرایط عدم اطمینان (زمانی که اطلاعات ناقص است). پیشوایی و فضلی خلف [۲۱] روند تحولی برنامه ریزی استوار را مورد بررسی قرار دادند. پیشوایی و همکاران [۲۲] با ارائه رویکردهای متفاوتی در برنامه ریزی

در زمینه عدم قطعیت، گالبریت [۱۸] عدم قطعیت را به عنوان تفاوت بین مقدار اطلاعات مورد نیاز و مقدار اطلاعات موجود برای انجام یک کار تعریف کرد. اساساً عدم قطعیت مربوط به تصمیم گیری در شرایط ناقص بودن اطلاعات رخ میدهد. مولا و همکاران [۱۹] بحث عدم قطعیت را به عنوان انعطاف پذیری در محدودیت ها و سطوح مختلف مقبولیت اهداف و عدم قطعیت در داده های ورودی تقسیم کرد. کلیبای



شکل ۱- نمایی از یک ماهواره با دو صفحه میانی و ۴ سطح جهت جانمایی

مواردی که به عنوان پیش فرض می بایست در تعریف موضوع مدنظر قرار گیرند به این صورت می باشد:

- سه بعدی بودن جانمایی: با توجه به این که مساله چیدمان تجهیزات ماهواره در فضای سه بعدی اتفاق می افتد، در نظر گرفتن محور Z ها از مفروضات مدل می باشد.
- چند لایه بودن جانمایی: معیار مهم دیگر در چیدمان تجهیزات ماهواره مفهوم چند لایه بودن با توجه به لایه های مختلف فضای ماهواره است.
- قیود فاصله: هیچگونه همپوشانی بین تجهیزات در کلیه سطوح چیدمان جایز نیست.
- قیود تعادلی: در این محدودیت ها عدم تعادل باید در کمترین مقدار ممکن باشد.
- قیود حرارتی: میدان حرارتی می تواند تاثیر مستقیم بر عملکرد اجزای الکترونیکی داشته باشد. بنابراین به طور کلی توزیع یکنواخت جریان حرارتی باعث افزایش کارایی و قابلیت اطمینان تجهیزات سیستم می شود.
- قیود پایداری: این قیود که به صورت مرکز ثقل سیستم نامیده می شود باید در حد امکان کوچک باشد.
- محدودیت پایداری ماهواره باید طوری باشد که این وسیله بتواند به راحتی در فضا بچرخد و حرکت داشته باشد؛ بنابراین مجموع ممان های اینرسی سیستم باید در کمترین

استوار در تکامل این روند نقش به سزایی را ایفا کرده است. در مقاله ایشان [۲۲] برنامه نویسی ریاضی فازی استوار ($RFMP^1$) به دو بخش تقسیم می شود: برنامه نویسی امکان و برنامه ریزی انعطاف پذیر. در این مقاله روش برنامه ریزی ریاضی انعطاف پذیر استوار $RFMP^2$ برای حل مساله عدم همپوشانی بین اجزای مکعبی ارائه می شود. در نهایت، موضوع اصلی مورد بررسی در این پژوهش، نحوه برخورد با مشکل جانمایی اجزاء همراه با افزایش تعداد لایه ها و تجهیزات و پیچیدگی الزامات فنی مساله چیدمان ماهواره است.

۱-۲ تعریف موضوع

طراحی ماهواره در ۳ فاز اصلی طراحی مفهومی، طراحی مقدماتی و طراحی با جزئیات انجام می گیرد که طراحی چیدمان یکی از مراحل اساسی در فاز طراحی با جزئیات می باشد و این پرسش را مطرح می کند که آیا یکپارچه سازی اجزای عملیاتی از زیر سیستم های مختلف می تواند به صورت مناسب و کارا در محیط ویژه ای مانند فضا که مدام در معرض تشعشعات کیهانی قرار دارد کار کند یا خیر؟

از آنجایی که پایداری، کنترل و ابعاد ماهواره نقش مهم و کلیدی ایفا کرده و بهینه سازی آنها می تواند در پرتاب موفقیت آمیز ماهواره و تداوم و طول عمر آن در فضا تاثیر مستقیم داشته باشد، بنابراین هدف اصلی از طراحی تجهیزات ماهواره حداکثر سازی نیازمندی ها و محدودیت های مهندسی بوده به صورتی که این تجهیزات حداقل فضای ممکن را اشغال نموده و به کوچک شدن ابعاد و سبک شدن ماهواره کمک کنند.

نمونه ای از یک ماهواره با دو صفحه میانی و ۴ سطح که تجهیزات بر روی این سطوح جانمایی می شوند در شکل (۱) نمایش داده شده است.

² Robust Flexible Mathematical Programming

¹ Robust Fuzzy Mathematical Programming

O: مرکز این سیستم مختصاتی بوده و بر روی مرکز هندسی پوسته پایینی ماهواره قرار دارد.

Z: محور متقارن طولی ماهواره که جهت مثبت آن به سمت بالا می باشد.

X: محور عمود به محور Z ها بر روی پوسته پایینی ماهواره

Y: محور عمود به محور Z ها بر روی پوسته پایینی ماهواره و در زاویه ۹۰ درجه با محور X ها

این سیستم مختصاتی برای محاسبه مرکز ماهواره به کار برده می شود و محل نصب تجهیزات را مشخص می کند.

ب- سیستم مختصات ماهواره $O'x'y'z'$

O': مرکز این سیستم مختصاتی بوده و بر روی مرکز ثقل واقعی ماهواره قرار دارد.

Z': محور متقارن طولی ماهواره می باشد که منطبق و یا موازی با محور Z ها است.

X'. Y': این دو محور به ترتیب موازی با محورهای X و Y است.

این سیستم مختصاتی برای محاسبه ممان های اینرسی اصلی و ضریبی ماهواره مورد استفاده قرار می گیرد.

ج- سیستم مختصات محلی تجهیزات $O''x''y''z''$

O'': مرکز این سیستم، مختصاتی بوده و بر روی مرکز ثقل تجهیز قرار دارد.

Z'': محور متقارن طولی تجهیز است که موازی با محور Z ها می باشد.

X''. Y'': این دو محور به ترتیب موازی با محورهای X و Y زاویه α_i می سازند.

این سیستم مختصاتی برای محاسبه ممان اینرسی تجهیز با توجه به محور خود به کار برده می شود.

مقدار خود باشد. حداقل سازی مجموع ممان های اینرسی به صورت فیزیکی به این معناست که ماهواره به طور ذاتی میل به پایداری دارد و این حداقل سازی می تواند تلاش برای پایداری ماهواره توسط زیر سیستم ها را کاهش دهد. در نتیجه ممان های اینرسی شامل ممان های محورهای اصلی و ممان های ضریبی یا متقاطع باید در حداقل مقدار خود باشند.

- عدم قطعیت سیستم: برای تجهیزاتی که می بایست با فاصله از هم قرار گیرند یک مقدار ثابت و مشخصی وجود ندارد و به همین دلیل استفاده از عدم قطعیت در تعیین این فاصله بسیار ضروری است. در طراحی چیدمان تجهیزات ماهواره نمی توان به آسانی تجهیزات استوانه ای که سطح مقطع دایره ای شکل دارند، برای تجهیزات مکعب مستطیل شکل که سطح مقطع مستطیلی دارند نیز عدم همپوشانی را اعمال کرد؛ زیرا برای ۲ تجهیز دایره ای به راحتی با محاسبه شعاع و وارد کردن قید فاصله دو شعاع از هم می توان مانع همپوشانی تجهیزات از یکدیگر شد. در نقطه مقابل برای دو تجهیز با سطح مقطع مستطیل و یا دو تجهیز یکی دایره و دیگری مستطیل رعایت محدودیت عدم همپوشانی به آسانی صورت نخواهد گرفت. به همین دلیل بحث عدم قطعیت به راحتی قابل کاربرد بوده و در حل مدل بسیار موثر است.

به دلیل ماهیت مساله، مفهوم فازی نیز به کار برده می شود به طوری که محدودیت های مرتبط با فواصل تجهیزات به شکل فازی نوشته می شوند. با اضافه شدن محدودیت های فازی یک متغیر تصمیم گیری (α) در مدل تعریف شده و با یک ضریب جریمه (γ) به تابع هدف اضافه می شود.

در اینجا ۳ نوع سیستم مختصاتی سیستم مختصات مرجع (XYZ)، سیستم مختصات ماهواره $O'x'y'z'$ و سیستم مختصات محلی تجهیزات $O''x''y''z''$ وجود دارد که در ادامه درباره آنها توضیح داده می شود. [6]

الف- سیستم مختصات مرجع XYZ

۲. روش حل و مدل پیشنهادی

$$(r_i + r_j)^2 \leq (x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2 \quad (1)$$

همانگونه که در محدودیت (۱) مشاهده می شود، فاصله اقلیدسی بین مرکز هر دو دایره ای باید از مجموع شعاع آن دو دایره بزرگتر یا مساوی با آن باشد.

۲-۱-۲ تجهیزات با سطح مقطع مستطیلی

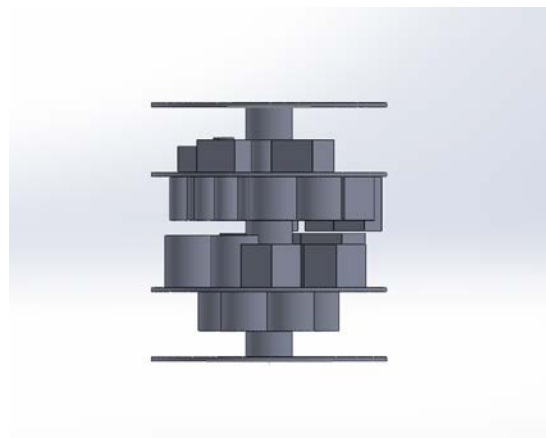
برای تجهیزات با سطح مقطع مستطیل، رفع محدودیت عدم همپوشانی به سادگی تجهیزات دایره ای شکل نیست. در این مقاله از روش برنامه ریزی استوار انعطاف پذیر برای رفع این مشکل استفاده می کنیم.

در اینجا فرض می شود که هر مستطیل می تواند توسط یک دایره که مرکز آن با مرکز مستطیل یکسان است معرفی شده و از این لحظه به بعد عدم همپوشانی بین این دوایر در نظر گرفته شود.

حال اگر دایره مذکور به طور کامل به عنوان دایره محیطی مستطیل در نظر گرفته شود، برآورده کردن محدودیت عدم همپوشانی موجب زیاد شدن بیش از نیاز فواصل بین تجهیزات و در نتیجه افزایش تابع هدف می شود.

اگر دایره آن قدر کوچک انتخاب شود که به دایره محاطی مستطیل تبدیل شود، در اینصورت با وجود اینکه تابع هدف به شدت کاهش پیدا کرده و تجهیزات به فواصل کمتری نسبت به هم جانمایی می شوند، اما منجر به روی هم قرار گرفتن قسمتی از تجهیزات مستطیل شکل شده و محدودیت عدم همپوشانی بین تجهیزات نقض می شود. بنابراین باید دوایری در نظر گرفته شوند که با وجود رفع محدودیت مذکور، بتوانند بهینه ترین و کمترین مقدار را برای تابع هدف ایجاد کنند. برای دستیابی به بهترین حالت دایره فرضی ذکر شده، شکل (۳) در نظر گرفته می شود.

حال که مدل مساله ارائه شد، به حل آن می پردازیم. شکل (۲) را در نظر بگیرید. همانطور که دیده می شود تجهیزات در ۲ طبقه و ۴ لایه یا سطح جانمایی می شوند به این صورت که تجهیزات در سطوح بالا و پایین هر طبقه قرار می گیرند. مرکز ثقل ماهواره نیز در جایی بین سطوح دوم و سوم قرار می گیرد.



شکل ۲- نمایی از ماهواره به همراه نمایش محل قرار گیری تجهیزات در لایه های مختلف

۲-۱-۲ جانمایی تجهیزات در سطوح ماهواره

از آنجایی که تجهیزات موجود در محفظه ماهواره به شکل مکعب مستطیل و یا استوانه هستند، این تجهیزات در نمای ۲ بعدی به شکل مستطیل و دایره دیده می شوند.

برای برآورده کردن محدودیت عدم همپوشانی بین تجهیزات، نیاز است که محل قرارگیری هر تجهیز با محل بقیه تجهیزات مقایسه شده و هیچگونه همپوشانی بین تمامی تجهیزات وجود نداشته باشد.

۲-۱-۱ تجهیزات با سطح مقطع دایره ای

برآورده کردن محدودیت عدم همپوشانی برای تجهیزات با سطح مقطع دایره ای شکل به راحتی قابل دستیابی است.

ضربدری که برای محاسبه مقدار ناپایداری یا عدم تعادل ماهواره در جهت صفحات مختلف به کار گرفته می شود و زوایای بین ممان های اینرسی اصلی با محورهای مختصات ماهواره در مقاله تنگ و همکاران [۹] موجود است.

برای حل مساله مدل برنامه ریزی استوار انعطاف پذیر به صورت زیر نوشته می شود:

$$\text{Min } f(x) = I_{xx} + I_{yy} + I_{zz} + \gamma \times \left[sM_i + \left(\frac{(sO - sM) - (sM - sP)}{3} \right) \right] \times (1 - \alpha) \quad (3)$$

s.t.

$$fr_i \geq r_i - \bar{sT} \times (1 - \alpha_i)$$

$$(4) \quad i \in \text{cubic equipments}$$

$$fr_i \geq r_i$$

$$i \in \text{cylinder equipments} \quad (5)$$

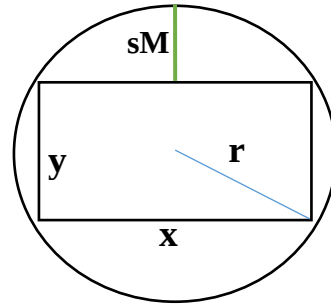
$$(fr_i + fr_{i+1})^2 \leq (x_i - x_{i+1})^2 + (y_i - y_{i+1})^2$$

$$i \in \text{cubic equipments} \quad (6)$$

$$0 \leq \alpha \leq 1 \quad , \quad I_{xx}, I_{yy}, I_{zz}, fr \geq 0 \quad (7)$$

در تابع هدف (محدودیت ۳) علاوه بر مینیمم سازی ممان های اینرسی، مجموع هزینه جریمه عدم رعایت احتمالی بر روی محدودیت های انعطاف پذیر نیز اضافه شده است.

در محدودیت (۴) عدد فازی $\bar{sT}$ نرم بودن محدودیت فازی را نشان می دهد. بدین معنی که لازم نیست حتما شعاع تجهیز مکعب مستطیل از شعاع دایره محیطی آن بزرگتر یا مساوی باشد و می تواند این امر نقض شود. در محدودیت (۵) شعاع نهایی تجهیز استوانه ای شکل i ام است. محدودیت (۶) عدم همپوشانی تجهیزات را نشان می دهد. محدودیت (۷) متغیرهای تصمیم مدل را نمایش می دهد. پارامتر α حداقل سطح رضایت از محدودیت انعطاف پذیر را نشان می دهد. عدد فازی $\bar{sT}$ یک عدد فازی مثلثی بوده و به وسیله سه عدد $(\bar{sT} = (sP, sM, sO))$ معرفی شده و به کمک روش ارائه شده در مقاله پیشوایی و همکاران [۲۱] به صورت زیر ارائه می شود:



شکل ۳- دایره محیطی مقطع یک تجهیز مکعب مستطیل

همانطور که در شکل (۳) نشان داده شده است مقدار sM به عنوان یک پارامتر برای تعیین مقدار شعاع بهینه دایره فرضی در نظر گرفته می شود. اگر دایره فرضی به بیشترین شعاع خود رسیده و محیطی باشد، مقدار sM به صورت زیر محاسبه می شود.

$$sM_i = r(i) - \frac{\min(x(i), y(i))}{2} \quad (2)$$

که در محدودیت (۲) x و y به ترتیب طول و عرض مستطیل و r شعاع دایره فرضی محیطی آن است.

برعکس در صورتی که شعاع دایره فرضی در کمترین مقدار خود بوده و محاطی باشد، مقدار sM به صفر میل می کند. برای استفاده از بحث استواری و انعطاف پذیر کردن محدودیت، از اعداد فازی کمک گرفته می شود، زیرا ماهیت اعداد فازی دقیقاً با بحث برنامه ریزی استوار انعطاف پذیر ارتباط تنگاتنگ دارد.

بر اساس مدل برنامه ریزی استوار انعطاف پذیر در مقاله [۲۱] در اینجا اعداد فازی به صورت مثلثی در نظر گرفته می شوند.

۲-۲ تابع هدف و محدودیت های مدل

مدل به صورت یک مساله مینیمم سازی است که به صورتی که ممان های اینرسی اصلی در حداقل مقدار خود بوده و بقیه محدودیت ها نیز مرتفع شوند. نحوه محاسبات مربوط به ممان های اینرسی در جهت های اصلی محور مختصات، مرکز ثقل ماهواره، ممان های اینرسی

این سه مثال عددی پایه گذار بسیاری از مقالات بعد از خود شدند به طوری که در ادامه از یازده مقاله ای که از این مثال های عددی استفاده کردند برای مقایسه با مدل پیشنهادی این مقاله استفاده می شود.

مطالعه موردی ۱: تحقیق در مورد مقاله سان و تنگ [۵]

کلیه اطلاعات اولیه مربوط به این مطالعه موردی از جمله ابعاد، وزن و مختصات مرکز ثقل و ممان های اینرسی اصلی برای محفظه خالی ماهواره در مقاله سان و تنگ [۵] موجود است.

بجز ایشان [۵] سه مقاله هیو و تنگ [۷]، دومین مثال موجود در لیو و همکاران [۱۰] و مقاله فکور و همکاران [۱۱] نیز از داده های این مثال عددی استفاده کرده و نتایج خود را با یکدیگر مقایسه کردند. با وجود اینکه هیو و تنگ [۷] از داده های مشابه ای استفاده کردند، اما مختصات چیدمان نهایی آنها به منظور مقایسه با سایر مقالات در دسترس نبود. با توجه به مختصات تجهیزات پس از جانمایی که در مقالات یاد شده موجود است، ممان های اینرسی مجدد محاسبه شده و نتایج مورد مقایسه قرار گرفت، در جدول (۲) قابل مشاهده است.

جدول ۲- مقایسه ممان های اینرسی مقالات با داده های مشابه

نویسنده	ممان اینرسی			
	I_{xx} (Kg.m ²)	I_{yy} (Kg.m ²)	I_{zz} (Kg.m ²)	f (Kg.m ²)
[5] Sun & Teng (2003)	261.1	268.4	225.7	755.3
[7] Huo & Teng (2009)	268.4	271.1	232.7	772.2
[10] Liu et al. (2016)-Ex.2	264.4	261.5	222.2	748.1
[11] Fakoor et al. (2017)	270	265.7	231.9	767.7

همان طور که در جدول (۲) دیده می شود بهترین جواب در این مقالات مربوط به مقاله لیو و همکاران [۱۰] است که در آن تابع هدف در مقایسه با سایر مقالات از مقدار کمتری برخوردار است. بنابراین ما در این مقاله برای تعیین θ_i (زاویه بین جهت مثبت محور x ها و لبه افقی تجهیز مکعب مستطیل i ام) در تجهیزات مکعب مستطیل از خروجی موجود در این مقاله استفاده می کنیم.

$$\bar{sT} = \left(SM + \frac{(sO-sM)-(sM-sP)}{3} \right) \quad (8)$$

که در محدودیت (۸) sO_i و sP_i به ترتیب مقدار خوشبینانه و بدبینانه عدد فازی مثلثی قسمتی از شعاع دایره فرضی محیطی تجهیز مکعب مستطیل i ام است.

$$\left(\frac{(sO-sM)-(sM-sP)}{3} \right) \times (1 - \alpha_i) \quad (9)$$

عبارت (۹) مقدار احتمالی تخطی از محدودیت انعطاف پذیر را نشان می دهد.

در این مدل هزینه جریمه نیز برای هر واحد تخطی از محدودیت نرم در نظر گرفته شده است که با پارامتر γ نمایش داده می شود. در مدل برنامه ریزی استوار انعطاف پذیر حداقل سطح رضایت مندی (α) به صورت متغیر تصمیم می باشد.

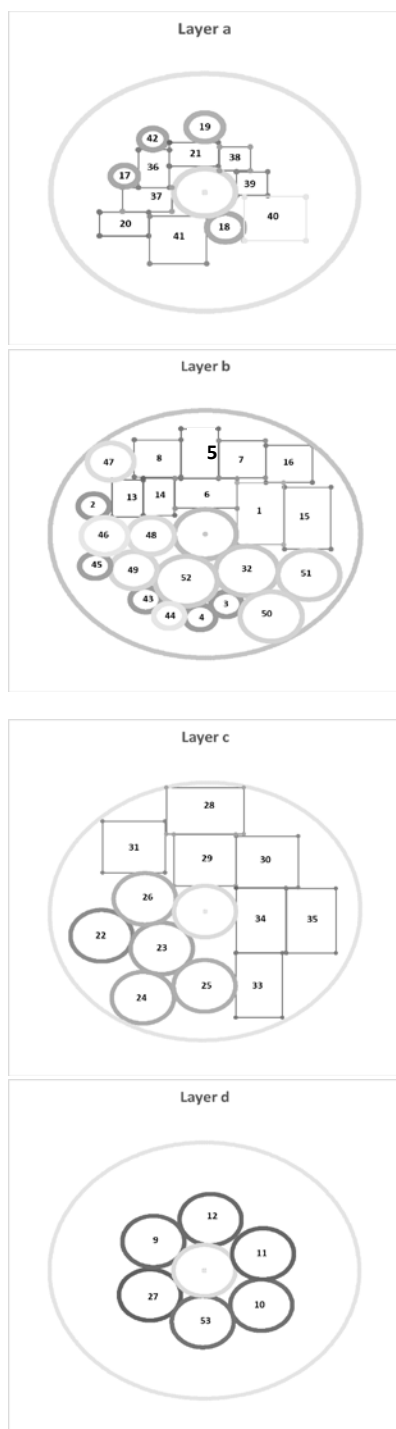
باید توجه شود که پارامتر γ یک مقدار مهم بوده و ارزش آن بر اساس بکارگیری و موضوع بحث تعیین می شود. در اینجا برای مثال می توان برای تجهیزات مکعب مستطیل که نیاز به داشتن فاصله بیشتری از سایر تجهیزات دارند مقدار پارامتر جریمه را بیشتر در نظر گرفت که در این حالت متغیر α تمایل به افزایش داشته و به سمت ۱ میل می کند و در این صورت محدودیت نرم برای این تجهیز همانند تجهیزات استوانه ای می شود.

لازم به ذکر است که استفاده از پارامتر جریمه در تابع هدف به بهینه سازی متغیر حداقل سطح رضایتمندی (α) کمک کرده و از دخالت مستقیم تصمیم گیران در مقدار دهی به این متغیر جلوگیری می کند.

۳. اجرای مدل و نتایج

در این قسمت کارایی مدل ارائه شده به کمک مقایسه عملکرد آن با مدل های قبلی موجود در مرور ادبیات مورد پژوهش قرار می گیرد.

برای تحلیل حساسیت عملکرد مدل بر مبنای برنامه ریزی استوار انعطاف پذیر، ابتدا آن را با مدل انعطاف پذیر ساده با سطوح رضایتمندی معین (برای مثال ۰.۰، ۰.۱، ۰.۲، ۰.۳) مقایسه می کنیم. بدین منظور از مثال های عددی موجود در مقالات سان و تنگ [۵]، ژانگ و همکاران [۱] و لیو و تنگ [۶] استفاده می شود.



شکل ۴- نحوه جانمایی تجهیزات در سطوح مختلف ماهواره در حالت بهینه

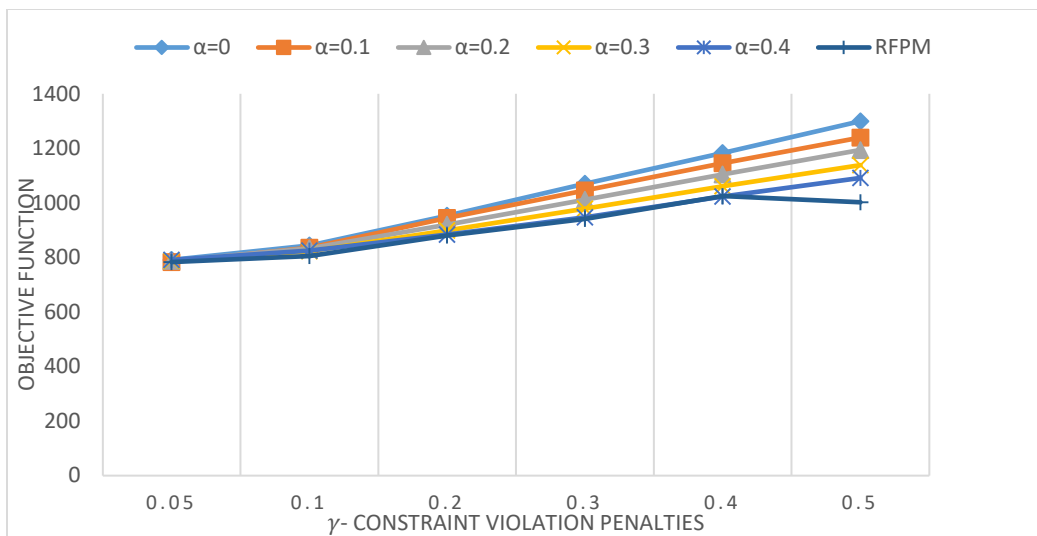
شکل (۴) و جدول (۳) به ترتیب خروجی مدل توسط نرم افزار GAMS در حالتی که مجموع ممان اینرسی در حداقل مقدار ممکن خود قرار دارد (محل قرار گیری تجهیزات در سطوح مختلف ماهواره) و مختصات تجهیزات در این حالت بهینه را نشان می دهد. برای مقایسه مدل انعطاف پذیر در حالت غیر استوار، در کلیه حالت های ممکن مدل را اجرا کرده و توابع هدف را با یکدیگر مقایسه می کنیم. نتایج در شکل (۵) دیده می شود.

همانطور که از شکل (۵) مشخص است در حالت هایی که حداقل سطح رضایتمندی جهت تخطی از محدودیت های انعطاف پذیر (α) از ۰.۴ بیشتر باشد مدل ها در حالت غیر استوار جواب شذنی نخواهند داشت زیرا اگر این پارامتر به سمت ۱ میل کند در اصل محدودیت انعطاف پذیری خود را از دست داده و شعاع تجهیزات مکعب مستطیل به شعاع دایره محیطی آنها تبدیل شده و محدودیت عدم همپوشانی بین تجهیزات در عمل برآورده نخواهد شد. همچنین واضح است که با افزایش ضریب جریمه تخطی از محدودیت های انعطاف پذیر (γ) در تابع هدف مقادیر تابع هدف افزایش یابند که هرچه این ضریب بزرگتر می شود مدل های غیر استواری که در آنها حداقل سطح رضایتمندی (α) مقدار کمتری دارد با فاصله بیشتری افزایش می یابند. دلیل این امر این است که با کاهش سطح رضایتمندی مقدار $(1-\alpha)$ زیاد شده و حاصل ضرب جریمه تخطی از محدودیت های نرم در مقدار $(1-\alpha)$ در تابع هدف افزایش شدیدتری پیدا می کند.

جدول ۳- ابعاد و مختصات بهینه تجهیزات در مطالعه موردی شماره ۱

ردیف	ابعاد (میلیمتر)			جرم (کیلوگرم)	مختصات بهینه (میلیمتر)		θ_i (رادیان)	سطح	ردیف	ابعاد (میلیمتر)		جرم (کیلوگرم)	مختصات بهینه (میلیمتر)		سطح
	ai/ri	bi	hi		xi	yi				ri	hi		xi	yi	
1	150	250	200	22.50	329.47	64.86	$\pi/2$	L_2	28	100	240	26.62	-1.58	-288.80	L_3
2	150	250	200	22.50	177.47	82.86	$\pi/2$	L_2	29	100	240	26.62	-193.90	49.01	L_3
3	150	250	200	22.50	174.13	-285.90	$\pi/2$	L_3	30	100	180	16.97	-175.93	-95.12	L_4
4	160	250	200	24.00	180.21	-33.62	$\pi/2$	L_3	31	100	180	16.97	189.11	65.10	L_4
5	160	250	200	24.00	341.89	-35.46	$\pi/2$	L_3	32	100	180	16.97	19.82	199.02	L_4
6	250	180	200	27.00	0.07	391.00		L_3	33	100	180	16.97	-164.75	113.40	L_4
7	200	200	250	30.00	-0.30	200.34		L_3	34	100	180	16.97	183.52	-134.83	L_4
8	200	200	250	30.00	200.37	193.88		L_3	35	100	200	18.85	211.87	-332.71	L_2
9	200	200	250	30.00	-229.55	251.01	$\pi/2$	L_3	36	100	200	18.85	333.30	-164.84	L_2
10	150	150	250	16.88	118.90	302.23	$\pi/2$	L_2	37	100	200	18.85	-61.62	-190.27	L_2
11	150	150	250	16.88	-153.95	305.58	$\pi/2$	L_2	38	100	200	18.85	133.97	-148.50	L_2
12	150	150	250	16.88	270.27	283.38		L_2	39	75	200	10.60	-324.88	-7.36	L_2
13	100	150	200	9.00	-250.46	143.29	$\pi/2$	L_2	40	75	200	10.60	-304.87	293.12	L_2
14	100	150	200	9.00	-149.32	150.71	$\pi/2$	L_2	41	75	200	10.60	-174.88	-6.50	L_2
15	100	100	150	4.50	98.32	140.94		L_1	42	75	200	10.60	-230.85	-145.67	L_2
16	100	100	150	4.50	153.65	36.60		L_1	43	50	200	4.71	-359.25	112.82	L_2
17	200	185	150	16.65	228.81	-111.59		L_1	44	50	200	4.71	67.92	-283.18	L_2

18	185	200	150	16.65	-86.89	-200.66	$\pi/2$	L_1	45	50	200	4.71	-16.60	-336.62	L_2
19	200	120	200	14.40	2.14	164.48		L_2	46	50	200	4.71	-191.98	-264.47	L_2
20	120	200	200	14.40	-18.22	325.14	$\pi/2$	L_2	47	50	200	4.71	-116.38	-329.92	L_2
21	160	100	120	1.92	-261.47	-133.58		L_1	48	50	200	4.71	-354.70	-128.75	L_2
22	160	100	120	1.92	-35.20	159.98		L_1	49	60	150	5.09	67.08	-148.29	L_1
23	100	160	120	1.92	-165.12	99.19	$\pi/2$	L_1	50	60	150	5.09	0.03	273.81	L_1
24	160	100	120	1.92	-186.27	-30.91		L_1	51	45	160	3.05	-168.36	223.99	L_1
25	100		240	26.62	-333.30	-94.41		L_3	52	45	160	3.05	-261.07	68.28	L_1
26	100		240	26.62	-139.40	-143.42		L_3	53	100	180	16.97	-5.59	-199.92	L_4
27	100		240	26.62	-200.18	-334.88		L_3							

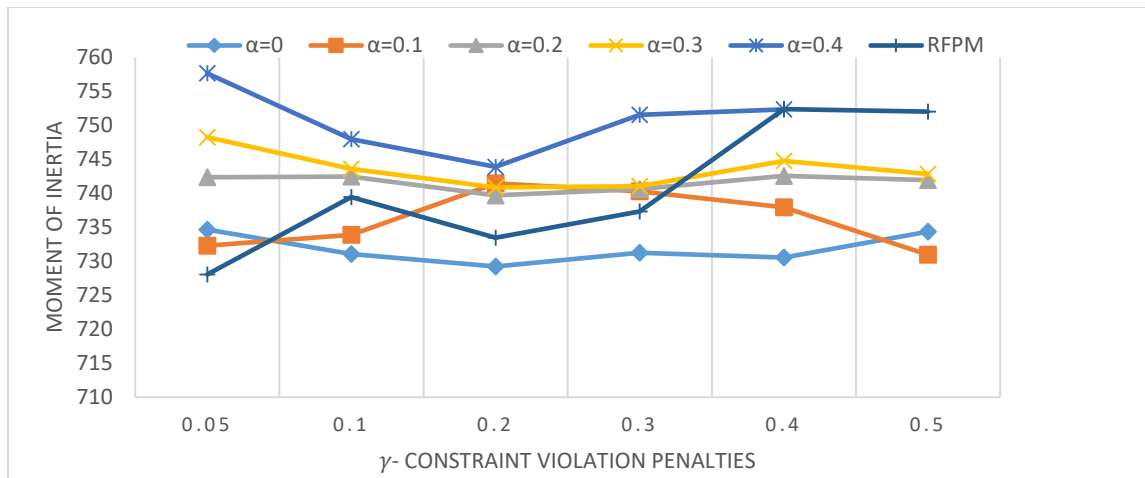


شکل ۵- مقایسه تابع هدف مدل استوار انعطاف پذیر با مدل های انعطاف پذیر غیر استوار

صفر میل کرده و محدودیت (۴) در نرمترین حالت خود قرار گرفته و منجر به همپوشانی تجهیزات می شود. پس از مقایسه دو ضریب γ یاد شده مشخص شد سطح رضایتمندی (α) در حالت $\gamma = 0.5$ مقادیر بالاتری را نشان می دهد که همانطور که گفته شد به دلیل میل مدل به کاهش تابع هدف می باشد اما می تواند از انعطاف پذیری محدودیت های نرم جلوگیری کرده و با افزایش فواصل بین تجهیزات مقادیر ممان اینرسی را بیشتر سازد. حال برای نتیجه گیری نهایی در مورد بهترین حالت ضریب جریمه باید ممان های اینرسی نیز مورد مقایسه قرار گیرند.

برای شناسایی اینکه با چه ضریب جریمه ای مدل جواب مناسب تری می دهد مجموع ممان های اینرسی در جهات اصلی محورهای مختصاتی نیز برای مدل های یاد شده مورد مقایسه قرار گرفتند که نتایج در شکل شماره (۶) دیده می شود.

در حالت استوار نیز در کلیه حالت ها مدل پیشنهادی جواب بهتری ارائه می دهد اما در حالت $\gamma = 0.5$ این اختلاف با سایر حالت های غیر استوار مشهودتر است زیرا ضرایب جریمه افزایش یافته اند و به دلیل اینکه مدل سعی در کاهش مقدار تابع هدف دارد متغیرهای حداقل سطح رضایتمندی (α) مقادیر بالاتری را به خود می گیرند. مقادیر متغیرهای حداقل سطح رضایتمندی (α) برای حالت های $\gamma = 0.05$ و $\gamma = 0.5$ با یکدیگر مقایسه شدند. دلیل اینکه سایر مقادیر γ مورد مقایسه قرار نگرفتند این است که در حالت های $\gamma > 0.5$ چون ضریب جریمه در تابع هدف زیاد شده است و مدل سعی در مینیمم سازی آن دارد مقدار متغیرهای حداقل سطح رضایتمندی (α) همیشه برابر ۱ بوده و در نتیجه مدل جواب شدنی نخواهد داشت. در حالت های $\gamma < 0.05$ نیز برعکس به دلیل کاهش بیش از اندازه ضریب جریمه در تابع هدف مدل سعی در کاهش متغیرهای حداقل سطح رضایتمندی (α) داشته که در عمل کلیه این متغیرها به سمت

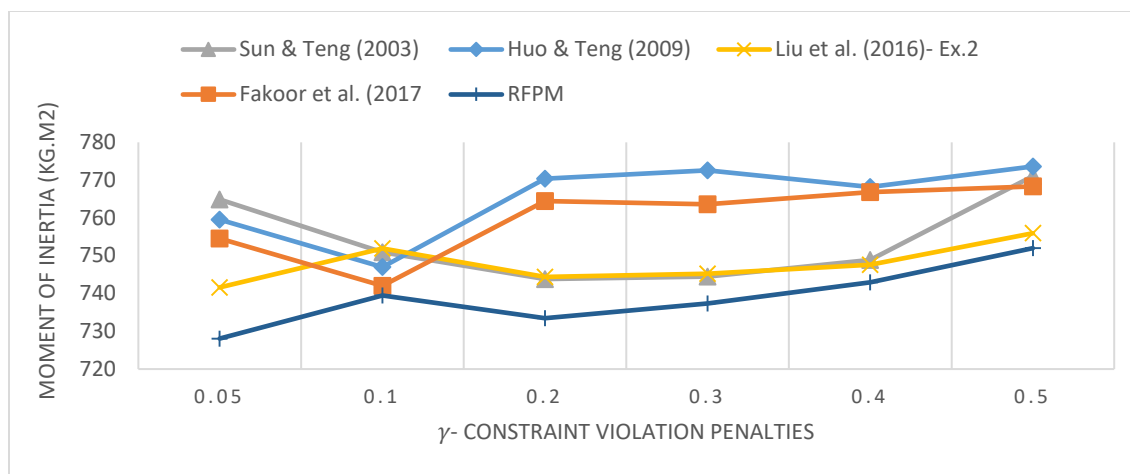


شکل ۶- مقایسه مجموع ممان های اینرسی مدل استوار انعطاف پذیر با مدل های انعطاف پذیر غیر استوار

جریمه $\gamma = 0.05$ باشد. در حالت های کمتر از این مقدار برای ضریب هزینه نیز مدل کارایی خود را از دست می دهد زیرا جریمه تخطی از محدودیت های نرم در تابع هدف به شدت کاهش یافته و تمایل مدل به صفر کردن حداقل سطح رضایت مندی (α) سوق داشته و باعث می شود که محدودیت های انعطاف پذیر در نرم ترین حالت خود قرار گیرند که در نتیجه احتمال هم پوشانی بین تجهیزات افزایش می یابد.

حال که مشخص شد مدل استوار در مقایسه با مدل های انعطاف پذیر غیر استوار از توانایی بالاتری برخوردار است، اینک به مقایسه این مدل ارائه شده با مدل های پیشنهادی در مقالات مشابه می پردازیم. در اینجا ۴ مقاله ای که از این مثال در مطالعات موردی خود استفاده کرده بودند مورد بررسی قرار گرفتند و با توجه به جانمایی های موجود تجهیزات در سطوح مختلف ماهواره که در مقالات مورد نظر موجود بود، داده های هر مقاله به عنوان ورودی مدل استوار پیشنهادی قرار گرفته و مدل برای این داده ها اجرا شد. نتایج در شکل (۷) قابل مشاهده است.

همانطور که در شکل (۶) دیده می شود در حالت های غیر استوار هرچه حداقل سطح رضایت مندی (α) افزایش می یابد شعاع مورد محاسبه در تجهیزات مکعب مستطیل به سمت شعاع دایره محیطی رفته و زیاده تر می شوند که در نهایت باعث جانمایی دورتر تجهیزات از هم شده و بنابراین مجموع ممان های اینرسی نیز بیشتر می شوند. نکته جالب توجه تفاوت تغییر روند مدل در حالت استوار با مدل های غیر استوار به ازای افزایش ضریب جریمه تخطی از محدودیت های نرم می باشد به این صورت که هرچه این مقدار ضریب افزایش می یابد عملکرد مدل استوار در مقابل مجموع ممان های اینرسی پایین تر آمده و در نتیجه بهترین حالت برای این مدل در نقطه $\gamma = 0.05$ اتفاق می افتد؛ زیرا هرچه این ضریب افزایش یابد در اصل برای افزایش نیافتن تابع هدف مدل سعی در افزایش مقدار حداقل سطح رضایت مندی (α) داشته و مدل استوار برای برآورده کردن محدودیت های نرم از این امر جلوگیری کرده و مقدار α بیش از حد زیاد نخواهد شد که باعث می شود مقدار تابع هدف بیشتر از حالت های غیر استوار شود؛ در نتیجه بهترین حالت مدل استوار زمانی است که مقدار این ضریب



شکل ۷- مقایسه مجموع ممان های اینرسی مدل استوار انعطاف پذیر با نتایج سایر مقالات

محدودیت های نرم می باشد که این عدم انعطاف به جانمایی دورتر تجهیزات و در اصل افزایش مجموع ممان اینرسی منتج می شود.

مطالعه موردی ۲: تحقیق در مورد مقاله ژانگ و همکاران [۱]

کلیه اطلاعات اولیه مربوط به این مطالعه موردی از جمله ابعاد، وزن و مختصات مرکز ثقل و ممان های اینرسی اصلی برای محفظه خالی ماهواره در مقاله ژانگ و همکاران [۱] موجود می باشد.

بجز ایشان [۱] پنج مقاله شامل وانگ و همکاران [۸]، دومین مثال موجود در مقاله تنگ و همکاران [۹]، کویی و همکاران [۱۲]، ژونگ و همکاران [۱۳] و سومین مثال موجود در مقاله چن و همکاران [۱۴] نیز از داده های این مثال عددی استفاده کرده و نتایج خود را با یکدیگر مقایسه کردند. با مفروضاتی که در بالا به آن اشاره شد و با توجه به مختصات تجهیزات پس از جانمایی که در مقالات یاد شده موجود است، ممان های اینرسی دوباره محاسبه شده و نتایج مورد مقایسه قرار گرفت که در جدول (۴) قابل مشاهده است.

همان طور که در شکل (۷) دیده می شود مقدار مجموع ممان های اینرسی در مدل استوار پیشنهادی در کلیه حالات ضرایب جریمه تخطی از محدودیت های نرم نسبت به سایر مقالات مقدار کمتری را به خود می گیرد. همچنین بهترین و کمترین مقدار برای مجموع ممان های اینرسی در مدل استوار پیشنهادی در حالت $\gamma = 0.05$ اتفاق می افتد.

در واقع، هنگام مقایسه گشتاورهای اینرسی با مقاله ژانگ و همکاران [۱۶]، ۱.۷۵ درصد پیشرفت مشاهده می شود. (kg.m^2) ۷۴۱.۶ در مقایسه با 728 kg.m^2 در روش پیشنهادی (RFPM). این موضوع نشان می دهد که اگر نیروی یکسانی برای چرخش این دو ماهواره مورد نیاز باشد، حداقل ۱۳ کیلوگرم جرم می تواند حفظ شود. در جایی که حتی کاهش یک کیلوگرم برای انجام یک ماموریت موفق ضروری است این مقدار بهبود برای متخصصان طراحی ماهواره حیاتی بوده تا بتوانند عملکرد محصولات خود را در زمینه پرتاب های موفق افزایش دهند.

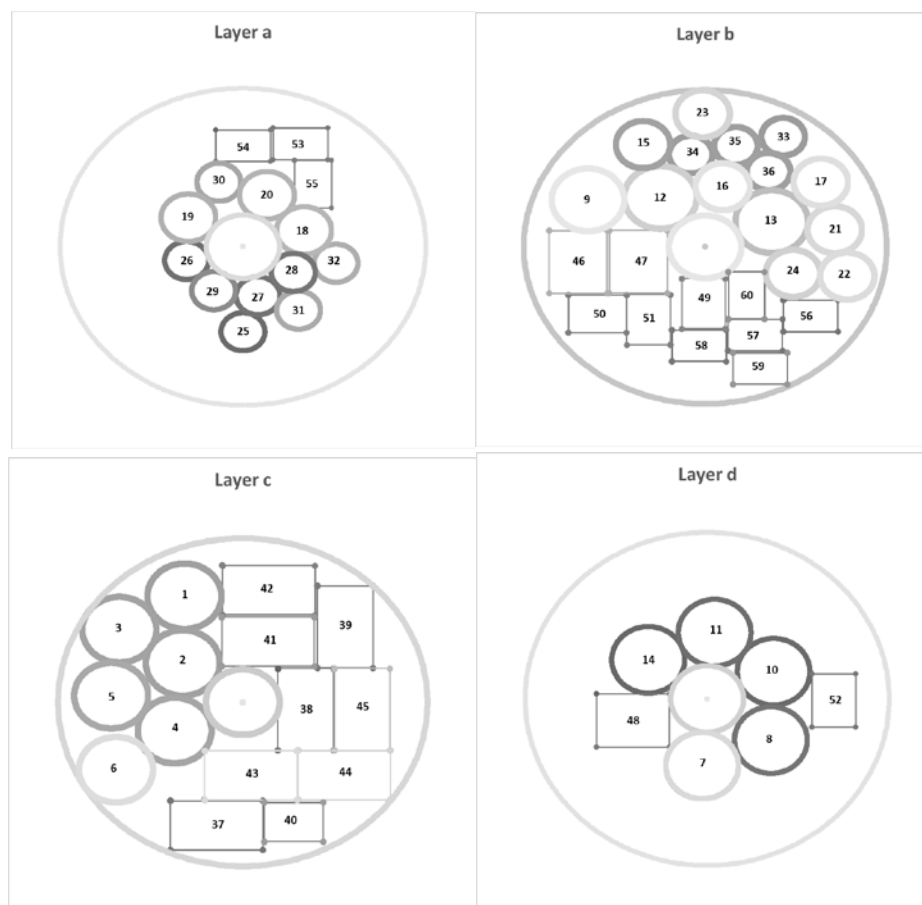
در نهایت همانطور که دیده می شود با افزایش ضریب جریمه مقادیر ممان های اینرسی میل به افزایش دارند که دلیل آن تلاش تابع هدف جهت کاهش مقادیر جریمه و در نتیجه انعطاف پذیری کمتر

جدول ۴- مقایسه ممان های اینرسی مقالات با داده های مشابه

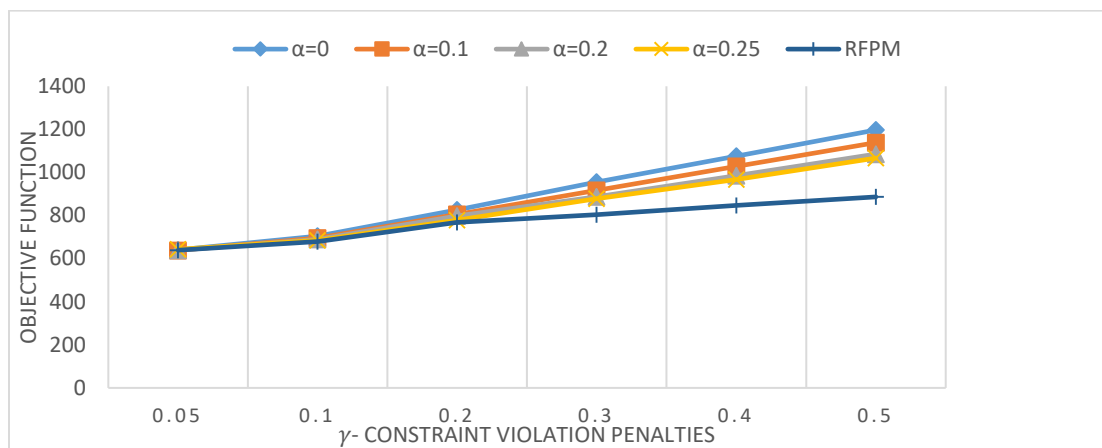
نویسنده	ممان اینرسی			
	I_{xx} (Kg.m ²)	I_{yy} (Kg.m ²)	I_{zz} (Kg.m ²)	f (Kg.m ²)
[1] Zhang et al. (2008)	228.7	232.9	185.1	646.7
[8] Wang et al. (2009)	227.8	226	178.2	632
[9] Teng et al. (2010)-Ex.2	228.2	225.8	171.4	625.5
[12] Cui et al. (2017)	223.4	220.7	168.4	612.6
[13] Zhong et al. (2019)	218.2	215.5	166.2	600.1
[14] Chen et al. (2021)-Ex.3	224.1	228.1	179.7	631.9

همان طور که در جدول (۴) دیده می شود بهترین جواب در این مقالات مربوط به مقاله ژونگ و همکاران [۱۳] است که در آن تابع هدف در مقایسه با سایر مقالات از مقدار کمتری برخوردار است. بنابراین ما در این مقاله برای تعیین θ_i در تجهیزات مکعب مستطیل از خروجی موجود در این مقاله استفاده می کنیم. همانند توضیحات داده شده در مطالعه موردی شماره ۱، در اینجا نیز شکل (۸) و جدول (۵) به ترتیب خروجی مدل نرم افزار GAMS در حالتی که مجموع ممان اینرسی در حداقل مقدار ممکن خود قرار دارد (محل قرار گیری تجهیزات در سطوح مختلف ماهواره) و مختصات تجهیزات در این حالت بهینه را نشان می دهد.

برای مقایسه مدل انعطاف پذیر در حالت غیر استوار، در کلیه حالت های ممکن مدل را اجرا کرده و توابع هدف را با یکدیگر مقایسه می کنیم. نتایج در شکل (۹) دیده می شود.



شکل ۸- نحوه جانمایی تجهیزات در سطوح مختلف ماهواره در حالت بهینه



شکل ۹- مقایسه تابع هدف مدل استوار انعطاف پذیر با مدل های انعطاف پذیر غیر استوار

جدول ۵- ابعاد و مختصات بهینه تجهیزات در مطالعه موردی شماره ۲

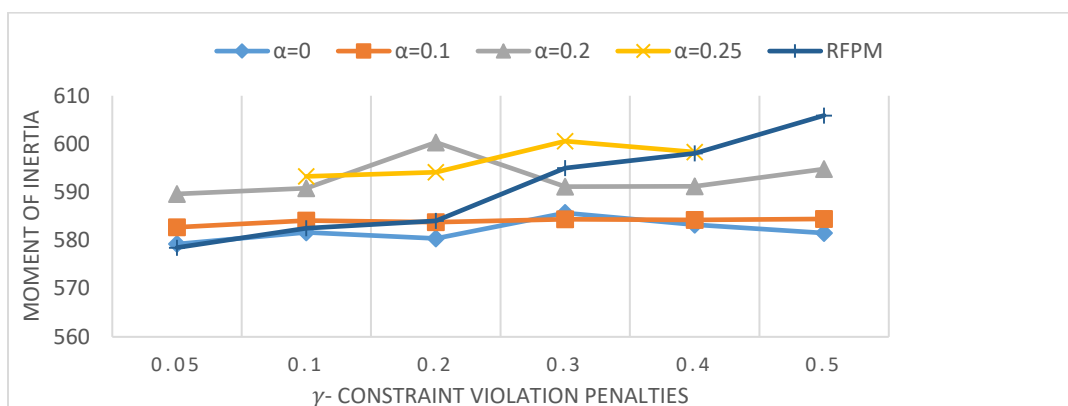
ردیف	ابعاد (میلیمتر)		جرم (کیلوگرم)	مختصات بهینه (میلیمتر)		سطح	ردیف	ابعاد (میلیمتر)			جرم (کیلوگرم)	مختصات بهینه (میلیمتر)		θ_i (رادیان)	سطح
	ri	hi		xi	yi			ai/ri	bi	hi		xi	yi		
1	100	150	23.56	-157.91	323.04	L_3	31	60		150	5.09	152.08	-200.16		L_1
2	100	160	23.56	-162.29	119.59	L_3	32	60		150	5.09	254.36	-51.71		L_1
3	100	160	23.56	-334.04	221.00	L_3	33	60		250	5.09	214.76	350.94		L_2
4	100	200	23.56	-184.43	-86.48	L_3	34	60		250	5.09	-39.89	294.17		L_2
5	100	200	23.56	-356.04	19.65	L_3	35	60		250	5.09	84.65	322.06		L_2
6	100	250	23.56	-342.86	-206.04	L_3	36	60		250	5.09	174.52	240.14		L_2
7	100	120	23.56	-13.61	-200.30	L_4	37	250	150	150	28.13	-70.59	-376.17		L_3
8	100	120	23.56	175.10	-123.62	L_4	38	250	150	150	28.13	170.26	-22.27	$\pi/2$	L_3
9	100	200	18.85	-323.04	149.99	L_2	39	250	150	150	28.13	277.27	229.48	$\pi/2$	L_3
10	100	150	18.85	182.57	81.65	L_4	40	160	120	250	28.13	138.00	-365.67		L_3
11	100	150	18.85	20.57	198.94	L_4	41	250	150	250	28.13	68.61	184.05		L_3
12	100	160	15.08	-123.19	157.56	L_2	42	250	150	250	28.13	70.52	341.27		L_3
13	100	160	15.08	183.14	80.37	L_2	43	250	150	250	28.13	22.27	-223.55		L_3
14	100	150	15.08	-162.00	117.29	L_4	44	250	150	250	28.13	274.53	-222.49		L_3
15	75	160	8.48	-171.11	325.87	L_2	45	250	150	250	28.13	323.45	-22.16	$\pi/2$	L_3
16	75	200	8.48	48.39	192.02	L_2	46	200	160	150	19.20	-349.98	-48.24	$\pi/2$	L_2
17	75	250	8.48	318.66	206.31	L_2	47	200	160	250	19.20	-184.03	-47.62	$\pi/2$	L_2

18	75	150	8.48		167.27	51.44	L_1	48	200	160	120	19.20	-204.69	-64.54		L_4
19	75	120	7.95		-149.11	91.61	L_1	49	160	120	250	15.36	-4.24	-181.12	$\pi/2$	L_2
20	75	150	7.95		65.57	162.25	L_1	50	160	120	250	8.64	-296.70	-213.45		L_2
21	75	200	7.95		357.02	54.73	L_2	51	160	120	250	8.64	-155.99	-232.17	$\pi/2$	L_2
22	75	250	7.95		391.52	-93.06	L_2	52	160	120	120	8.64	347.96	-3.84	$\pi/2$	L_4
23	75	250	7.95		-7.19	424.25	L_2	53	150	100	120	5.40	156.39	324.55		L_1
24	75	250	7.95		242.04	-84.42	L_2	54	150	100	120	5.40	0.21	319.01		L_1
25	60	150	5.09		-0.03	-268.05	L_1	55	150	100	150	5.40	191.11	197.40	$\pi/2$	L_1
26	60	150	5.09		-154.03	-43.30	1	56	150	100	160	5.40	290.63	-220.08		2
27	60	150	5.09		41.05	-154.64	1	57	150	100	160	5.40	138.32	-281.15		2
28	60	150	5.09		137.99	-80.99	1	58	150	100	200	5.40	-16.39	-315.18		2
29	60	150	5.09	#	-79.94	-138.60	1	59	150	100	250	5.40	151.69	-388.18		2
30	60	150	5.09	#	-65.87	203.39	1	60	150	100	250	5.40	114.05	-154.64	$\pi/2$	2

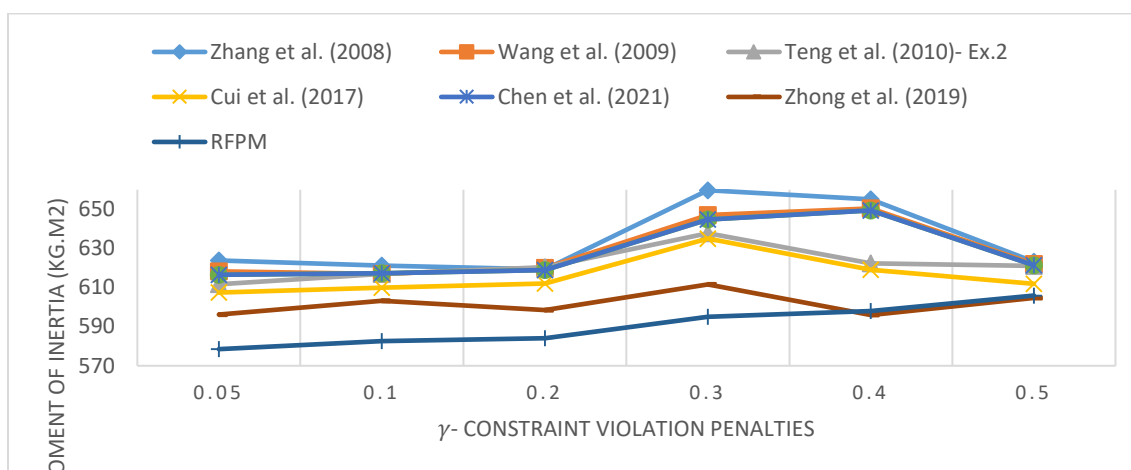
در نهایت مجموع ممان‌های اینرسی در جهات اصلی محوره‌های مختصاتی نیز برای مدل‌های یاد شده مورد مقایسه قرار گرفتند که نتایج در شکل (۱۰) دیده می‌شود.

همانطور که در شکل (۱۰) دیده می‌شود بهترین حالت مدل استوار زمانی است که $\gamma = 0.05$ باشد. نتایج مشابه مطالعه موردی قبلی بوده و در ادامه مقایسه این مدل ارائه شده با مدل‌های پیشنهادی در مقالات مشابه انجام می‌پذیرد که نتایج در شکل (۱۱) مشاهده می‌شود.

نتایج همانند مطالعه موردی شماره ۱ بوده و تنها تفاوت موجود با آن در این است که در حالت‌های غیر استوار حداقل سطح رضایت‌مندی اگر از ۰.۲۵ افزایش داشته باشد مدل عملیاتی نخواهد شد. دلیل این امر تعداد بیشتر تجهیزات جهت جانمایی بوده که باعث می‌شود با افزایش متغیر α محدودیت‌های عدم همپوشانی انعطاف‌پذیری کمتری از خود نشان داده و برآورده نشده و مدل جواب‌شده‌ی نداشته باشد. در نتیجه لازم است محدودیت‌های نرم در منعطف‌ترین حالت خود قرار گیرند تا از هم‌پوشانی بین تجهیزات جلوگیری به عمل آید.



شکل ۱۰- مقایسه مجموع ممان‌های اینرسی مدل استوار انعطاف‌پذیر با مدل‌های انعطاف‌پذیر غیر استوار



شکل ۱۱- مقایسه مجموع ممان‌های اینرسی مدل استوار انعطاف‌پذیر با نتایج سایر مقالات

جدول ۶- مقایسه ممان های اینرسی مقالات با داده های مشابه

نویسنده	ممان اینرسی			
	I_{xx} (Kg.m ²)	I_{yy} (Kg.m ²)	I_{zz} (Kg.m ²)	f (Kg.m ²)
[6] Liu & Teng (2008)	174.466	171.3	101	446.8
[10] Liu et al. (2016)- Ex.1	163.1813	162.9	93.8	420.1

همان طور که در جدول (۶) دیده می شود بهترین جواب در این دو مقاله مربوط به مقاله لیو و همکاران [۱۰] است که در آن تابع هدف در مقایسه با مقاله دیگر از مقدار کمتری برخوردار است. بنابراین ما در این مقاله برای تعیین θ_i در تجهیزات مکعب مستطیل از خروجی موجود در این مقاله استفاده می کنیم.

شکل (۱۲) و جدول (۷) به ترتیب خروجی مدل نرم افزار GAMS در حالتی که مجموع ممان اینرسی در حداقل مقدار ممکن خود قرار دارد (محل قرار گیری تجهیزات در سطوح مختلف ماهواره) و مختصات تجهیزات در این حالت بهینه را نشان می دهد.

برای مقایسه مدل انعطاف پذیر در حالت غیر استوار، در کلیه حالت های ممکن مدل را اجرا کرده و توابع هدف را با یکدیگر مقایسه می کنیم. نتایج در شکل (۱۳) دیده می شود.

همانطور که در شکل (۱۱) دیده می شود مقدار مجموع ممان های اینرسی در مدل استوار پیشنهادی در حالتی که ضرایب جریمه تخطی از محدودیت های نرم کمتر از ۰.۳ باشد به شدت جواب بهتری نسبت به سایر مقالات داشته و تنها در حالت های $\gamma = 0.4$ و $\gamma = 0.5$ در مقایسه با مقاله ژونگ و همکاران [۱۳] مجموع ممان های اینرسی کمی بیشتر شده است. این موضوع در جهت تایید این امر است که بهترین انتخاب برای مقدار ضریب جریمه در حالت $\gamma = 0.05$ اتفاق می افتد و با افزایش این ضریب از کارایی مدل کاسته می شود.

بنابراین همانند مطالعه موردی شماره ۱، هنگام مقایسه گشتاورهای اینرسی با مقاله ژونگ و همکاران [۱۳]، ۲.۹۵ درصد پیشرفت مشاهده می شود. (596.1 kg.m^2) در مقایسه با 578.5 kg.m^2 در روش پیشنهادی (RFPM). این موضوع نشان می دهد که اگر نیروی یکسانی برای چرخش این دو ماهواره مورد نیاز باشد، حداقل ۱۷.۶ کیلوگرم جرم می تواند حفظ شود.

مطالعه موردی ۳: تحقیق در مورد مقاله لیو و تنگ [۶]

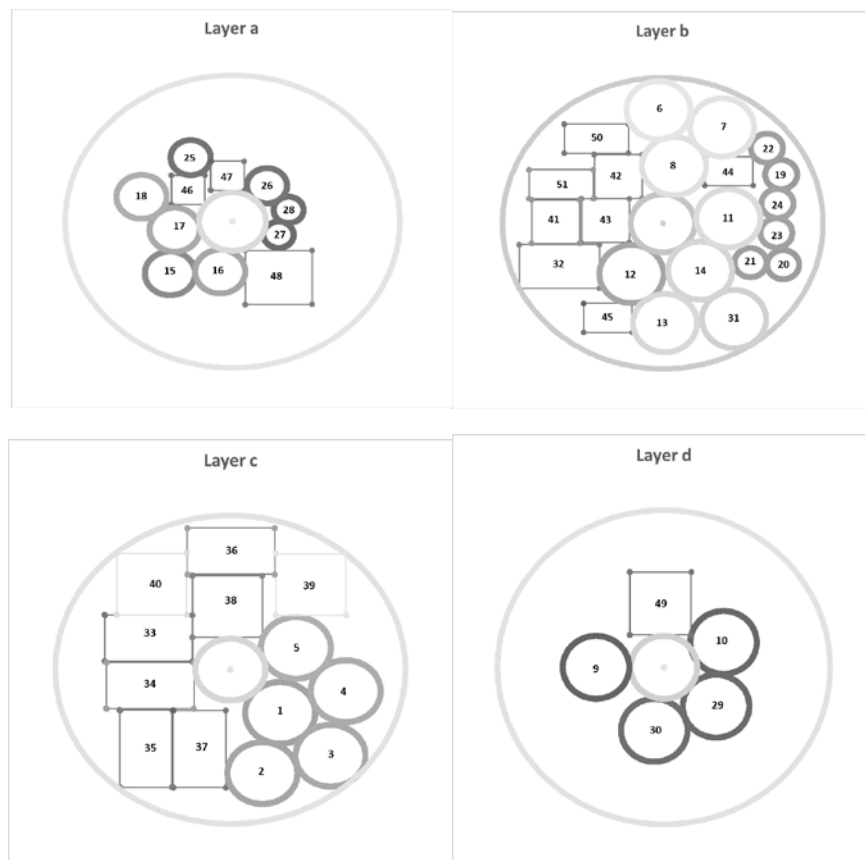
کلیه اطلاعات اولیه مربوط به این مطالعه موردی از جمله ابعاد، وزن و مختصات مرکز ثقل و ممان های اینرسی اصلی برای محفظه خالی ماهواره در مقاله لیو و تنگ [۶] موجود است.

بجز ایشان [۶] اولین مثال موجود در مقاله لیو و همکاران [۱۰] نیز از داده های این مثال عددی استفاده کرده و نتایج خود را با یکدیگر مقایسه کردند. با مفروضاتی که در بالا به آن اشاره شد و با توجه به مختصات تجهیزات پس از جانمایی که در مقالات یاد شده موجود بوده، ممان های اینرسی دوباره محاسبه شده و نتایج مورد مقایسه قرار گرفت که در جدول (۶) قابل مشاهده است.

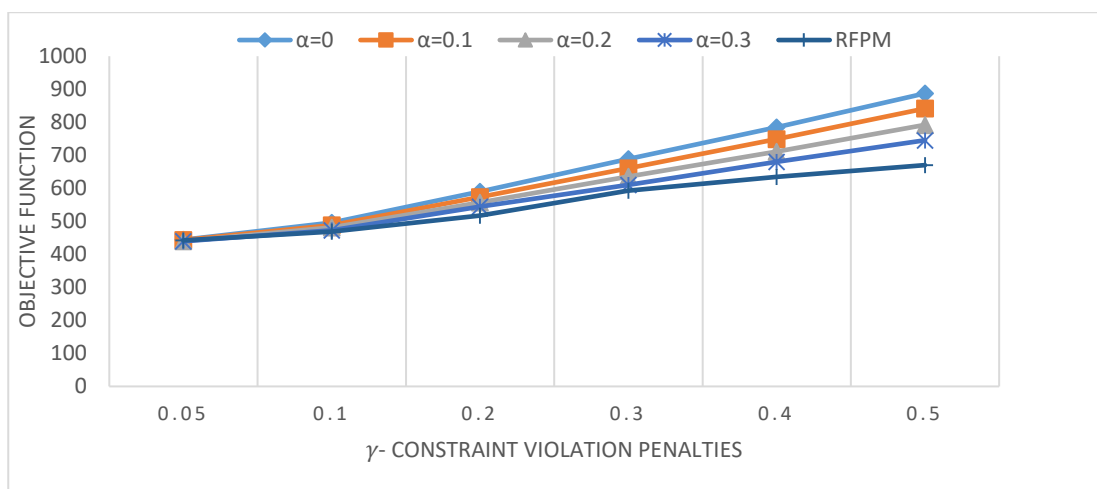
جدول ۷- ابعاد و مختصات بهینه تجهیزات در مطالعه موردی شماره ۳

ردیف	ابعاد (میلیمتر)		جرم (کیلوگرم)	مختصات بهینه (میلیمتر)		سطح	ردیف	ابعاد (میلیمتر)			جرم (کیلوگرم)	مختصات بهینه (میلیمتر)		θ_i (رادیان)	سطح
	ri	hi		xi	yi			ai/ri	bi	hi		xi	yi		
1	100	240	15.08	142.45	-140.39	L_3	27	45		160	2.04	137.72	-45.38		L_1
2	100	240	15.08	91.76	-335.64	L_3	28	45		160	2.04	167.52	39.54		L_1
3	100	240	15.08	286.34	-279.30	L_3	29	100		180	11.31	157.00	-123.90		L_4
4	100	240	15.08	329.64	-69.98	L_3	30	100		180	11.31	-28.80	-200.62		L_4
5	100	240	15.08	187.19	70.41	L_3	31	100		200	12.56	222.23	-328.97		L_2
6	100	180	11.31	-13.36	388.64	L_2	32	250	150	200	15.00	-322.86	-148.10		L_2
7	100	180	11.31	184.80	329.64	L_2	33	250	150	200	15.00	-233.30	101.53		L_3
8	100	180	11.31	35.22	196.87	L_2	34	150	250	200	15.00	-228.87	-51.75		L_3
9	100	100	11.31	-204.01	0.03	L_4	35	250	150	200	15.00	-240.89	-256.87	$\pi/2$	L_3
10	100	180	11.31	179.48	79.29	L_4	36	250	150	200	15.00	1.96	384.02		L_3
11	100	200	12.56	204.42	17.36	L_2	37	250	150	200	15.00	-87.85	-257.64	$\pi/2$	L_3
12	100	200	12.56	-97.81	-174.16	L_2	38	200	200	250	20.00	-8.51	203.90	$\pi/2$	L_3
13	100	200	12.56	6.81	-342.64	L_2	39	200	200	250	20.00	229.92	275.90		L_3
14	100	200	12.56	116.62	-162.48	L_2	40	200	200	250	20.00	-224.82	277.22		L_3
15	75	100	3.53	-186.80	-177.33	L_1	41	150	150	250	11.25	-334.57	5.86	$\pi/2$	L_2
16	75	100	3.53	-36.93	-171.06	L_1	42	150	150	250	11.25	-139.19	160.95	$\pi/2$	L_2
17	75	100	3.53	-172.75	-27.99	L_1	43	150	150	250	11.25	-179.06	8.71	$\pi/2$	L_2

18	75	100	3.53	-272.01	84.47	L_1	44	150	100	200	6.00	206.45	179.29		L_2
19	50	200	3.14	369.12	167.63	L_2	45	150	100	200	6.00	-171.27	-324.51		L_2
20	50	200	3.14	375.19	-141.99	L_2	46	100	100	150	3.00	-132.68	107.42		L_1
21	50	200	3.14	273.43	-134.98	L_2	47	100	100	150	3.00	-14.91	156.06	$\pi/2$	L_1
22	50	200	3.14	324.67	258.27	L_2	48	200	185	150	11.10	138.12	-191.63		L_1
23	50	200	3.14	354.34	-32.69	L_2	49	200	185	150	11.10	-9.88	203.01	$\pi/2$	L_4
24	50	200	3.14	357.64	68.18	L_2	50	200	100	200	8.00	-207.12	290.34		L_2
25	60	150	3.39	-125.24	218.41	L_1	51	200	100	200	8.00	-317.00	134.39		L_2
26	60	150	3.39	103.02	122.42	L_1									



شکل ۱۲- نحوه جانمایی تجهیزات در سطوح مختلف ماهواره در حالت بهینه

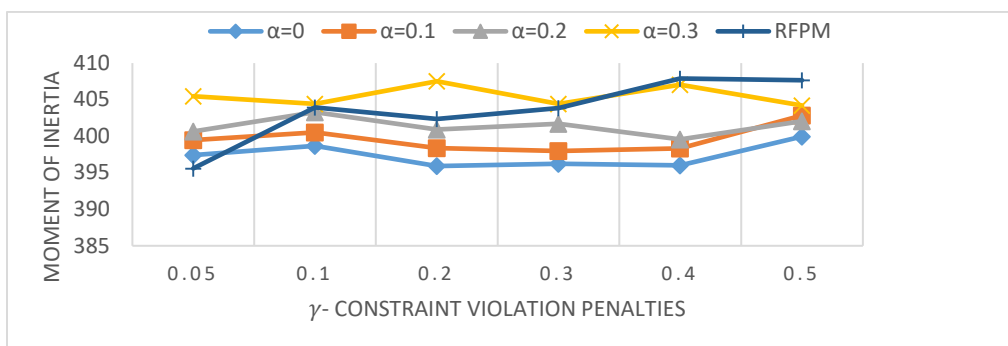


شکل ۱۳- مقایسه تابع هدف مدل استوار انعطاف پذیر با مدل های انعطاف پذیر غیر استوار

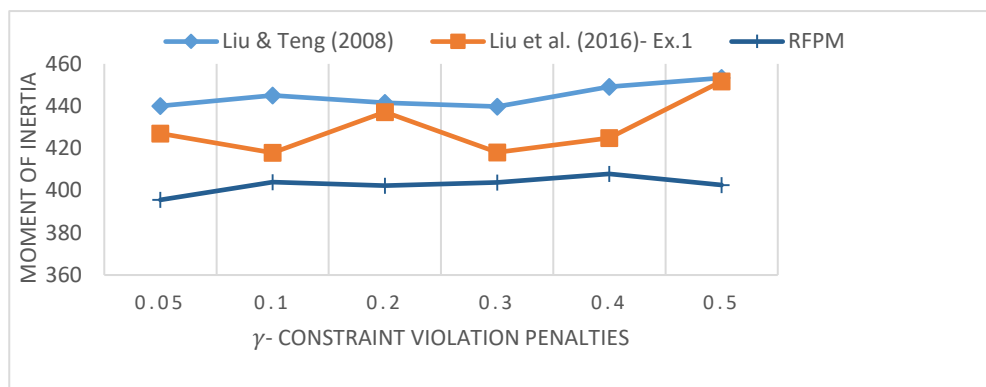
برای بررسی دقیق تر دوباره مجموع ممان های اینرسی در جهات اصلی محورهای مختصاتی نیز برای مدل های یاد شده مورد مقایسه قرار گرفتند که نتایج در شکل شماره (۱۴) دیده می شود.

همان طور که در شکل (۱۴) دیده می شود همانند مطالعات موردی شماره ۱ و ۲ بهترین حالت مدل استوار زمانی است که $\gamma = 0.05$ باشد. در اینجا ۲ مقاله ای که از این مثال در مطالعات موردی خود استفاده کرده بودند مورد بررسی قرار گرفتند و با توجه به جانمایی های موجود تجهیزات در سطوح مختلف ماهواره که در مقالات مورد نظر موجود بود، داده های هر مقاله به عنوان ورودی مدل استوار پیشنهادی قرار گرفته و مدل برای این داده ها اجرا شد. نتایج در شکل (۱۵) قابل مشاهده هستند.

همان طور که از شکل (۱۳) مشخص است نتایج مشابه مطالعات موردی قبلی است. تنها تفاوت موجود با آنها در این است که در حالت های غیر استوار حداقل سطح رضایتمندی اگر از ۰.۳ افزایش داشته باشد مدل عملیاتی نخواهد شد. دلیل این امر فضای بیشتری است که تجهیزات نسبت به مطالعه موردی شماره ۱ اشغال می کنند اما این فضا در مقایسه با مطالعه موردی شماره ۲ کمتر است و به همین دلیل در حالت $\alpha = 0.3$ نیز مدل جواب شدنی ارائه می دهد. با اینکه مقادیر به دست آمده برای متغیر α در حالت $\gamma = 0.05$ به نسبت مطالعات موردی قبلی مقادیر بالاتری می باشد، علت آن تنها در جانمایی تجهیزات بوده که به مدل استوار اجازه می دهد مقادیر حداقل سطح رضایتمندی (α) با افزایش خود از انعطاف پذیری بیشتر محدودیت های نرم جلوگیری کرده و این محدودیت های عدم همپوشانی با سهولت بیشتر (تاوان کمتر در تابع هدف) برآورده شوند.



شکل ۱۴- مقایسه مجموع ممان های اینرسی مدل استوار انعطاف پذیر با مدل های انعطاف پذیر غیر استوار



شکل ۱۵- مقایسه مجموع ممان های اینرسی مدل استوار انعطاف پذیر با نتایج سایر مقالات

در ۳ حالت متفاوت مورد بررسی قرار گرفته شده بودند دوباره مورد مطالعه قرار گرفت و کارایی مدل پیشنهادی در هرکدام از این مطالعات در مقابل سایر تحقیقات به چالش کشیده شد. در کلیه حالات نشان داده شد که مدل استوار انعطاف پذیر جواب به مراتب بهتری در مقایسه با مدل های موجود در مقالات پیشین ارائه می دهد.

همان طور که در ابتدای مقاله بیان شد، مبحث چیدمان تجهیزات ماهواره شامل دو قسمت تخصیص و جانمایی است که در این تحقیق بخش جانمایی تجهیزات مورد مطالعه قرار گرفت. در زمینه تخصیص تجهیزات به سطوح حامل مقالات کمی از جمله ژانگ و همکاران [۱]، سان و تنگ [۵]، ژونگ و همکاران [۱۳] و لی و همکاران [۲۴] موجود بوده که می تواند در مطالعات آتی بر روی بحث تخصیص تجهیزات به سطوح مختلف مورد استفاده قرار گیرد. لازم به ذکر است که برای مطالعات آتی برای افزایش احتمال پرتاب موفق و همچنین بهبود طول عمر عملیاتی ماهواره علاوه بر جانمایی بهینه تجهیزات که مربوط به کاهش وزن سازه ماهواره می باشد می توان بر روی موارد دیگر از جمله استحکام سازه و افزایش کارایی آرایه های خورشیدی ماهواره نیز تحقیق نمود که به تازگی به ترتیب در مقالات قریشی و همکاران [۲۵] و ثنایی و همکاران [۲۶] مورد بررسی قرار گرفته است.

تعارض منافع

هیچ گونه تعارض منافع توسط نویسندگان بیان نشده است.

مراجع

- [1] B. Zhang, H.F. Teng, Y.J. Shi, "Layout optimization of satellite module using soft computing techniques," *Applied Soft Computing*, vol. 8, pp. 507-521, 2008.
- [2] A. Ahmadi, M.S. Pishvae, M.R. Akbari Jokar, "A survey on multi-floor facility layout problems," *Computers & Industrial Engineering*, vol. 107, pp. 158-170, 2017.
- [3] M.J. Ferebee, R.B. Powers, "Optimization of Payload

همان طور که در شکل (۱۵) دیده می شود مقدار مجموع ممان های اینرسی در مدل استوار پیشنهادی در کلیه حالات ضرایب جریمه تخطی از محدودیت های نرم نسبت به سایر مقالات مقدار به مراتب کمتری را به خود می گیرد. همچنین همانند مطالعات موردی قبل، بهترین و کمترین مقدار برای مجموع ممان های اینرسی در مدل استوار پیشنهادی در حالت $\gamma = 0.05$ اتفاق می افتد.

همانند مطالعات موردی شماره ۱ و ۲، هنگام مقایسه گشتاورهای اینرسی با مقاله لیو و همکاران [۱۰]، ۷.۳۵ درصد پیشرفت مشاهده می شود. (427 kg.m^2 در مقایسه با 395.6 kg.m^2 در روش پیشنهادی (RFPM)).

این موضوع نشان می دهد که اگر نیروی یکسانی برای چرخش این دو ماهواره مورد نیاز باشد، حداقل 31.4 کیلوگرم جرم می تواند حفظ شود. در نهایت با افزایش ضریب جریمه مقادیر ممان های اینرسی میل به افزایش دارند که دلیل آن تلاش تابع هدف جهت کاهش مقادیر جریمه و در نتیجه انعطاف پذیری کمتر محدودیت های نرم می باشد که این عدم انعطاف به جانمایی دورتر تجهیزات و در اصل افزایش مجموع ممان اینرسی منتج می شود.

۴. نتیجه گیری

در این مقاله بهینه سازی جانمایی تجهیزات در فضای سه بعدی ماهواره مورد مطالعه قرار گرفت. جانمایی برای ماهواره هایی که به صورت طبقه ای هستند انجام شد و برای نشان دادن کارایی، مطالعه بر روی محفظه های ماهواره ای انجام گرفت که بیشترین طبقات را در خود جا داده اند. با توجه به اینکه یکی از بزرگترین چالش های جانمایی تجهیزات در ماهواره جانمایی تجهیزات با سطح مقطع مستطیل با رعایت عدم هم پوشانی می باشد، مدل پیشنهادی از مفهوم عدم قطعیت جهت بهینه سازی جانمایی اینگونه تجهیزات استفاده کرد. با توجه به مقالات موجود در تاریخچه ادبیات، بیشترین طبقات ماهواره ها ۲ طبقه و ۴ سطح بود که در مجموع ۱۱ مقاله در گذشته از این تعداد طبقه و سطح در مطالعات موردی خود استفاده کردند. در این مقاله کلیه مثال های موجود در این ۱۱ مقاله که از نقطه نظر تعداد تجهیزات و بانک داده ها

- 148-161, 2019.
- [14] X. Chen, W. Yao, Y. Zhao., X. Chen, W. Liu, "A novel satellite layout optimization design method based on phi-function," *Acta Astronautica*, vol. 180, pp. 560-574, 2021.
- [15] Z.H. Zhang, Y.S. Wang, H.F. Teng, Y.J. Shi, "Parallel Dual-system Cooperative Co-Evolutionary Differential Evolution Algorithm with Human-computer Cooperation for Multi-Cabin Satellite Layout Optimization," *Journal of Convergence Information Technology*, pp. 711-720, 2013.
- [16] Z.H. Zhang, C. Zhong, Z.Z. Xu, H.F. Teng, "A Non-Dominated Sorting Cooperative Co-Evolutionary Differential Evolution Algorithm for Multi-Objective Layout Optimization," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 14468-14477, 2017.
- [17] Z.H. Zhang, X. Sun, L. Hou, W. Chen, Y. Shi, Y., X. Cao, "A Cooperative Co-Evolutionary Multi-Agent System for Multi-Objective Layout Optimization of Satellite Module," *IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics (SMC)*, Banff Center, Banff, Canada, 2017.
- [18] J.R. Galbraith, "Designing complex organizations," *Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc*, 1973.
- [19] J. Mula, R. Poler, J.P. Garcia-Sabater, "Material requirement planning with fuzzy constraints and fuzzy coefficients," *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 158, no. 7, pp. 783-793, 2007.
- [20] W. Klibi, A. Martel, A. Guitouni, "The design of robust value-creating supply chain networks: a critical review," *European Journal of Operational Research*, vol. 203, no. 2, pp. 283-293, 2010.
- [21] M.S. Pishvae, M. Fazli Khalaf, "Novel robust fuzzy mathematical programming methods," *Applied Mathematical Modelling*, vol. 40, pp. 407-418, 2016.
- [22] M.S. Pishvae, J. Razmi, S.A. Torabi, "Robust possibilistic programming for socially responsible supply chain network design: a new approach," *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 206, pp. 1-20, 2012.
- [23] A.P.C. Cuco, F.L.D. Sousa, A.J. Silva Neto, "A Mass Placement in a Dual. Keel Space Station .NASA," *Langley Research Center*, 1987.
- [4] M.J. Ferebee, C.L. Allen, "Optimization of payload placement on arbitrary spacecraft," *Journal of Spacecraft and Rockets*, vol. 28, pp. 612-614, 1991.
- [5] Z.G. Sun, H.F. Teng, "Optimal layout design of a satellite module," *Eng. Opt.* vol. 35, pp. 513-529, 2003.
- [6] Z. Liu, H. Teng, "Human-computer cooperative layout design method and its application," *Computers & Industrial Engineering*, vol. 55, pp. 735-757, 2008.
- [7] J.Z. Huo, H.F. Teng, "Optimal layout design of a satellite module using a coevolutionary method with heuristic rules," *Journal of Aerospace Engineering*, vol. 22, no. 2, pp. 101-111, 2009.
- [8] Y.S. Wang, H.F. Teng, Y.J. Shi, "Cooperative co-evolutionary scatter search for satellite module layout design," *Engineering Computations*, vol. 26, pp. 761-785, 2009.
- [9] H.F. Teng, Y. Chen, W. Zeng, et al., "A dual-system variable-grain cooperative Co-evolutionary algorithm: satellite-module layout design," *IEEE, Transactions on Evolutionary Computation*, vol. 14, pp. 438-455, 2010.
- [10] J. Liu, L. Hao, G. Li, et al., "Multi-objective layout optimization of a satellite module using the Wang-landau sampling method with local search," *Frontiers of Information Technology and Electronic Engineering*, vol. 17, pp. 527-542, 2016.
- [11] M. Fakoor, P. Mohammad Zadeh, H. Momeni Eskandari, "Developing an optimal layout design of a satellite system by considering natural frequency and attitude control constraints," *Aerospace Science & Technology*, vol. 71, pp. 172-188, 2017.
- [12] F.Z. Cui, Z.Z. Xu, X.K. Wang, et al., "A dual-system cooperative co-evolutionary algorithm for satellite equipment layout optimization," *Proc. Inst. Mech. Eng. part G., Journal of Aerospace Engineering*, vol. 1-26, 2017.
- [13] C.Q. Zhong, Z.Z. Xu, H.F. Teng, "Multi-module satellite component assignment and layout optimization," *Applied Soft Computing*, vol. 75, pp.

multi-objective methodology for spacecraft equipment layouts,” Optimization and Engineering, vol. 16, pp. 165-181, 2015.

[24] Z. Li, Y. Zeng, Y. Wang, et al. “A hybrid multi-mechanism optimization approach for the payload packing design of a satellite module,” Applied Soft Computing, vol. 45, pp. 11-26, 2016.

[۲۵] سید محمد نوید قریشی؛ محمد امین جعفری؛ امیر صداقتی؛ احسان ذبیحیان، "طراحی، تحلیل و آزمون سازه ماهواره مخابراتی مطابق با"، علوم، فناوری و کاربردهای فضایی، دوره ۳ (۱)، ECSS استاندارد، ۱۴۰۲، ۴۸-۶۳.

[۲۶] رویا ثنائی؛ پویا طالبی نژاد؛ سید محمد جواد طباطبائی؛ مهدی فکور، "تأثیر برخورد تصادفی ریزشهاب سنگ ها بر طول عمر ماهواره با رویکرد پزل خورشیدی افزوده"، علوم، فناوری و کاربردهای فضایی، دوره ۳ (۱)، ۱۱۴-۱۲۲، ۱۴۰۲.



COPYRIGHTS

© 2024 by the authors. Licensee Iranian Space Research Center of Iran. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution 4.0 International (CC BY 4.0) (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>)



Available in:
Journal.isrc.ac.ir

Journal of
Space Science, Technology
& Applications (Persian)

Vol. 3, No. 2, pp.: 89-100
2024

DOI:
10.22034/jssta.2023.403726.1128

Article Info

Received: 2023-06-25
Accepted: 2024-01-16

Keywords

Nonlinear Gyroscope System,
Sliding Mode Control,
Neural Network

How to Cite this article

Ali Foroutan, Alireza Safa,
"Design model-free
controller for a chaotic
nonlinear gyroscope
system", *Journal of Space
Science, Technology and
Applications*, vol 3 (2),
p.:89-100, 2024.

Design model-free controller for a chaotic nonlinear gyroscope system

Ali Foroutan¹, Alireza Safa^{2*}

1. Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering,
Golestan University, Gorgan, Iran.
a.foroutan400@stu.gu.ac.ir

2*. Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering,
Golestan University, Gorgan, Iran, (Corresponding Author).
a.safa@gu.ac.ir

Abstract

The gyroscope system is an attractive nonlinear system that is used in various industries such as the military, aerospace, navigation, etc. Considering the importance and applications of the nonlinear system of the gyroscope, the design of the control system for the operation of the gyroscope system is indispensable. Most systems in the real world have nonlinear dynamics, and it is inevitable to avoid the destructive effects of noise and unpredictable external disturbances. Nonlinear uncertainties in gyroscope dynamics, noise, and unpredictable external disturbances are major challenges in controller design. The model-free control is developed for this system. Particularly, the sliding mode controller is widely used in the control of non-linear systems due to its robustness to system dynamic uncertainties and system disturbances. In this paper, the dynamic behavior of the nonlinear gyroscope system is analyzed then a sliding mode controller based on the neural network is used to control the gyroscope system. The stability of the nonlinear gyroscope system is proved using Lyapunov's theory. The nonlinear model of the gyroscope is simulated in Simulink MATLAB to investigate the behavior of the proposed control method and compare it with other controller's methods, so the efficiency of the proposed control method in the control of the nonlinear gyroscope system is investigated.



طراحی کنترل کننده مدل آزاد برای سیستم غیر خطی ژيروسکوپ آشوبناک

علی فروتن^۱، علیرضا صفا^{۲*}

۱- گروه مهندسی برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه گلستان، گرگان، ایران، a.foroutan400@stu.gu.ac.ir

۲- گروه مهندسی برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه گلستان، گرگان، ایران، a.safa@gu.ac.ir (نویسنده مسئول)

دسترس پذیر در نشانی:
Journal.isrc.ac.ir

دو فصلنامه
علوم، فناوری و
کاربردهای فضایی

سال سوم، شماره ۲، صفحه ۸۹-۱۰۰
پاییز و زمستان ۱۴۰۲

DOI:
10.22034/jssta.2023.403726.1128

تاریخچه داوری

دریافت: ۱۴۰۲/۰۴/۰۴

پذیرش: ۱۴۰۲/۱۰/۲۶

واژه‌های کلیدی

سیستم غیر خطی ژيروسکوپ،
کنترل کننده مدلغزشی، شبکه
عصبی.

نحوه استناد به این مقاله

علی فروتن، علیرضا صفا، " طراحی
کنترل کننده مدل آزاد برای سیستم
غیر خطی ژيروسکوپ آشوبناک"،
دوفصلنامه علوم، فناوری و کاربردهای
فضایی، جلد سوم، شماره دوم،
صفحات ۸۹-۱۰۰، ۱۴۰۲.

چکیده

سیستم ژيروسکوپ، یک سیستم غیر خطی جذاب است که در صنایع مختلف نظامی، هوا و فضا، ناوبری و بسیاری دیگر از صنایع کاربرد دارد. با توجه به کاربردهای در طیف وسیعی صنایع از ژيروسکوپ، طراحی سیستم کنترل برای بهبود رفتار آن از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است. اکثر سیستم‌ها در دنیای واقعی، دارای دینامیک غیر خطی می‌باشند و جلوگیری از اثرات مخرب نویز و اغتشاش‌های خارجی غیر قابل پیش‌بینی اجتناب‌ناپذیر است. در این مقاله یک کنترل کننده مدل آزاد برای این سیستم پیشنهاد می‌شود. به عبارت دقیق‌تر، از کنترل کننده مدل لغزشی به دلیل مقاوم بودن در مقابل نامعینی‌های دینامیک سیستم و اغتشاش‌های وارد بر سیستم، به‌طور گسترده در کنترل سیستم‌های غیر خطی استفاده می‌شود. در این مقاله رفتار دینامیکی سیستم غیر خطی ژيروسکوپ مورد تجزیه و تحلیل قرار گرفته و از کنترل کننده مدل لغزشی مبتنی بر شبکه عصبی برای کنترل سیستم ژيروسکوپ استفاده می‌شود. پایداری سیستم غیر خطی ژيروسکوپ با استفاده از تئوری لیاپانوف اثبات . برای بررسی رفتار سیستم کنترلی پیشنهادی و مقایسه با سایر کنترل کننده‌ها، مدل غیر خطی ژيروسکوپ در سیمولینک متلب، شبیه‌سازی می‌شود و کارآمدی رهیافت کنترلی پیشنهادی در کنترل سیستم غیر خطی ژيروسکوپ مورد بررسی قرار می‌گیرد.

۱- مقدمه

سیستم ژيروسکوپ، یک سیستم غیرخطی جذاب و کارآمد است که در دهه‌های اخیر با توجه به کاربردهای این سیستم، مطالعه بر روی دینامیک پیچیده آن به موضوعی جذاب برای مهندسان کنترل و هوا و فضا تبدیل شده است. از سیستم ژيروسکوپ برای اندازه‌گیری زاویه و سرعت زاویه‌ای اجسام متحرک در طیف گسترده‌ای از صنایع نظیر هوا و فضا، نظامی، ناوربری، خودروسازی، پزشکی مورد استفاده قرار می‌گیرد. دینامیک بسیاری از سیستم‌های صنعتی دارای غیرخطی‌های فراوانی است که موجب چالش در طراحی کنترل کننده می‌شود. سیستم ژيروسکوپ یک حسگر کلیدی در سامانه‌های مدرن به حساب می‌آید. سیستم ژيروسکوپ، دستگاهی است که بر روی یک چهارچوب^۱ قرار گرفته و با چرخش چهارچوب می‌تواند سرعت زاویه‌ای را حس نماید. ژيروسکوپ‌ها می‌توانند به‌تنهایی یا در سامانه‌های پیچیده‌ای نظیر قطب‌نمای گردش‌سنج^۲، واحد اندازه‌گیری اینرسی^۳، سیستم ناوربری اینرسی^۴ سامانه مرجع سمت و تراز^۵ استفاده شوند. واحد اندازه‌گیری اینرسی شامل ژيروسکوپ و شتاب‌سنج پیشرفته می‌باشد که قادر به اندازه‌گیری سرعت و شتاب خودرو است. یکی از کاربردهای اصلی ژيروسکوپ، حسگرهای شتاب‌سنج و حسگرهای سنجش سرعت زاویه‌ای در فضا می‌باشد این در حالی است که اخیراً از سیستم ژيروسکوپ در مریخ‌نورد استفاده می‌شود [۱]. ژيروسکوپ‌ها با توجه به فناوری ساختاری به ژيروسکوپ‌های مکانیکی^۶، سامانه‌های میکرو الکترومکانیکی^۷، فیبر نوری^۸ دسته‌بندی می‌شوند. از قرن نوزدهم، ژيروسکوپ‌های مکانیکی، به عنوان حسگرهای جابه‌جایی و سرعت توسعه یافتند. ژيروسکوپ میکرو الکترومکانیکی، حسگرهای حرکتی هستند که سرعت حرکت زاویه‌ای یک جسم را حول محور خاص اندازه‌گیری می‌کند. از این دسته از ژيروسکوپ‌ها در لوازم الکترونیکی خودرو، صنایع

دفاعی، پزشکی مورد استفاده قرار می‌گیرند [۲]. از مزایای سیستم ژيروسکوپ می‌توان به مصرف انرژی پایین، پیاده‌سازی ساده و هزینه کم اشاره نمود. در دهه اخیر کنترل سیستم‌های آشفتنه به مسئله مهمی تبدیل شده است. در سالیان اخیر چن^۹ به تجزیه و تحلیل رفتار دینامیکی یک سیستم ژيروسکوپ متقارن با میرایی خطی و غیرخطی پرداخته است که تحت برآشتگی هارمونیک^{۱۰} قرار داشت [۳]. حرکت آشوبناک در سیستم ژيروسکوپ برای نخستین بار در سال ۱۹۸۱ ارائه شد. در سال ۱۹۹۶ چن و همکاران دینامیک غیرخطی یک ژيروسکوپ متقارن و سنگین نصب شده بر روی یک پایه مرتعش را مورد بررسی قرار دادند و در مورد حرکت‌های آشفتنه سیستم ژيروسکوپ با میرایی خطی بحث کردند [۴]. در سال ۲۰۰۱ حرکت سیستم ژيروسکوپ متقارن که تحت برآشتگی هارمونیک قرار می‌گیرد مورد بررسی قرار گرفت [۵]. در سال ۲۰۰۲ چن حرکت غیرخطی یک سیستم ژيروسکوپ متقارن را با میرایی غیرخطی بررسی کرد. حرارت، تغییر پارامترهای سیستم با زمان، نویز مکانیکی، نویز مداری حسگر می‌توانند عملکرد و پایداری سیستم ژيروسکوپ را دچار اختلال نمایند. در سال ۲۰۱۵ ژانگ^{۱۱} و همکاران سعی در کاهش نویز در سیستم‌های ژيروسکوپ میکرو الکترومکانیکی داشتند [۶]. در سال ۲۰۱۶ توسط سان^{۱۲} و همکاران یک ساختار نوین از فرکانس خروجی رزونانس ژيروسکوپ ارائه شد [۷]. در سال ۲۰۱۹ ایساکوف^{۱۳} و همکاران تأثیر میرایی خطی و غیرخطی بر روی ارتعاشات غیرخطی رتور عمودی ژيروسکوپ را مورد بررسی قرار دادند [۸]. افزایش ناگهانی انرژی تشدید می‌تواند موجب آسیب رسیدن به سیستم مکانیکی شود که در سال ۲۰۱۷ با تعیین حالت‌های تشدید در دینامیک غیرخطی سیستم، پیش‌بینی تبادل انرژی با دامنه ارتعاشات ممکن می‌شود [۹]. در سالیان اخیر روش‌های کنترلی متنوعی برای افزایش عملکرد سیستم ژيروسکوپ و مقاوم بودن در مقابل نویز و اغتشاش‌های وارد بر سیستم پیشنهاد شده‌اند [۱۰]. در سال ۲۰۰۸ یک طرح

¹ Frame² Gyrocompass³ Inertial Measurement Unit⁴ Inertial Navigation System⁵ Attitude Heading Reference System⁶ Mechanical Gyroscope⁷ Micro Electro Mechanical Systems⁸ Fiber Optic Gyroscope⁹ Chen¹⁰ Harmonic¹¹ Zhang¹² Sun¹³ Iskakov

با توجه به پیشرفت‌های اخیر در زمینه هوش مصنوعی و شبکه عصبی، از شبکه عصبی در کنترل تطبیقی سامانه‌های دارای دینامیک غیرخطی استفاده می‌شود. شبکه‌های عصبی ابزار دقیق برای تخمین دینامیک غیرخطی با پارامترهای نامعین و توابع غیرخطی پیچیده هستند. در دهه‌های اخیر پیشرفت‌های بسیاری در زمینه شناسایی و کنترل سیستم‌های غیرخطی در حضور نامعینی‌ها به دست آمده است. اخیراً از شبکه‌های عصبی برای تخمین برخط اغتشاش‌های نامعین و طراحی ریتگر تطبیقی استفاده می‌شود. هدف اصلی از کنترل، دستیابی به عملکرد مناسب سیستم کنترل در حضور نامعینی‌ها، نویز، اغتشاش‌های خارجی وارد بر سیستم می‌باشد. در دهه‌های گذشته دستاورد و پیشرفت‌های زیادی در زمینه طراحی کنترل‌کننده به دست آمده است که کنترل مقاوم، کنترل تطبیقی، کنترل مد لغزشی و کنترل مبتنی بر شبکه عصبی برخی از این پیشرفت‌ها می‌باشند. نامعینی‌های غیرخطی در دینامیک ژيروسکوپ و اغتشاش‌های خارجی غیرقابل پیش‌بینی، چالش بزرگ در طراحی کنترل‌کننده می‌باشند. کنترل‌کننده مد لغزشی دارای ویژگی‌های جذابی نظیر مقاوم بودن در برابر تغییرات پارامترهای سیستم و عدم حساسیت به اغتشاش‌ها می‌باشد. با مروری اجمالی که پژوهش‌های پیشین صورت پذیرفت مبین شد که اکثر رویکردهای پیشنهادی برای کنترل ژيروسکوپ مبتنی بر مدل هستند و نیازمند مدل دقیق از سیستم می‌باشیم. این در حالی است که در واقعیت دسترسی به چنین مدلی سخت و یا مقدور نیست. نوآوری این مقاله در طراحی کنترل‌کننده مد لغزشی و ادغام با شبکه عصبی برای تخمین دینامیک ژيروسکوپ برای دستیابی به عملکرد کنترلی مطلوب در کنترل سیستم ژيروسکوپ با دینامیک غیرخطی نامعلوم در حضور نامعینی‌ها و تغییرات پارامترهای دینامیکی سیستم باگذشت زمان می‌باشد. از جمله دستاوردهای پژوهشی این مقاله عبارت است از:

- طراحی کنترل‌کننده قابل اعتماد برای کنترل سیستم ژيروسکوپ، دستیابی به پاسخ گذرای مطلوب و پایداری سیستم؛
- عدم نیاز به دانش مدل دینامیکی سیستم ژيروسکوپ در طرح کنترلی پیشنهادی؛

کنترلی فازی مد لغزشی برای کنترل سیستم غیرخطی ژيروسکوپ با نامعینی‌ها و اغتشاش‌های خارجی وارد بر سیستم ارائه گردید [۱۱]. در سال ۲۰۱۸ یک طرح کنترلی تطبیقی با روش خطی‌سازی بازخورد خروجی^۱ برای کنترل سیستم دو درجه آزادی ژيروسکوپ طراحی شد [۱۲]. در سال ۲۰۱۱ یک طرح کنترلی تطبیقی فازی مد لغزشی برای دسته‌ای از سیستم‌های غیرخطی چند ورودی چند خروجی ارائه گردید [۱۳]. در سال ۲۰۱۸ وانگ^۲ و همکاران به بررسی همگام‌سازی مد لغزشی مرتبه کسری پرداختند [۱۴]. کنترل‌کننده‌های مرتبه کسری به دلیل انعطاف‌پذیری بالا، توجه زیادی را در مهندسی به خود جلب کرده‌اند. در سال ۲۰۱۸ ارتباط امن با استفاده از کنترل‌کننده مد لغزشی تطبیقی بهینه توسط نادری و همکاران مورد مطالعه قرار گرفت [۱۵]. در سال ۲۰۱۷ یک کنترل‌کننده مد لغزشی تطبیقی نوین برای همگام‌سازی سیستم‌های آشفته در حضور اغتشاش و نویز مورد بررسی قرار گرفت [۱۶]. در سال ۲۰۱۹ یک کنترل‌کننده مد لغزشی تطبیقی کسری برای همگام‌سازی سیستم‌های آشفته ارائه شد [۱۷]. در سال ۲۰۱۸ یک استراتژی تثبیت‌کننده مد لغزشی تطبیقی فازی مقاوم برای سیستم‌های آشفته مرتبه کسری ارائه شد [۱۸]. در سال ۲۰۱۹ یک کنترل‌کننده مد لغزشی پساگام فازی مرتبه کسری برای ژيروسکوپ میکرو الکترومکانیکی سه محوره طراحی شد [۱۹]. در دهه اخیر مطالعات زیادی توسط محققان در مورد کنترل هوشمند سیستم‌های غیرخطی با استفاده از شبکه‌های عصبی انجام شده است. شبکه‌های عصبی مصنوعی یک سیستم پردازش اطلاعات غیرخطی تطبیقی می‌باشند. از سال ۱۹۸۰ تحقیقات بر روی شبکه‌های عصبی مصنوعی پیشرفت چشمگیری داشته است. عملکرد شبکه عصبی به تعداد نوروها وابسته می‌باشد. اگر تعداد نوروها کم باشد منجر به عملکرد تخمین ضعیف می‌شود و در صورتی که تعداد نوروها زیاد انتخاب شوند شبکه عصبی با مشکل بیش برازش^۳ مواجه می‌شود. معماری یک شبکه عصبی مصنوعی با تمام اتصال‌های شبکه و تابع تبدیل‌های نوروها تعیین می‌شوند. فرآیند یادگیری در شبکه عصبی مصنوعی با آموزش و تنظیم مکرر وزن‌ها حاصل می‌شود [۲۰].

^۱ Output Feedback Linearization

^۲ Wang

^۳ Overfitting Problem

$$P_\phi = \beta_\phi, \quad (3)$$

$$P_\psi = \frac{\partial L}{\partial \psi} = I_3(\phi \cos(\theta) + \psi), \quad (4)$$

$$P_\psi = I_3 \omega_z = \beta_\psi, \quad (5)$$

که ω_z سرعت چرخش سیستم ژيروسکوپ است. با استفاده از روش روث^۶ معادلات حرکت سیستم غیرخطی ژيروسکوپ تنها به زاویه θ بستگی خواهد داشت و به صورت زیر توصیف می شود [۲۱]:

$$h(\theta) = \left[\frac{(\beta_\phi - \beta_\psi \cos(\theta))^2}{2I_1 \sin^2(\theta)} \right] + \frac{\beta_{phi}^2}{2I_3} + M_g(l + \bar{l} \sin(\omega t)) \cos(\theta), \quad (6)$$

$$R = L - \beta_\phi \phi - \beta_\psi \psi = \frac{1}{2} I_1 \dot{\theta}^2 - h(\theta), \quad (7)$$

$$R = \frac{1}{2} I_1 \dot{\theta}^2 - h(\theta), \quad (8)$$

اگر $\theta = 0$ باشد، آنگاه $\beta_\phi = \beta_\psi$ خواهد بود. تابع اتلاف به صورت رابطه زیر توصیف می شود:

$$F = -D_1 \dot{\theta} - D_2 \dot{\theta}^3, \quad (9)$$

که D_1 و D_2 مقادیر ثابت مثبت هستند. $D_1 \dot{\theta}$ تابع خطی و $D_2 \dot{\theta}^3$ تابع مکعب می باشند. معادله حاکم بر حرکت سیستم غیرخطی ژيروسکوپ از رابطه زیر حاصل می شود:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial R}{\partial \dot{\theta}} \right) - \frac{\partial R}{\partial \theta} = F, \quad (10)$$

معادله حاکم بر حرکت یک سیستم ژيروسکوپ متقارن با زاویه θ به صورت زیر بیان می شود [۲۱]:

$$\ddot{\theta} + \left(\frac{\beta_\phi}{I_1} \right)^2 \frac{(1 - \cos(\theta))^2}{\sin^3(\theta)} - \frac{M_g \bar{l}}{I_1} \sin(\theta) + \frac{D_1}{I_1} \dot{\theta} + \frac{D_2}{I_1} \dot{\theta}^3 = \frac{M_g \bar{l}}{I_1} \sin(\omega t) \sin(\theta) \quad (11)$$

بگذارید:

$$\alpha := \frac{\beta_\phi}{I_1} = \frac{I_3 \omega_z}{I_1}, \quad c_1 := \frac{D_1}{I_1} \quad c_2 := \frac{D_2}{I_2}$$

$$\beta := \frac{M_g \bar{l}}{I_1}, \quad f := \frac{M_g \bar{l}}{I_1}.$$

- بهبود عملکرد سیستم کنترل و تقاوم در برابر تغییرات پارامترها و نامعینی های دینامیکی سیستم با بهره گیری از شبکه عصبی برای تخمین دینامیک پیچیده سیستم غیرخطی ژيروسکوپ؛
- تقلیل اثرات مخرب نویز و اغتشاش های خارجی غیر قابل پیش بینی وارد بر سیستم.

طرح کنترلی پیشنهادی منجر به پایداری سیستم غیرخطی ژيروسکوپ می شود و با جلوگیری از اثرات مخرب اغتشاش های غیرقابل پیش بینی خارجی وارد بر سیستم منجر به بهبود عملکرد سیستم کنترلی خواهد شد. از نظریه ی لیاپانوف^۱ برای اثبات تضمین پایداری سیستم ژيروسکوپ استفاده می شود. در بخش دوم این مقاله، دینامیک غیرخطی سیستم ژيروسکوپ توصیف می گردد و در بخش سوم کنترل کننده مد لغزشی مبتنی بر شبکه عصبی طراحی و پایداری سیستم حلقه-بسته مورد ارزیابی قرار می گیرد. در بخش نتایج شبیه سازی در فصل چهارم بازتاب داده شده است و بخش پنجم به جمع بندی پژوهش حاضر اختصاص یافته است.

۲- دینامیک غیرخطی ژيروسکوپ

معادلات حرکت یک سیستم غیرخطی ژيروسکوپ متقارن^۲ تعبیه شده بر روی یک پایه مرتعش، با استفاده از زوایای اوپلر^۳ خمش (θ)، غلتش (ϕ) و گردش (ψ) توصیف می شود. با استفاده از روش اوپلر-لاگرانژ خواهیم داشت [۴]:

$$L = \frac{1}{2} I_1 (\dot{\theta}^2 + \dot{\phi}^2 \sin^2(\theta)) + \frac{1}{2} I_3 (\dot{\phi} \cos(\theta) + \dot{\psi})^2 - M_g(l + \bar{l} \sin(\omega t) \cos(\theta)) \quad (1)$$

که در رابطه فوق I_1 و I_3 به ترتیب ممان های اینرسی قطبی^۴ و استوایی^۴ ژيروسکوپ متقارن، M_g نیروی گرانش زمین^۵، $\bar{l}$ آ دامنه اغتشاش خارجی، ω فرکانس اغتشاش خارجی می باشند. با مشتق گیری از رابطه (۱) خواهیم داشت:

$$P_\phi = \frac{\partial L}{\partial \phi} = I_1 \dot{\phi} \sin^2(\theta) + I_3 (\dot{\phi} \cos(\theta) + \dot{\psi}) \cos(\theta), \quad (2)$$

¹ Lyapunov Theory

² Symmetric

³ Polar

⁴ Equatorial

⁵ Gravity Force

پس داریم:

$$\ddot{\theta} + \alpha^2 \frac{(1 - \cos(\theta))^2}{\sin^3(\theta)} - \beta \sin(\theta) + c_1 \dot{\theta} + c_2 \dot{\theta}^3 = f \sin(\omega t) \sin(\theta). \quad (12)$$

در رابطه فوق $c_1 \dot{\theta}$ و $c_2 \dot{\theta}^3$ به ترتیب میرایی^۱ خطی و غیرخطی می‌باشند و $f \sin \omega t$ پارامتر برآشفتهگی^۲ می‌باشد.

عبارت $\alpha^2 \frac{(1 - \cos(\theta))^2}{\sin^3(\theta)} - \beta \sin(\theta)$ نیروی تاب‌آوری^۳ غیرخطی می‌نامند. برای دستیابی به معادلات فضای حالت سیستم ژيروسکوپ، متغیرهای حالت سیستم را به صورت $x_1 = \theta$ و $\dot{\theta} = x_2$ در نظر می‌گیریم و بردار حالت‌های سیستم ژيروسکوپ $x := [x_1, x_2]^T$ تعریف می‌شود:

$$g(x) = -\alpha^2 \frac{(1 - \cos(x))^2}{\sin^3(x)}, \quad (13)$$

$$L(x) = \beta \sin(x) + f \sin(\omega t) \sin(x). \quad (14)$$

دو سیستم ژيروسکوپ غیرخطی را در نظر گرفته می‌شود که سیستم پایه و سیستم پیرو با x و y نشان داده می‌شود. معادلات فضای حالت نرمالیزه شده سیستم ژيروسکوپ به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = g(x_1) - c_1 x_2 - c_2 x_2^3 + L(x_1) \end{cases} \quad (15)$$

رابطه (۱۵) فضای حالت سیستم پایه^۴ می‌باشد. با جایگذاری حالت‌های سیستم پیرو در روابط (۱۳) و (۱۴) خواهیم داشت:

$$g(y_1) = -\alpha^2 \frac{(1 - \cos(y_1))^2}{\sin^3(y_1)}, \quad (16)$$

$$L(y_1) = \beta \sin(y_1) + f \sin(\omega t) \sin(y_1), \quad (17)$$

$$\mu(t) = \rho(t) \sin(\omega t). \quad (18)$$

برای توصیف سیستم غیرخطی ژيروسکوپ در فضای واقعی فرض می‌شود که پاسخ ژيروسکوپ شامل اغتشاش خارجی $\rho(t) \in R$ باشد. اغتشاش‌های خارجی به صورت زیر مد می‌شود:

$$|\rho(t)| \leq \sigma, \quad \sigma \in R^+ \quad (19)$$

در رابطه (۱۸) μ از مجموع ترم‌های اغتشاش خارجی ρ و سیگنال کنترلی u حاصل می‌شود. رابطه فضای حالت

سیستم ژيروسکوپ آشفته کنترل شده پیرو را نشان می‌دهد که y_1 و y_2 متغیرهای فضای حالت سیستم می‌باشند:

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = g(y_1) - c_1 y_2 - c_2 y_2^3 + L(y_1) + \mu(t) \end{cases} \quad (20)$$

سیگنال کنترلی $u(t) = [u_1(t), u_2(t)]^T$ برای همگام‌سازی به سیستم پیرو افزوده شده است که توسط کنترل کننده مد لغزشی مبتنی بر شبکه عصبی برای کنترل سیستم ژيروسکوپ تعیین می‌شوند. خطای متغیرهای حالت همگام‌سازی بین سیستم‌های (۱۵) و (۲۰) از رابطه زیر حاصل می‌شود:

$$e_k(t) = y_k(t) - x_k(t), \quad k = 1, 2. \quad (21)$$

دینامیک خطای سیستم به صورت زیر توصیف می‌شود:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = -c_1 e_2 + \alpha^2 g(x_1, y_1) + \gamma + \epsilon(t). \end{cases} \quad (22)$$

پارامتر γ به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\gamma = -c_1 y_2 - c_2 x_2^3 + (\beta + f \sin(\omega t))(\sin(y_1) - \sin(x_1)). \quad (23)$$

پارامتر $g(x_1, y_1)$ نیز برابر خواهد بود با:

$$g(x_1, y_1) = \frac{(1 - \cos x_1)^2}{\sin^3 x_1} - \frac{(1 - \cos y_1)^2}{\sin^3 y_1}. \quad (24)$$

هدف این مقاله طراحی سیگنال کنترلی مناسب ورودی برای پایداری مجانبی سیستم حلقه بسته است؛ به عبارتی دیگر، خطاهای تعقیب $e_k(t)$ می‌بایست به صفر میل کند آنگاه متغیرهای حالت سیستم پیرو (۲۰) به متغیرهای حالت سیستم پیرو (۱۵) همگرا می‌شود و خواهیم داشت:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (y_k(t) - x_k(t)) \rightarrow 0, \quad k = 1, 2. \quad (25)$$

۳- طراحی کنترل کننده

سیستم غیرخطی پیوسته با زمان به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (26)$$

در رابطه (۲۶) $x \in R^n$ و $f(x) \in R^n$ و $g(x) \in R^{n \times m}$ می‌باشد.

سیستم غیرخطی ژيروسکوپ که یک سیستم مرتبه دوم می‌باشد به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\ddot{x} = f(x, \dot{x}) + g(x, \dot{x})u. \quad (27)$$

¹ Damping

² Parametric Excitation

³ Nonlinear Resilience Force

⁴ Master

با استدلال مشابه برای تخمین تابع $g(x, \dot{x})$ خواهیم داشت:

$$\hat{g} = \theta_g^T \zeta_g, \quad (31)$$

$\hat{g}$ تخمین تابع $g(x, \dot{x})$ می باشد. $\hat{g}$ از بردار مجهولات θ_g^T و معلومات ζ_g تشکیل می شود.

$$\zeta_g = f_1(W_1^T X_{NN}) \quad (32)$$

با استفاده از سری تیلور، برای تخمین تابع $g(x, \dot{x})$ از رابطه زیر حاصل می شود:

$$\hat{g} = W_1^T \frac{\partial O_2}{\partial W_1}. \quad (33)$$

برای سیستم ارائه شده در رابطه (۲۰) سطح لغزشی به صورت زیر تعریف می شود:

$$s := \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right) e. \quad (34)$$

در روابط (۳۴)، λ پارامتر طراحی کنترل کننده مد لغزشی می باشد که مقدار آن مثبت می باشد. با توجه به سیستم ژيروسکوپ غیرخطی مرتبه دوم خواهیم داشت:

$$s = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right) e = \dot{e} + \lambda e. \quad (35)$$

فرض کنید مشتق سطح لغزش (۳۵) رابطه ی زیر را برآورده سازد:

$$\dot{s} = -\rho \text{sign}(s) \rightarrow s\dot{s} = -\rho s \text{sign}(s). \quad (36)$$

در رابطه (۳۶) ρ ثابت مثبت می باشد و تابع $\text{sign}(s)$ به صورت زیر تعریف می شود:

$$\text{sign}(s) = \begin{cases} +1 & \text{if } s > 0 \\ -1 & \text{if } s \leq 0 \end{cases} \quad (37)$$

سیگنال کنترلی کنترل کننده مد لغزشی مبتنی بر شبکه عصبی دارای دو فاز رشح و لغزش می باشد. ساختار سیگنال کنترلی کنترل کننده مذکور به صورت زیر می باشد:

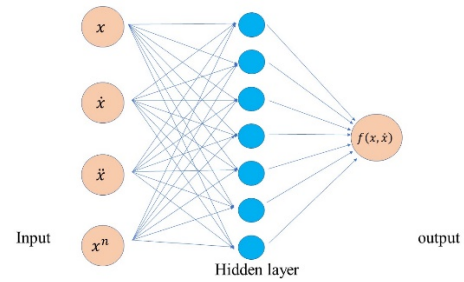
$$u := u_{eq} + u_{reach}, \quad (38)$$

جایی که:

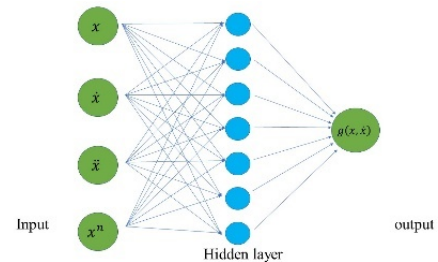
$$u_{eq} := \frac{1}{\hat{g}} [-\hat{f} + y_d^n - k_{n-1}e^{(n-1)} - k_{n-2}e^{(n-2)} + \dots + k_1\dot{e}], \quad (39)$$

$$u_{reach} := -\frac{\rho}{\hat{g}} \text{sign}(s). \quad (40)$$

با مشتق گیری از سطح لغزش خواهیم داشت:



شکل ۱: بلوک دیاگرام تخمین تابع $f(x, \dot{x})$ با شبکه عصبی



شکل ۲: بلوک دیاگرام تخمین تابع $g(x, \dot{x})$ با شبکه عصبی

در این طرح کنترلی از قابلیت یادگیری شبکه عصبی برای تخمین^۱ توابع $f(x, \dot{x})$ و $g(x, \dot{x})$ استفاده می شود. با به کارگیری دو شبکه عصبی مصنوعی، توابع $f(x, \dot{x})$ ، $g(x, \dot{x})$ ، نمایش داده شده به ترتیب در شکل های ۱ و ۲، سیستم ژيروسکوپ تخمین زده می شود. در شبکه عصبی مذکور وزن های شبکه عصبی به قسمی تعیین می شوند که سیستم ژيروسکوپ پایدار باشد. برای تخمین تابع $f(x, \dot{x})$ از یک شبکه عصبی پیش خور^۲ استفاده می شود که خواهیم داشت:

$$\hat{f} = \theta_f^T \zeta_f. \quad (28)$$

تخمین تابع $f(x, \dot{x})$ با $\hat{f}$ نشان داده شده است و از بردار مجهولات θ_f^T و معلومات ζ_f تشکیل می شود. با فرض معلوم بودن وزن لایه اول با W_1 نشان داده می شود، ورودی های شبکه عصبی می باشند خواهیم داشت:

$$\zeta_f = f_1(W_1^T X_{NN}). \quad (29)$$

برای تخمین تابع $f(x, \dot{x})$ از سری تیلور استفاده می شود:

$$\hat{f} = W_1^T \frac{\partial O_2}{\partial W_1}. \quad (30)$$

در رابطه (۳۰) خروجی لایه دوم O_2 می باشد

^۱ Approximation

^۲ Feed Forward

$$\dot{v} = s\dot{s} - \frac{1}{\gamma}\bar{\theta}_f^T \dot{\hat{\theta}}_f - \frac{1}{\gamma}\bar{\theta}_g^T \dot{\hat{\theta}}_g. \quad (53)$$

با جایگذاری رابطه (51) در رابطه (53) خواهیم داشت:

$$\dot{v} = s \left(2\epsilon + \bar{\theta}_f^T \zeta_f + \bar{\theta}_g^T \zeta_g u - \rho \operatorname{sign}(s) \right) - \frac{1}{\gamma}\bar{\theta}_f^T \dot{\hat{\theta}}_f - \frac{1}{\gamma}\bar{\theta}_g^T \dot{\hat{\theta}}_g \quad (54)$$

با ساده سازی رابطه (54) خواهیم داشت:

$$\dot{v} = 2\epsilon s - s \rho \operatorname{sign}(s) + \bar{\theta}_f^T \left(s \zeta_f - \frac{1}{\gamma} \dot{\hat{\theta}}_f \right) + \bar{\theta}_g^T \left(s u - \frac{1}{\gamma} \dot{\hat{\theta}}_g \right). \quad (55)$$

با در نظر گرفتن $s \times \operatorname{sign}(s) = |s|$ خواهیم داشت:

$$\dot{v} \leq 2\epsilon |s| - \rho |s| + \bar{\theta}_f^T \left(s \zeta_f - \frac{1}{\gamma} \dot{\hat{\theta}}_f \right) + \bar{\theta}_g^T \left(s u - \frac{1}{\gamma} \dot{\hat{\theta}}_g \right). \quad (56)$$

طبق قانون تطبیق قوانین به روزرسانی وزن های شبکه عصبی به صورت زیر تعریف می شوند:

$$s \zeta_f - \frac{1}{\gamma} \dot{\hat{\theta}}_f = 0 \rightarrow \dot{\hat{\theta}}_f = \gamma s \zeta_f; \quad (57)$$

$$s u - \frac{1}{\gamma} \dot{\hat{\theta}}_g = 0 \rightarrow \dot{\hat{\theta}}_g = \gamma s u \zeta_g. \quad (58)$$

با جایگذاری (57) و (58) در (56)، خواهیم داشت:

$$\dot{v} \leq 2\epsilon |s| - \rho |s|. \quad (59)$$

در صورتی که $\rho > 2\epsilon$ باشد. با توجه به شرایط مذکور وزن های شبکه عصبی مصنوعی به قسمی تنظیم می شوند که مشتق تابع لیاپانوف منفی و پایداری سیستم حلقه بسته با کنترل پیشنهادی در (38) تضمین می شود.

۴- نتایج

برای بررسی رفتار دینامیکی سیستم ژيروسکوپ و اثبات عملکرد مناسب کنترل کننده مد لغزشی مبتنی بر شبکه عصبی در کنترل سیستم غیرخطی ژيروسکوپ، مدل سیستم را در سیمولینک متلب شبیه سازی کرده و با کنترل کننده پیشنهادی، سیستم ژيروسکوپ کنترل می شود. در شکل ۳ رفتار آشوبناک

$$\dot{s} = f + g(u) - y_d^n + k_{n-1}e^{n-1} + k_{n-2}e^{n-2} + \dots + k_1\dot{e}. \quad (41)$$

با جمع و تفریق عبارت $\hat{g}(u)$ نتیجه می دهد:

$$\dot{s} = f + g(u) + \hat{g}(u) - \hat{g}(u) - y_d^n + k_{n-1}e^{n-1} + k_{n-2}e^{n-2} + \dots + k_1\dot{e}. \quad (42)$$

با جایگذاری قانون کنترلی و ساده سازی نتیجه می شود:

$$\dot{s} = f - \hat{f} + (g - \hat{g})u - \rho \operatorname{sign}(s) \quad (43)$$

$\bar{\theta}_f$ خطای تخمین تابع $f(x, \dot{x})$ و $\bar{\theta}_g$ خطای تخمین تابع $g(x, \dot{x})$ می باشد فرض می کنیم یک شبکه عصبی لیدئال با خروجی شبکه عصبی بهینه و خطای تخمین کمینه $\bar{\theta}_f$ و $\bar{\theta}_g$ وجود دارد آنگاه روابط زیر برقرار خواهد بود:

$$f - \hat{f} < \epsilon, \quad (44)$$

$$g - \hat{g} < \epsilon, \quad (45)$$

$$f^* = \theta_f^{*T} \zeta_f, \quad (46)$$

$$g^* = \theta_g^{*T} \zeta_g, \quad (47)$$

که در روابط بالا f^* و g^* خروجی شبکه عصبی بهینه می باشند. ϵ مقدار ثابت بسیار کوچک می باشد. با جمع و تفریق عبارت f^* و g^*u خواهیم داشت:

$$\dot{s} = f - f^* + f - \hat{f} + g^*u - g^*u + (g - \hat{g})u - \rho \operatorname{sign}(s) \quad (48)$$

با ساده سازی عبارت فوق نتیجه می شود:

$$\dot{s} = (f - f^*) + (f - \hat{f}) + (g - g^*)u + (g^* - \hat{g})u - \rho \operatorname{sign}(s). \quad (49)$$

داریم:

$$\dot{s} = 2\epsilon + (\theta_f^* - \theta_f)^T \zeta_f + (\theta_g^* - \theta_g)^T \zeta_g u - \rho \operatorname{sign}(s). \quad (50)$$

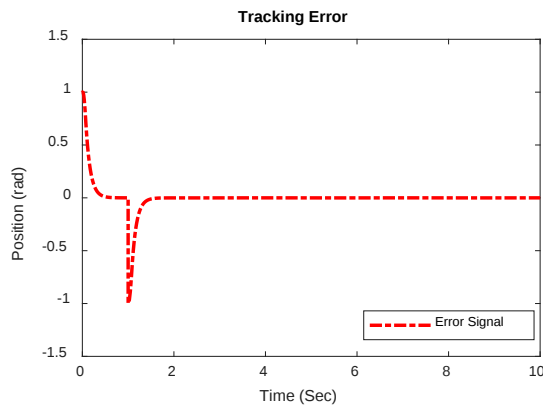
تفاضل مقادیر θ_f و θ_f^* با $\bar{\theta}_f$ و تفاضل مقادیر θ_g و θ_g^* با $\bar{\theta}_g$ نمایش داده می شود. مشتق سطح لغزش با رابطه زیر توصیف می شود:

$$\dot{s} = 2\epsilon + \bar{\theta}_f^T \zeta_f + \bar{\theta}_g^T \zeta_g u - \rho \operatorname{sign}(s). \quad (51)$$

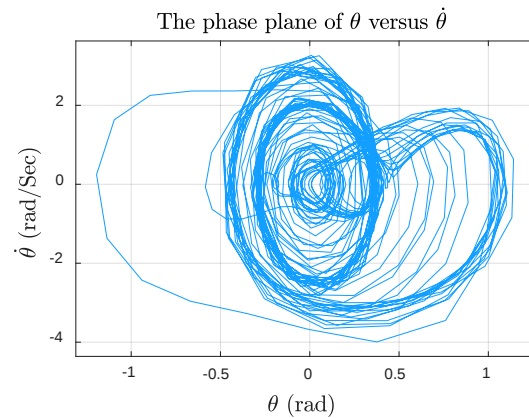
برای اثبات پایداری، تابع لیاپانوف را به صورت زیر در نظر می گیریم:

$$v = \frac{1}{2}s^2 + \frac{1}{2\gamma}\bar{\theta}_f^T \bar{\theta}_f + \frac{1}{2\gamma}\bar{\theta}_g^T \bar{\theta}_g \quad (52)$$

تابع لیاپانوف در رابطه (52) مثبت معین می باشد. از رابطه (52) نسبت به زمان مشتق می گیریم:



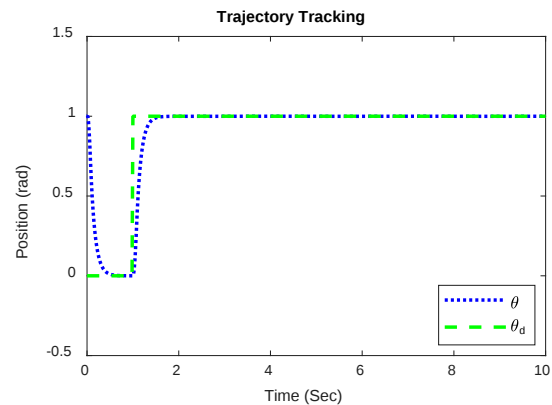
شکل ۵: نمودار خطای ردیابی در سیستم ژيروسکوپ



شکل ۳: نمودار صفحه فاز در ژيروسکوپ آشوبناک

در گام بعد برای بررسی مقاوم بودن طرح کنترلی پیشنهادی و بررسی تأثیرات نویز و اغتشاش بر روی سیستم کنترلی، سیگنال‌های نویز و اغتشاشات وارد بر سیستم غیرخطی ژيروسکوپ، به مدل سیستم اعمال می‌شود. در شکل ۷ و ۸ سیگنال اغتشاش و نویز اعمال شده به مدل سیستم ترسیم می‌شود. با اعمال سیگنال‌های مخرب نویز و اغتشاشات به مدل سیستم ژيروسکوپ، در شکل ۹ نمودار ردیابی مسیر با سیگنال مرجع ورودی پله واحد برای بررسی مقاوم بودن کنترل کننده مد لغزشی مبتنی بر شبکه عصبی ترسیم شده است. در شکل ۱۰ کنترل کننده مد لغزشی مبتنی بر شبکه عصبی با کنترل کننده‌های PID، PD، و PID مبتنی بر شبکه عصبی مقایسه می‌شود. کنترل کننده‌ای که از سرعت و دقت بیشتری برخوردار باشد و دارای خطای ردیابی مسیر کمتری باشد برای کنترل سیستم غیرخطی ژيروسکوپ مناسب‌تر خواهد بود. در شکل ۱۱ و ۱۲ مشخصات تحلیلی خطا، زمان صعود، زمان نشست، میزان حداکثر فراجش برای کنترل کننده‌های مختلف در ردیابی مسیر سیگنال ورودی مرجع برای سیستم ژيروسکوپ ترسیم شده است.

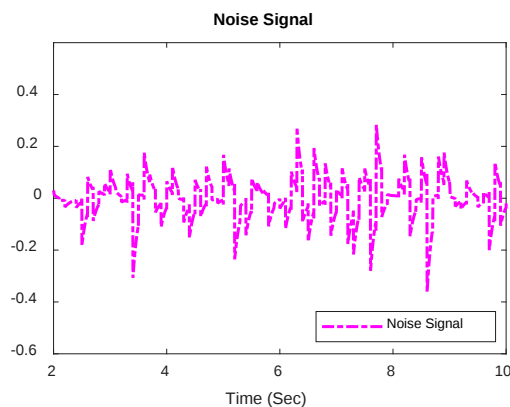
کنترل کننده مد لغزشی مبتنی بر شبکه عصبی دارای عملکرد مناسب‌تری در کنترل سیستم غیرخطی ژيروسکوپ نسبت به سایر کنترل کننده‌های مذکور می‌باشد. پاسخ ردیابی مسیر در کنترل کننده مد لغزشی مبتنی بر شبکه عصبی دارای دو مزیت می‌باشد. مزیت اول مقدار کمینه خطای حالت ماندگار سیستم و مزیت دوم پاسخ بدون نوسان می‌باشد.



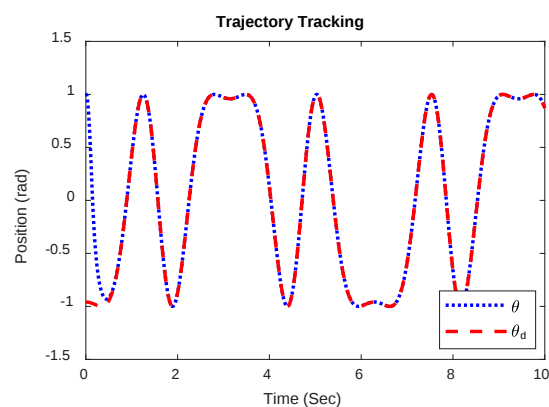
شکل ۴: نمودار ردیابی مسیر سیگنال مرجع ورودی با پله واحد

سیستم ژيروسکوپ با اعمال ورودی پله با دامنه یک ولت به سیستم غیرخطی ژيروسکوپ، به ازای مقادیر $\beta = 1$ ، $c_1 = 0.5$ ، $c_2 = 0.05$ ، $f = 35.5$ ، $\alpha^2 = 100$ و $\omega = 2$ با شرایط اولیه $(x_1, x_2) = (1, -1)$ ترسیم شده است. در شکل ۴ با اعمال ورودی پله واحد به مدل سیستم غیرخطی ژيروسکوپ، خروجی فرایند، سیگنال مرجع مطلوب را با زمان صعود کم، سرعت و دقت بالا ردیابی می‌کند. در شکل ۵ خطای ردیابی در سیستم ژيروسکوپ کنترل شده با کنترل کننده مد لغزشی مبتنی بر شبکه عصبی ترسیم شده است که خطای حالت ماندگار سیستم به صفر میل می‌کند و از دقت همگرایی بالایی برخوردار می‌باشد. در شکل ۶ نمودار ردیابی مسیر در سیستم غیرخطی ژيروسکوپ با کنترل کننده پیشنهادی به ازای سیگنال مرجع زیر ترسیم شده است:

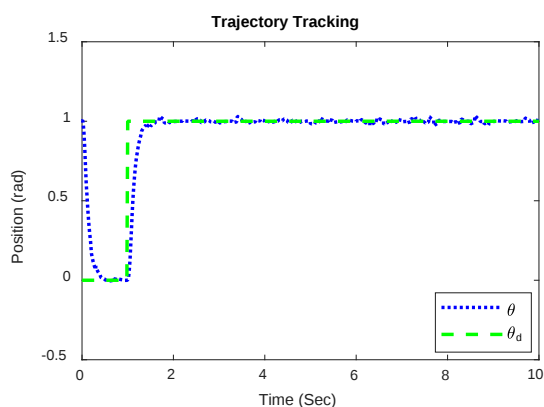
$$\theta_d = \sin(5\cos(t)) \quad (60)$$



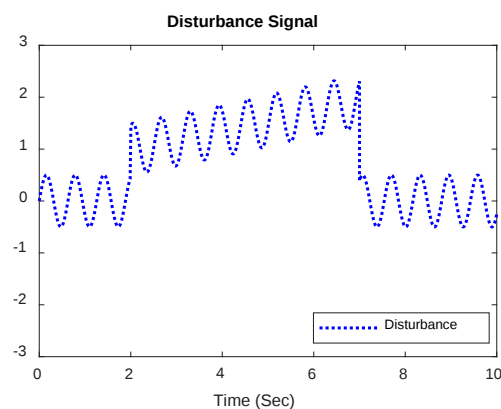
شکل ۸: سیگنال نویز بر حسب زمان



شکل ۶: نمودارهای ردیابی مسیر با سیگنال مرجع غیر خطی



شکل ۹: نمودار تأثیرات نویز و اغتشاش بر ردیابی مسیر سیگنال مرجع

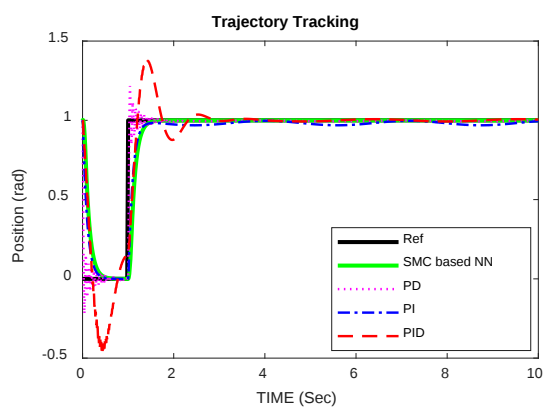


شکل ۷: سیگنال اغتشاش وارد بر سیستم بر حسب زمان

۵- نتیجه گیری

اکثر سیستم‌ها در دنیای واقعی، دارای دینامیک غیرخطی می‌باشند و جلوگیری از اثرات مخرب نویز و اغتشاش‌های خارجی غیرقابل پیش‌بینی اجتناب‌ناپذیر می‌باشد. نامعینی‌های غیرخطی دینامیک ژيروسکوپ و اغتشاش‌های خارجی غیرقابل پیش‌بینی، چالش بزرگ در طراحی کنترل‌کننده می‌باشند. شبکه‌های عصبی ابزار دقیق برای تخمین دینامیک غیرخطی با پارامترهای نامعین و توابع غیرخطی پیچیده می‌باشند.

هدف اصلی از کنترل ژيروسکوپ، دستیابی به عملکرد مناسب سیستم در حضور نامعینی‌ها، نویز، اغتشاشات خارجی وارد بر سیستم می‌باشد. در این مقاله با استفاده از کنترل‌کننده مد لغزشی مبتنی بر شبکه عصبی، یک کنترل‌کننده بهینه برای کنترل سیستم غیرخطی ژيروسکوپ طراحی می‌شود. طرح

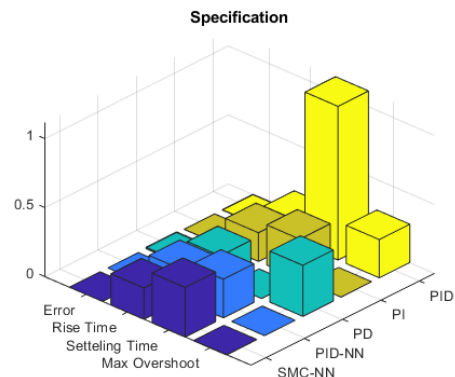


شکل ۱۰: نمودار ردیابی مسیر در کنترل‌کننده‌های مختلف

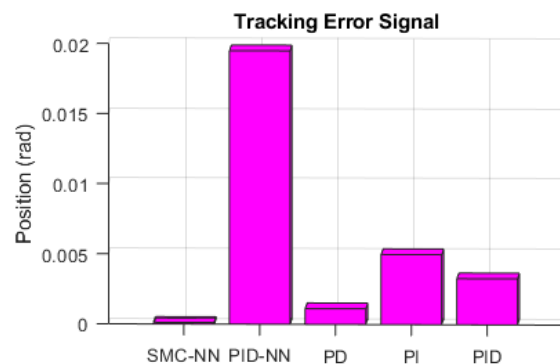
کنترلی پیشنهادی نه تنها منجر به پایداری سیستم غیرخطی ژيروسکوپ شد، بلکه بدون استفاده از دینامیک سیستم عملکرد مطلوبی در حضور اغتشاشات خارجی و نویز ارائه نمود.

control," *Physics Letters A*, vol. 343, no. 1, pp. 153-158, 2005.

- [4] Z. M. Ge, H. K. Chen, and H. H. Chen, "The regular and chaotic motions of a symmetric heavy gyroscope with harmonic excitation," *Journal of Sound and Vibration*, vol. 198, no. 2, pp. 131-147, 1996.
- [5] X. Tong and N. Mrad, "Chaotic motion of a symmetric gyro subjected to a harmonic base excitation," *J. Appl. Mech.*, vol. 68, no. 4, pp. 681-684, 2001.
- [6] L. Xue, C. Jiang, L. Wang, J. Liu, and W. Yuan, "Noise reduction of MEMS gyroscope based on direct modeling for an angular rate signal," *Micromachines*, vol. 6, no. 2, pp. 266-280, 2015.
- [7] J. Sun, S. Fan, H. Shi, W. Xing, C. Zhao, and C. Li, "Design and optimization of a resonant output frequency gyroscope for robust sensitivity and bandwidth performance," *Microsystem Technologies*, vol. 22, no. 10, pp. 2565-2586, 2016.
- [8] Z. Isakov and K. Bissembayev, "The nonlinear vibrations of a vertical hard gyroscopic rotor with nonlinear characteristics," *Mechanical Sciences*, vol. 10, no. 2, pp. 529-544, 2019.
- [9] C. H. Miwadinou, A. V. Monwanou, L. A. Hinvi, A. A. Koukpedjji, C. Ainamon, and J. B. C. Orou, "Melnikov Chaos in a Modified Rayleigh–Duffing Oscillator with ϕ_6 Potential," *International Journal of Bifurcation and Chaos*, vol. 26, no. 05, p. 1650085, 2016.
- [10] J. J. Yan, M.-L. Hung, and T. L. Liao, "Adaptive sliding mode control for synchronization of chaotic gyros with fully unknown parameters," *Journal of Sound and Vibration*, vol. 298, pp. 298-306, 2006.
- [11] M. Roopaei, M. Z. Jahromi, R. John, and T.-C. Lin, "Unknown nonlinear chaotic gyros synchronization using adaptive fuzzy sliding mode control with unknown dead-zone input," *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, vol. 15, no. 9, pp. 2536-2545, 2010.
- [12] J. Montoya-Cháirez, V. Santibáñez, and J. Moreno-Valenzuela, "Adaptive control schemes applied to a control moment gyroscope of 2



شکل ۱۱: معیارهای کارایی با کنترل کننده های مختلف



شکل ۱۲: نمودار مقایسه ای خطا در ردیابی سیستم ژيروسکوپ

تعارض منافع

"هیچ گونه تعارض منافع توسط نویسندگان بیان نشده است."

مراجع

- [1] M. N. Armenise, C. Ciminelli, F. Dell'Olio, and V. M. N. Passaro, *Advances in gyroscope technologies*. Springer Science & Business Media, 2010.
- [2] V. M. N. Passaro, A. Cuccovillo, L. Vaiani, M. De Carlo, and C. E. Campanella, "Gyroscope technology and applications: A review in the industrial perspective," *Sensors*, vol. 17, no. 10, p. 2284, 2017.
- [3] Y. Lei, W. Xu, and H. Zheng, "Synchronization of two chaotic nonlinear gyros using active



COPYRIGHTS

© 2024 by the authors. Licensee Iranian Space Research Center of Iran. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution 4.0 International (CC BY 4.0) (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>)

- degrees of freedom," *Mechatronics*, vol. 57, pp. 73-85, 2019.
- [13] V. Nekoukar and A. Erfanian, "Adaptive fuzzy terminal sliding mode control for a class of MIMO uncertain nonlinear systems," *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 179, no. 1, pp. 34-49, 2011.
- [14] C. Wang, "Fractional-order sliding mode synchronization for fractional-order chaotic systems," *Advances in Mathematical Physics*, vol. 2018, p. 3545083, 2018.
- [15] B. Naderi, H. Kheiri, and A. Heydari, "Anti-synchronization of complex chaotic t-system via optimal adaptive sliding-mode and its application in secure communication," *International Journal of Industrial Mathematics*, vol. 10, no. 2, pp. 181-192, 2018.
- [16] H. Delavari, "A novel fractional adaptive active sliding mode controller for synchronization of non-identical chaotic systems with disturbance and uncertainty," *International Journal of Dynamics and Control*, vol. 5, no. 1, pp. 102-114, 2017.
- [17] K. Rabah and S. Ladaci, "A fractional adaptive sliding mode control configuration for synchronizing disturbed fractional-order chaotic systems," *Circuits, Systems, and Signal Processing*, vol. 39, no. 3, pp. 1244-1264, 2020.
- [18] B. Bourouba and S. Ladaci, "Robust fuzzy adaptive sliding mode stabilization for fractional-order chaos," *Algorithms*, vol. 11, no. 7.
- [19] S. B. Fazeli Asl and S. S. Moosapour, "Fractional order fuzzy dynamic backstepping sliding mode controller design for triaxial MEMS gyroscope based on high-gain and disturbance observers," *IETE Journal of Research*, vol. 67, no. 6, pp. 799-816, 2021.
- [20] S. Ding, H. Li, C. Su, J. Yu, and F. Jin, "Evolutionary artificial neural networks: a review," *Artificial Intelligence Review*, vol. 39, no. 3, pp. 251-260, 2013.
- [21] H. K. Chen, "Chaos and chaos synchronization of a symmetric gyro with linear-plus-cubic damping," *Journal of Sound and Vibration*, vol. 255, no. 4, pp. 719-740, 2002.



Available in:
Journal.isrc.ac.ir

Journal of
Space Science, Technology
& Applications (Persian)

Vol. 3, No. 2, pp.: 101-114
2024

DOI:
10.22034/jssta.2023.405810.1131

Article Info

Received: 2023-07-06
Accepted: 2024-01-16

Keywords

Intelligent closed-loop
angular trajectory generation
algorithm - Satellite attitude
maneuver - Intelligent
trajectory generation -
Autoencoders - Artificial
neural networks

How to Cite this article

Mana Ghanifar, et al.,
"Development of an
intelligent online closed-
loop trajectory generation
algorithm for a satellite
attitude control system",
*Journal of Space Science,
Technology and
Applications*, vol 3 (2), p.:
101- 114 , 2024.

Development of an intelligent online closed-loop trajectory generation algorithm for a satellite attitude control system

Mana Ghanifar¹, Milad Kamzan^{*2}, AmirAli Nikkhah³, Jafar Roshanian⁴,
Mohammad Teshnehlab⁵

¹ PhD Student, Faculty of Aerospace Engineering, K. N. Toosi University of Technology,
Tehran, Iran, managhanifar@email.kntu.ac.ir

^{2*} PhD Student, Faculty of Aerospace Engineering, K. N. Toosi University of Technology,
Tehran, Iran, milad.kamzan@email.kntu.ac.ir

³ Associate Professor, Faculty of Aerospace Engineering, K. N. Toosi University of
Technology, Tehran, Iran, nikkhah@kntu.ac.ir

⁴ Professor, Faculty of Aerospace Engineering, K. N. Toosi University of Technology,
Tehran, Iran, roshanian@kntu.ac.ir

⁵ Professor, Faculty of Electrical Engineering, K. N. Toosi University of Technology,
Tehran, Iran, teshnehlab@eetd.kntu.ac.ir

Abstract

In this article, a new closed-loop algorithm is presented to generate an optimal angular trajectory for a given satellite to reach the desired final point. Using the capabilities of artificial neural networks, this algorithm can find the best trajectory to reach the final setpoints based on the dynamic behavior of the system and the preset controller capability by using the desired final values of the trajectory and the values of the system state variables at each simulation time. In the presence of external disturbances, this closed-loop intelligent trajectory generation algorithm shows advanced adaptive performance, which allows it to develop the best alternative trajectory to achieve the final setpoint and return the system to the main trajectory. Despite the fact that this algorithm is able to restore the main trajectory, it is also capable of preventing unreasonable control efforts by considering the control properties of the system. This intelligent algorithm of angular path generation shows high accuracy and effective performance after simulations are performed in the MATLAB software environment with predefined external disturbances.



دسترس پذیر در نشانی:
Journal.isrc.ac.ir

دو فصلنامه علوم، فناوری و کاربردهای فضایی

سال سوم، شماره ۲، صفحه ۱۱۴-۱۰۱
پاییز و زمستان ۱۴۰۲

DOI:
10.22034/jssta.2023.405810.1131

تاریخچه داوری

دریافت: ۱۴۰۲/۰۴/۱۵

پذیرش: ۱۴۰۲/۱۰/۲۶

واژه‌های کلیدی

الگوریتم هوشمند حلقه‌بسته تولید
مسیر زاویه‌ای - مانور وضعیت ماهواره
- تولید مسیر هوشمند - کدکننده‌های
خودکار - شبکه‌های عصبی مصنوعی

نحوه استناد به این مقاله

مانا غنی‌فر و همکاران، "توسعه یک
الگوریتم تولید مسیر زاویه‌ای مطلوب
برخط حلقه‌بسته هوشمند برای
کنترل وضعیت یک ماهواره"،
دوفصلنامه علوم، فناوری و کاربردهای
فضایی، جلد سوم، شماره دوم، صفحات
۱۰۱-۱۱۴، ۱۴۰۲.

توسعه یک الگوریتم تولید مسیر زاویه‌ای مطلوب بر خط حلقه-بسته هوشمند برای کنترل وضعیت یک ماهواره

مانا غنی‌فر^۱، میلاد کامزن^{۲*}، امیرعلی نیکخواه^۳، جعفر روشنی‌یان^۴، محمد تشنه‌لب^۵

۱- دانشجوی دکتری، دانشکده مهندسی هوافضا، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، تهران، ایران،

managhanifar@email.kntu.ac.ir

۲- دانشجوی دکتری، دانشکده مهندسی هوافضا، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، تهران، ایران،

milad.kamzan@email.kntu.ac.ir

۳- دانشیار، دانشکده مهندسی هوافضا، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، تهران، ایران،

nikkhah@kntu.ac.ir

۴- استاد، دانشکده مهندسی هوافضا، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، تهران، ایران،

roshanian@kntu.ac.ir

۵- استاد، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، تهران، ایران،

teshnehlabb@eetd.kntu.ac.ir

نویسنده مسئول *

چکیده

در این مقاله، یک الگوریتم جدید حلقه-بسته به منظور تولید مسیر مطلوب زاویه‌ای برای یک ماهواره مفروض به‌منظور نیل به مقدار نهایی موردنظر ارائه شده است. این الگوریتم بر پایه بهره‌گیری از توان یادگیری شبکه‌های عصبی مصنوعی و نیز قابلیت‌های کدکننده‌های خودکار، قادر است با در دست داشتن مقادیر نهایی مطلوب از مسیر و نیز مقادیر لحظه‌ای متغیرهای وضعیت سیستم، بهترین مسیر نیل به نقاط نهایی مذکور را با توجه به رفتار دینامیکی سیستم و نیز توان کنترلر از پیش تنظیم شده، تعیین نماید. این الگوریتم تولید مسیر هوشمند حلقه بسته، نه تنها می‌تواند در مقابله با اغتشاشات خارجی وارده به سیستم ضمن نشان دادن عملکرد تطبیقی پیشرفته و به صورت برخط، بهترین مسیر جایگزین را برای نیل به هدف نهایی تولید کرده و سیستم را در کمترین زمان منطقی ممکن به مسیر اصلی بازگرداند، بلکه از سوی دیگر قادر است با عنایت به در بر داشتن خواص و توان کنترل کننده سیستم، از ایجاد فرامین کنترلی نامعقول از منظر دامنه تلاش و دیگر خواص نامطلوب کنترلی، جلوگیری بعمل آورد. نتایج حاصل از تشریح شبیه‌سازی‌های صورت پذیرفته در محیط نرم‌افزار MATLAB در حضور اغتشاشات خارجی پیش‌تعریف، دقت بالا و عملکرد مؤثر این الگوریتم هوشمند تولید مسیر زاویه‌ای را نمایش می‌دهد.

۱- مقدمه

در سال‌های اخیر، توسعه الگوریتم‌های تولید مسیر مطلوب دارای خواص مشخص، میان نقاط ابتدایی و انتهایی موردنظر طراح، دستخوش تغییرات فراوانی شده است. امروزه، توسعه الگوریتم‌های تولید مسیر در پژوهش‌های روز که توسعه طیف گسترده‌ای از پروژه‌ها و حوزه‌های عملی را پوشش می‌دهند [۱]، در دامنه وسیعی از تکنیک‌های تحلیلی و بهینه تا الگوریتم‌های هوشمند، گسترده شده‌اند. به عنوان مثال فرآیند تولید مسیر مطلوب برای یک ربات زمینی با فرض تعیین ضرایب چندجمله‌ای با بهره‌گیری از الگوریتم‌های بهینه‌سازی، در [۲] طی شده است. در این مرجع، نتایج حاصل از اعمال هریک از تکنیک‌های بهینه‌سازی، شامل جستجوی کورکورانه^۱، الگوریتم تپه‌نوردی^۲ و الگوریتم ژنتیک^۳ با یکدیگر مقایسه و نتایج حاصل، ارائه شده است. در [۳] پروسه تولید مسیر ایمن بهینه با بهره‌گیری از برنامه‌ریزی مربعی^۴ با قیود خطی، برای یک گروه ۲۰ تایی از ربات‌ها، طی شده است. در این مرجع، برخلاف بسیاری از دیگر عناوین، مدل دینامیکی کامل هریک از ربات‌ها، جایگزین فرض مدل سینماتیکی برای این سیستم‌ها، شده است. اگرچه بسیاری از پژوهش‌های اخیر، حوزه کاری خود را به توسعه تکنیک‌های تولید مسیر برای ربات‌های غیرپرنده معطوف می‌کنند، لیکن ارائه الگوریتم‌های نوین تولید مسیر، با هدف بهره‌گیری در ربات‌های پرنده نظیر کوادروتورها نیز با سرعت بالایی دنبال می‌شود [۴]–[۷]. به طور مثال، مرجع [۸] به ارائه یک مدل توسعه مسیر برای یک کوادکوپتر به همراه یک بار آویخته با کابل از طریق برنامه‌ریزی درجه دوم خطی آمیخته با اعداد صحیح^۵ می‌پردازد. در این راستا، مرجع مورد بحث به حل چالش‌های عدم برخورد هر سه قسم کوادروتور، کابل و بار به موانع شناخته شده و نیز امکان‌پذیری اجرای مانور با عنایت به حضور بار آویخته، پرداخته است. در مرجع [۹] به طراحی مسیرهای دینامیکی امکان‌پذیر و کنترل‌کننده‌هایی پرداخته می‌شود که بر مبنای قطعه‌بندی مسیر کلی، قادراند مانورهای تهاجمی و سنگین، مانند پرواز از میان شکاف‌های باریک عمودی و نشست روی سطوح وارونه را با دقت و تکرارپذیری بالا ممکن سازد. علاوه بر

عناوین مزبور، مراجعی نظیر [۱۰] نیز به توسعه و ارائه راهکارهایی برای تولید مسیرهای عملیاتی به منظور هدایت مناسب سیستم‌های پرنده بدون سرنشین، پرداخته‌اند. در حوزه تولید هوشمند و مبتنی بر یادگیری مسیر اما مراجعی نظیر [۱۱] به توسعه تکنیک‌های مبتنی بر یادگیری تقویتی^۶ و یادگیری تقلیدی^۷ برای مدیریت بی‌درنگ، کارآمد و قابل اطمینان کوادکوپتر با تصمیم‌گیری آنلاین می‌پردازند. در حوزه تعیین مسیر زاویه‌ای مطلوب برای کنترل ماهواره‌ها که عموماً با هدف افزایش و بهبود کیفیت تصویربرداری آن‌ها صورت می‌پذیرد، حضور الگوریتم‌های تولید مسیر بهینه از اهمیت ویژه‌ای در میان پژوهش‌های روز برخوردار است. به عنوان مثال در [۱۲] یک الگوریتم بهینه برنامه‌ریزی مسیر زاویه‌ای مطلوب به منظور کاهش سرعت زاویه‌ای در فرآیند مانور وضعیت یک ماهواره مکعبی با هدف بهبود پایداری سیستم و ارضای ظرفیت محدود کنترلی آن معرفی شده است. مسیر تولیدی مورد بحث در این مرجع، مبتنی بر یک چند جمله‌ای از مرتبه پنج، با در نظرگیری سه بخش مسیر شامل افزایش ثبوت و کاهش سرعت بوده و با هدف تأمین بهینگی مسیر مزبور، ضرایب چند جمله‌ای مورد بحث، بواسطه بهره‌گیری از الگوریتم تکاملی تفاضلی^۸ (DE) تعیین شده است. در [۱۳] از یک الگوریتم دو مرحله‌ای مبتنی بر رگرسیون چند جمله‌ای به منظور تعیین مناسب مسیر زاویه‌ای مطلوب، برای کنترل سیستم یک ماهواره تصویربرداری استفاده شده است. در نخستین مرحله از این الگوریتم و بر اساس حالت تصویربرداری مورد نظر، ورودی‌ها اصلی شامل اندازه و زمان مانور در هر محور دریافت می‌شود و مسیر اولیه با توجه به تابع پله واحد تشکیل می‌شود. در مرحله دوم و با در نظرگیری تغییرات ناگهانی در مسیر و به دنبال آن تأثیر بر تلاش کنترلی که در نهایت منجر به تحریک سیستم شده و لرزش ناشی از آن بر کیفیت عملیات تصویربرداری تأثیر می‌گذارد، از یک فیلتر میانگین متحرک برای هموار ساختن مسیر، که تغییرات پله را با یک تابع رمپ تصحیح می‌کند، بهره‌گیری می‌شود. افزون بر موارد فوق و به رغم وجود مراجعی نظیر [۱۴] و [۱۵]، کماکان توسعه حوزه تولید مسیر زاویه‌ای برای ماهواره‌ها با

⁵ Mixed Integer Quadratic Programing⁶ Reinforcement learning⁷ Imitation learning⁸ Differential evolution algorithm¹ Blind search method² Hill climbing method³ Genetic algorithm⁴ Quadratic Programing

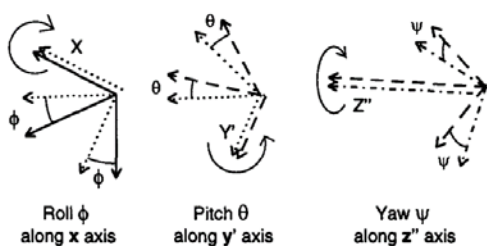
زاویه‌ای میان نقاط اولیه و نهایی مفروض برای سیستم، تشریح و روابط مرتبط با این الگوریتم، استخراج خواهد شد. در نهایت، دو بخش پنجم و ششم این پژوهش، به ترتیب، به ارائه نتایج حاصل از اعمال الگوریتم پیشنهادی به ساختار کلی و بحث و نتیجه‌گیری در خصوص نتایج حاصل، اختصاص خواهد یافت.

۲- مدل‌سازی ریاضی سیستم

در بخش حاضر از گزارش پیش رو، معادلات توصیف‌کننده مدل ریاضیاتی شامل معادلات سینماتیک و دینامیک دورانی سیستم، به استفاده از مکانیک نیوتنی و بر اساس بهره‌گیری از زوایای اوایلر، استخراج می‌شود. در ادامه، معادلات غیرخطی استخراج شده برای توصیف سیستم ماهواره، به منظور شبیه‌سازی رفتار سیستم در سناریوهای پیش‌بینی شده، خطی‌سازی می‌شوند.

۲-۱- سینماتیک دورانی

با هدف مدل‌سازی رفتار دورانی سیستم ماهواره به منظور طراحی کنترلر و نیز تکمیل پیش‌نیازهای لازم برای اجرای شبیه‌سازی‌های آتی، در این بخش به استخراج مدل سینماتیک دورانی سیستم مزبور، پرداخته می‌شود. از همین رو و به منظور استخراج مدل سینماتیک دورانی سیستم ماهواره، در گام نخست به معرفی ماتریس‌های چرخش میان دو دستگاه بدنی و قائم همراه سیستم بر پایه زوایای اوایلر (چنان‌که در شکل (۱) نمایش داده شده است) پرداخته می‌شود. در نتیجه و با فرض ترتیب چرخش $\psi \rightarrow \theta \rightarrow \phi$ ، روابط (۱) تا (۳) شمای کلی این ماتریس‌های چرخش را نمایش می‌دهد. شایان ذکر است در کلیه معادلات پیش روی، عبارات C_θ ، S_θ ، و T_θ به ترتیب معرف $\cos(\theta)$ ، $\sin(\theta)$ و $\tan(\theta)$ می‌باشند.



شکل ۱- شمای کلی زوایای اوایلر [۱۶].

هدف کاهش اثر اغتشاشات خارجی و بهبود کلی خواص سیستم حلقه-بسته، تلاش بیشتری را از سوی محققین طلب می‌کند. از همین رو و در اثر حاضر، یک الگوریتم هوشمند تولید مسیر زاویه‌ای برای کنترل مناسب وضعیت جهت‌گیری یک ماهواره معرفی می‌شود. الگوریتم پیشنهادی، بر خلاف عمده آثار موجود در این زمینه، قادر است ضمن در نظر گرفتن توان کنترلی سیستم، موضوع مقابله با اغتشاشات خارجی و اصلاح انحرافات ایجاد شده در زوایای سیستم به سبب بروز اغتشاشات مزبور را با تکیه بر توان پردازشی شبکه‌های عصبی و کدکننده‌های خودکار و به شکل کاملاً هوشمند، صورت دهد.

ماهواره‌ها، رسته‌ای از سیستم‌های دینامیکی حساس با قابلیت‌های بی‌شمار محسوب می‌شوند. امروزه از ماهواره‌ها در کاربردهای وسیعی از جمله انتقال سیگنال‌های مخابراتی، تصویربرداری فضایی، مکان‌یابی و نیز بسیاری دیگر از حوزه‌های عملیاتی و پژوهشی، بهره‌برداری بعمل می‌آید. در حوزه تولید مسیر برای کنترل مناسب این سیستم‌ها و ارائه مسیرهای زاویه‌ای برای نیل مناسب به نقاط نهایی متغیرهای حالت، از هر شرط اولیه، وجود الگوریتم‌های هوشمند نه تنها از یک سو می‌تواند کیفیت رفتاری متغیرهای وضعیت سیستم را در حضور اغتشاشات خارجی بهبود بخشد، بلکه از سوی دیگر می‌تواند تلاش‌های کنترلی مورد نیاز برای نیل به اهداف از پیش تعیین شده را مدیریت کند. ماهواره مورد مطالعه در این پژوهش یک ماهواره زمین‌گرای^۱ کوچک سنجش از راه دور زمین در یک مدار دایره ای ارتفاع پایین^۲ می‌باشد، که دارای کنترل زاویه‌ای سه محوره با عملگرهای چرخ عکس‌العملی^۳ و در حال انجام یک مانور زاویه‌ای محدود در هر سه محور سمت، فراز و غلت می‌باشد.

در بخش آتی از پژوهش پیش‌رو، یک مدل دینامیکی غیرخطی از سیستم ماهواره مورد بحث استخراج و مدل مذکور به منظور ادامه فرآیند شبیه‌سازی، خطی‌سازی می‌شود. در سومین بخش مقاله، روابط و مقادیر مرتبط با کنترلرهای تعبیه شده برای مدیریت عملکرد سیستم در سناریوی عملکردی معرفی خواهد شد. در بخش چهارم، عمده نوآوری‌های صورت پذیرفته در راستای ارائه یک الگوریتم هوشمند حلقه-بسته به منظور تولید یک مسیر

³ Reaction Wheel

¹ Earth Oriented

² LEO

$$\vec{T} = \vec{h}_I = \vec{h} + \vec{\omega} \times \vec{h} \quad (7)$$

در رابطه فوق، $T = [L \ M \ N]^T$ نمایش‌دهنده مجموع گشتاورهای وارده به ماهواره از سوی چرخ‌های عکس‌العملی می‌باشد. همچنین دو عبارت $\vec{h}_I = [h_{I,x} \ h_{I,y} \ h_{I,z}]^T$ و $\vec{h} = [h_x \ h_y \ h_z]^T$ معرف بردار اندازه حرکت زاویه‌ای سیستم به ترتیب در دستگاه‌های اینرسی و بدنی می‌باشند. از سوی دیگر، معادله بردار اندازه حرکت زاویه‌ای ماهواره در دستگاه بدنی، به شکل رابطه (۸) معرفی می‌شود.

$$\vec{h} = \vec{I} \vec{\omega} = \begin{bmatrix} I_{xx} & -I_{xy} & -I_{xz} \\ -I_{yx} & I_{yy} & -I_{yz} \\ -I_{zx} & -I_{zy} & I_{zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{bmatrix} \quad (8)$$

در این معادله $\vec{I}$ معرف تانسور اینرسی سیستم ماهواره است. همچنین با فرض وجود تقارن محوری در ساختار کلی سیستم (تقارن سیستم نسبت به محورهای X ، Y و Z بدنی)، معادله (۸) به شکل رابطه (۹) ساده‌سازی می‌شود.

$$\vec{h} = \vec{I} \vec{\omega} = \begin{bmatrix} I_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & I_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & I_{zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{bmatrix} \quad (9)$$

با عنایت به مجموعه نکات مطرح شده در این بخش، در نهایت مدل توصیف‌کننده دینامیک دورانی غیرخطی سیستم ماهواره مورد بررسی، با عنایت به روابط (۷) و (۹) و به شکل دسته معادلات نمایش داده شده در رابطه (۱۰) استخراج می‌شود.

$$\dot{\omega} = \begin{bmatrix} \dot{p} \\ \dot{q} \\ \dot{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (qr(I_{yy} - I_{zz})/I_{xx}) + (L/I_{xx}) \\ (pr(I_{zz} - I_{xx})/I_{yy}) + (M/I_{yy}) \\ (qp(I_{xx} - I_{yy})/I_{zz}) + (N/I_{zz}) \end{bmatrix} \quad (10)$$

۳-۲- خطی‌سازی سیستم

در بخش حاضر، معادلات کلی غیرخطی سیستم با هدف تکمیل مباحث مرتبط با طراحی کنترلر و نیز شبیه‌سازی رفتار سیستم حلقه-بسته در حضور الگوریتم هوشمند تولید مسیر، خطی‌سازی می‌شود. روابط (۱۱) و (۱۲) معادلات فضای حالت خطی سیستم را نمایش می‌دهند.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (11)$$

$$A_\phi = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & C_\phi & S_\phi \\ 0 & -S_\phi & C_\phi \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$A_\theta = \begin{bmatrix} C_\theta & 0 & -S_\theta \\ 0 & 1 & 0 \\ S_\theta & 0 & C_\theta \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$A_\psi = \begin{bmatrix} C_\psi & S_\psi & 0 \\ -S_\psi & C_\psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

در معادلات فوق، $\Theta = [\phi \ \theta \ \psi]^T$ نمایشگر زوایای اوپلر است. با عنایت به این ماتریس‌ها و فرض ترتیب چرخش عنوان شده، رابطه (۴) معادلات نمایشگر سینماتیک دورانی سیستم را بر پایه زوایای اوپلر و نرخ‌های چرخش در دستگاه بدنی، نمایش می‌دهد.

$$\omega = \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} = A_\phi A_\theta A_\psi \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + A_\phi A_\theta \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ 0 \end{bmatrix} + A_\phi \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

در این معادلات، $\omega = [p \ q \ r]^T$ نمایانگر نرخ‌های چرخش حول محورهای بدنی ماهواره نسبت به دستگاه مرجع است. با تکمیل عملیات ریاضی در این معادلات، شمای توسعه‌یافته این روابط به صورت دسته روابط (۵) ارائه می‌شود.

$$\omega_{BR} = \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\phi} - \psi S_\theta \\ \dot{\theta} C_\phi + \psi C_\theta S_\phi \\ \dot{\psi} C_\theta C_\phi - \dot{\theta} S_\phi \end{bmatrix} \quad (5)$$

در نهایت و با حل معادلات فوق برای نرخ‌های تغییر زوایای اوپلر $\dot{\Theta} = [\dot{\phi} \ \dot{\theta} \ \dot{\psi}]^T$ ، قالب کامل مدل سینماتیک دورانی سیستم، به شکل رابطه (۶) استخراج می‌شود.

$$\dot{\Theta} = \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p + (S_\phi T_\theta)q + (C_\phi T_\theta)r \\ C_\phi q - S_\phi r \\ (S_\phi/C_\theta)q + (C_\phi/C_\theta)r \end{bmatrix} \quad (6)$$

۲-۲- دینامیک دورانی

بر پایه بهره‌گیری از قانون دوم نیوتن و با در نظرگیری فرض ساده‌ساز ثبات اینرسی دورانی سیستم در طول شبیه‌سازی، معادله توصیف‌کننده گشتاورهای مؤثر بر مرکز جرم ماهواره، با استفاده رابطه (۷) توصیف شده است.

$$y=Cx \quad (12)$$

۳- کنترل سیستم

با هدف مدیریت سیستم در نیل به اهداف از پیش تعیین شده مینی بر تعقیب مسیر تطبیقی تولیدی توسط الگوریتم تولید مسیر هوشمند و نیز با توجه به اینرسی ذاتی سیستم و فرض عدم وجود اغتشاشات بزرگ مداری، در این پژوهش، از سه کنترلر تناسبی-مشتقی (PD) برای کنترل سیستم استفاده شده است. روابط (۱۶) تا (۱۸)، معادلات مفسر این قوانین کنترلی را نمایش می‌دهند.

$$\gamma_{c,\varphi}(k)=k_{p,\varphi}(\varphi_d(k)-\varphi(k))+k_{d,\varphi}(\dot{\varphi}_d(k)-\dot{\varphi}(k)) \quad (16)$$

$$\gamma_{c,\theta}(k)=k_{p,\theta}(\theta_d(k)-\theta(k))+k_{d,\theta}(\dot{\theta}_d(k)-\dot{\theta}(k)) \quad (17)$$

$$\gamma_{c,\psi}(k)=k_{p,\psi}(\psi_d(k)-\psi(k))+k_{d,\psi}(\dot{\psi}_d(k)-\dot{\psi}(k)) \quad (18)$$

در معادلات فوق، عبارت $\Theta_d=[\varphi_d \ \theta_d \ \psi_d]^T$ نمایشگر مسیر زاویه‌ای مطلوب تولیدی توسط الگوریتم هوشمند تولید مسیر بوده و دو عبارت $k_{p,\theta}$ و نیز $k_{d,\theta}$ به ترتیب نشان‌دهنده ضرایب بخش‌های تناسبی و مشتقی از کنترلر PD مزبور هستند. جدول (۱)، مقادیر عددی مشخصات مکانیکی و نیز ضرایب کنترلی تنظیم شده برای سیستم را نمایش می‌دهد. با عنایت به تکیه مقاله پیش روی بر موضوع تولید مسیر مطلوب جهت کنترل زوایای اوایلر سیستم، ضرایب کنترلی مورد استفاده، بر پایه آزمون و خطا و به شکلی تعیین شده است که پاسخ‌های حاصل از کنترل سیستم، تا حد امکان عاری از فراجش باشد.

جدول ۱- مشخصات مکانیکی و ضرایب کنترلی سیستم ماهواره

یکای	مقدار عددی	پارامتر
Kg.m ²	۱۰	I _{xx}
Kg.m ²	۱۰	I _{yy}
Kg.m ²	۱۰	I _{zz}
~	[۴۱۷ ۴۱۷ ۴۱۷]	$k_p = [k_{p,\varphi} \ k_{p,\theta} \ k_{p,\psi}]$
~	[۳۰۷ ۳۰۷ ۳۰۷]	$k_d = [k_{d,\varphi} \ k_{d,\theta} \ k_{d,\psi}]$

در این دسته از معادلات، عبارت $\mathbf{x}^{6 \times 1}=[\varphi \ \theta \ \psi \ p \ q \ r]^T$ و $\mathbf{u}^{3 \times 1}=[L \ M \ N]^T$ نمایشگر متغیرهای وضعیت سیستم و بردار تلاش‌های کنترلی بوده و سه ماتریس ثابت با زمان $\mathbf{A}$ ، $\mathbf{B}$ و $\mathbf{C}$ به ترتیب نمایانگر ماتریس‌های سیستم، ورودی و خروجی هستند. در این معادلات، درایه‌های دو ماتریس $\mathbf{A}$ ، $\mathbf{B}$ با عنایت به روابط (۱۳) و (۱۴) استخراج می‌شود.

$$\mathbf{B}=\mathbf{J}_u=\left(\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}}\right)_{\mathbf{u}=\mathbf{u}_0}$$

$$=\begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u_1} & \frac{\partial f_2}{\partial u_1} & \frac{\partial f_3}{\partial u_1} & \frac{\partial f_4}{\partial u_1} & \frac{\partial f_5}{\partial u_1} & \frac{\partial f_6}{\partial u_1} \\ \frac{\partial f_1}{\partial u_2} & \frac{\partial f_2}{\partial u_2} & \frac{\partial f_3}{\partial u_2} & \frac{\partial f_4}{\partial u_2} & \frac{\partial f_5}{\partial u_2} & \frac{\partial f_6}{\partial u_2} \\ \frac{\partial f_1}{\partial u_3} & \frac{\partial f_2}{\partial u_3} & \frac{\partial f_3}{\partial u_3} & \frac{\partial f_4}{\partial u_3} & \frac{\partial f_5}{\partial u_3} & \frac{\partial f_6}{\partial u_3} \end{bmatrix}^T \quad (13)$$

$$\mathbf{A}=\mathbf{J}_x=\left(\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}}\right)_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_0}$$

$$=\begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \frac{\partial f_1}{\partial x_3} & \frac{\partial f_1}{\partial x_4} & \frac{\partial f_1}{\partial x_5} & \frac{\partial f_1}{\partial x_6} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \frac{\partial f_2}{\partial x_3} & \frac{\partial f_2}{\partial x_4} & \frac{\partial f_2}{\partial x_5} & \frac{\partial f_2}{\partial x_6} \\ \frac{\partial f_3}{\partial x_1} & \frac{\partial f_3}{\partial x_2} & \frac{\partial f_3}{\partial x_3} & \frac{\partial f_3}{\partial x_4} & \frac{\partial f_3}{\partial x_5} & \frac{\partial f_3}{\partial x_6} \\ \frac{\partial f_4}{\partial x_1} & \frac{\partial f_4}{\partial x_2} & \frac{\partial f_4}{\partial x_3} & \frac{\partial f_4}{\partial x_4} & \frac{\partial f_4}{\partial x_5} & \frac{\partial f_4}{\partial x_6} \\ \frac{\partial f_5}{\partial x_1} & \frac{\partial f_5}{\partial x_2} & \frac{\partial f_5}{\partial x_3} & \frac{\partial f_5}{\partial x_4} & \frac{\partial f_5}{\partial x_5} & \frac{\partial f_5}{\partial x_6} \\ \frac{\partial f_6}{\partial x_1} & \frac{\partial f_6}{\partial x_2} & \frac{\partial f_6}{\partial x_3} & \frac{\partial f_6}{\partial x_4} & \frac{\partial f_6}{\partial x_5} & \frac{\partial f_6}{\partial x_6} \end{bmatrix} \quad (14)$$

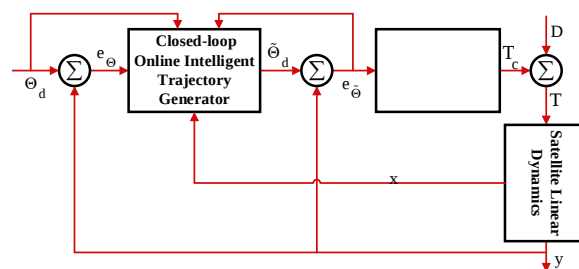
در این معادلات نیز، $\mathbf{J}_a$ معرف ماتریس ژاکوبین سیستم نسبت به متغیر $\mathbf{a}$ بوده و $\mathbf{x}_0=\mathbf{0}^{6 \times 1}$ و $\mathbf{u}_0=\mathbf{0}^{3 \times 1}$ نمایشگر نقطه کار خطی‌سازی هستند. همچنین عبارت $\mathbf{f}$ که نمایشگر کلیه معادلات غیرخطی سیستم است، با عنایت به رابطه (۱۵) تعیین می‌شود.

$$\mathbf{f}=[\dot{\theta} \ \dot{\omega}]^T \quad (15)$$

شایان ذکر است با توجه به اعمال فرض قابل اندازه‌گیری بودن کلیه متغیرهای وضعیت، ماتریس خروجی از نمایش فضای حالت سیستم به صورت $\mathbf{C}=\mathbf{I}^{6 \times 6}$ تعیین شده است.

۴- توسعه الگوریتم هوشمند تولید مسیر

چنان که پیش‌تر ذکر شد، هدف اصلی این پژوهش، ارائه، شبیه‌سازی رفتار و بررسی عملکرد یک الگوریتم برخط هوشمند تولید مسیر زاویه‌ای در پروسه کنترل و شبیه‌سازی عملکرد یک ماهواره است که به صورت حلقه-بسته در دیاگرام بلوکی سیستم قرار می‌گیرد. این الگوریتم پیشنهادی تولید مسیر زاویه‌ای که از تلفیق یک کدکننده خودکار با یک شبکه عصبی دولایه تشکیل شده، قادر است با در دست داشتن مقادیر لحظه‌ای خروجی و دیگر متغیرهای وضعیت سیستم، به انضمام نقاط نهایی موردنظر طراح سناریوی کنترلی، بهترین مسیر را برای نیل سیستم به مقادیر نهایی مزبور، به صورت برخط و با توجه به توان کنترلی سیستم، تولید نماید. شکل (۲) شمای کیفی این دیاگرام بلوکی را در حضور هر سه جزء سیستم، کنترلر و الگوریتم هوشمند تولید مسیر، نمایش می‌دهد.

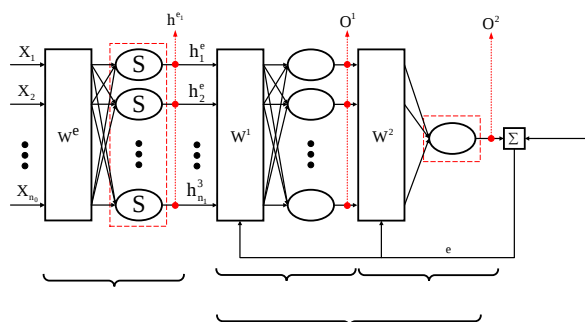


شکل ۲- دیاگرام بلوکی ساختار تجمیعی حلقه-بسته

دیاگرام بلوکی مورد بحث، از سه بلوک اصلی شامل مدل دینامیکی سیستم (معادلات دینامیک و سینماتیک ماهواره مطابق روابط (۱۲) و (۱۳)، معادلات کنترلر PD (روابط (۱۷) تا (۱۸)) و بخش هوشمند تولید مسیر مطلوب حلقه-بسته است. چنان که از ملاحظه این دیاگرام مشخص است، بلوک مفسر مدل دینامیکی سیستم، ضمن دریافت ورودی کنترلی (T) که می‌تواند تحت اثر اغتشاشات خارجی (D) باشد، برای تعقیب مسیر نامی از سوی کنترلر PD، سیگنال‌های حالت (x)، و خروجی (y) را برای فراهم‌آوری بازخورد رفتاری به منظور تغذیه بلوک کنترلر و نیز بلوک تولید مسیر، تأمین می‌نماید. از سوی دیگر، مطابق روال معمول در سیستم‌های کنترلی حلقه بسته، بلوک کنترلر PD، ضمن دریافت بازخورد خروجی سیستم (y) و مقایسه آن با سیگنال مسیر مطلوب تأمین شده از سوی بلوک

تولید مسیر $(\tilde{\theta}_d)$ ، سیگنال‌های کنترلی (T_c) را برای تغذیه سیستم، تولید می‌کند. در پایان، بلوک تولید هوشمند مسیر زاویه‌ای، ضمن دریافت مقادیر لحظه‌ای مسیر مرجع (θ_d) ، خروجی سیستم (y)، خطای تعقیب مسیر مرجع (e_θ) ، خطای تعقیب مسیر مطلوب تولیدی $(e_{\tilde{\theta}})$ و مشتقات خروجی سیستم $(\dot{\theta})$ و مقادیر مطلوب تولیدی $(\tilde{\theta}_d)$ ، سیگنال مسیر مطلوب زاویه‌ای $(\tilde{\theta}_d)$ را در راستای حصول امکان کنترل مناسب سیستم به منظور تعقیب مسیر نامی، فراهم می‌سازد.

لازم به ذکر است، در این ساختار پیشنهادی، بخش کدکننده خودکار، ویژگی‌های کاربردی و جدیدی را با بهره‌گیری از متغیرهای سیستم و نقاط نهایی به نحوی تولید می‌کند که بخش بعد، یعنی شبکه عصبی مصنوعی دو لایه بتواند متغیرهای یک مسیر پیش‌فرض تعبیه شده در این ساختار را، بر پایه خواص مطرح شده، به بهترین شکل ممکن، تعیین نماید. شکل (۳) شمای کیفی ساختار شبکه عصبی هوشمند مذکور را نمایش می‌دهد.



شکل ۳- شمای کیفی ساختار شبکه عصبی هوشمند تولید مسیر

با در نظرگیری نکات مطرح شده در این بخش، رابطه (۱۹) فرم پارامتریک معادله مسیر پیش تعریف انتخابی را نمایش می‌دهد.

$$\theta_d(k) = a(k)(\tanh(b(k)t + c(k))) + d(k) \quad (19)$$

که در آن، $t = k \cdot dt$ معرف زمان شبیه‌سازی و چهار عبارت a, b, c و d معرف مقادیر لحظه‌ای پارامترهای مسیر، می‌باشد. در ادامه، روابط اصلی مفسر تعریف و نحوه کارکرد این الگوریتم پیشنهادی، تشریح می‌شود. بدین منظور، با معرفی متغیرهای مورد استفاده مطابق روابط (۲۰) تا (۲۳):

با توجه به تعاریف ارائه شده، روابط (۲۹) و (۳۰) معادلات مرتبط با تعریف بخش‌های کدکننده و کدگشا از الگوریتم کدکننده خودکار ساختار را نمایش می‌دهند.

$$\text{net}_e(k) = w_e(k) \times \text{input}^T(k)$$

$$\text{w.r.t. } h_1(k) = \text{logsig}(g_e(k). \text{net}_e(k)) \quad (29)$$

$$\text{net}_d(k) = w_d(k).h_1(k)$$

$$\text{w.r.t. } \widehat{\text{input}}(k) = \text{logsig}(g_d(k). \text{net}_d(k)) \quad (30)$$

در این روابط، $w_d(k)$ ، $w_e(k)$ ، $\text{net}_d(k)$ ، $\text{net}_e(k)$ و $h_1(k)$ به ترتیب معرف عبارات شبکه و اوزان یادگیری در لایه‌های کدکننده و کدگشا و نیز خروجی لایه کدکننده، هستند. همچنین دو عبارت $g_d(k)$ و $g_e(k)$ شیب توابع فعال‌ساز در بخش‌های کدکننده و کدگشا هستند که با هدف افزایش انعطاف‌پذیری ساختار، به صورت آموزش‌پذیر در نظر گرفته شده‌اند. با عنایت به روابط و نکات فوق، روابط (۳۱) تا (۳۴) معادلات مرتبط با آموزش اوزان و نیز شیب توابع فعال‌ساز را نشان می‌دهند.

$$\Delta w_d = -\eta_{ae} \frac{\partial E(k)}{\partial e(k)} \frac{\partial e(k)}{\partial \widehat{\text{input}}(k)} \frac{\partial \widehat{\text{input}}(k)}{\partial \text{net}_d(k)} \frac{\partial \text{net}_d(k)}{\partial w_d(k)} \quad (31)$$

$$\Delta g_d = -\eta_{ae, g_d} \frac{\partial E(k)}{\partial e(k)} \frac{\partial e(k)}{\partial \widehat{\text{input}}(k)} \frac{\partial \widehat{\text{input}}(k)}{\partial g_d(k)} \quad (32)$$

$$\Delta w_e = -\eta_{ae} \frac{\partial E(k)}{\partial e(k)} \frac{\partial e(k)}{\partial \widehat{\text{input}}(k)} \frac{\partial \widehat{\text{input}}(k)}{\partial \text{net}_d(k)} \frac{\partial \text{net}_d(k)}{\partial h_1(k)} \frac{\partial h_1(k)}{\partial \text{net}_e(k)} \frac{\partial \text{net}_e(k)}{\partial w_e(k)} \quad (33)$$

$$\Delta g_e = -\eta_{ae, g_e} \frac{\partial E(k)}{\partial e(k)} \frac{\partial e(k)}{\partial \widehat{\text{input}}(k)} \frac{\partial \widehat{\text{input}}(k)}{\partial \text{net}_d(k)} \frac{\partial \text{net}_d(k)}{\partial h_1(k)} \frac{\partial h_1(k)}{\partial g_e(k)} \quad (34)$$

که در آن η_{AE} معرف نرخ آموزش در لایه‌های کدکننده و کدگشا است. در ادامه، روابط (۳۵) و (۳۶) معادلات مرتبط با

$$y = \Theta(k) \quad (20)$$

$$y_f = \Theta_d \quad (21)$$

$$y_d(k) = \tilde{\Theta}_d(k) \quad (22)$$

$$\dot{y}_d(k) = \dot{\tilde{\Theta}}_d(k) \quad (23)$$

که در آن‌ها عبارات y ، Θ_d ، y_f ، $\tilde{\Theta}_d(k)$ ، $y_d(k)$ و $\dot{\tilde{\Theta}}_d(k)$ به ترتیب معرف زوایای اولیه سیستم، مقدار نهایی مطلوب زوایا، مقادیر خروجی نهایی سیستم، خروجی الگوریتم تولید مسیر در گام k ام، مقدار مطلوب خروجی در گام k ام و مشتقات خروجی الگوریتم و مسیر مطلوب در این گام است، مقادیر خطا و تابع هزینه بخش شبکه عصبی دولایه از ساختار پیشنهادی، مطابق روابط (۲۴) و (۲۵) معین می‌شود.

$$e_{mlp}(k) = y_f - y(k) \quad (24)$$

$$E_{mlp}(k) = \frac{1}{2} e_{mlp}^2(k) \quad (25)$$

در این معادلات، $e_{mlp}(k)$ و $E_{mlp}(k)$ به ترتیب نمایانگر مقدار خطای بخش شبکه عصبی دولایه و تابع هزینه این شبکه در k امین گام حل می‌باشند. همچنین، روابط (۲۶) و (۲۷) مقادیر خطا و نیز تابع هزینه بخش کدکننده خودکار ساختار پیشنهادی را نمایش می‌دهند.

$$e_{encoder}(k) = \text{input}(k) - \widehat{\text{input}}(k) \quad (26)$$

$$E_{encoder}(k) = \frac{1}{2} e_{encoder}^2(k) \quad (27)$$

به بیان مشابه، در این معادلات نیز $e_{encoder}(k)$ ، $\widehat{\text{input}}(k)$ و $E_{encoder}(k)$ به ترتیب نشانگر مقدار خطای بخش کدکننده خودکار، خروجی کدکننده و تابع هزینه کدکننده خودکار، همگی در k امین گام حل می‌باشند. همچنین در این معادلات، عبارت $\text{input}(k)$ معرف ورودی کدکننده خودکار است که به صورت رابطه (۲۸) انتخاب شده است.

$$\text{input} = [\tilde{\Theta}_d(k) - \Theta(k), \tilde{\Theta}_d(k) - \Theta_d(k), \dots \quad (28)$$

$$\dots \Theta_d(k), \tilde{\Theta}_d(k), \dot{\tilde{\Theta}}_d(k), \Theta(k), \dot{\Theta}(k), \Theta_0]$$

تعریف هریک از دولایه شبکه عصبی مصنوعی مورد استفاده در ساختار پیشنهادی را نمایش می‌دهند.

$$net_1(k) = w_1(k) \times h_1(k)$$

$$w.r.t. \quad o_1(k) = \text{tansig}(g_1(k).net_1(k)) \quad (35)$$

$$net_2(k) = w_2(k) \times o_1(k)$$

$$o_2(k) = g_2(k).net_2(k) \quad (36)$$

در این روابط نیز، $w_2(k)$ ، $w_1(k)$ ، $net_2(k)$ ، $net_1(k)$ ، $o_2(k)$ و $o_1(k)$ به ترتیب معرف عبارات شبکه و اوزان یادگیری و نیز خروجی لایه‌ها در لایه‌های اول و دوم هستند. مشابه بخش قبل، دو عبارت $g_1(k)$ و $g_2(k)$ معرف شیب توابع فعال‌ساز در هریک از لایه‌ها هستند که با هدف بهبود عملکرد ساختار، به صورت آموزش‌پذیر در نظر گرفته شده‌اند. با توجه به تعاریف ارائه شده در خصوص لایه‌های این شبکه، روابط (۳۷) تا (۴۰) معادلات مرتبط با آموزش اوزان و نیز شیب توابع فعال‌ساز را نشان می‌دهند.

$$\Delta w_2 = -\eta_{mlp} \frac{\partial E(k)}{\partial e(k)} \frac{\partial e(k)}{\partial y(k)} \frac{\partial y(k)}{\partial \Theta(k)} \frac{\partial \Theta(k)}{\partial \tilde{\Theta}_d(k)} \frac{\partial \tilde{\Theta}_d(k)}{\partial o_2(k)} \frac{\partial o_2(k)}{\partial w_2(k)} \quad (37)$$

$$\Delta g_2 = -\eta_{mlp, g_2} \frac{\partial E(k)}{\partial e(k)} \frac{\partial e(k)}{\partial y(k)} \frac{\partial y(k)}{\partial \Theta(k)} \frac{\partial \Theta(k)}{\partial \tilde{\Theta}_d(k)} \frac{\partial \tilde{\Theta}_d(k)}{\partial o_2(k)} \frac{\partial o_2(k)}{\partial g_2(k)} \quad (38)$$

$$\Delta w_1 = -\eta_{mlp} \frac{\partial E(k)}{\partial e(k)} \frac{\partial e(k)}{\partial y(k)} \frac{\partial y(k)}{\partial \Theta(k)} \frac{\partial \Theta(k)}{\partial \tilde{\Theta}_d(k)} \frac{\partial \tilde{\Theta}_d(k)}{\partial o_2(k)} \frac{\partial o_2(k)}{\partial net_2(k)} \frac{\partial net_2(k)}{\partial o_1(k)} \frac{\partial o_1(k)}{\partial w_1(k)} \quad (39)$$

$$\Delta g_1 = -\eta_{mlp, g_1} \frac{\partial E(k)}{\partial e(k)} \frac{\partial e(k)}{\partial y(k)} \frac{\partial y(k)}{\partial \Theta(k)} \frac{\partial \Theta(k)}{\partial \tilde{\Theta}_d(k)} \frac{\partial \tilde{\Theta}_d(k)}{\partial o_2(k)} \frac{\partial o_2(k)}{\partial net_2(k)} \frac{\partial net_2(k)}{\partial o_1(k)} \frac{\partial o_1(k)}{\partial g_1(k)} \quad (40)$$

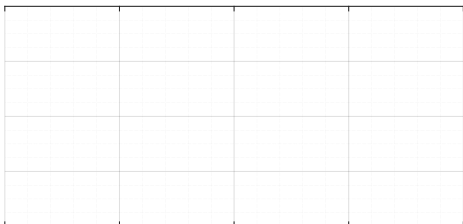
در این روابط η_{mlp} نمایشگر نرخ آموزش شبکه است. جدول (۲)، مقادیر عددی تنظیمات اولیه بخش‌های کدکننده و نیز شبکه عصبی مصنوعی دولایه از ساختار هوشمند پیشنهادی را نمایش می‌دهد.

جدول ۲- تنظیمات اولیه ساختار هوشمند تولید مسیر

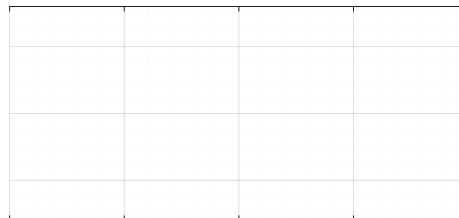
بخش کدکننده خودکار	
مقدار عددی	پارامتر
۶	num of neurons
۲۰۰	Max epochs
۰.۱	η_{ae}
۰.۰۰۵	$\eta_{ae,s}$
۰.۰۰۵	$\eta_{ae,q}$
بخش شبکه عصبی دولایه	
مقدار عددی	پارامتر
[۴ ۱۰]	num of neurons
۱۰۰	Max epochs
$10^{-3.0441 \times 10}$	η_{mlp}
$10^{-8.0109 \times 10}$	$\eta_{mlp,g}$
$10^{-8.0109 \times 10}$	$\eta_{mlp,f}$

۵- شبیه‌سازی رفتار سیستم حلقه-بسته

در بخش حاضر از این مقاله، نمودارهای حاصل از اعمال ساختار هوشمند حلقه-بسته تولید مسیر به سیستم ماهواره با مشخصات مکانیکی ارائه شده در جدول ۱، طی ۴۰۰ ثانیه سناریوی عملکردی و در دو حالت حضور یا عدم حضور یک اغتشاش خارجی، نمایش داده می‌شود. شکل (۳) شمای کلی مسیر مرجع نامی را برای هریک از زوایای اوایلر و شکل (۴) نمودار مسیر زاویه‌ای تولیدی توسط الگوریتم پیشنهادی را به همراه مسیر حقیقی طی شده توسط سیستم (به صورت مشترک برای هر سه کانال)، نمایش می‌دهد.

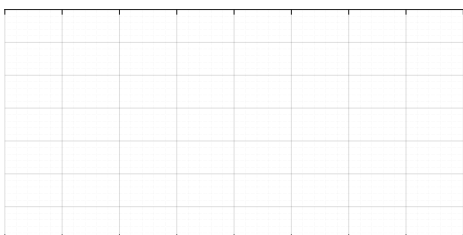


شکل ۶- نمودار تغییرات زمانی مسیر زاویه‌ای مطلوب $(\theta_d(t))$

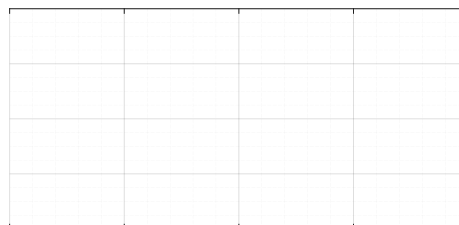


شکل ۳- مقدار مشترک نهایی زوایای اوایلر مطلوب در طول شبیه‌سازی

با عنایت به رابطه (۱۹) و حضور تعداد چهار پارامتر در معادله مسیر مطلوب، شکل‌های (۷) تا (۱۰) نمودار تغییرات زمانی هر یک از این پارامترها (منجر به تولید مسیر مطلوب در شکل (۶)) را در حضور اغتشاش وارده به سیستم، نمایش می‌دهد.

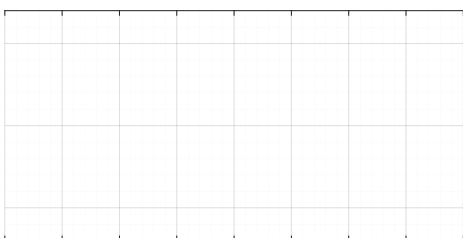
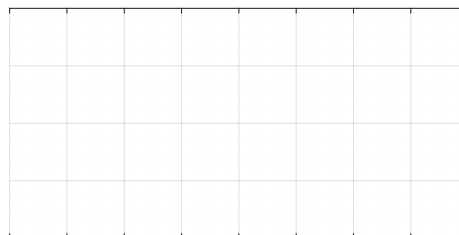


شکل ۷- نمودار تغییرات زمانی پارامتر $a(t)$



شکل ۴- نمودار تغییرات زمانی مسیر زاویه‌ای پیشنهادی و زوایای اوایلر سیستم

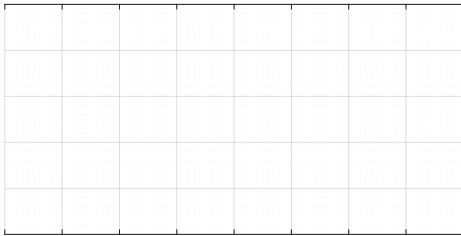
شکل (۵)، نمودار تغییرات زمانی یک اغتشاش خارجی بزرگ را که با هدف سنجش عملکرد حلقه-بسته الگوریتم تولید مسیر در طول شبیه‌سازی به سیستم وارده شده است، نمایش می‌دهد.



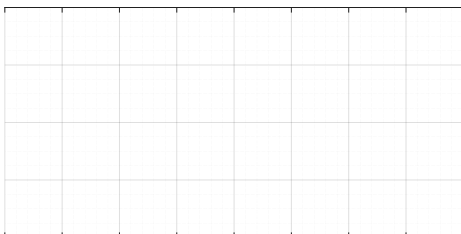
شکل ۸- نمودار تغییرات زمانی پارامتر $b(t)$

شکل ۵- نمودار تغییرات زمانی اغتشاشات خارجی وارده به سیستم

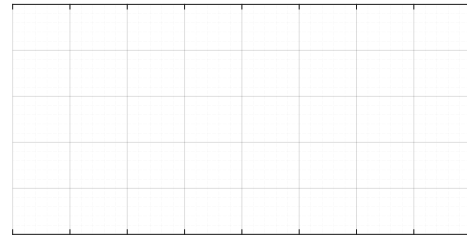
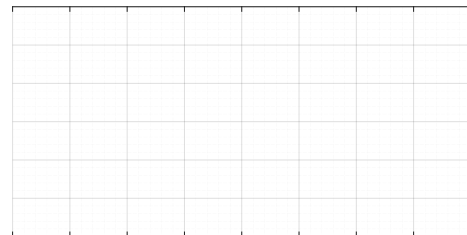
در ادامه و با عنایت به دو شکل (۳) و (۵)، شکل (۶) نمودار زمانی تغییرات مسیر زاویه‌ای پیشنهادی توسط الگوریتم تولید مسیر را در حضور اغتشاشات وارده به سیستم برای نیل به مقادیر نهایی مطلوب، نمایش می‌دهد.

شکل ۱۲- نمودار تغییرات زمانی نرخ‌های چرخش سیستم $(\omega(k))$

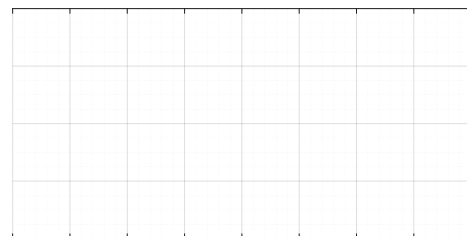
چنان که پیش‌تر ذکر شد، یکی از خواص حائز اهمیت ساختار تولید مسیر پیشنهادی مورد بحث در این پژوهش، دارا بودن توان تولید مسیر سازگار با توان کنترلی سیستم حلقه-بسته توسط این الگوریتم به نحوی است که مسیر پیشنهادی اعمالی، سبب تولید ورودی‌های کنترلی نامعقول و بزرگ از سوی کنترل‌کننده سیستم (که معادلات آن پیش‌تر مورد بحث واقع شد) نشود. با عنایت به این مهم، شکل (۱۳) نمودار تغییرات زمانی هریک از نیروهای کنترلی وارده به کانال‌های سه‌گانه سیستم (کانال‌های غلت، فراز و سمت) را نمایش می‌دهد.

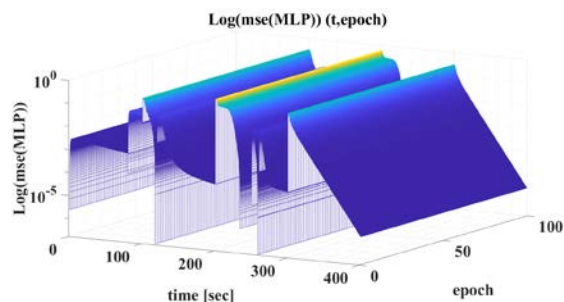
شکل ۱۳- نمودار تغییرات ورودی‌های کنترلی وارده به سیستم $(\tau(k))$

با توجه به توضیحات ارائه شده و از بررسی شکل‌های (۱۱) و (۱۳)، مشخص است الگوریتم پیشنهادی تولید مسیر، توانسته است سیستم مورد بررسی را حتی در شرایط وجود اغتشاشات نسبتاً بزرگ، به صورت حلقه-بسته و با رعایت کشتش کنترلی سیستم، به سمت نقاط نهایی موردنظر (زوایای پایانی)، سوق دهد. در ادامه، نمودارهای مرتبط با یادگیری در ساختار پیشنهادی، به صورتی توابعی از زمان و تکرار، نمایش داده می‌شود. شایان ذکر است با هدف جلوگیری از افزایش غیر ضروری حجم مقاله، در ادامه تنها نمودارهای مرتبط با یادگیری در کانال غلت سیستم

شکل ۹- نمودار تغییرات زمانی پارامتر $c(t)$ شکل ۱۰- نمودار تغییرات زمانی پارامتر $d(t)$

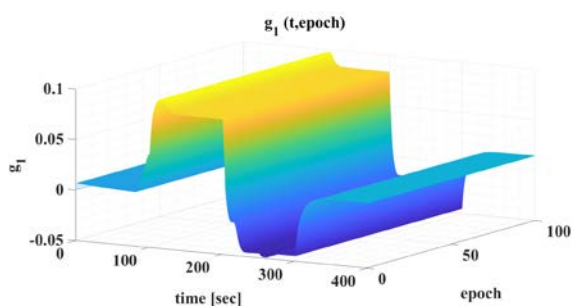
در ادامه، شکل (۱۱) نمودار تغییرات زمانی زوایای اوایلر سیستم و نیز شکل (۱۲) نمودار تغییرات زمانی نرخ‌های چرخش سیستم را در فرآیند شبیه‌سازی تعقیب مسیر مطلوب پیشنهادی در حضور اغتشاش نمایش داده شده در شکل (۵)، نمایش می‌دهد.

شکل ۱۱- نمودار تغییرات زمانی زوایای اوایلر سیستم $(\theta(k))$

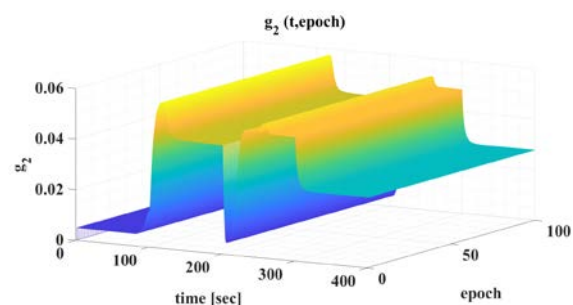


شکل ۱۷- نمودار تغییرات نرم خطای شبکه عصبی دولایه در فضای لگاریتمی کانال ϕ

در پایان نیز دو شکل (۱۸) و (۱۹) نمودارهای تغییرات میانگین شیب توابع فعال‌ساز هریک از دو لایه شبکه را نشان می‌دهد.

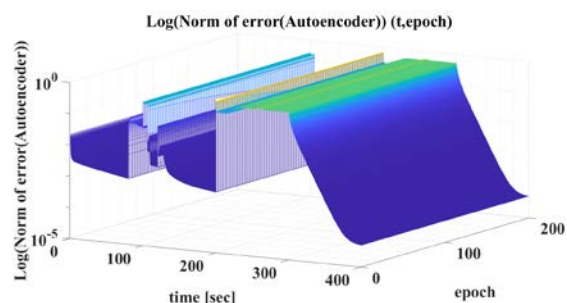


شکل ۱۸- نمودار تغییرات میانگین شیب توابع فعال‌ساز در لایه نخست شبکه عصبی کانال ϕ



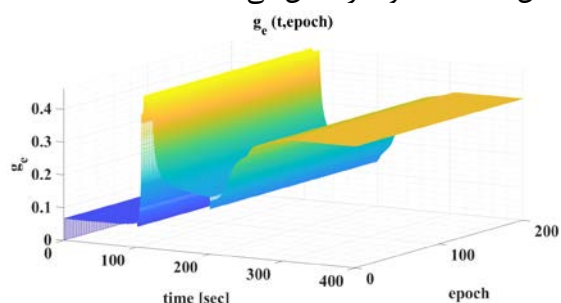
شکل ۱۹- نمودار تغییرات میانگین شیب توابع فعال‌ساز در لایه دوم شبکه عصبی کانال ϕ

(ϕ) نمایش شده‌اند. در این راستا، شکل (۱۴) نمودار تغییرات نرم خطا را در بخش کدکننده از ساختار، در فضای لگاریتمی، نمایش می‌دهد.

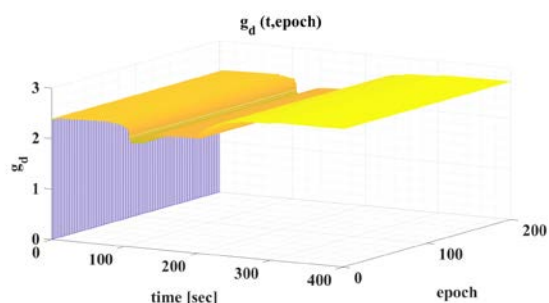


شکل ۱۴- نمودار تغییرات نرم خطای کدکننده خودکار در فضای لگاریتمی کانال ϕ

همچنین دو شکل (۱۵) و (۱۶) نمودار تغییرات میانگین شیب توابع فعال‌ساز را به ترتیب برای لایه‌های کدکننده و کدگشا از بخش کدکننده خودکار، نشان می‌دهد.



شکل ۱۵- نمودار تغییرات میانگین شیب توابع فعال‌ساز در لایه کدکننده کانال ϕ



شکل ۱۶- نمودار تغییرات میانگین شیب توابع فعال‌ساز در لایه کدگشا کانال ϕ

به صورت مشابه، شکل (۱۷) نمودار تغییرات نرم خطای بخش شبکه عصبی دولایه ساختار را در فضای لگاریتمی نمایش می‌دهد.

۶- جمع‌بندی و نتیجه‌گیری

در پژوهش پیش‌رو، فرآیند توسعه یک الگوریتم تولید مسیر هوشمند حلقه-بسته، برای تولید مسیر زاویه‌ای مطلوب در نیل به مقادیر نهایی پیش‌بینی شده برای یک ماهواره، مورد بررسی واقع شد. این الگوریتم هوشمند، با بهره‌گیری از توان پردازشی کدکننده‌های خودکار در تولید ویژگی‌های جدید بر پایه مقدار لحظه‌ای کلیه متغیرهای قابل اندازه‌گیری و نیز با استفاده از توان یادگیری شبکه‌های عصبی مصنوعی، می‌کوشد پارامترهای تعریف شده در یک معادله غیرخطی پیش‌فرض را به نحوی تعیین نماید که سیستم کنترل شده مورد بررسی (ماهواره) با عنایت به توان کنترلی و نیز ضوابط مفسر دینامیک خود، طی بهترین ترکیب از این پارامترها، به سمت مقدار دقیق نهایی تعریف شده، حرکت نماید. در پایان، نتایج حاصل از شبیه‌سازی‌های صورت پذیرفته در محیط نرم‌افزار MATLAB از صحت عملکرد و نیز توان بالای پردازشی حتی در حضور اغتشاشات خارجی وارده به سیستم، حکایت دارد.

تعارض منافع

"هیچ‌گونه تعارض منافع توسط نویسندگان بیان نشده است."

مراجع

- [4] C. Richter, A. Bry, and N. Roy, "Polynomial Trajectory Planning for Aggressive Quadrotor Flight in Dense Indoor Environments," 2016, pp. 649–666. doi: 10.1007/978-3-319-28872-7_37.
- [5] S. Tang and V. Kumar, "Mixed Integer Quadratic Program trajectory generation for a quadrotor with a cable-suspended payload," *Proc IEEE Int Conf Robot Autom*, vol. 2015-June, no. June, pp. 2216–2222, Jun. 2015, doi: 10.1109/ICRA.2015.7139492.
- [6] F. Gao, W. Wu, Y. Lin, and S. Shen, "Online Safe Trajectory Generation for Quadrotors Using Fast Marching Method and Bernstein Basis Polynomial," *Proc IEEE Int Conf Robot Autom*, pp. 344–351, Sep. 2018, doi: 10.1109/ICRA.2018.8462878.
- [7] D. Mellinger, N. Michael, and V. Kumar, "Trajectory generation and control for precise aggressive maneuvers with quadrotors," *Int J Rob Res*, vol. 31, no. 5, pp. 664–674, Apr. 2012, doi: 10.1177/0278364911434236.
- [8] M. W. Mueller, M. Hehn, and R. Dandrea, "A Computationally Efficient Motion Primitive for Quadcopter Trajectory Generation," *IEEE Transactions on Robotics*, vol. 31, no. 6, pp. 1294–1310, Dec. 2015, doi: 10.1109/TRO.2015.2479878.
- [9] S. Liu et al., "Planning Dynamically Feasible Trajectories for Quadrotors Using Safe Flight Corridors in 3-D Complex Environments," *IEEE Robot Autom Lett*, vol. 2, no. 3, pp. 1688–1695, Jul. 2017, doi: 10.1109/LRA.2017.2663526.
- [10] D. Mellinger and V. Kumar, "Minimum snap trajectory generation and control for quadrotors," in *2011 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, IEEE, May 2011, pp. 2520–2525. doi: 10.1109/ICRA.2011.5980409.
- [11] H. Hua and Y. Fang, "A Novel Learning-Based Trajectory Generation Strategy for a Quadrotor," *IEEE Trans Neural Netw Learn Syst*, pp. 1–12, 2022, doi: 10.1109/TNNLS.2022.3217814.
- [12] X. Zhang, X. Zhang, Z. Lu, and W. Liao, "Optimal Path Planning-Based Finite-Time Control for Agile CubeSat Attitude Maneuver," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 102186–102198, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2927401.

- [1] V. Schneider and F. Holzapfel, "Modular Trajectory Generation Test Platform for Real Flight Systems," in *Advances in Aerospace Guidance, Navigation and Control*, Cham: Springer International Publishing, 2018, pp. 185–202. doi: 10.1007/978-3-319-65283-2_10.
- [2] V. Y. Hernandez Marquez, R. S. Nunez Cruz, J. M. Ibarra Zannatha, and C. Enriquez Ramirez, "Optimal trajectories generation for autonomous navigation tasks in mobile robots," in *2018 15th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE)*, IEEE, Sep. 2018, pp. 1–6. doi: 10.1109/ICEEE.2018.8533936.
- [3] S. Tang and V. Kumar, "Safe and complete trajectory generation for robot teams with higher-order dynamics," *IEEE International Conference on Intelligent Robots and Systems*, vol. 2016-November, pp. 1894–1901, Nov. 2016, doi: 10.1109/IROS.2016.7759300.

- [13] M. Zarourati, M. Mirshams, and M. Tayefi, "Attitude path design and adaptive robust tracking control of a remote sensing satellite in various imaging modes," *Proc Inst Mech Eng G J Aerosp Eng*, vol. 237, no. 9, pp. 2166–2184, Jul. 2023, doi: 10.1177/09544100221148887.
- [14] C. Guo, K. Kidono, and M. Ogawa, "Learning-based trajectory generation for intelligent vehicles in urban environment," in *2016 IEEE Intelligent Vehicles Symposium (IV)*, IEEE, Jun. 2016, pp. 1236–1241. doi: 10.1109/IVS.2016.7535548.
- [15] R. Ahmad, S. Tichadou, and J.-Y. Hascoet, "3D safe and intelligent trajectory generation for multi-axis machine tools using machine vision," *Int J Comput Integr Manuf*, vol. 26, no. 4, pp. 365–385, Apr. 2013, doi: 10.1080/0951192X.2012.717720.
- [16] M. J. Sidi, *Spacecraft dynamics and control: a practical engineering approach*. Cambridge university press, 1997.



COPYRIGHTS

© 2024 by the authors. Licensee Iranian Space Research Center of Iran. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution 4.0 International (CC BY 4.0) (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>)



Available in:
Journal.isrc.ac.ir

Journal of
Space Science, Technology
& Applications (Persian)

Vol. 3, No. 2, pp.: 115-125
2024

DOI:
10.22034/jssta.2023.411614.1138

Article Info

Received: 2023-08-14
Accepted: 2024-01-16

Keywords

Satellite orbital maneuvering,
Actuators fault, Natural
disturbances, Fault tolerant
control, Fault hiding, Virtual
actuator

How to Cite this article

Masoud Dehnad, Morteza Farhid, Samira Mir Mazhari Anvar, "Fault Tolerant Control of Satellite Orbital Maneuvering Based on Virtual Actuator", *Journal of Space Science, Technology and Applications*, vol 3 (2), p.: 115- 125, 2024.

Fault Tolerant Control of Satellite Orbital Maneuvering Based on Virtual Actuator

Masoud Dehnad^{1*}, Morteza Farhid², Samira Mir Mazhari Anvar³

1 *Space Thruster Research Institute, Iranian Space Research Center, Tabriz, Iran
m.dehnad@isrc.ac.ir

2 Space Thruster Research Institute, Iranian Space Research Center, Tabriz, Iran
m.farhid@isrc.ac.ir

3 Space Thruster Research Institute, Iranian Space Research Center, Tabriz, Iran
smazhari@tabrizu.ac.ir

Abstract

In this article, a fault tolerant control based on a virtual actuator is used for the maneuvering of low earth orbit satellites that are subject to the loss of the effectiveness and additive actuator faults as well as natural disturbances such as atmospheric drag, earth's gravity, solar radiation and third body. In the approach used, there is no need for a separate unit to detect, isolate and identify the error. The main feature of this approach is to provide the same performance for the nominal system and the faulty system since the actuator faults and disturbances are hidden from the nominal controller due to placing a virtual actuator between the faulty plant and the nominal controller.

For the purpose of satellite maneuvering, using Kepler's orbital dynamics, which is affected only by the Earth's gravity, the desired second orbit parameters are calculated. In addition, orbital dynamics based on six modified orbital elements have been used, which avoids singularities. Then, using the desired orbit parameters, the relative motion elements are calculated and used in the control laws. To demonstrate the effectiveness of the control method, a maneuvering scenario of a satellite with Kepler's orbital dynamics that is affected by natural disturbances and the actuator faults, is simulated for 42 days. The satellite has an effective cross-sectional area of 0.56 m², and an actuator fault is occurred since the 32nd day. The results show higher performances the proposed method compared with conventional controllers like LQR



کنترل تحمل پذیر عیب مانور مداری ماهواره مبتنی بر عملگر مجازی

مسعود دهناد^{۱*}، مرتضی فرهید^۲، سمیرا میرمظهری انور^۳

۱- پژوهشکده رانگرهای فضایی، پژوهشگاه فضایی ایران، تبریز، ایران

m.dehnad@isrc.ac.ir

۲- پژوهشکده رانگرهای فضایی، پژوهشگاه فضایی ایران، تبریز، ایران

m.farhid@isrc.ac.ir

۳- پژوهشکده رانگرهای فضایی، پژوهشگاه فضایی ایران، تبریز، ایران

smazhari@tabrizu.ac.ir

* نویسنده مسئول

دسترس پذیر در نشانی:
Journal.isrc.ac.ir

دو فصلنامه
علوم، فناوری و
کاربردهای فضایی

سال سوم، شماره ۲، صفحه ۱۲۵-۱۱۵
پاییز و زمستان ۱۴۰۲

DOI:
10.22034/jssta.2023.411614.1138

چکیده

در این مقاله، برای مانور ماهواره‌های مدار پایین زمین که در معرض کاهش اثرگذاری و عیب‌های جمع شونده عملگر و همچنین اغتشاشات طبیعی مانند درگ اتمسفر، گرانش زمین، تابش خورشیدی و جسم سوم هستند، از یک کنترل تحمل پذیر عیب مبتنی بر عملگر مجازی استفاده می‌شود. در رویکرد مورد استفاده، نیازی به واحدی مجزا جهت تشخیص، جداسازی و شناسایی خطا نیست. ویژگی اصلی این رویکرد، ارائه عملکردی یکسان برای سیستم نامی و سیستم معیوب است زیرا عیب‌های عملگر و اغتشاشات به دلیل قرار دادن یک عملگر مجازی بین پلنت معیوب و کنترل کننده نامی از کنترل کننده نامی پنهان می‌شوند.

برای هدف مانور ماهواره، با استفاده از دینامیک مداری کپلر که تنها تحت گرانش زمین قرار دارد، پارامترهای مدار ثانویه مطلوب، محاسبه می‌شوند. علاوه بر این، از دینامیک مداری مبتنی بر شش عنصر مداری اصلاح شده استفاده شده است که از تکنیکی جلوگیری می‌کند. سپس با استفاده از پارامترهای مدار مطلوب، عناصر مداری حرکت نسبی محاسبه و در قوانین کنترل به کار می‌روند. برای نشان دادن اثربخشی روش کنترل، سناریویی از مانور ماهواره با دینامیک مداری کپلر که تحت تاثیر اغتشاشات طبیعی و عیب‌های عملگر است، به مدت ۴۲ روز شبیه سازی می‌شود. این ماهواره دارای سطح مقطع موثر 0.56 m^2 است و از روز ۳۲ام عیب در عملگر آن رخ می‌دهد. نتایج، عملکرد بالاتر روش پیشنهادی را در مقایسه با کنترل کننده‌های سنتی مانند LQR نشان می‌دهد.

تاریخچه داوری

دریافت: ۱۴۰۲/۰۵/۲۳

پذیرش: ۱۴۰۲/۱۰/۲۶

واژه‌های کلیدی

مانور مداری ماهواره، عیب عملگرها، اغتشاشات طبیعی، کنترل تحمل پذیر عیب، پنهان کردن خطا، عملگر مجازی.

نحوه استناد به این مقاله

مسعود دهناد، مرتضی فرهید، سمیرا میرمظهری انور، "کنترل تحمل پذیر عیب مانور مداری ماهواره مبتنی بر عملگر مجازی"، دو فصلنامه علوم، فناوری و کاربردهای فضایی، جلد سوم، شماره دوم، صفحات ۱۲۵-۱۱۵، ۱۴۰۲.

فهرست علائم و اختصارات

a	نیم قطر محور بزرگ
e	خروج از مرکز
i	زاویه میل
Ω	زاویه صعود گره صعودی
ω	آرگومان حضیض
ψ	آنومالی حقیقی
x_i	آمین المان مداری اصلاح شده
x_i^*	آمین المان مداری مطلوب
ξ_i	آمین خطای المان مداری
u	بردار کنترل
γ_p	اغتشاشات طبیعی
u_c	کنترل نامی
ξ_f	حالت های دینامیک معیوب
u_f	ورودی دینامیک معیوب
y_f	خروجی دینامیک معیوب
$f(t)$	عیب جمع شونده عملگر
Θ	ضریب کاهش اثرگذاری
γ_p	اغتشاشات
$\xi_A(t)$	اختلاف بین حالت های معیوب و حالت های سالم
R_e	شعاع استوایی زمین

۱- مقدمه

کنترل دقیق مانورهای مداری ماهواره های مدار پائین، عامل موثری در موفقیت مأموریت های فضایی مانند نظارت، ردیابی و جمع آوری داده ها می باشد. امروزه، با توسعه فناوری های جدید در رانشگرها، امکان طراحی و اعمال کنترل کننده های فیدبک

پیچیده با سیگنال های پیوسته به جای استفاده از روش های کلاسیک مانند روش انتقال هوهمن دو ضربه ای که اساسا کنترل حلقه باز و به صورت گسسته می باشد، ایجاد شده است [۱، ۲]. با توجه به این که یکی از مهمترین عوامل شکست در مأموریت های فضایی، رخداد عیب در عملگرها می باشد، طراحی و به کارگیری کنترل تحمل پذیر عیب موجب افزایش و حفظ کارایی سیستم با وجود وقوع چنین پدیده ای می شود. به طور کلی، دو رویکرد در طراحی یک کنترل کننده تحمل پذیر عیب وجود دارد، غیرفعال و فعال. در رویکردهای غیرفعال، کنترل کننده به گونه ای طراحی می شود که سیستم حلقه بسته با توجه به برخی عیب های مورد انتظار مقاوم باشد و پارامترها و ساختار کنترل کننده در طول عملیات سیستم تغییر نمی کند [۳-۶]. در حالی که در رویکردهای فعال، پارامترها و ساختار کنترل کننده بر اساس عیب رخ داده مجدداً پیکربندی می شوند که این رویکرد را نیز می توان به دو دسته کلی تقسیم نمود، در دسته اول واحدی برای تشخیص عیب، جداسازی و واحد شناسایی در ساختار آنها وجود ندارد، ولی در دسته دوم چنین واحدی در نظر گرفته می شود [۷-۹]. اگرچه رویکردهای غیرفعال، مزه نیازی به واحد شناسایی دارد و نه پیکربندی مجدد کنترل کننده، اما آنها فقط برای کلاس از قبل پیش بینی شده ای از عیب قابل اعتماد هستند و برای همه سناریوهای عیب کارایی بهینه ندارند.

از جمله روش های موثر کنترل تحمل پذیر عیب فعال، روش پنهان سازی عیب می باشد. ایده اصلی این روش، حفظ کنترل کننده نامی و طراحی یک بلوک بازپیکربندی است که بین فرآیند معیوب و کنترل کننده نامی قرار می گیرد تا عیب ها از کنترل کننده نامی مخفی بماند. در واقع، این بلوک به فرآیند معیوب افزوده می شود به طوری که خروجی ها و ورودی های سیستم افزوده شده (فرآیند معیوب و بلوک بازپیکربندی) شبیه به یک سیستم بدون عیب عمل می کنند. مزیت اصلی مفهوم پنهان سازی عیب این است که نیازی به تغییر کنترل کننده نامی نیست و بلوک بازپیکربندی را می توان به راحتی به کنترل کننده نامی موجود اضافه نمود. عملگر مجازی و حسگر مجازی به ترتیب رویکردهای پیشنهادی در طراحی بلوک بازپیکربندی برای عیب های عملگر و عیب های حسگر هستند [۱۰-۱۳].

۲- دینامیک مداری

به منظور عدم ایجاد تکینگی، المان‌های مداری اصلاح شده به صورت زیر تعریف می‌شوند [۱۹]:

$$\begin{aligned}x_1 &= \Omega + \omega + \psi, \\x_2 &= \sqrt{\frac{\mu}{a^3}}, \\x_3 &= e \cos(\Omega + \omega), \\x_4 &= e \sin(\Omega + \omega), \\x_5 &= \tan\left(\frac{i}{2}\right) \cos(\Omega), \\x_6 &= \tan\left(\frac{i}{2}\right) \sin(\Omega),\end{aligned}\quad (1)$$

که x_1 طول واقعی، x_2 حرکت میانگین، (x_3, x_4) اجزای بردار خروج از مرکز و (x_5, x_6) اجزای بردار گره صعودی هستند. i, e, a, Ω, ω و ψ شش عنصر مداری کلاسیک می‌باشند. همچنین، خطای مانور به صورت زیر تعریف می‌شود [۱۹]:

$$\begin{aligned}\xi_1 &= x_1 - x_1^*, \\ \xi_2 &= \frac{x_2}{x_2^*} - 1, \\ \begin{bmatrix} \xi_3 \\ \xi_4 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos(x_1) & \sin(x_1) \\ \sin(x_1) & -\cos(x_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_3 - x_3^* \\ x_4 - x_4^* \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} \xi_5 \\ \xi_6 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos(x_1) & \sin(x_1) \\ \sin(x_1) & -\cos(x_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_5 - x_5^* \\ x_6 - x_6^* \end{bmatrix}.\end{aligned}\quad (2)$$

که x_i^* عناصر مدار ثانویه مطلوب هستند. مدار مطلوب یک مدار ایده آل است که اهداف مأموریت را برآورده می‌سازد و تنها تحت تاثیر نیروی گرانش زمین می‌باشد. بنابراین، دینامیک خطا را می‌توان به صورت زیر توصیف نمود [۱۸]:

$$\frac{d\xi}{dt} = F\xi + Gu + \gamma_p, \quad (3)$$

که γ_p اغتشاشات، و ξ بردار متغیرهای حالت می‌باشد. $u = [u_1 \ u_2 \ u_3]$ ورودی کنترلی است و بردار شتاب را در سه جهت شعاعی، عرضی و نرمال در دستگاه مختصات RTN نشان می‌دهد. در این دستگاه مختصات، محور T مماس بر مدار و در راستای بردار سرعت ماهواره است. محور N عمود بر صفحه مداری و موازی با بردار اندازه حرکت زاویه‌ای، و محور R فریم مرجع را

با توجه به غیرخطی بودن دینامیک مداری ماهواره، طراحی کنترل کننده نامی با پیچیدگی‌هایی همراه است. [۱۴] با خطی‌سازی دینامیک در یک دستگاه مختصات منحنی، این پیچیدگی‌ها را کاهش داده است. هر چند غالب مطالعات از این مدل‌های خطی متداول استفاده کرده‌اند [۱۵-۱۷] اما، این رویکرد دارای محدودیت فرض شعاع نسبی کوچک است و همچنین، امکان رخداد تکینگی‌هایی در پارامترهای دینامیک مداری آن وجود دارد [۱۸، ۱۹]. این مشکلات، با معرفی دینامیک مداری نسبی که بر اساس عناصر اصلاح شده خاصی می‌باشد حل شده است [۱۹].

در این مقاله، برخلاف غالب مقالات از دینامیک مداری اصلاح شده در طراحی کنترل کننده نامی استفاده می‌کنیم. روش طراحی بدین صورت است که ابتدا، یک کنترل کننده نامی برای دینامیک مداری نامی (دینامیک مداری بدون اغتشاشات و عیب عملگر) طراحی می‌شود. سپس، با توجه به این که ماهواره در معرض اغتشاشات طبیعی است و همچنین، برای حفظ کارایی ماهواره در مأموریت‌های مانورینگ با وجود رخداد عیب عملگرها، از کنترل تحمل‌پذیر خطا با رویکرد پنهان‌سازی عیب و عملگر مجازی استفاده می‌شود. جهت محاسبه حرکت ماهواره نسبت به مدار مطلوب ثانویه، پارامترهای مدار ثانویه، از دینامیک مداری کپلر که تنها تحت گرانش زمین قرار دارد، حاصل می‌شود. بنابراین، نوآوری‌های این مقاله را می‌توان به صورت زیر خلاصه کرد: (۱) استفاده از دینامیک مبتنی بر عناصر مداری اصلاح شده، در طراحی کنترل کننده. (۲) طراحی کنترل تحمل‌پذیر عیب برای حفظ کارایی سیستم در صورت رخداد عیب عملگرها در کنترل مانور ماهواره. (۳) استفاده از رویکرد پنهان‌سازی عیب با بهره‌گیری از عملگر مجازی با حفظ کنترل کننده نامی.

ساختار مقاله در ادامه بیان می‌شود. در بخش ۲، عناصر مداری اصلاح شده و دینامیک خطای مانور مداری معرفی می‌شود. بخش ۳ به کنترل تحمل‌پذیر عیب مبتنی بر عملگر مجازی می‌پردازد. در بخش ۴ برای نشان دادن اثربخشی روش کنترلی در مأموریت مانور مداری نتایج شبیه سازی ارائه می‌شود. در نهایت، بخش ۵ نتیجه‌گیری مقاله را بیان می‌کند.

۳- کنترل تحمل پذیر عیب مبتنی بر عملگر

مجازی

در طراحی کنترل کننده برای جلوگیری از تکینگی، مدل خطی دینامیک خطای المان های اصلاح شده (۷) را در نظر می گیریم. هدف، کنترل مانور مداری از یک مدار LEO اولیه به یک مدار LEO ثانویه مطلوب می باشد. با توجه به اینکه عناصر مداری تحت تاثیر نیروهای اغتشاشات طبیعی هستند و همچنین در ماموریت های مانور مداری امکان رخداد عیب محتمل است، و کنترل کننده نامی به تنهایی قادر به حذف اثرات نامطلوب این پدیده ها نیست، با افزودن بلوک بازپیکربندی، کنترل کننده به گونه ای اصلاح می شود که کارایی سیستم حلقه بسته جهت عملیات مانور مداری همچنان حفظ شود. به علاوه، یک مدل دینامیکی مرجع با کارایی مطلوب برای دینامیک خطا نیز طراحی می شود.

دینامیک نامی بدون عیب و اغتشاشات عبارت است از:

$$\begin{cases} \dot{\xi}(t) = A\xi(t) + Bu_c, \\ y(t) = C\xi(t) \end{cases} \quad (9)$$

که $u_c(t) \in \mathbb{R}^3$ کنترل نامی می باشد.

فرض ۱. سیستم حلقه بسته (۹) با کنترل نامی u_c پایدار با کارایی مطلوب می باشد.

دینامیک سیستم با اغتشاشات و عیب های عملگر عبارت است از:

$$\begin{cases} \dot{\xi}_f(t) = A\xi_f(t) + B_f(u_f + f(t)) + \gamma_p(t); \\ \xi_f(0) = \xi_0, \\ y_f(t) = C\xi_f(t), \end{cases} \quad (10)$$

که $\xi_f(t) \in \mathbb{R}^5$ حالت های دینامیک معیوب، $u_f \in \mathbb{R}^3$ و $y_f \in \mathbb{R}^1$ به ترتیب ورودی و خروجی دینامیک معیوب و $f(t)$ عیب جمع شونده عملگر می باشد. فرض می شود این عیب و مشتق آن دارای باند بالای ثابت هستند. عیب کاهش اثرگذاری عملگر به صورت زیر فرمول سازی می شود [۲۰]:

$$B_f = B\Theta, \quad \Theta = \text{diag}(\theta_1, \theta_2, \theta_3),$$

که θ_i ثابت های نامعلوم می باشند و $0 < \theta_i \leq 1$ و $\theta_i = 1$ علاوه، به معنی سلامت عملگر نام است. γ_p اغتشاشات است که می توان به صورت دو بخش نوشت:

کامل می کند. در حین انتقال مداری، تنها متغیرهای خطای $\xi_2, \dots, \xi_6$ باید کنترل شوند. بنابراین، F و G به صورت زیر به دست می آیند:

$$F = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{(1+\zeta_3)^2 x_2}{-\omega^3 x_2^*} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{(1+\zeta_3)^2 x_2}{\omega^3 x_2^*} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{(1+\zeta_3)^2 x_2}{-\omega^3 x_2^*} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{(1+\zeta_3)^2 x_2}{\omega^3 x_2^*} & 0 \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$G = \frac{\omega(x_2^*)^{1/3}}{\omega^*(x_2)^{1/3}} \begin{bmatrix} -\frac{3\zeta_4 x_2}{\omega^2 x_2^*} & -\frac{3(1+\zeta_3)x_2}{\omega^2 x_2^*} & 0 \\ 0 & 2 & 0 \\ 1 & \frac{\zeta_4}{1+\zeta_3} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1+\zeta_5^2 - \zeta_6^2}{2(1+\zeta_3)} \\ 0 & 0 & \frac{\zeta_5 \zeta_6}{1+\zeta_3} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

که ω ، ζ_3 ، ζ_4 ، ζ_5 و ζ_6 به صورت زیر تعریف می شوند:

$$\omega = \sqrt{1 - x_3^2 - x_4^2},$$

$$\begin{bmatrix} \zeta_3 \\ \zeta_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(x_1) & \sin(x_1) \\ \sin(x_1) & -\cos(x_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} \zeta_5 \\ \zeta_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(x_1) & \sin(x_1) \\ \sin(x_1) & -\cos(x_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_5 \\ x_6 \end{bmatrix}.$$

خطی سازی مدل غیرخطی (۳) عبارت است از:

$$\frac{d\xi}{dt} = A\xi + Bu + \gamma_p, \quad (7)$$

که ماتریس های A و B عبارتند از:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 & -3 & 0 \\ 0 & 2 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.5 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

که $\phi(\theta) \square \frac{(\varepsilon_\theta + 1)\theta^T \theta - \theta_{\max}^2}{\varepsilon_\theta \theta_{\max}^2}$ ماتریس P از معادله لیاپانوف زیر محاسبه می‌شود:

$$A_d^T P + P A_d + Q = 0, \quad (17)$$

که $Q \in \mathbb{R}^{5 \times 5}$ یک ماتریس مثبت و A_d یک ماتریس هرویتز می‌باشد.

فرض ۴. ماتریس‌های N^* و M^* وجود دارند به گونه‌ای که

$$B_f N^* - B = 0, \quad A + B_f M^* = A_d. \quad (18)$$

قضیه ۱. دینامیک خطای (۱۱) با ورودی کنترل (۱۲) و قوانین (۱۳) تا (۱۵) را در نظر بگیرید. اگر فرض‌های ۱ تا ۴ برقرار باشند، آن‌گاه $\xi_\Delta(t)$ کراندار نهایی است با کران نهایی زیر:

$$\mu = \frac{1}{2\lambda_{\min}(Q)} \left(\frac{2\lambda_{\max}(P)\bar{d}_2}{+ \left(\frac{(2\lambda_{\max}(P)\bar{d}_2)^2}{+ 8\lambda_{\min}(Q)\eta_d^{-1}\lambda_{\max}(N^{*-1})\bar{d}_{t,Max}\dot{d}_{t,Max}} \right)^{\frac{1}{2}}} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (19)$$

اثبات. دینامیک خطای مانور مداری (۱۱) که تحت تاثیر اغتشاشات و عیب می‌باشد، با اعمال کنترل (۱۲) عبارت است از:

$$\begin{aligned} \dot{\xi}_\Delta(t) &= A\xi_\Delta(t) + B_f M(t)\xi_\Delta(t) + B_f N(t)u_c(t) \\ &\quad + B_f(d_t(t) - \hat{d}_t(t)) + d_2(t) - Bu_c(t) \\ &= A\xi_\Delta(t) + B_f(M^* + M(t) - M^*)\xi_\Delta(t) \\ &\quad + B_f(N^* + N(t) - N^*)u_c(t) \\ &\quad + B_f(d_t(t) - \hat{d}_t(t)) + d_2(t) - Bu_c(t) \\ &= (A + B_f M^*)\xi_\Delta(t) + B_f \tilde{M}\xi_\Delta(t) + B_f \tilde{N}u_c(t) \\ &\quad - B_f \tilde{d}_t(t) + (B_f N^* - B)u_c(t) + d_2(t), \end{aligned} \quad (20)$$

که $\tilde{N}(t) \square N(t) - N^*$ ، $\tilde{M}(t) \square M(t) - M^*$ و $\tilde{d}_t(t) \square \hat{d}_t(t) - d_t(t)$ با استفاده از فرض ۴، دینامیک (۲۰) به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\dot{\xi}_\Delta(t) = A_d \xi_\Delta(t) + B_f \tilde{M}\xi_\Delta(t) + B_f \tilde{N}u_c(t) - B_f \tilde{d}_t(t) + d_2(t). \quad (21)$$

با توجه به فرض‌هایی که روی $d_1(t)$ و $f(t)$ بیان شد، ثابت‌های $d_{t,Max}$ و $\dot{d}_{t,Max}$ وجود دارند که $\|d_t(t)\|_2 \leq d_{t,Max}$ و $\|\dot{d}_t(t)\|_2 \leq \dot{d}_{t,Max}$ به علاوه، از آنجایی که وزن‌های $M(t)$ و

$$\gamma_p(t) = Ed_1(t) + d_2(t).$$

که E فرض زیر را برآورده می‌سازد.

فرض ۲. $\text{Im}(E) \subseteq \text{Im}(B)$.

با توجه به این که Θ رتبه کامل است، $\text{Im}(B) = \text{Im}(B_f)$

و یک ماتریس Q^* وجود دارد به گونه‌ای $B_f Q^* = E$.

فرض ۳. $d_2(t) \leq \bar{d}_2$ که $\bar{d}_2$ یک بردار ثابت است. $d_1(t)$ و مشتق آن نیز دارای باند بالایی ثابت می‌باشند.

دینامیک خطا بین (۹) و (۱۰) عبارت است از:

$$\begin{cases} \dot{\xi}_\Delta(t) = A\xi_\Delta(t) + B_f(u_f + d_1) + d_2(t) - Bu_c(t); \\ \xi_\Delta(0) = \xi_{\Delta 0}, \\ y_\Delta(t) = C\xi_\Delta(t), \end{cases} \quad (11)$$

که $\xi_\Delta(t) \square \xi_f(t) - \xi(t)$ و $d_i = f(t) + Q^* d_1(t)$.

به منظور کنترل مانور ماهواره، کنترل تحمل پذیر عیب با عملگر مجازی را به صورت زیر در نظر می‌گیریم:

$$u_f(t) = M(t)\xi_\Delta(t) + N(t)u_c(t) - \hat{d}_t(t), \quad (12)$$

که $M(t) \in \mathbb{R}^{3 \times 5}$ ، $N(t) \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ و $\hat{d}_t(t) \in \mathbb{R}^3$ از روابط زیر به دست می‌آیند:

$$\dot{M}(t) = \text{Proj}_m \left[M(t), -B^T P \xi_\Delta(t) \xi_f^T(t) \right] \Gamma_M; \quad M(0) = M_0, \quad (13)$$

$$\dot{N}(t) = \text{Proj}_m \left[N(t), -B^T P \xi_\Delta(t) u_c^T(t) \right] \Gamma_N; \quad N(0) = N_0, \quad (14)$$

$$\dot{\hat{d}}_t(t) = \eta_d \text{Proj} \left[\hat{d}_t(t), B^T P \xi_\Delta(t) \right]; \quad \hat{d}_t(0) = \hat{d}_{t0}, \quad (15)$$

که $\Gamma_M \in \mathbb{R}^{5 \times 5}$ و $\Gamma_N \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ ماتریس‌های مثبت معین و η_d یک ثابت مثبت است. تابع Proj به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\text{Proj}(\theta, y) \square \begin{cases} y, & \text{if } \phi(\theta) < 0, \\ y, & \text{if } \phi(\theta) \geq 0 \text{ and } \phi'(\theta)y \leq 0, \\ y - \frac{\phi'^T(\theta)\phi'(\theta)y}{\phi'(\theta)\phi'^T(\theta)}\phi(\theta), & \text{if } \phi(\theta) \geq 0 \text{ and } \phi'(\theta)y > 0, \end{cases} \quad (16)$$

گرانش در هر واحد جرم، یا به عبارتی شتاب گرانش، استفاده می شود [۲۱]:

$$\bar{a}_{j_2} = \frac{3\mu J_2 R_e^2}{2r^5} \left((5 \frac{(\bar{r} \cdot \hat{k}_E)}{r^2} - 1) \bar{r} - 2(\bar{r} \cdot \hat{k}_E) \hat{k}_E \right) \quad (23)$$

که در آن R_e شعاع استوایی زمین، J_2 ضریب غالب در مدل آشفته‌گی ژئوپتانسیل، $\hat{k}_E$ بردار واحد محور Z دستگاه اینرسی زمین مرکز، $\bar{r}$ بردار مکان ماهواره در دستگاه اینرسی و r اندازه این بردار و به عبارتی ارتفاع ماهواره از مرکز زمین است. جملات مرتبه بالاتر نادیده گرفته می‌شوند. دستگاه اینرسی، دستگاهی است که مبدأ آن بر روی مرکز جرم زمین و محور Z در جهت مثبت محور دوران زمین به دور خودش است. صفحه XY این دستگاه منطبق بر صفحه استوا می‌باشد، که عمود بر محور چرخش زمین است.

کنترل نامی $u_c(\cdot)$ را از نوع رگولاتور درجه دوم خطی به صورت $u_c = K \xi$ در نظر می‌گیریم که K از حداقل سازی تابع هزینه $\int_0^\infty (\xi^T Q \xi + u_c^T R u_c) dt$ و از رابطه $K = R^{-1} B^T R P$ به دست می‌آید. Q ، R و P ماتریس‌های مثبت معین هستند که $A^T P + P A - P B R^{-1} B^T P + Q = 0$ از حل معادله ریکاتی حاصل می‌شود. هدف کنترلی انتقال از مداری با ارتفاع ۴۵۰ کیلومتر و شیب ۸۲ درجه، به مداری با ارتفاع ۱۰۰۰ کیلومتر و شیب ۸۱ درجه با حداقل مصرف سوخت می‌باشد. گریز از مرکز صفر و مدارها دایروی در نظر گرفته می‌شود. لازم به ذکر است با توجه به شعاع ۶۳۷۱ کیلومتری زمین، ارتفاع اولیه از مرکز زمین ۶۸۲۱ کیلومتر و ارتفاع نهایی آن، ۷۳۷۱ کیلومتر می‌باشد.

مقادیر اولیه المان‌های مداری a ، e ، i ، Ω ، ω و ψ به ترتیب ۶۸۲۱، ۰، ۸۲، ۰، ۰ و ۰ می‌باشد.

نتایج شبیه‌سازی با اعمال کنترل نامی به مدل دینامیک مداری کپلر غیرخطی، شامل ارتفاع، شیب و گریز از مرکز مدار ماهواره برای حدود ۴۲ روز در شکل ۱ نشان داده شده است. همان‌طور که ملاحظه می‌شود، با توجه به عدم رخداد عیب عملکرد مطلوب حاصل می‌شود. سیگنال کنترلی نیز در شکل ۲ نمایش داده شده است.

$N(t)$ و همچنین تابع $\hat{d}_t(t)$ با استفاده از عملگر Proj محاسبه می‌شوند، کران‌های بالایی به صورت $\tilde{M}_{Max}$ ، $\tilde{N}_{Max}$ و $\tilde{d}_{t,Max}$ وجود دارند به گونه‌ای که $\|\tilde{N}(t)\|_F \leq \tilde{N}_{Max}$ ، $\|\tilde{M}(t)\|_F \leq \tilde{M}_{Max}$ و $\|\tilde{d}_t(t)\|_F \leq \tilde{d}_{t,Max}$ برای $t \geq 0$. تابع لیاپانوف به صورت زیر انتخاب می‌شود:

$$\begin{aligned} V(\xi_\Delta(t), \tilde{M}(t), \tilde{N}(t), \tilde{d}_t(t)) &= \xi_\Delta^T(t) P \xi_\Delta(t) + tr \{ \Gamma_M^{-1} \tilde{M}^T(t) N^{*-1} \tilde{M}(t) \} \\ &+ tr \{ \Gamma_N^{-1} \tilde{N}^T(t) N^{*-1} \tilde{N}(t) \} \\ &+ \eta_d^{-1} trace \{ \tilde{d}_t^T(t) N^{*-1} \tilde{d}_t(t) \}. \end{aligned} \quad (22)$$

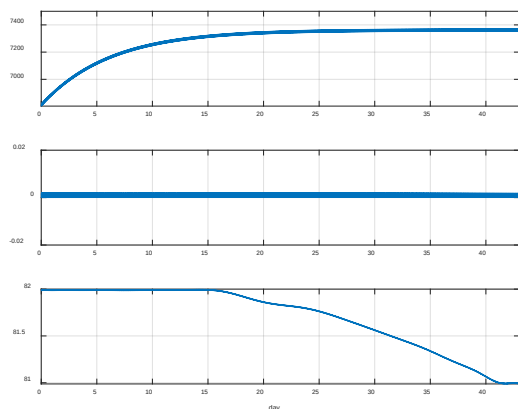
با مشتق‌گیری از $V(\xi_\Delta(t), \tilde{M}(t), \tilde{N}(t), \tilde{d}_t(t))$ در راستای مسیر (۲۱)، و با استفاده از روابط (۱۵)–(۱۳) و همچنین رابطه (۱۸) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V}(\xi_\Delta(t), \tilde{M}(t), \tilde{N}(t), \tilde{d}_t(t)) &= -\xi_\Delta^T(t) Q \xi_\Delta(t) + 2\xi_\Delta^T(t) P B_f \tilde{M}(t) \xi_\Delta(t) \\ &+ 2\xi_\Delta^T(t) P B_f \tilde{N}(t) u_c(t) - 2\xi_\Delta^T(t) P B_f \tilde{d}_t(t) \\ &+ 2tr \{ \tilde{M}(t) Proj_m [M(t), -B_f^T P \xi_\Delta(t) \xi_\Delta^T(t)] \} \\ &+ 2tr \{ \tilde{N}^T(t) Proj_m [N(t), -B_f^T P \xi_\Delta(t) u_c^T(t)] \} \\ &+ 2\tilde{d}_t^T(t) Proj \{ \hat{d}_t, B_f^T P \xi_\Delta(t) \} - 2\eta_d^{-1} \tilde{d}_t^T(t) N^{*-1} \dot{\tilde{d}}_t \\ &\leq -\xi_\Delta^T(t) Q \xi_\Delta(t) - 2\eta_d^{-1} \tilde{d}_t^T(t) N^{*-1} \dot{\tilde{d}}_t + 2d_2^T(t) P \xi_\Delta(t) \\ &\leq -\lambda_{\min}(Q) \|\xi_\Delta(t)\|^2 + 2\eta_d^{-1} \lambda_{\max}(N^{*-1}) (\tilde{d}_{t,Max} \dot{\tilde{d}}_{t,Max}) \\ &+ 2\lambda_{\max}(P) \|\xi_\Delta(t)\| \bar{d}_2 \end{aligned} \quad (23)$$

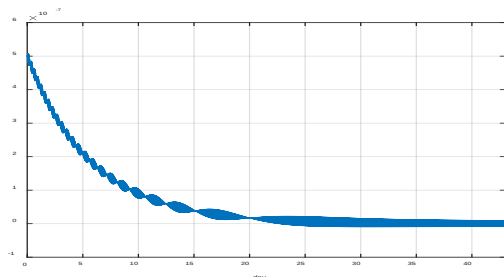
بنابراین، در ناحیه $\|\xi_\Delta(t)\| > \mu$ ، $\dot{V}(\xi_\Delta(t), \tilde{M}(t), \tilde{N}(t), \tilde{d}_t(t)) < 0$ است.

۴- شبیه سازی و نتایج

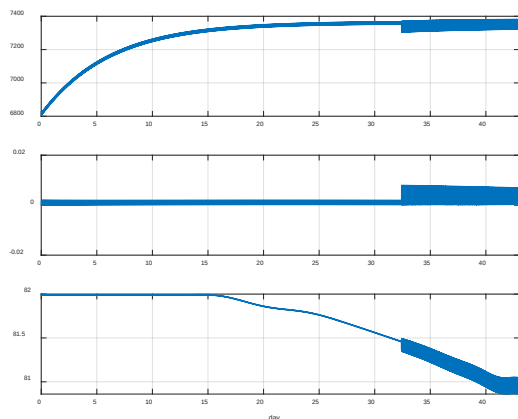
در این بخش، عملیات کنترل مانور مداری ماهواره با وجود اغتشاشات طبیعی با بهره‌گیری از مدل توصیف شده در [۲۱، ۲۲] و همچنین عیب‌های عملگر، با استفاده از کنترل تحمل پذیر عیب مبتنی بر عملگر مجازی شبیه سازی می‌شود. اغتشاشات طبیعی شامل گرانش زمین، درگ اتمسفر، جسم سوم و تابش خورشیدی با مشخصات جدول ۱ می‌باشند. جهت مدل‌سازی اثرات گرانش، از معادله زیر برای نیروی



شکل ۱. عناصر مداری به ترتیب ارتفاع، گریز از مرکز و زاویه میل در فرآیند مانور ماهواره بدون رخداد عیب در عملگرها با استفاده از کنترل کننده نامی رگولاتور درجه دوم خطی



شکل ۲. سیگنال کنترلی در فرآیند مانور ماهواره بدون رخداد عیب در عملگرها با استفاده از کنترل کننده نامی رگولاتور درجه دوم خطی



شکل ۳. عناصر مداری به ترتیب ارتفاع، گریز از مرکز و زاویه میل در فرآیند مانور ماهواره با رخداد عیب در عملگرها با استفاده از کنترل کننده نامی رگولاتور درجه دوم خطی

در ادامه، یک عیب عملگر به صورت جمع شونده از روز ۳۲ام به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$f(t) = [0.001 \sin(0.05t) \quad 0 \quad 0]^T.$$

در صورتی که از کنترل نامی توصیف شده استفاده نماییم، ملاحظه می‌شود عملکرد سیستم بعد از وقوع عیب به شدت افت می‌کند و المان های مداری ماهواره دچار نوسانات شدیدی می‌شوند (شکل ۳). سیگنال کنترلی مربوط به این حالت نیز در شکل ۴ نمایش داده شده است. برای رفع این مشکل از کنترل تحمل پذیر عیب (۱۲) استفاده می‌کنیم. بدین منظور، در روابط به روز رسانی (۱۱) تا (۱۳)، ماتریس صفر برای مقدار اولیه ماتریس M_0 و ماتریس واحد برای مقدار اولیه ماتریس N_0 در نظر گرفته می‌شود. بردار اولیه $\hat{d}_{t0}$ نیز بردار صفر می‌باشد. ماتریس‌های ثابت، $\Gamma_M = I_{5 \times 5}$ و $\Gamma_N = I_{3 \times 3}$ و اسکالر $\eta_d = 1$ در نظر گرفته می‌شوند. نتایج شبیه‌سازی در شکل ۵ نشان داده شده است. همان‌طور که ملاحظه می‌شود، با استفاده از کنترل طراحی شده، علاوه بر انتقال به مدار با مشخصات مطلوب ماهواره، یعنی ارتفاع ۷۳۷۱ کیلومتر، گریز از مرکز صفر و شیب ۸۱ درجه، آثار اغتشاشات و عیب‌ها حذف گردیده‌است و عملکرد مطلوب حاصل گشته است. سیگنال کنترلی در این حالت نیز در شکل ۶ نمایش داده شده است.

جدول ۱. مشخصات اغتشاشات

$\mu = 398600.47$		ثابت گرانشی زمین
$S = 0.5625$		سطح مقطع موثر ماهواره
$\rho = 7.388$		تراکم هوا
$R_e = 6378.1363$		شعاع زمین
$J_2 = 0.00108263$		ثابت اغتشاش J_2
$C_D = 2.5$		ضریب درگ

اصلاح شده می‌باشد، استفاده شده است. عناصر مدار ثانویه مطلوب از دینامیک مداری کپلر که تنها تحت شتاب گرانش زمین است، محاسبه شده است. سپس، با استفاده از پارامترهای مدار مطلوب، عناصر حرکت مداری نسبی محاسبه و در قوانین کنترل به کار رفته اند.

کنترل کننده مورد استفاده از روش پنهان سازی عیب بهره می‌برد بدین صورت که با حفظ کنترل کننده نامی و بدون تغییر آن، یک بلوک شامل عملگر مجازی بین فرآیند معیوب و کنترل کننده نامی به منظور پنهان کردن عیوب از کنترل کننده نامی، قرار می‌گیرد و در نتیجه، خروجی‌ها و ورودی‌های سیستم افزوده شده، شبیه به سیستم بدون عیب می‌شود.

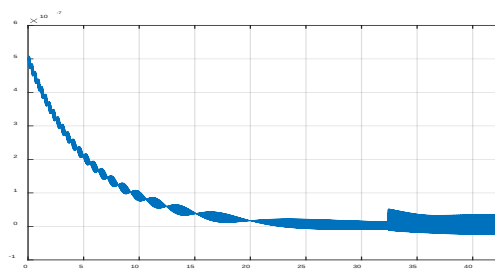
کنترل کننده طراحی شده به دینامیک مدار کپلر غیرخطی که تحت تاثیر مدل دقیقی از اغتشاشات طبیعی است، اعمال شد. نتایج شبیه سازی عملکرد بالای سیستم حلقه بسته با کنترل کننده طراحی شده را با وجود اغتشاشات و عیب عملگر نشان داده است.

تعارض منافع

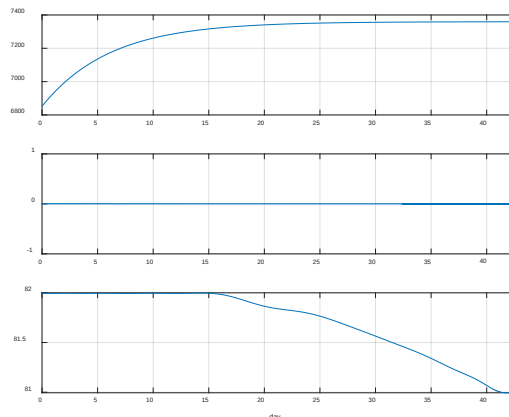
"هیچ گونه تعارض منافع توسط نویسندگان بیان نشده است."

مراجع

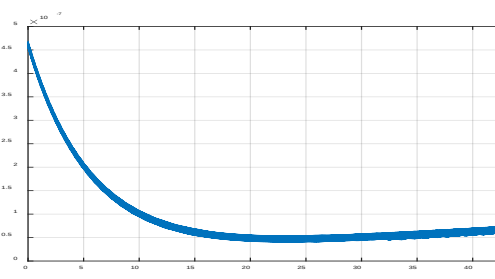
- [1] J. A. Starek, B. Açıkmeşe, I. A. Nesnas, and M. Pavone, *Spacecraft Autonomy Challenges for Next-Generation Space Missions in Advances in Control System Technology for Aerospace Applications*, Berlin, Heidelberg: Springer, 2016.
- [2] M. Leomanni, A. Garulli, A. Giannitrapani, and F. Scortecci, "Propulsion options for very low Earth orbit microsattellites," *Acta Astronautica*, vol. 133, pp. 444-454, 2017.
- [3] A. A. Amin and K. Mahmood-ul-Hasan, "Robust Passive Fault Tolerant Control for Air Fuel Ratio Control of Internal Combustion Gasoline Engine for Sensor and Actuator Faults," *IETE Journal of Research*, vol. 69, no. 5, pp. 2846-2861, 2023.
- [4] M. Saied, B. Lussier, I. Fantoni, H. Shraim, and C. Francis, "Active versus passive fault-tolerant control of a redundant multirotor



شکل ۴. سیگنال کنترلی در فرآیند مانور ماهواره با رخداد عیب در عملگرها با استفاده از کنترل کننده نامی رگولاتور درجه دوم خطی



شکل ۵. عناصر مداری به ترتیب ارتفاع، گریز از مرکز و زاویه میل در فرآیند مانور ماهواره با رخداد عیب در عملگرها با استفاده از کنترل کننده تحمل پذیر عیب



شکل ۶. سیگنال کنترلی در فرآیند مانور ماهواره با رخداد عیب در عملگرها با استفاده از کنترل کننده تحمل پذیر عیب

۵- نتیجه گیری

در این مقاله، از یک کنترل کننده تحمل پذیر عیب مبتنی بر عملگر مجازی جهت کنترل مانور مداری ماهواره مدار پایین که تحت تاثیر اغتشاشات طبیعی مانند درگ اتمسفر، گرانش زمین، تابش خورشیدی و جسم سوم، و همچنین عیب های عملگر مانند عیب کاهش اثربخشی و عیب جمع شونده می‌باشند، بهره برده شده است. به منظور جلوگیری از ایجاد تکینگی، از دینامیک مداری که مبتنی بر شش عنصر مداری

- [13] M. Yadegar, N. Meskin, and A. Afshar, "Fault-tolerant control of linear systems using adaptive virtual actuator," *International Journal of Control*, vol. 92, no. 8, pp. 1729-1741, 2019.
- [14] F. de Bruijn, E. Gill, and J. How, "Comparative analysis of Cartesian and curvilinear Clohessy-Wiltshire equations," *Journal of Aerospace Engineering, Sciences and Applications*, vol. 3, pp. 1-15, 2011.
- [15] S. De Florio, S. D'Amico, and G. Radice, "Virtual Formation Method for Precise Autonomous Absolute Orbit Control," *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, vol. 37, no. 2, pp. 425-438, 2014.
- [16] س. ابردری، "مدلسازی و طراحی سیستم انتقال مداری و کنترل موقعیت یک ماهواره در مدار LEO، کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت، اسفند ۱۳۹۴.
- [17] ع. قاصر، "شبیه سازی مسیر انتقال مداری کم پیشران برای میکروماهواره با استفاده از تراستر الکتریکی" کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی فناوری های نوین، دانشگاه شهید بهشتی، شهریور ۱۳۹۸.
- [18] M. Leomanni, G. Bianchini, A. Garulli, A. Giannitrapani, and R. Quartullo, "Orbit Control Techniques for Space Debris Removal Missions Using Electric Propulsion," *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, vol. 43, pp. 1-10, 2020.
- [19] M. Leomanni, G. Bianchini, A. Garulli, and A. Giannitrapani, "State feedback control in equinoctial variables for orbit phasing applications," *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, vol. 41, no. 8, pp. 1815-1822, 2018.
- [20] J. H. Richter, *Reconfigurable Control of Nonlinear Dynamical Systems*, Berlin, Heidelberg: Springer, 2011.
- [21] G. Seeber, *Satellite Geodesy*, Berlin, New York: Walter de Gruyter, 2003.
- UAV," *The Aeronautical Journal*, vol. 124, no. 1273, pp. 385-408, 2020.
- [5] J. D. Stefanovski, "Passive fault tolerant perfect tracking with additive faults," *Automatica*, vol. 87, pp. 432-436, 2018.
- [6] N. Li, H. Sun, and Q. Zhang, "Robust passive adaptive fault tolerant control for stochastic wing flutter via delay control," *European Journal of Control*, vol. 48, pp. 74-82, 2019.
- [7] I. Tahiri, A. Philippot, V. Carré-Ménétrier, and A. Tajer, "A Fault-Tolerant and a Reconfigurable Control Framework: Application to a Real Manufacturing System," *Processes*, vol. 10, no. 7, 2022.
- [8] Y. Gui, Q. Jia, H. Li, and Y. Cheng, "Reconfigurable Fault-Tolerant Control for Spacecraft Formation Flying Based on Iterative Learning Algorithms," *Applied Sciences*, vol. 12, no. 5, p. 2485, 2022.
- [9] D. V. Nair and M. S. R. Murty, "Reconfigurable control as actuator fault-tolerant control design for power oscillation damping," *Protection and Control of Modern Power Systems*, vol. 5, no. 1, p. 8, 2020.
- [10] Y. Wang, D. Rotondo, V. Puig, and G. Cembrano, "Fault-Tolerant Control Based on Virtual Actuator and Sensor for Discrete-Time Descriptor Systems," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 67, no. 12, pp. 5316-5325, 2020.
- [11] J. Cieslak and D. Henry, "A Switching Fault-Hiding Mechanism based on Virtual Actuators and Dwell-Time Conditions," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 51, no. 24, pp. 703-708, 2018.
- [12] D. Rotondo, J.-C. Ponsart, D. Theilliol, F. Nejari, and V. Puig, "A virtual actuator approach for the fault tolerant control of unstable linear systems subject to actuator saturation and fault isolation delay," *Annual Reviews in Control*, vol. 39, pp. 68-80, 2015.

- [22] J. R. Wertz, *Spacecraft Attitude Determination and Control*, Dordrecht: Springer, 2012.



COPYRIGHTS

© 2024 by the authors. Licensee Iranian Space Research Center of Iran. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution 4.0 International (CC BY 4.0) (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>)



Available in:
Journal.isrc.ac.ir

Journal of
Space Science, Technology
& Applications (Persian)

Vol. 3, No. 2, pp.: 126-139
2024

DOI:
10.22034/jsssta.2023.412482.1139

Article Info

Received: 2023-08-20
Accepted: 2024-01-16

Keywords

Interval arithmetic, Satellite,
Attitude determination,
robust estimation, Multi-
objective optimization, The
Wahba problem

How to Cite this article

Hossein Ghadiri, Reza
Esmaelzadeh, Reza
Zardashti, "Robust optimal
attitude determination of the
satellite based on the min-
max optimization
algorithm", *Journal of Space
Science, Technology and
Applications*, vol 3 (2), p.:
126-139, 2024.

Robust optimal attitude determination of the satellite based on the min-max optimization algorithm

Hossein Ghadiri^{1*}, Reza Esmaelzadeh², Reza Zardashti³

1. *Aerospace Department, Malek Ashtar University of Technology, Tehran, Iran
Hosseinghadiri66@gmail.com
2. Aflak Science and Technology Co., Tehran, Iran
resmael@gmail.com
3. Aerospace Department, Malek Ashtar University of Technology, Tehran, Iran
reza.zardashti@dena.kntu.ac.ir

Abstract

Generally, the determination methods of the satellite orientation are known as attitude determination and attitude estimation. The attitude determination solution of the satellite leads to the Wahba problem. Therefore, at least two independent measurement vectors and two corresponding reference vectors are needed to apply the Wahba problem. These input vectors aren't accurate due to sensor noises, misalignment, and low-order approximations. However, these uncertainties aren't considered in the classic Wahba problem directly. In this case, the estimation error of the Wahba problem depends on the input vectors' accuracy. Hence, modeling error and measurement noise are modeled using Interval analysis. Then, the attitude determination problem is transformed from a single-objective problem to a multi-objective robust optimization problem. Since solving the multi-objective problem with heuristic solvers such as NSGA II is time-consuming, the multi-objective problem was solved using the min-max optimization algorithm. The attitude determination error with the proposed method is reduced (7 times) compared to the quaternion method, and its dependence on the accuracy of the input vectors is reduced (200 times). In fact, while reducing the mean attitude error, the algorithm robustness has increased compared to the uncertainties in the input vectors. Using the min-max algorithm has reduced the execution time of the algorithm (about 600 times) compared to the NSGA II algorithm and is suitable for real-time applications. Based on the results, the proposed method has narrower bounds, so that the mean square error (RMS) is decreased by more than 50% over the q-method.



تعیین وضعیت بهینه مقاوم ماهواره مبتنی بر الگوریتم بهینه‌یابی کمینه-بیشینه

حسین قدیری^{۱*}، رضا اسماعیل‌زاده^۲، رضا زردشتی^۳

۱- دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران — hosseinghadiri66@gmail.com

۲- شرکت علم و فناوری افلاک، تهران، ایران — resmael@gmail.com

۳- دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران — reza.zardashti@dena.kntu.ac.ir

* نویسنده مسئول

دسترس‌پذیر در نشانی:
Journal.isrc.ac.ir

دو فصلنامه
علوم، فناوری و
کاربردهای فضایی

سال سوم، شماره ۲، صفحه ۱۳۹-۱۲۶
پاییز و زمستان ۱۴۰۲

DOI:
10.22034/jssta.2023.412482.1139

تاریخچه داوری

دریافت: ۱۴۰۲/۰۵/۲۹

پذیرش: ۱۴۰۲/۱۰/۲۶

واژه‌های کلیدی

حساب بازه‌ای، ماهواره، تعیین
وضعیت، تخمین مقاوم، بهینه
سازی چندهدفه، مسئله وهبا

نحوه استناد به این مقاله

حسین قدیری، رضا اسماعیل‌زاده، رضا
زردشتی، "تعیین وضعیت بهینه مقاوم
ماهواره مبتنی بر الگوریتم بهینه‌یابی
کمینه-بیشینه"، دو فصلنامه علوم،
فناوری و کاربردهای فضایی، جلد سوم،
شماره دوم، صفحات ۱۳۹-۱۲۶،
۱۴۰۲.

چکیده

عموماً روش‌های تشخیص جهت‌گیری ماهواره با عناوین تعیین وضعیت و تخمین وضعیت شناخته می‌شوند. حل مسئله تعیین وضعیت ماهواره منجر به حل مسئله وهبا می‌شود. به منظور به کارگیری مسئله وهبا نیاز به حداقل دو بردار اندازه‌گیری مستقل در دستگاه سنسور و بردارهای متناظر در دستگاه مرجع است. با وجود اینکه اندازه‌گیری سنسورها، به دلیل وجود نویز و ناهمراستایی، دارای عدم قطعیت است و بردارهای مرجع نیز تقریبی از این اندازه‌گیری‌ها هستند، لیکن، این عدم قطعیت‌ها در مسئله وهبا در نظر گرفته نشده‌اند. به طوری که دقت تخمین این روش‌ها به دقت بردارهای ورودی وابسته است. به منظور رفع این کاستی، فرض شده است تمام نامعینی‌ها کراندار هستند و تمام خطاها با حساب بازه‌ای مدل شده است. سپس، مسئله تعیین وضعیت از یک مسئله تک هدفه به یک مسئله بهینه‌یابی مقاوم چندهدفه با دو تابع هدف و قیود غیرخطی تبدیل می‌شود. از آنجا که حل مسئله چندهدفه با حلگرهای اکتشافی نظیر NSGA II، زمانبر است، تابع چندهدفه حاصل با استفاده از الگوریتم بهینه‌یابی کمینه بیشینه حل شد. در این حالت، خطای تعیین وضعیت با روش پیشنهادی نسبت به روش کواترنیون، (۷ برابر) کاهش یافته است، و از وابستگی آن به دقت بردارهای ورودی (حدود ۲۰۰ برابر) کاسته است. در واقع، ضمن کاهش میانگین خطا، قوام الگوریتم نسبت به عدم قطعیت‌های موجود در بردارهای ورودی افزایش یافته است. استفاده از الگوریتم کمینه بیشینه، زمان اجرای الگوریتم را نسبت به الگوریتم NSGA II حدود ۶۰۰ برابر کاهش داده است و مناسب کاربردهای به هنگام است. عملکرد روش پیشنهادی برای حرکت در مدار یک ماهواره، مورد بررسی قرار گرفته است. براساس نتایج، روش پیشنهادی دارای کران‌های کوچکتری نسبت به روش کواترنیون است، به طوری که میانگین مربعات خطا (RMS) بیش از ۵۰٪ کاهش یافته است.

علائم و اختصارات	توضیح
α	ضریب عدم قطعیت بردار اندازه‌گیری
α_j	ضریب عدم قطعیت در راستای بردار مولد b_j^r
β	ضریب عدم قطعیت بردار مرجع
β_j	ضریب عدم قطعیت در راستای بردار مولد r_j^r
λ	مقدار ویژه
λ_i	ضرایب وزنی مسئله نیل به آرمان
$[\alpha]$	ماتریس قطری ضرایب عدم قطعیت بردار اندازه‌گیری
$[\beta]$	ماتریس قطری ضرایب عدم قطعیت بردار مرجع
$\theta\delta$	خطای زاویه اوپلر
Z_i^*	نقطه آرمانی برای تابع هدف L
$Z_{\Delta L}^*$	نقطه آرمانی برای تابع هدف $L\Delta$
نماد	
A	ماتریس وضعیت
A_{exact}	ماتریس وضعیت مطلوب
$A_{estimated}$	ماتریس وضعیت تخمین زده شده
ΔA	خطای ماتریس وضعیت
a_i	ضریب وزنی
b^l	بردار اندازه‌گیری بازه‌ای
b_i	بردار اندازه‌گیری
b_i^m	مقدار میانی بردار اندازه‌گیری بازه‌ای
Δb_i	عدم قطعیت بردار اندازه‌گیری بازه‌ای
b^r	شعاع بردار اندازه‌گیری بازه‌ای
b_j^r	بردار مولد عدم قطعیت بردار اندازه‌گیری
b^{exact}	مقادیر نامی بردار اندازه‌گیری
$b^{perturbed}$	مقادیر اغتشاشی بردار اندازه‌گیری
G	ماتریس شکل بردارهای اندازه‌گیری
H	ماتریس شکل بردارهای مرجع
K	ماتریس 4×4 مسئله وهبا
K^m	مقدار میانی ماتریس وهبا
$K^{\Delta b}$	عدم قطعیت ماتریس مسئله وهبا ناشی از عدم قطعیت بردار اندازه‌گیری
$K^{\Delta r}$	عدم قطعیت ماتریس مسئله وهبا ناشی از عدم قطعیت بردار مرجع
$K^{\Delta b, \Delta r}$	عدم قطعیت ماتریس مسئله وهبا ناشی از عدم قطعیت بردار اندازه‌گیری و مرجع
L	تابع هدف مسئله وهبا
L^m	مقدار میانی تابع هدف مسئله وهبا
ΔL	خطای تابع هدف مسئله وهبا
q	بردار کوانترینیون
q^{exact}	بردار کوانترینیون مطلوب
r_i	بردار مرجع
r^l	بردار مرجع بازه‌ای
r_i^m	مقدار میانی بردار مرجع بازه‌ای
Δr_i	عدم قطعیت بردار مرجع
r^r	شعاع بردار مرجع بازه‌ای
r_j^r	بردار مولد عدم قطعیت بردار مرجع
tr	مجموع دارایی‌های روی قطر اصلی ماتریس
W	ماتریس وزنی
x^l	متغیر بازه‌ای
x^m	مقدار میانی متغیر بازه‌ای
x^r	شعاع متغیر بازه‌ای
φ, θ, ψ	زوایای اوپلر

۱- مقدمه

یکی از زیرسیستم‌های اصلی و مهم ماهواره، زیرسیستم تعیین وضعیت است. تعیین وضعیت فرآیندی برای تشخیص وضعیت فضاپیما نسبت به یک دستگاه مرجع اینرسی است. سیستم تعیین وضعیت، ورودی‌های سیستم کنترل را تأمین می‌کند. بنابراین هر چه داده‌های خروجی این سیستم دقیق‌تر باشد، کنترل مطلوب‌تری خواهیم داشت. از طرفی تخمین با استفاده از اندازه‌گیری‌های نویزی صورت می‌پذیرد که توسط حسگرهایی نظیر حسگر خورشید، مغناطیس‌سنج، شتاب‌سنج،ژیروسکوپ و... به دست می‌آیند. از اینرو، دقت، قوام و سرعت انجام محاسبات یا به عبارتی هزینه محاسباتی، سه مشخصه بسیار مهم هر سیستم تعیین وضعیت است. بنابراین در مسئله تعیین وضعیت سعی بر این است که با اندازه‌گیری‌های نویزی این سه مشخصه محقق شود.

فرآیند طراحی این زیرسیستم دارای پیشینه طولانی است، لیکن، توسعه ماهواره‌های کوچک و محدودیت‌های متعدد ناشی از قیود فیزیکی اعمال شده بر روی آن‌ها، طراحی این زیرسیستم را تحت تأثیر قرار داده است و چالش‌های جدیدی را فراهم آورده است. از جمله این محدودیت‌ها می‌توان به محدودیت در تولید توان مورد نیاز و حجم محدود در دسترس اشاره کرد. از طرفی استفاده از حسگرهای ارزان قیمت با وزن و مصرف انرژی کمتر چالش‌هایی نیز به همراه دارد. مهمترین چالش در این زمینه، دقت کمتر اندازه‌گیری‌های این حسگرها نسبت به دیگر انواع حسگرهاست.

مباحث مربوط به تشخیص نحوه قرارگیری ماهواره نسبت به یک دستگاه مرجع با عناوین تعیین وضعیت (Attitude determination) و تخمین وضعیت (Attitude estimation) شناخته می‌شوند. تعیین وضعیت به رویکردهای بدون حافظه‌ای اشاره دارد که وضعیت سیستم را نقطه به نقطه در هر گام زمانی تعیین می‌کنند. اغلب این روش‌ها خصوصیات احتمالاتی اندازه‌گیری‌های وضعیت را به حساب نمی‌آورند. تخمین وضعیت به رویکردهای حافظه‌دار اشاره دارد. رویکرد حافظه‌دار به معنای استفاده از مدل دینامیکی حرکت سیستم در ساختار فیلتر است، به طوری که داده‌های اندازه‌گیری شده در طول زمان به منظور استفاده در تخمین حفظ می‌شوند [۱]. از جمله روش‌های تخمین وضعیت می‌توان به فیلتر کالمن اشاره نمود.

دسته‌ای از روش‌های تعیین وضعیت ماهواره، با نام روش‌های نقطه به نقطه یا تک-نقطه‌ای شناخته می‌شوند. از جمله این روش‌ها می‌توان به روش‌های حداقل مربعات، روش کواترنیون،

روش تخمین کواترنیون [۲، ۳]، روش تخمینگر بهینه کواترنیون [۴-۶]، تجزیه مقادیر منفرد [۷]، روش ماتریس وضعیت بهینه [۸] و روش تخمینگر ماتریس وضعیت خطی سریع [۹] اشاره کرد. تعیین وضعیت با این روش‌ها منجر به حل مسئله وهبا می‌شود. این روش‌ها همانطور که از نامشان پیداست تنها از داده‌های زمان حال برای تعیین وضعیت استفاده می‌کنند. خصوصیت دیگر روش‌های نقطه به نقطه، عدم استفاده از مدل دینامیکی سیستم برای تعیین وضعیت می‌باشد. به همین دلیل، با نام الگوریتم‌های استاتیکی نیز شناخته می‌شوند. این روش‌ها از تمامی بردارهای اندازه‌گیری در همان گام زمانی استفاده می‌کنند. این روش‌ها دارای زمان اجرای کمتر نسبت به دیگر روش‌ها هستند و مستقل از دینامیک سیستم می‌باشند و ماهیتی غیرخطی دارند. دسته دیگر روش‌های تعیین وضعیت، رویکردهای بازگشتی هستند که تمامی داده‌های قبلی را بدون بکارگیری دینامیک سیستم در نظر می‌گیرند که از آن جمله می‌توان به روش بازگشتی تخمین کواترنیون [۱۰]، تخمین کواترنیون بازگشتی بهینه [۱۱]، تخمین کواترنیون تعمیم یافته [۱۲] و فیلتر بازگشتی وضعیت بهینه ترتیبی [۱۳] اشاره کرد.

رویکرد دیگر در استفاده از روش‌های نقطه به نقطه با نام روش‌های تعیین وضعیت غیرسنتی (nontraditional) شناخته می‌شوند. در واقع این روش‌ها ترکیبی از روش‌های نقطه به نقطه و روش‌های تخمین وضعیت نظیر فیلتر کالمن هستند. در این روش‌ها در هر گام زمانی، زوایای اوپلر با استفاده یکی از روش‌های نقطه به نقطه محاسبه می‌شوند. سپس این زوایا به عنوان مدل مشاهده در فیلتر کالمن به کار گرفته می‌شوند. از جمله روش‌های نقطه به نقطه مورد استفاده می‌توان به روش تخمین کواترنیون [۱۴] و روش تجزیه مقادیر منفرد [۱۵-۱۶] اشاره کرد. مزیت اصلی این روش‌ها، کاهش بار محاسباتی به دلیل خطی بودن مدل مشاهده، و قوام نسبت به از دست رفتن اندازه‌گیری‌هاست [۱۷].

روش‌های نقطه به نقطه به داده‌های مربوط به برخی کمیت‌های برداری نظیر میدان مغناطیسی زمین، بردار جهت خورشید و ... در دو مرجع مختلف احتیاج دارند. علاوه بر حسگرها که دارای خطاهایی نظیر ناهمراستایی، بایاس، نویز و ... هستند، مدل‌های استخراج شده از کمیت‌های مربوط به آن‌ها نیز دارای نامعینی هستند. از اینرو، با افزایش سطح عدم قطعیت‌ها، دقت تعیین وضعیت با روش‌های استاتیکی کاهش می‌یابد. به طور مثال، میدان مغناطیسی زمین را می‌توان با

وهبا براساس فرمولبندی لاسو (Lasso) ارائه و یک حل بسته بهینه از آن معرفی نموده است.

نوآوری این پژوهش در نظر گرفتن عدم قطعیت‌های موجود در بردارهای ورودی در مسئله وهبا و استخراج فرآیندی چندهدفه به منظور کاهش خطای تعیین وضعیت در حضور خطای بردارهای ورودی است. نوآوری دوم، بهره‌گیری از حساب بازه‌ای به عنوان ابزاری کاربردی در مدل‌سازی این عدم قطعیت‌هاست. استفاده از حساب بازه‌ای این امکان را در اختیار می‌گذارد که با رویکردی غیراحتمالاتی و بدون اطلاع از نوع توزیع عدم قطعیت‌ها و تنها با دانستن کران‌هایشان، آنها را مدل‌سازی کرد. نوآوری سوم بهبود عملکرد روش پیشنهادی برای کاربردهای برخط، با به کارگیری الگوریتم بهینه‌یابی مناسب است. همانطور که در انتهای بخش ۳ مقاله اثبات شده است، نقطه آرمانی برای هر دو تابع هدف عدد صفر است. این خصوصیت بیانگر مواجهه با یک مسئله نیل به آرمان است. بنابراین با انتخاب الگوریتم بهینه‌یابی کمینه بیشینه که نوع خاصی از یک مسئله نیل به آرمان است، ضمن حفظ خصوصیت کمینه بودن خطای تعیین وضعیت روش پیشنهادی، زمان اجرای آن بسیار کاهش یافته است، به طوری که برای کاربردهای برخط مناسب است.

با اعمال و در نظر گرفتن عدم قطعیت‌ها در مسئله وهبا، دقت تعیین وضعیت بهبود یافته است، به طوری که RMS خطای تخمین کاهش می‌یابد. در روش پیشنهادی علاوه بر کمینه‌یابی تابع هدف مرسوم در مسئله وهبا، تغییرات تابع هدف براساس مدل استخراج شده نیز کمینه‌یابی می‌شود. این بدان معناست که پاسخ‌های ارائه شده دارای خطای کمینه هستند.

این مقاله بدین‌صورت سازماندهی شده است که ابتدا به کمک حساب بازه‌ای، نامعینی‌های مدل‌سازی شده و در مسئله وهبا در نظر گرفته می‌شوند سپس مسئله وهبا به‌صورت یک مسئله بهینه‌سازی چندهدفه بازنویسی و با استفاده از یک حلگر چند هدفه حل می‌شود.

۲- تعریف مسئله

اساس و بنیاد اکثر الگوریتم‌های تعیین وضعیت تک نقطه‌ای، مسئله وهبا است. مسئله وهبا یک مسئله حداقل مربعات وزن‌دار و غیرخطی برای تعیین ماتریس وضعیت بهینه به کمک مجموعه‌ای از حداقل دو بردار اندازه‌گیری مستقل است. تابع

مغناطیسی‌سنجی که روی بدنه ماهواره نصب می‌شود، اندازه‌گیری کرد. این اندازه‌گیری‌ها خود دارای عدم قطعیت هستند، به طوری که شامل خطاهای نصب، نویز، ناهمراستایی، بایاس و خطاهای ناشی از میدان‌های مغناطیسی اطراف و ... می‌شوند. از طرفی همیشه یک خطا بین میدان مغناطیسی محاسبه شده با استفاده از مدل‌های میدان مغناطیسی زمین از جمله مدل IGRF و WMM با مقادیر واقعی وجود دارد که حدود ۲۰ درصد برآورد شده است. اگر مدل‌هایی با مرتبه پایین‌تر استفاده شود، ۱۰ درصد به مقدار این خطا افزوده می‌شود. تمام این قبیل نامعینی‌ها باعث خطای تعیین وضعیت می‌شوند. با در نظر گرفتن یک عدم قطعیت برابر ۳۰ درصد مقدار نامی بردارهای اندازه‌گیری، الگوریتم‌های تعیین وضعیت استاتیکی مرسوم دارای خطاهای بزرگی خواهند شد. بنابراین هنگامی که نامعینی‌ها بزرگ‌اند، بررسی قوام سیستم تعیین وضعیت یک نیازمندی اساسی به حساب می‌آید.

اگرچه خطای تعیین وضعیت با روش‌های نقطه به نقطه وابسته به خطاهای مدل‌سازی و اندازه‌گیری است، لیکن، نامعینی‌های مدل‌سازی و اندازه‌گیری به طور مستقیم در مسئله وهبا در نظر گرفته نمی‌شوند. به طوری که هر چه خطای اندازه‌گیری‌ها بیشتر باشد، متناسب با آن خطای تعیین وضعیت نیز افزایش خواهد یافت. این کاستی هنگامی بحرانی‌تر می‌شود که از سنسورهای ارزان‌قیمت برای اندازه‌گیری استفاده شود.

روش‌های کمی در تحقیقات قبلی وجود دارد که این نامعینی‌ها را در نظر می‌گیرند. احمد و کریگان [۱۸] مسئله وهبا را به صورت یک مسئله بهینه‌سازی کمینه-بیشینه با استفاده از نرم بینهایت نامعینی‌ها بازنویسی کردند. سپس با جایگزینی نرم بینهایت با یک کران بالا، مسئله بهینه‌سازی را به یک مسئله کمینه‌سازی نزدیک بهینه تبدیل نمودند. روش پیشنهادی دارای یک تابع هدف و قید درجه دو است. در مرجع [۱۹]، این مسئله کمینه‌سازی تقریب زده شده، به یک مسئله برنامه‌ریزی نیمه معین با تابع هدف خطی و قیود ناتساوی ماتریسی خطی، تعمیم یافته است. در مرجع [۲۰] مسئله وهبا با استفاده از روش حداقل مربعات کوتاه‌شده بازنویسی شده است و به یک مسئله برنامه‌ریزی درجه دو مقید تبدیل شده است. سپس مسئله وهبا در حضور تعداد زیادی از داده‌های خارج از محدوده (Outlier) حل شده است. مرجع [۲۱] یک تخمینگر هندسی مبتنی بر مسئله وهبا برای مواجهه با ورودی‌هایی با نرخ‌های متفاوت با استفاده از تحلیل پایداری لیاپانوف ارائه نموده است. مرجع [۲۲] تعمیمی از مسئله

دارای چهار مقدار ویژه و چهار بردار ویژه متناظر با آن‌ها می‌باشد که تنها یکی از آنها بردار کوانترنیون مربوط به وضعیت بهینه است. بردار ویژه متناظر با بزرگترین مقدار ویژه ماتریس K ، تخمین بهینه حداقل مربعات از وضعیت می‌باشد. از جمله خصوصیات و مزایای روش q ، مقاوم بودن آن است [۳]. همچنین این روش، مسئله غیرخطی وِها را به طور مستقیم و بدون هیچ‌گونه خطی‌سازی با فرض‌های ساده‌کننده حل می‌نماید.

روش‌های نقطه به نقطه مبتنی بر معادله (۱) برای تعیین ماتریس دوران، نیازمند کمیت‌های برداری هم در دستگاه بدنی و هم در دستگاه مرجع هستند. از اینرو تنها از سنسورهایی می‌توان بهره برد که داده‌های مربوط به کمیت اندازه‌گیری شده آن در دستگاه مرجع موجود است. از آن جمله می‌توان به مغناطیس‌سنج، سنسور خورشیدی، و سنسور ستاره‌ای اشاره کرد. بنابراین خطای تعیین وضعیت در این روش‌ها، هم وابسته به خطاهای اندازه‌گیری و هم خطای مدل مرجع است. تحلیل خطای مسئله وِها با مدل خطاهای احتمالاتی در مراجع [۱، ۳، ۷، ۲۵، ۲۶] ارائه شده است.

۲- مدل‌سازی عدم قطعیت‌ها

حساب بازه‌ای دارای خصوصیتی است که امکان بررسی عدم قطعیت‌ها را فراهم می‌کند. مفهوم بازه‌ها را می‌توان روی هر کمیت نامعینی، پیاده‌سازی نمود. از اینرو، هر مقدار حقیقی x متعلق به بازه x^I را می‌توان به صورت زیر بیان نمود [۲۷]:

$$x = x^m + \alpha x^r, \quad \alpha \in [-1 \quad 1] \quad (۳)$$

x^m و x^r مرکز و شعاع بازه x^I هستند. α مقداری حقیقی در بازه ۱- تا ۱ است. با توجه به اینکه مقادیر اندازه‌گیری شده و مرجع می‌توانند دارای خطا و عدم قطعیت باشند، با تعمیم رابطه (۳) برای بردارها، می‌توان آن‌ها را به کمک حساب بازه‌ای به صورت زیر در نظر گرفت:

$$\begin{aligned} b_i &= mid(b^I) + \Delta b = b^m + \sum_{j=1}^3 \alpha_j b_j^r \\ &= b^m + [\alpha] b^r, \quad \alpha_j \in [-1 \quad 1] \\ r_i &= mid(r^I) + \Delta r = r^m + \sum_{j=1}^3 \beta_j r_j^r \end{aligned} \quad (۴)$$

عملکردی که در این مسئله باید کمینه شود به صورت زیر تعریف می‌شود [۲۳]:

$$L = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N a_i \|b_i - Ar_i\|^2 \quad (۱)$$

a_i ، ضریب وزنی و عددی مثبت و اسکالر است. N ، تعداد مشاهدات، A ماتریس وضعیت، و b_i و r_i به ترتیب بردار اندازه‌گیری و بردار مرجع هستند. مسئله وِها این قابلیت را دارد که هر تعداد از بردارهای اندازه‌گیری نویزی که به طور همزمان محاسبه می‌شوند را برای به‌دست‌آوردن وضعیت بهینه پردازش کند. توانایی این روش در ارائه پاسخ‌های بهینه سراسری بدون هیچ‌گونه خطی‌سازی و فرض‌های محدودکننده مانند در نظر گرفتن زوایای کوچک، موجب توجه بسیاری از پژوهشگران به آن شده است.

راه‌حل‌های بسیاری برای مسئله وِها ارائه شده است. در اکثر راه‌حل‌های این مسئله، تابع عملکرد به شکلی دیگر بیان می‌شود. رویکردی کاربردی در این زمینه استفاده از کوانترنیون‌ها برای نمایش تابع عملکرد است. داونپورت [۲۴] نشان داد که استفاده از کوانترنیون‌ها برای بیان تابع عملکرد مسئله وِها، منجر به تابع عملکردی درجه دو می‌شود و پاسخ بهینه آن با حل مسئله مقادیر ویژه زیر به دست می‌آید.

$$\begin{aligned} Kq &= \lambda q \\ K &= \begin{bmatrix} B + B^T - tr(B)I_3 & Z \\ Z^T & tr(B) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (۲)$$

$$\begin{aligned} B &= \sum_{i=1}^N a_i b_i r_i^T \\ Z &= \sum_{i=1}^N a_i (b_i \times r_i) \end{aligned}$$

در رابطه (۲)، λ مقدار ویژه، q بردار ویژه متناظر با آن، و K ماتریسی متقارن و 4×4 است. حل داونپورت که با عنوان روش q شناخته می‌شود، کوانترنیون‌های وضعیت را به جای ماتریس وضعیت محاسبه می‌کند. همانطور که از رابطه (۲) مشخص است، بردار کوانترنیون، یک بردار ویژه برای ماتریس K می‌باشد. وضعیت بهینه موردنظر معادل بردار ویژه ماتریس K است. ماتریس K

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n a_i [(b_i^m + \Delta b_i)^T (b_i^m + \Delta b_i) \\
 &\quad - (b_i^m + \Delta b_i)^T A(r_i^m + \Delta r_i) \\
 &\quad - (r_i^m + \Delta r_i)^T A^T (b_i^m + \Delta b_i) \\
 &\quad + (r_i^m + \Delta r_i)^T A^T A (r_i^m + \Delta r_i)] \\
 &= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n a_i [b_i^{mT} b_i^m + b_i^{mT} \Delta b_i + \Delta b_i^T b_i^m + \Delta b_i^T \Delta b_i \\
 &\quad - 2(b_i^{mT} A r_i^m + b_i^{mT} A \Delta r_i \\
 &\quad + \Delta b_i^T A r_i^m + \Delta b_i^T A \Delta r_i) + r_i^{mT} r_i^m \\
 &\quad + r_i^{mT} \Delta r_i + \Delta r_i^T r_i^m + \Delta r_i^T \Delta r_i] \\
 L &= - \sum_{i=1}^n a_i (b_i^{mT} A r_i^m) - \sum_{i=1}^n a_i (b_i^{mT} A \Delta r_i) \\
 &\quad - \sum_{i=1}^n a_i (\Delta b_i^T A r_i^m) \\
 &\quad - \sum_{i=1}^n a_i (\Delta b_i^T A \Delta r_i) \\
 &\quad + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n a_i (b_i^{mT} b_i^m + r_i^{mT} r_i^m) \\
 &\quad + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n a_i (\Delta b_i^T \Delta b_i + \Delta r_i^T \Delta r_i) \\
 &\quad + \sum_{i=1}^n a_i (b_i^{mT} \Delta b_i + r_i^{mT} \Delta r_i)
 \end{aligned}$$

تابع هدف L یک تابع بازه‌ای است. بنابراین هر تابع حقیقی متعلق به آن را می‌توان براساس رابطه (۳) به صورت دو تابع هدف مجزا به صورت زیر بیان کرد:

$$\begin{aligned}
 L(A) &= L^m + \Delta L \\
 \Delta L &= \Delta L_1 + \Delta L_2 + \Delta L_3 + \Delta L_4 + \Delta L_5 \\
 L^m &= - \sum_{i=1}^N a_i (b_i^{mT} A r_i^m) \\
 &\quad + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N a_i (b_i^{mT} b_i^m + r_i^{mT} r_i^m)
 \end{aligned}$$

$$= r^m + [\beta] r^r, \beta_j \in [-1 \quad 1]$$

b_i و r_i بردارهای حقیقی متعلق به بازه‌های b^l و r^l هستند. Δb و Δr نامعینی‌های کراندار هستند. پارامترهای b_j^r و r_j^r بیانگر بردارهایی هستند که تمامی المان‌های آن‌ها به غیر از j -امین المان، صفر است. α_j و β_j ضرایب اسکالر هستند. b^r و r^r شعاع بازه خطای b^l و r^l هستند. با توجه به اینکه اندازه‌گیری در هر راستا مستقل از دیگر راستاها در نظر گرفته شده است، ماتریس‌های $[a]$ و $[\beta]$ ماتریس همانی هستند. بردارهای b_i و r_i بردارهایی نرمالیزه شده هستند. بنابراین خواهیم داشت:

$$\begin{aligned}
 1 &= \|b_i^m + \Delta b_i\|^2 \\
 &= b_i^{mT} b_i^m + 2b_i^{mT} \Delta b_i + \Delta b_i^T \Delta b_i \\
 1 &= \|r_i^m + \Delta r_i\|^2 \\
 &= r_i^{mT} r_i^m + 2r_i^{mT} \Delta r_i + \Delta r_i^T \Delta r_i
 \end{aligned}$$

در نتیجه خواهیم داشت:

$$\begin{aligned}
 b_i^{mT} \Delta b_i &= \frac{1}{2} (1 - b_i^{mT} b_i^m - \Delta b_i^T \Delta b_i) \\
 r_i^{mT} \Delta r_i &= \frac{1}{2} (1 - r_i^{mT} r_i^m - \Delta r_i^T \Delta r_i)
 \end{aligned} \tag{۵}$$

۳- تعیین وضعیت بهینه مقاوم مبتنی بر حساب بازه‌ای

اگر چه خطای تعیین وضعیت با روش‌های نقطه به نقطه وابسته به خطاهای مدل‌سازی و اندازه‌گیری است، لیکن، نامعینی‌های مدل‌سازی و اندازه‌گیری به طور مستقیم در مسئله وهبا در نظر گرفته نشده است. بنابراین می‌توان این نامعینی‌ها را با استفاده از رابطه (۴) مدل‌سازی، و مسئله وهبا را به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\begin{aligned}
 L &= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n a_i [(b_i^m + \Delta b_i) - A(r_i^m + \Delta r_i)]^T [(b_i^m \\
 &\quad + \Delta b_i) - A(r_i^m + \Delta r_i)]
 \end{aligned}$$

$$\Delta L_3 = - \sum_{i=1}^N a_i (\Delta b_i^T A \Delta r_i)$$

در اینجا $\sum_{i=1}^N a_i = 1$ در نظر گرفته می‌شود. با تبدیل رابطه (۶) به یک تابع مرتبه دو از کوآرنیون‌ها خواهیم داشت [۲۸]:

$$L(A) = L^m + \Delta L$$

$$L^m = 1 - q^T K^m q$$

$$\Delta L = -q^T K^{\Delta r} q - q^T K^{\Delta b} q - q^T K^{\Delta r, \Delta b} q$$

$$K^m = \begin{bmatrix} B^m + B^{mT} - \text{tr}(B^m)I_3 & Z^m \\ Z^{mT} & \text{tr}(B^m) \end{bmatrix} \quad (۷)$$

$$K^{\Delta r} = \begin{bmatrix} B_{\Delta r} + B_{\Delta r}^T - \text{tr}(B_{\Delta r})I_3 & Z_{\Delta r} \\ Z_{\Delta r}^T & \text{tr}(B_{\Delta r}) \end{bmatrix}$$

$$K^{\Delta b} = \begin{bmatrix} B_{\Delta b} + B_{\Delta b}^T - \text{tr}(B_{\Delta b})I_3 & Z_{\Delta b} \\ Z_{\Delta b}^T & \text{tr}(B_{\Delta b}) \end{bmatrix}$$

$$K^{\Delta r, \Delta b} = \begin{bmatrix} B_{\Delta r, \Delta b} + B_{\Delta r, \Delta b}^T - \text{tr}(B_{\Delta r, \Delta b})I_3 & Z_{\Delta r, \Delta b} \\ Z_{\Delta r, \Delta b}^T & \text{tr}(B_{\Delta r, \Delta b}) \end{bmatrix}$$

ماتریس‌های B و Z برای هر یک از ماتریس‌های K به صورت زیر تعیین می‌شوند:

$$B^m = \sum_{i=1}^n a_i b_i^m r_i^{mT} = B^m W R^{mT}$$

$$Z^m = \sum_{i=1}^n a_i (b_i^m \times r_i^m) = (B^m \times R^m) W$$

$$B_{\Delta b} = \sum_{i=1}^n a_i \Delta b_i r_i^{mT} = G[\alpha] B^r W R^{mT}$$

$$Z_{\Delta b} = \sum_{i=1}^n a_i (\Delta b_i \times r_i^m) = (G[\alpha] B^r \times R^m) W$$

$$\Delta L_1 = - \sum_{i=1}^N a_i (b_i^{mT} A \Delta r_i)$$

$$\Delta L_2 = - \sum_{i=1}^N a_i (\Delta b_i^T A r_i^m)$$

$$\Delta L_3 = - \sum_{i=1}^N a_i (\Delta b_i^T A \Delta r_i)$$

$$\Delta L_4 = \sum_{i=1}^N a_i (b_i^{mT} \Delta b_i + r_i^{mT} \Delta r_i)$$

$$\Delta L_5 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N a_i (\Delta b_i^T \Delta b_i + \Delta r_i^T \Delta r_i)$$

در اینجا L^m و ΔL نقطه میانی و نامعینی کراندار تابع هدف هستند. با جایگزینی رابطه (۵) در ΔL_4 خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \Delta L_4 = \sum_{i=1}^N a_i - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N a_i (b_i^{mT} b_i^m \\ + r_i^{mT} r_i^m) \\ - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N a_i (\Delta b_i^T \Delta b_i \\ + \Delta r_i^T \Delta r_i) \end{aligned}$$

بنابراین تابع هزینه به صورت زیر بازنویسی خواهد شد:

$$L(A) = L^m + \Delta L$$

$$\Delta L = \Delta L_1 + \Delta L_2 + \Delta L_3$$

$$L^m = \sum_{i=1}^N a_i - \sum_{i=1}^N a_i (b_i^{mT} A r_i^m)$$

$$\Delta L_1 = - \sum_{i=1}^N a_i (b_i^{mT} A \Delta r_i) \quad (۶)$$

$$\Delta L_2 = - \sum_{i=1}^N a_i (\Delta b_i^T A r_i^m)$$

مسئله بهینه‌یابی کمینه بیشینه به دنبال یافتن نقطه‌ای است که بیشینه یک مجموعه از توابع را کمینه کند. یک مسئله کمینه بیشینه با تبدیل به یک مسئله نیل به آرمان (goal attainment) حل می‌شود. در این روش، یک نقطه آرمانی برای هر تابع هدف تعریف شده و هر پاسخی که فاصله کمتری تا آن داشته باشد پاسخ بهتری خواهد بود. در این حالت مسئله بهینه‌سازی چندهدفه به صورت زیر تبدیل می‌شود [۳۱]:

$$\min g(x|\lambda, z^*) = \|f(x) - z^*\|_{p,\lambda}$$

$$= \sqrt[p]{\sum_{i=1}^m \lambda_i |f_i(x) - z_i^*|^p}$$

z_i^* نقطه آرمانی هر تابع هدف است. λ_i ضریب وزنی و $f_i(x)$ معرف توابع هدف است. برای نرم بینهایت خواهیم داشت:

$$\lim_{p \rightarrow \infty} g(x|\lambda, z^*, p) = \max \lambda_i |f_i(x) - z_i^*|$$

در الگوریتم کمینه بیشینه، نقطه آرمانی و ضرایب وزنی به صورت زیر در نظر گرفته می‌شوند:

$$z_i^* = 0$$

$$\lambda_i = 1$$

از آنجا که کمینه کردن تغییرات تابع هدف (ΔL) به معنای صفر کردن آن است، بنابراین نقطه آرمانی برای آن، برابر صفر ($z_{\Delta L}^* = 0$) است. همچنین می‌توان نشان داد که نقطه آرمانی برای تابع هدف L^m نیز مقدار صفر است. از اینرو، رابطه زیر را در نظر بگیرید

$$L^m = \sum_{i=1}^N a_i - q^T K^m q \quad (۸)$$

با جایگذاری رابطه (۲) در رابطه (۸) خواهیم داشت:

$$L^m = \sum_{i=1}^N a_i - q^T \lambda q = \sum_{i=1}^N a_i - \lambda q^T q$$

$$= \sum_{i=1}^N a_i - \lambda$$

مرجع [۳] نشان داده است که مقدار λ بسیار نزدیک به مقدار $\sum_{i=1}^N a_i$ است و معادل مقدار ویژه بیشینه ماتریس K^m است. بنابراین می‌توان نقطه آرمانی برای تابع هدف L^m را صفر در نظر گرفت و از الگوریتم بهینه‌یابی کمینه بیشینه برای حل رابطه (۷) استفاده کرد.

$$B_{\Delta r} = \sum_{i=1}^n a_i b_i^m \Delta r_i^T = B^m W R^T [\beta]^T H^T$$

$$Z_{\Delta r} = \sum_{i=1}^n a_i (b_i^m \times \Delta r_i) = (B^m \times H[\beta] R^T) W$$

$$B_{\Delta r, \Delta b} = \sum_{i=1}^n a_i \Delta b_i \Delta r_i^T = G[\alpha] B^r W R^T [\beta]^T H^T$$

$$Z_{\Delta r, \Delta b} = \sum_{i=1}^n a_i (\Delta b_i \times \Delta r_i)$$

$$= (G[\alpha] B^r \times H[\beta] R^T) W$$

در این حالت کمینه‌یابی تابع هدف $L(A)$ ، معادل کمینه‌یابی همزمان توابع هدف L^m و ΔL در حضور ورودی‌های دارای نامعینی است. بنابراین مسئله مورد بررسی از یک مسئله بهینه‌سازی تک‌هدفه به یک مسئله بهینه‌سازی چندهدفه تبدیل می‌شود. از آنجا که یکی از اهداف، کمینه‌یابی تغییرات تابع هدف (ΔL) است، بنابراین مسئله مورد بررسی، یک مسئله بهینه‌سازی چندهدفه مقاوم خواهد بود.

در یک مسئله بهینه‌سازی چندهدفه، دو یا چند تابع هدف به طور همزمان بهینه‌یابی می‌شوند. دلیل اصلی برای استفاده از بهینه‌سازی چندهدفه اینست که عملکرد یک سیستم چندموضوعی، علاوه بر عملکرد هر یک از اهداف، از اثرات متقابل آن‌ها نیز تأثیر می‌پذیرد. با در نظر گرفتن این اثرات متقابل می‌توان عملکرد کلی سیستم را بهبود بخشید. در یک مسئله بهینه‌سازی چندهدفه مقاوم سعی می‌شود نوسانات عملکرد کلی سیستم در حضور عدم قطعیت‌ها کمینه نماید. در مسئله مورد بررسی، این امر توسط بهینه‌یابی همزمان توابع هدف رابطه (۷) انجام می‌شود.

در مرجع [۲۹-۳۰] به کمک یک حلگر چندهدفه (NSGA II) رابطه (۷) حل شده است. سپس با تعریف معیار کمینه خطای تعیین وضعیت، پاسخی از بین پاسخ‌های بهینه به دست آمده در جبهه پارتو به عنوان پاسخ ترجیحی انتخاب شده است. با وجود اینکه به کمک الگوریتم به کار رفته، حل مسئله وهبا بهبود یافته است، لیکن به دلیل استفاده از یک الگوریتم اکتشافی، زمان رسیدن به پاسخ افزایش یافته است. در این مقاله، به منظور حل این کاستی، از الگوریتم کلاسیک بهینه‌یابی کمینه بیشینه برای حل مسئله چندهدفه استفاده شده است.

۴- شبیه سازی

در این بخش، ابتدا عملکرد روش پیشنهادی در یک گام زمانی مشخص بررسی می‌شود. سپس عملکرد آن در حرکت مداری مورد ارزیابی قرار می‌گیرد.

مدل مرجع و لندازه‌گیری‌های حسگر به دلیل وجود نویز و ناهمراستایی و همچنین تقریب‌های ساده‌کننده برای مدل‌سازی، دقیق نیستند. از اینرو، برای مدل‌سازی این نامعینی‌ها، یک خطای تصادفی کراندار در محدوده $\pm b^r$ و $\pm r^r$ با توزیع یکنواخت به مقادیر دقیق بردارهای مرجع و لندازه‌گیری اضافه شده است. بردارهای اندازه‌گیری در این پژوهش، خروجی حسگرهای خورشید و مغناطیس‌سنج در نظر گرفته شده‌اند. بردارهای مرجع نیز مدل مغناطیس زمین و بردار خورشید هستند. b^r و r^r کران‌های نامعینی در بردارهای مرجع و اندازه‌گیری هستند که ۲۰ درصد مقدار ورودی در نظر گرفته شده‌اند. در این بخش، تأثیر نامعینی داده‌های ورودی بر روی دقت تخمین روش پیشنهادی و روش کواترنیون با استفاده از داده‌های بدست آمده در یک زمان مشخص بررسی می‌شود. جمعیت نخستین کواترنیون‌ها براساس روش تریاد (Triad) تولید شده‌اند. محدوده جستجو ۱۰ درصد مقدار جمعیت اولیه در نظر گرفته شده است.

به منظور یکسان‌سازی معیار مقایسه روش‌ها، معیاری تحت عنوان خطای تعیین وضعیت تعریف شده که به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\theta\delta = \arccos\left(\frac{1}{2}(\text{trace}(\Delta A - 1))\right)$$

در اینجا $\theta\delta$ بیانگر زاویه اویلر ماتریس ΔA است که خطای تعیین وضعیت نامیده می‌شود. ماتریس ΔA به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\Delta A = A_{estimated}^T A_{exact}$$

۱-۱- تحلیل عملکرد در یک گام زمانی

مجموعه بردارهای ورودی و بردار وضعیت مربوطه را به صورت زیر در نظر بگیرید [۱۸]:

$$r_1^{exact} = [-0.54 \quad -0.326 \quad 0.775]^T$$

$$b_1^{exact} = [-0.776 \quad -0.46 \quad 0.43]^T$$

$$r_2^{exact} = [-0.673 \quad 0.000133 \quad 0.74]^T \quad (9)$$

$$b_2^{exact} = [-0.927 \quad 0.01 \quad 0.374]^T$$

$$q^{exact} = \begin{bmatrix} -0.9746 \\ 0.0707 \\ -0.2122 \\ -0.0125 \end{bmatrix}$$

به منظور تولید داده‌های نامعین هم در بردارهای اندازه‌گیری و هم در بردارهای مرجع، خطایی تصادفی با توزیع یکنواخت و کراندار به مقادیر دقیق بردارهای ورودی اضافه شده است. سپس به منظور مقایسه دقیق‌تر، ۱۰۰ داده اغتشاشی تولید شده است و مقدار میانگین و واریانس خطای تعیین وضعیت محاسبه شده است. نتایج حاصل نیز در جدول (۱) ارائه شده است. براساس این نتایج روش پیشنهادی با حلگر NSGA II، در حضور نامعینی‌های کراندار در تمام بردارهای ورودی، دارای میانگین خطای تعیین وضعیت کمتری نسبت به دو روش دیگر است. همچنین، عملکرد مطمئن‌تری نسبت به آن‌ها دارد، زیرا کران‌های خطای تعیین وضعیت آن در محدوده کوچکتری قرار می‌گیرند. لیکن، زمان اجرای آن بسیار بیشتر است.

همانطور که از نتایج مشخص است، دقت تعیین وضعیت با روش کواترنیون وابسته به دقت بردارهای ورودی است. بنابراین هر چه خطای بردارهای ورودی بیشتر باشد دقت تعیین وضعیت نیز به همان نسبت کاهش می‌یابد. در این مثال با تولید ۱۰۰ داده اغتشاشی تصادفی و محاسبه میانگین و واریانس خطای تعیین وضعیت این موضوع نشان داده شده است. مزیت این روش در زمان اجرای کم آن نسبت به روش‌های پیشنهادی است. براساس نتایج، استفاده از الگوریتم بهینه‌یابی کمینه بیشینه برای حل مسئله چندهدفه، زمان اجرا را نسبت به الگوریتم NSGA II بسیار کاهش داده است. لیکن مقدار اندکی از کیفیت پاسخ‌ها کاسته شده است. بیشتر بودن میانگین و واریانس خطا در این روش نسبت به الگوریتم NSGA II، به دلیل ثابت و مشخص بودن ضرایب وزنی در این روش است. لیکن حل حاصل از الگوریتم کمینه-بیشینه دارای میانگین خطای تعیین وضعیت بسیار کمتری نسبت به روش کواترنیون است. همچنین، عملکرد مطمئن‌تری نسبت به آن دارد، زیرا کران‌های خطای تعیین وضعیت آن در محدوده کوچکتری قرار می‌گیرند.

ناهمراستایی و تخمین‌های مرتبه پایین به منظور تهیه مدل، دقیق نیستند و دارای نامعینی هستند. از اینرو، در این پژوهش تمامی خطاها به کمک حساب بازه‌ای، نامعین و کراندار در نظر گرفته شده‌اند. کران‌های خطای اندازه‌گیری مغناطیس‌سنج ± 0.5 درجه، و کران‌های خطای اندازه‌گیری‌های حسگر خورشید ± 0.005 درجه در نظر گرفته شده است. تعیین وضعیت برای ۲۰ دقیقه حرکت ماهواره در مدار با استفاده از روش پیشنهادی انجام شده است.

در شکل‌های (۱)، (۲) و (۳) نتایج تخمین زوایای اویلر به کمک روش کواترنیون و روش پیشنهادی نشان داده شده است. براساس نتایج، تعیین وضعیت به کمک روش کواترنیون، به دلیل اثرپذیری از خطای بردارهای ورودی، دارای دقت کمتری است و روش پیشنهادی عملکرد بهتری دارد، به طوری که خطای وضعیت در روش پیشنهادی دارای کران‌های کوچکتری نسبت به روش کواترنیون است. در این شکل، نمودار سبز، قرمز و آبی رنگ به ترتیب بیانگر خطای تعیین وضعیت روش کواترنیون و روش پیشنهادی و مقدار نامی است. در شکل ۴، ریشه میانگین مجذور (rms) خطای تعیین وضعیت روش پیشنهادی و روش کواترنیون نشان داده شده است. همانطور که مشخص است مقدار rms خطای تعیین وضعیت در روش پیشنهادی بیش از ۵۰٪ کاهش یافته است. این نتایج با توجه به کمینه‌یابی همزمان دو تابع هدف در روش پیشنهادی به دست می‌آید. به عبارتی در روش پیشنهادی هر تابع هدف تا جایی کمینه می‌گردد که اثر مخربی بر بهینه‌یابی تابع هدف دیگر نداشته باشد. بنابراین مقدار تابع هدف L^m در مسئله چندهدفه الزاماً کمتر از مقدار آن در روش کواترنیون نخواهد بود. لیکن بهینه‌یابی همزمان دو تابع هدف باعث می‌شود علاوه بر کاهش میانگین خطای تعیین وضعیت، تغییرات آن نیز کاهش یابد.

در روش‌های پیشنهادی، پاسخ‌هایی قابل قبول هستند که علاوه بر تابع هدف، خطای آن را نیز در حضور داده‌های اغتشاشی کمینه کنند. در روش پیشنهادی، پاسخ‌هایی بهینه هستند که نتوان توسط آن‌ها یک تابع هدف را بهینه کرد بدون اینکه اثر مخربی بر کمینه‌یابی تابع هدف دیگر داشته باشد. به عبارتی، در مسئله مورد بررسی خطای تابع هدف تا جایی کمینه می‌گردد که اثر مخربی بر بهینه‌یابی تابع هدف دیگر نداشته باشد و بالعکس. این امر با کمینه‌یابی پارامترهای α و β برای هر یک از ۱۰۰ داده ورودی حاصل شده است. از آنجا که خطای تابع هدف تابعی از خطای بردارهای ورودی است، بنابراین کمینه کردن خطای تابع هدف باعث کاهش اثر خطای بردارهای ورودی بر دقت تعیین وضعیت می‌شود. بنابراین میانگین خطای تعیین وضعیت و واریانس آن نیز کاهش می‌یابد.

جدول ۱. مقایسه عملکرد روش کواترنیون و روش پیشنهادی

روش	میانگین خطای تعیین وضعیت	واریانس خطای تعیین وضعیت	زمان اجرا
روش کواترنیون	15.1352	95.1604	0.006
روش پیشنهادی با حلگر NSGA II	0.5699	0.1915	124.58
روش پیشنهادی با حلگر کمینه بیشینه	2.2025	0.4409	0.287

۲-۱- تحلیل عملکرد در حرکت مداری

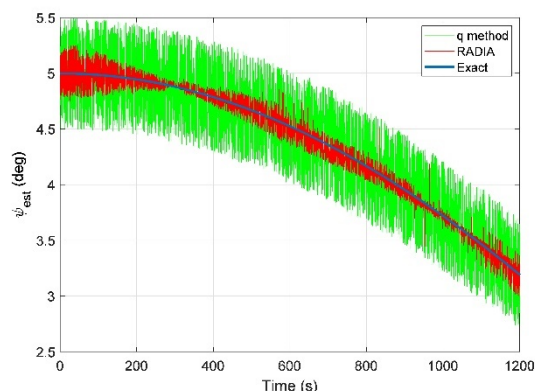
مسئله تعیین وضعیت را برای یک ماهواره در مداری دایروی با میانگین ارتفاع ۸۰۰ کیلومتر در نظر بگیرید. یک شبیه‌سازی غیرخطی از حرکت مداری ماهواره با شرایط نخست مندرج در جدول ۲ انجام شده است. مشخصات ماهواره و مشخصات مداری آن در جدول (۳) آورده شده است. به منظور تعیین وضعیت، از یک حسگر خورشید و یک حسگر سه محوره مغناطیس‌سنج استفاده شده است. به منظور مدل‌سازی میدان مغناطیسی زمین در دستگاه مرجع، از مدل مغناطیس دوقطبی استفاده شده است. همچنین، از مدل شرح داده شده در مرجع [۳۲] برای مدل‌سازی حرکت خورشید استفاده شده است. بردارهای اندازه‌گیری و مرجع به دلیل وجود عواملی نظیر نویز حسگرها،

جدول ۲. شرایط اولیه

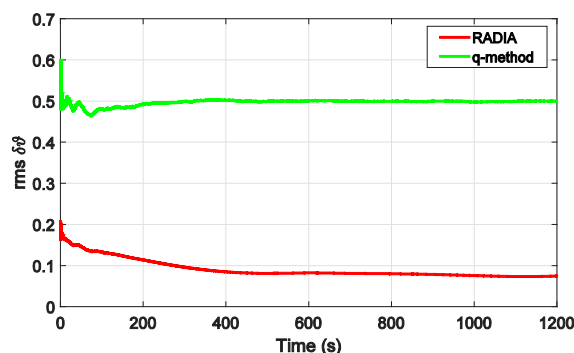
φ_0	0	deg
θ_0	0	deg
ψ_0	5	deg
ω_{x0}	0	rad/s
ω_{y0}	0	rad/s
ω_{z0}	0	rad/s

جدول ۳. مشخصات فیزیکی ماهواره و مشخصات مداری آن

Moment of inertia	80	$Kg.m^2$
Moment of inertia	80	$Kg.m^2$
Moment of inertia	4	$Kg.m^2$
Apogee	800	Km
Perigee	800	Km
Inclination	75	deg
Right Ascension of Ascending Node	0	deg
Argument of Perigee	0	deg



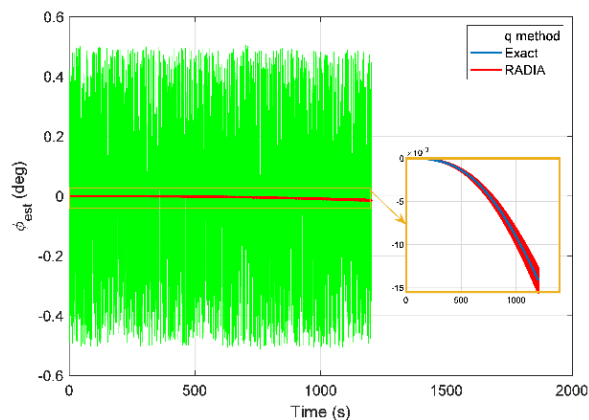
شکل ۳. مقایسه تخمین زاویه سمت



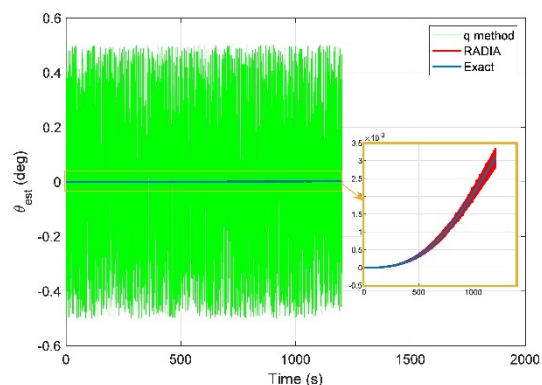
شکل ۴. مقایسه ریشه میانگین مجذور خطای تعیین وضعیت

۵- نتیجه گیری

در این مقاله، عدم قطعیت بردارهای ورودی به صورت کراندار در نظر گرفته شدند و از حساب بازه‌ای به منظور مدل‌سازی آن‌ها استفاده شد. با مدل‌سازی عدم قطعیت‌ها به صورت عباراتی نامعین اما کراندار، و بازنویسی مسئله وهبا، یک مسئله بهینه‌یابی چندهدفه با قیود غیرخطی و با دو تابع هدف حاصل شد. با کمینه‌یابی مسئله چندهدفه غیرخطی بدست آمده به کمک یک حلگر چندهدفه، ضمن بهینه‌یابی تابع اصلی مسئله وهبا، تغییرات آن نیز کمینه‌یابی گردید. به منظور کاهش زمان اجرای ناشی از بکارگیری حلگرهای اکتشافی در حل مسائل چندهدفه، از الگوریتم بهینه‌یابی کمینه-بیشینه به منظور حل مسئله چندهدفه استفاده شد. خروجی این فرآیند ضمن داشتن زمان اجرای کم، به دست آوردن پاسخ‌های بهینه‌ای است که کمترین اثرپذیری را از عدم قطعیت بردارهای ورودی دارند. به عبارتی دیگر، خطای تعیین وضعیت الگوریتم‌های مبتنی برحل مسئله وهبا کمینه گردید. خصوصیتی که



شکل ۱. مقایسه تخمین زاویه رول



شکل ۲. مقایسه تخمین زاویه پیچ

- [15] Hajiyeve, C., Cilden-Guler, D. Satellite attitude estimation using svd-aided ekf with simultaneous process and measurement covariance adaptation. *Adv. Space Res.* Vol. 68, No. 9, pp. 3875–3890. 2021.
- [16] Hajiyeve, C., Cilden-Guler, D. Attitude filtering with uncertain process and measurement noise covariance using SVD-aided adaptive UKF. *Int J Robust Nonlinear Control.* Vol. 33, No. 17, pp. 10512–10531. 2023.
- [17] Chingiz Hajiyeve, Demet Cilden-Guler, Attitude and gyro bias estimation by SVD-aided EKF, *Measurement*, Vol. 205, 2022.
- [18] Ahmed, S. and E.C. Kerrigan, Robust Static Attitude Determination via Robust Optimization. *IFAC Proceedings Volumes*, Vol. 44, No. 1, pp. 5807-5812. 2011.
- [19] Ahmed, S., E.C. Kerrigan, and I.M. Jaimoukha, A semidefinite relaxation-based algorithm for robust attitude estimation. *IEEE transactions on signal processing*, Vol. 60, No. 8, pp. 3942-3952. 2012.
- [20] Yang, H. and L. Carlone, A quaternion-based certifiably optimal solution to the Wahba problem with outliers. in *Proceedings of the IEEE/CVF International Conference on Computer Vision*. 2019.
- [21] Bhatt, M., S. Sukumar, and A.K. Sanyal. Rigid body geometric attitude estimator using multi-rate sensors. in *2020 59th IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*. 2020.
- [22] Wu, J., et al. Lasso Wahba's Problem and Its Analytical Solution for Spacecraft Attitude Determination. in *2021 IEEE 17th International Conference on Automation Science and Engineering (CASE)*. 2021. IEEE.
- [23] Wahba, G., A least squares estimate of satellite attitude. *SIAM review*, Vol.7, No. 3, pp. 409-409. 1965.
- [24] Lerner, G.M., Three-axis attitude determination, in *Spacecraft Attitude Determination and Control*, J.R. Wertz, Editor, Kluwer Academic: Dordrecht. 1978.
- [25] Chang, G., T. Xu, and Q. Wang, Error analysis of Davenport's method. *Automatica*, Vol. 75, pp. 217-220. 2017.
- [26] Shuster, M.D., The generalized Wahba problem. *The Journal of the Astronautical Sciences*, Vol. 54, No. 2, pp. 245-259. 2006.
- [27] Moore, R.E., R.B. Kearfott, and J.M. Cloud, Introduction to interval analysis, Philadelphia, PA: Society for Industrial and Applied Mathematics. 2009.
- [۲۸] ح. قدیری، «تعیین وضعیت ماهواره با استفاده از حساب بازه‌ای»، رساله دکتری، مجتمع دانشگاهی هوافضا، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ۱۴۰۱.
- [29] Ghadiri, H., Esmaelzadeh, R., and Zardashti, R. Robust optimal attitude determination using interval analysis. *Advances in Space Research*, Vol. 69, No. 6, 2611-2617. 2022.
- [۳۰] ر. اسماعیلزاده، ح. قدیری و ر. زردشتی، «توسعه تعیین وضعیت استاتیکی ماهواره براساس یک الگوریتم چند هدفه مبتنی بر حساب بازه‌ای»، دانش و فناوری هوافضا، ۱۴۰۱.

دیگر روش‌های نقطه به نقطه از آن بهره‌مند نیستند. همچنین استفاده از حلگر نیل به آرمان در قالب یک مسئله بهینه‌یابی کمینه بیشینه امکان به کارگیری برخط روش پیشنهادی را فراهم می‌کند.

تعارض منافع

هیچ‌گونه تعارض منافع توسط نویسندگان بیان نشده است.

مراجع

- [1] Markley, F.L. and J.L. Crassidis, Fundamentals of spacecraft attitude determination and control, Springer. 2014.
- [2] Shuster, M. Approximate algorithms for fast optimal attitude computation. in *Guidance and Control Conference*. 1978.
- [3] Shuster, M.D. and S.D. Oh, Three-axis attitude determination from vector observations. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, Vol. 4, No. 1, pp. 70-77. 1981.
- [4] Markley, F.L. and D. Mortari, Quaternion attitude estimation using vector observations. *Journal of the Astronautical Sciences*, Vol. 48, No. 2, pp. 359-380. 2000.
- [5] Mortari, D., ESOQ-2 single-point algorithm for fast optimal spacecraft attitude determination. *Advances in the Astronautical Sciences*, Vol. 95, pp. 817-826. 1997.
- [6] Mortari, D., ESOQ: A closed-form solution to the Wahba problem. *Journal of the Astronautical Sciences*, Vol. 45, No. 2, pp. 195-204. 1997.
- [7] Markley, F.L., Attitude determination using vector observations and the singular value decomposition. *Journal of the Astronautical Sciences*, Vol. 36, No. 3, pp. 245-258. 1988.
- [8] Markley, F.L., Attitude determination using vector observations: A fast optimal matrix algorithm. 1993.
- [9] Wu, J., et al., Fast linear quaternion attitude estimator using vector observations. *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, Vol. 15, No. 1, pp. 307-319. 2018.
- [10] Bar-Itzhack, I.Y., REQUEST-A recursive QUEST algorithm for sequential attitude determination. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, Vol. 19, No. 5, pp. 1034-1038. 1996.
- [11] Choukroun, D., I.Y. Bar-Itzhack, and Y. Oshman, Optimal-REQUEST algorithm for attitude determination. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, Vol. 27, No. 3, pp. 418-425. 2004.
- [12] Psiaki, M.L., Attitude-determination filtering via extended quaternion estimation. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, Vol. 23, No. 2, pp. 206-214. 2000.
- [13] Christian, J.A. and E.G. Lightsey, Sequential optimal attitude recursion filter. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, Vol. 33, No. 6, pp. 1787-1800. 2010.
- [14] Yun, X., Bachmann, E.R. Design, implementation, and experimental results of a quaternion-based Kalman filter for human body motion tracking. *IEEE Trans. Robot.* Vol. 22, No. 6, pp. 1216–1227. 2006.

- [31] Branke, J., Branke, J., Deb, K., Miettinen, K., and Slowiński, R. (Eds.). Multiobjective optimization: Interactive and evolutionary approaches. Vol. 5252. Springer Science & Business Media. 2008.
- [32] Vallado, D. A. Fundamentals of astrodynamics and applications. Vol. 12. Springer Science & Business Media, 2001.



COPYRIGHTS

© 2024 by the authors. Licensee Iranian Space Research Center of Iran. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution 4.0 International (CC BY 4.0) (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>)



Available in:
Journal.isrc.ac.ir

Journal of
Space Science, Technology
& Applications (Persian)

Vol. 3, No. 2, pp.: 140-153
2024

DOI:

10.22034/jssta.2024.42967.1148

Article Info

Received: 2023-12-09
Accepted: 2024-02-19

Keywords

Friction stir welding,
Taguchi method, composite,
aluminum, polycarbonate,
epoxy glue

How to Cite this article

Saeed Ahmadpour Kasgari,
MohammadReza
MohammadAliha, "Optimal
Parameters for Joining Polymer
and Aluminum with an
Adhesive Layer Using Friction
Stir Welding in Aerospace
Industry", *Journal of Space
Science, Technology and
Applications*, vol 3(2), p.:140-
153, 2024.

Optimal Parameters for Joining Polymer and Aluminum with an Adhesive Layer Using Friction Stir Welding in Aerospace Industry

Saeed Ahmadpour Kasgari¹, MohammadReza MohammadAliha²

- 1*- PHD student of School of Industrial Engineering, Iran university of science & technology, Tehran, Iran, ahmadpour_saeed@yahoo.com
2. Faculty of School of Industrial Engineering, Iran university of science & technology, Tehran, Iran, mrm_aliha@iust.ac.ir

Abstract

Paying attention to the increasing use of metal-polymer composites in aerial and space structures and their economic efficiency, it is possible to achieve a more economical and high-quality connection by determining the appropriate parameters. The purpose of this article is to calculate the optimal parameters for the friction stir welding (FSW) process to properly join aluminum to polymer. Polycarbonate sheets and aluminum alloy sheets, widely used materials in the aerospace industry, were employed for FSW. Initially, a traditional FSW was conducted without additional material. Subsequently, for two samples, a layer of epoxy glue was placed between the two sheets, followed by FSW. On the second sample, a restorative FSW was performed with a 10 mm comb stirrer head. The results indicated that the most optimal condition was a spindle speed of 1400 r/min and a welding speed of 50 mm/min, particularly for the sample with epoxy glue and repair welding. Traditional FSW showed flaws, while FSW with adhesive displayed fewer defects. Repair welding significantly influenced the FSW joint, enhancing the cleanliness of the macroscopic appearance of the weld surface. In the tensile test, it was observed that the tensile strength of the repair weld exceeded that of the joint welded by two traditional methods and with glue. Microscopic results revealed more holes in FSW with two traditional methods and with glue, gradually reducing defects during repair welding.



پارامترهای بهینه برای اتصال پلیمر و آلومینیوم با یک لایه چسب با استفاده از جوش اصطکاکی اغتشاشی در صنعت هوافضا

دسترس پذیر در نشانی:
Journal.isrc.ac.ir

دو فصلنامه
علوم، فناوری و
کاربردهای فضایی

سال سوم، شماره ۲، صفحه ۱۴۰-۱۵۳
پاییز و زمستان ۱۴۰۲

DOI:
10.22034/jsssta.2024.429670.1148

سعید احمدپور کاسگری^۱، محمدرضا محمد علیها^{۲*}

۱- دانشجوی دکترای تخصصی، مرکز تحقیقات جوش و اتصال، دانشکده مهندسی صنایع، دانشگاه علم و صنعت، تهران، ایران ahmadpour_saeed@yahoo.com

۲- عضو هیئت علمی مرکز تحقیقات جوش و اتصال، دانشکده مهندسی صنایع، دانشگاه علم و صنعت، تهران، ایران (نویسنده مسئول) mrm_aliha@iust.ac.ir

چکیده

با توجه به استفاده ی روزافزون از کامپوزیت های پلیمری فلزی در سازه های هوایی، فضایی و صرفه ی اقتصادی آن، با تعیین پارامترهای مناسب می توان به اتصال به صرفه و با کیفیت تر دست یافت. هدف از این مقاله، محاسبه ی پارامترهای بهینه فرآیند جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی (FSW) برای اتصال مناسب آلومینیوم به پلیمر است. برای FSW ورق پلی کربنات و ورق آلیاژ آلومینیوم به عنوان مواد پر کاربرد در صنعت هوافضا استفاده شد. ابتدا بدون ماده اضافی (سنتی)، سپس برای دو نمونه لایه ای از چسب اپوکسی بین دو ورق قرار گرفت و سپس FSW شدند که روی نمونه دوم، FSW ترمیمی با سر همزن شانه ای ۱۰ میلی متری انجام شد. نتایج نشان داد، بهینه ترین حالت سرعت اسپیندل ۱۴۰۰ r/min و سرعت جوشکاری ۵۰ mm/min و جوشکاری ترمیمی بر روی نمونه چسب اپوکسی بود. در FSW سنتی عیوبی وجود داشت. FSW با چسب، عیوب کمتری مشاهده شد، جوشکاری ترمیمی اثر قوی بر روی اتصال FSW داشته و تمیزی ظاهر میکروسکوپی سطح جوش را بهبود بخشید. در آزمون کشش مشخص شد، استحکام کششی جوش ترمیمی بیشتر از اتصال جوش داده شده به دو روش سنتی و با چسب است. از نتایج میکروسکوپی می توان دریافت که در FSW به دو روش سنتی و با چسب سوراخ های بیشتری وجود دارد و در حین جوشکاری ترمیمی عیوب بتدریج کاهش می یابد.

تاریخچه داوری

دریافت: ۱۴۰۲/۰۹/۱۸

پذیرش: ۱۴۰۲/۱۱/۳۰

واژه های کلیدی

جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی،
روش تاگوچی، کامپوزیت،
آلومینیم، پلی کربنات،

نحوه استناد به این مقاله

سعید احمدپور کاسگری، محمدرضا محمدعلیها، "پارامترهای بهینه برای اتصال پلیمر و آلومینیوم با یک لایه چسب با استفاده از جوش اصطکاکی اغتشاشی در صنعت هوافضا"، *دوفصلنامه علوم، فناوری و کاربردهای فضایی*، جلد سوم، شماره دوم، صفحات ۱۴۰-۱۵۳، ۱۴۰۲.

۱- مقدمه

در دو دهه گذشته، تعمیر سازه های هوایی و فضایی با استفاده از کامپوزیت های پلیمری و فلزی توجه زیادی را در صنعت هوافضا به خود جلب کرده است، زیرا صرفه ی اقتصادی بیشتری نسبت به جایگزینی قطعات جدید دارد. با افزایش استفاده از کامپوزیت های فلزی-پلیمری در زمینه هوافضا بازیابی یکپارچگی ساختار با تعمیر قسمت آسیب دیده ضروری است. نگرانی های مربوط به دوام طولانی مدت اتصالات پیوندی تعمیریه همیشه مانع اصلی برای اجزای حیاتی سازه های هوافضا بوده است. در این مقاله تحقیقات در مورد افزایش دوام اتصالات سازه های کامپوزیتی آلومینیوم و پلی مر بررسی شده است تا نگرانی های دوام و مقاومت اتصالات برطرف شود و با بررسی پارامترهای مرتبط با اتصال آلومینیوم و پلیمر بتوان به توسعه ی اتصالات و تعمیر مقرون به صرفه تر، با کیفیت بهتر و قابل اعتماد بیشتر رسید [۱].

جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی (FSW) یک فرآیند ترمومکانیکی شامل فعل و انفعالات پیچیده بین پدیده های مختلف می باشد و در طول ناحیه جوش متفاوت است [۲ و ۳]. این نوع جوشکاری برای طیف وسیعی از مواد قابل استفاده بوده و در آن هیچ پاشش و گرد و غباری وجود ندارد و به گاز محافظ و سیم جوش نیازی نیست [۴] و برای طیف وسیعی از مواد و در صنایع مختلف از جمله هوافضا کاربرد دارد [۵]. در صنعت هوافضا از مواد با کیفیت و قدرت بالا استفاده می شود. تجهیزات مورد استفاده در هوافضا نیاز به خصوصیات فیزیکی، شیمیایی و مکانیکی عالی دارد. با استفاده از مواد پلیمری و ساخت کامپوزیت ها می توان به این مهم دست یافت [۶].

در کارهای مختلفی در زمینه اتصالات فلزی مشابه و غیرمشابه نشان داده شده است که با استفاده از FSW می توان جوشکاری با کیفیت بالاتری ارائه داد [۷-۱۰].. علاوه بر این، مطالعات متعددی در مورد تأثیر پارامترهای ورودی جوش بر روی خواص کیفی و مقاومتی اتصالات دو فلزی وجود دارد [۱۱-۱۸]. اما پلیمرها و آلیاژهای آلومینیوم با یکدیگر تفاوت بسیاری دارند. آلیاژهای آلومینیوم کریستالی هستند اما پلیمرها، زنجیره های مولکولی با طول های مختلف هستند. از آنجایی که زنجیره های مولکولی کوتاه در پلیمرها در حین جوشکاری زودتر از زنجیره های مولکولی بلند در آنها به نقطه ذوب می رسند، پلیمرها ترموپلاستیک بوده و نقطه ذوب ثابتی ندارند بلکه محدوده ذوب دارند. محدوده ی ذوب پلیمرها بسیار کمتر از نقطه ذوب آلیاژ آلومینیوم است.

آلومینیوم 6061 یکی از آلیاژهای آلومینیوم با قابلیت رسوب سختی است، که منیزیم و سیلیسیم عناصر اصلی آلیاژی آن را تشکیل می دهند [۱۹]. آلیاژهای آلومینیوم با هدایت الکتریکی بالا، رنگ نقره ای درخشان، وزن مخصوص پایین و مقاومت به خوردگی بالا یک ماده ی کاربردی در صنعت هوافضا است. همچنین یکی از رایج ترین شکل های پلاستیک، پلی کربنات ها (PC) هستند. پلی کربنات ها شفاف، سبک وزن، با استحکام بالا، مقاوم در برابر ضربه و شرایط آب و هوایی سخت در پنجره های کابین خلبان، سازه های ساختمانی و پوشش برای تجهیزات الکترونیکی استفاده می شود [۲۰]. مواد کامپوزیتی علی رغم هزینه های عموماً بالا در محصولاتی با کارایی بالا که باید سبک و در عین حال به اندازه کافی قوی برای تحمل بارهای زیاد باشند، مانند سازه های هوافضا (دم، بال و بدنه) محبوبیت پیدا کرده اند [۲۱]. موتور توربین گازی هواپیما، تیغه ی فن، نازل تخلیه موتور توربین گازی، پیش رانش موشک، نازل موتور موشک و ضمیمه های نازل، اتاقک پرتاب موتور راکت از جمله مواردی هستند که مواد کامپوزیتی در آنها استفاده شده است [۲۲].

در طول فرآیند جوشکاری، ممکن است آلیاژ آلومینیوم به طور کامل پلاستیکی نشده باشد اما در همین حین مواد پلیمری تخریب شوند. لذا واکنش سطحی مستقیم بین پلیمر و آلیاژ آلومینیوم منجر به بروز مشکلاتی مانند شکل گیری ضعیف جوش و استحکام پایین اتصال می شود [۱۹].

باندینگ چسب یک روش اتصال فاز جامد است که در آن یک چسب بین مواد پایه اضافه می شود و نیروی چسب برای دستیابی به سطح تماس وسیعی از مواد بین چسب، فلز پایه و پلیمر استفاده می شود [۲۳]. پیوند چسب فرآیندی است که در آن دو شریک توسط اینترلاک مکانیکی، جذب فیزیکی و اتصال شیمیایی به هم می پیوندند و به طور گسترده در اتصال مواد کامپوزیت استفاده می شود [۲۴]. مطالعات بسیار کمی با تمرکز بر بهسازی سطح قبل از اتصال، تأثیر خاصیت چسب، تشخیص و ارزیابی بخش پیوند خورده انجام شد. چسب اپوکسی به دلیل پلیمری بودن در FSW استفاده شده است [۲۵]. چندین مطالعه در زمینه fsw بین پلیمرهایی مانند پلی متیل متا آکریلیک، پلی پروپیلن، نایلون، پلی اتر اتر کتون، پلی اتیلن با آلیاژهای مانند آلومینیوم و منیزم انجام شده است (۲۶-۳۳). همچنین پژوهش های در زمینه اتصال الومینیوم به پلی کربنات (۳۴-۳۸) انجام شده است که روش های اتصال به کمک چسب و استفاده از

در این معادلات، S انحراف استاندارد، y_i مقدار مشخص اندازه‌گیری شده یا همان پاسخ و n تعداد پاسخها است. تعداد آزمایشات تاگوچی ۹ و دارای ۴ سطح کیفی می‌باشد.

۲-۲- جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی

برای جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی، ورق پلی‌کربنات با مشخصات جدول (۱) و ورق آلیاژ آلومینیوم 6061-T6 با مشخصات جدول (۲) بر روی هم قرار می‌گیرند. ابعاد ورق‌ها $200 \times 100 \times 2$ mm می‌باشد. قبل از جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی، سطح ورق آلیاژ آلومینیوم با اتانول پاک می‌شوند تا ناخالصی‌ها و اکسیدهای روی سطح پاک شود. چسب اپوکسی مورد استفاده، خمیر اپوکسی دو جزئی MasterBrace® 1438 است که مشخصات آن در جدول (۳) نشان داده شده است. توان اسمی دستگاه ۱۱ کیلو وات و حداکثر سرعت اسپیندل ۱۵۰۰ دور در دقیقه، طول کل سر همزن ۵۰ میلی‌متر، طول پین همزن ۲/۳ میلی‌متر، طول و قطر انتهای گیره به ترتیب ۴۰ میلی‌متر و ۲۰ میلی‌متر و قطر شانه شفت ۱۰ میلی‌متر است.

ورق آلیاژ آلومینیوم 6061-T6 و ورق پلی‌کربنات روی همدیگر به‌صورتی قرار می‌گیرند که ورق پلی‌کربنات پایین و ورق آلومینیوم بالا قرار می‌گیرد (شکل ۱). هنگام جوشکاری ابتدا پین همزن را به آرامی داخل قطعه کار قرار داده می‌شود تا جوشکاری شروع شود. به محض اینکه سر همزن به انتهای قطعه کار برسد، آنرا به‌صورت عمودی به سمت بالا حرکت می‌دهیم تا از سطح قطعه کار فاصله بگیرد لذا اثر یک سطح گرد بروی سطح باقی می‌ماند.

ابتدا دو ورق بدون هیچگونه ماده اضافی بر روی هم قرار گرفته و جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی شدند (نوع اول)، سپس لایه‌ای از چسب اپوکسی مابین دو ورق قرار گرفت و سپس جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی شدند (نوع دوم). این نوع جوشکاری برای هر آزمایش دو بار تکرار شد و دو نمونه‌ی کامپوزیت شده تهیه شد که بر روی نمونه دوم جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی ترمیمی انجام شد (نوع سوم). با انجام آزمایشات متعدد، برای جوشکاری‌ها نوع اول و دوم، عمق فرورفتگی پین همزن روی ۲/۳ میلی‌متر و زاویه ابزار ۲/۵ درجه تنظیم گردید و برای جوشکاری نوع سوم از سر همزن بدون پین با قطر شانه ۱۰ میلی‌متر با فشار به عمق ۰/۲

جوش ترمیمی و همچنین ترکیب هر دو روش با هم به‌عنوان یک خلا تحقیقاتی در آنها بوده است.

در این مطالعه برای جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی از روش نمونه‌گیری بر پایه تاگوچی استفاده می‌شود. روش تاگوچی و طراحی آزمایش‌ها ابزاری قوی برای افزایش کیفیت محصول و رفع علل ایجاد زیان‌های کیفی، به‌ویژه در مراحل پیش از تولید محصول یا ارائه خدمات است [۳۹] و در مطالعات بسیاری از آن استفاده شده است [۴۰-۴۴]. با تغییر پارامترهای مهمی چون سرعت دورانی و سرعت خطی و در نظر گرفتن تاثیر نسبت این دو در کنار هم، نمونه‌های حاصل شده را از نظر عیوب داخلی حاصله از فرآیند اغتشاشی اصطکاکی، توسط تست‌های غیرمخرب بررسی می‌شود و نمونه‌های تایید شده، تحت بررسی‌های میکرو ساختاری میکروسکوپ نوری قرار خواهد گرفت و پس از آن تست‌های مکانیکی کشش انجام می‌شود.

۲- مواد و روش‌ها

۲-۱- روش تاگوچی

در روش تاگوچی، نسبت سیگنال به نویز (S/N) ویژگی کیفیتی یا متغیر پاسخ است. بیشترین مقدار این نسبت، مطلوب به‌شمار می‌آید؛ زیرا از اثر فاکتورهای کنترل نشدنی یا نویز کاسته می‌شود. معمولاً سه ویژگی کیفیتی برای S/N تعریف شده است [۴۵]:

الف) مقادیر اسمی نزدیکتر
(۱)

$$\frac{S}{N} = -10 \log \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{1}{y_i^2} \right)$$

ب) بیشتر-بهرتر
(۲)

$$\frac{S}{N} = -10 \log \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_i^2 \right) = -10 \log y^{-2}$$

ج) کمتر-بهرتر
(۳)

$$\frac{S}{N} = -10 \log \left(\frac{1}{nS} \sum_{i=1}^n y_i^2 \right) = -10 \log \frac{\bar{y}^2}{S^2}$$

جدول (۲). ترکیب شیمیایی فلزات پایه در درصد وزنی آلیاژ

آلومینیوم 6061-T6

عنصر	درصد وزنی
آلومینیوم	۹۵/۹۸-۸۵/۵۶ %
کروم	۰/۰۴-۰/۳۵ %
مس	۰/۱۵-۰/۴ %
آهن	$\leq ۰/۷$ %
منیزیم	$۰/۸ - ۱/۲$ %
منگنز	$\leq ۰/۱۵$ %
سیلیکون	$۰/۴ - ۰/۸$ %
تیتانیوم	$\leq ۰/۱۵$ %
روی	$\leq ۰/۲۵$ %

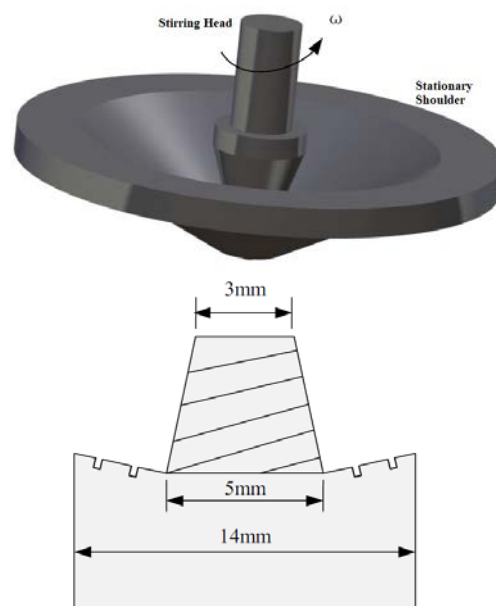
میلی متر استفاده شد (شکل ۲). بر روی تمام نمونه های جوشکاری آزمایش تست کشش انجام شد. در طول جوشکاری ترمیمی، ابزار بایستی به گونه ای تنظیم شود که نقطه شروع جوشکاری همان نقطه شروع جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی با جوش چسب اپوکسی باشد. به عبارت دیگر مرکز سر همزن بدون پین دقیقاً در مرکز جوش باشد و سپس اجرا شود.



شکل (۱) نمای قرار گیری آلومینیوم روی پلی کربنات

جدول (۳). خواص خمیر اپوکسی دو جزئی MasterBrace® 1438 [۴۶].

	Part A	Part B
شکل	خمیری	مایع ویسکوز
رنگ	سفید	سیاه
دانسیته (مخلوط)	$۱/۳ - ۱/۴$ kg/L	
۳۰ °C ضخامت بدون افتادگی (ASTM D2730)	۱۲ mm	
دمای خمش گرمایی (ASTM D648)	۴۸ °C	
دمای کاربرد	۱۰ °C	۳۰ °C
خصوصیات عمل آوری	۱۰ °C	۲۱ °C
فرصت	۱۲۰ minutes	۴۰ minutes
کاربری (100 g)	minutes	minutes
حداقل زمان	5 hours	۳ hours
گیرش	5 hours	۲ hours
جامد شدن اولیه (AASHTOT-237)	۷ days	۱ day
زمان لازم برای جامد شدن کامل (ASTM D695)	۲۱ days	۷ days
	۲ days	۲ days



شکل (۲) شماتیک شانه و سر همزن

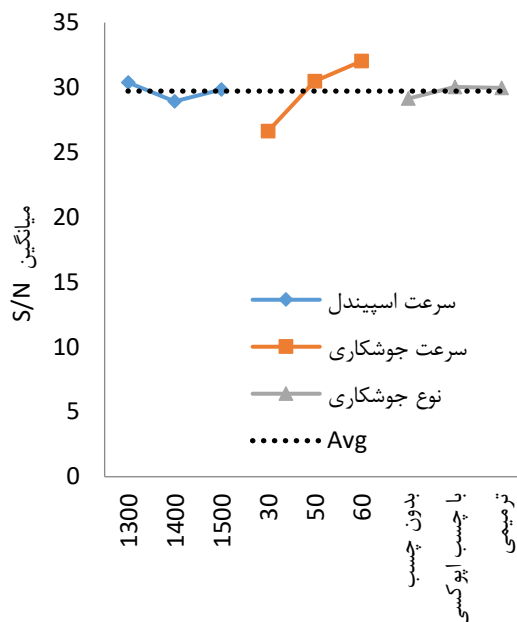
جدول (۱). خواص فیزیکی پلی کربنات (PC)

نیروی برشی	N/mm^2 ۷۰-۸۰
ضریب استحکام ضربه	KJ/m^2 ۶۰-۸۰
ضریب انبساط حرارتی	۶۵×10^{-6}
حداکثر دمای مورد استفاده	۱۲۵ °C
دانسیته	g/cm^3 ۱/۲۰

۳-نتایج

۳-۱- طراحی آزمایش

طرح آزمایش در روش تاگوجی بر اساس فاکتوریل جزئی است. انتخاب ماتریس ارتوگونال مناسب، وابسته به تعداد



شکل (۳). اثرات اصلی بر روی نسبت S/N



شکل (۴). نمودار تعامل برای نسبت های S/N سرعت اسپیندل نسبت به سرعت جوشکاری

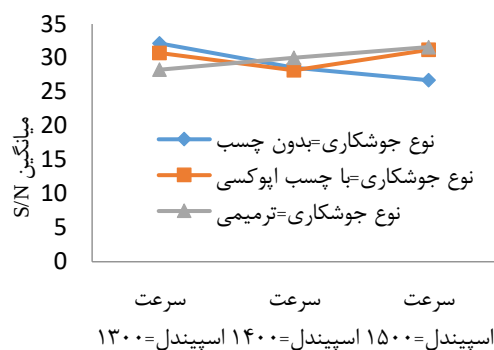
پارامترهای قابل کنترل و سطوح موردنظر دارد. سه پارامتر شامل سرعت اسپیندل، سرعت جوشکاری و نوع جوشکاری در سه سطح مختلف به عنوان پارامترهای متغیر انتخاب شدند (جدول ۴). در نمونه‌هایی که بالاتر و پایینتر از سطوح انتخاب شده جوشکاری شدند عیوبی همانند نقص تونلی مشاهده شد. درجه آزادی کل در یک ماتریس ارتوگونال باید بیشتر از تعداد پارامترها و یا حداقل برابر آن باشد. از این رو ماتریس ارتوگونال تاگوچی $L_{27}(3^3)$ انتخاب شد و تعداد آزمایش‌ها به عدد ۲۷ کاهش یافت. در جدول (۵) نتایج آزمایشات تست کشش این ۲۷ آزمایش نشان داده شده است. همچنین نتیجه انواع مختلف S/N نیز در جدول (۶) نشان داده شده است که با توجه به جدول مذکور بهینه‌ترین حالت سرعت اسپیندل ۱۴۰۰ r/min (سطح ۲) و سرعت جوشکاری ۵۰ mm/min (سطح ۲) و جوشکاری ترمیمی بر روی نمونه چسب اپوکسی (سطح ۳) است. شکل‌های (۳) الی (۶) نشان دهنده اثرات پارامترهای مختلف بر روی S/N اسمی می‌باشد. در تمامی موارد مشاهده می‌شود که اثرات چسب و جوشکاری ترمیمی با سرعت اسپیندل و سرعت جوشکاری بر روی S/N تأثیرگذار است. در آزمایشات انجام شده مشخص شده است، سرعت چرخش مهم‌ترین عامل و سرعت جوش کمترین عامل تأثیرگذار بر استحکام کامپوزیت حاصل از اتصال FSW پلی کربنات و Al6061 است. در مطالعات پیشین نیز مشخص شده است، استحکام کامپوزیت تشکیل شده با سرعت اسپیندل افزایش می‌یابد و پس از رسیدن به یک نقطه معین کاهش می‌یابد و مقدار پارامترهای بدست آمده در این مطالعه نزدیک به مقدار آنها در تحقیقات مشابه می‌باشد [۲۶ و ۳۶-۳۴].

جدول (۴). پارامترهای طراحی و سطوح مربوطه

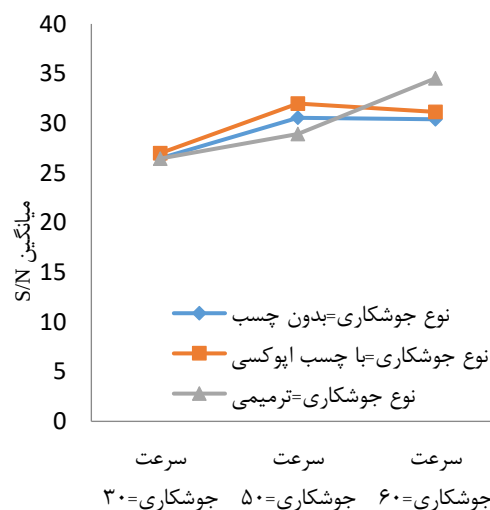
پارامتر	واحد	سطوح		
		۱	۲	۳
سرعت اسپیندل	r/min	۱۳۰۰	۱۴۰۰	۱۵۰۰
سرعت جوشکاری	mm/min	۳۰	۵۰	۶۰
نوع جوشکاری		بدون چسب	با چسب	ترمیمی بر روی نمونه با چسب

جدول (۵). ماتریس ارتوکونال تاگوچی $L27(3^{13})$

استحکام کششی (MPa)	نوع جوشکاری	سرعت جوشکاری	سرعت اسپیندل	شماره آزمایش
۱۶/۸۵	بدون چسب	۳۰	۱۳۰۰	۱
۱۸/۷۹	با چسب اپوکسی	۳۰	۱۳۰۰	۲
۲۱/۳۴	ترمیمی	۳۰	۱۳۰۰	۳
۱۷/۱۲	بدون چسب	۵۰	۱۳۰۰	۴
۱۹/۴	با چسب اپوکسی	۵۰	۱۳۰۰	۵
۲۱/۸۷	ترمیمی	۵۰	۱۳۰۰	۶
۱۷/۶۳	بدون چسب	۶۰	۱۳۰۰	۷
۱۹/۵۳	با چسب اپوکسی	۶۰	۱۳۰۰	۸
۲۲/۱۳	ترمیمی	۶۰	۱۳۰۰	۹
۱۹/۴۲	بدون چسب	۳۰	۱۴۰۰	۱۰
۱۹/۹۶	با چسب اپوکسی	۳۰	۱۴۰۰	۱۱
۲۱/۵۶	ترمیمی	۳۰	۱۴۰۰	۱۲
۲۲/۶۹	بدون چسب	۵۰	۱۴۰۰	۱۳
۱۹/۴	با چسب اپوکسی	۵۰	۱۴۰۰	۱۴
۲۴/۴۸	ترمیمی	۵۰	۱۴۰۰	۱۵
۲۱/۴۵	بدون چسب	۶۰	۱۴۰۰	۱۶
۲۱/۷۹	با چسب اپوکسی	۶۰	۱۴۰۰	۱۷
۲۲/۳۶	ترمیمی	۶۰	۱۴۰۰	۱۸
۲۲/۱۹	بدون چسب	۳۰	۱۵۰۰	۱۹
۲۲/۸۴	با چسب اپوکسی	۳۰	۱۵۰۰	۲۰
۲۳/۱۵	ترمیمی	۳۰	۱۵۰۰	۲۱
۲۲/۷۲	بدون چسب	۵۰	۱۵۰۰	۲۲
۲۱/۷۲	با چسب اپوکسی	۵۰	۱۵۰۰	۲۳
۲۴/۳۲	ترمیمی	۵۰	۱۵۰۰	۲۴
۱۸/۹۶	بدون چسب	۶۰	۱۵۰۰	۲۵
۱۹/۳۷	با چسب اپوکسی	۶۰	۱۵۰۰	۲۶
۲۱/۳۲	ترمیمی	۶۰	۱۵۰۰	۲۷



شکل (۵). نمودار تعامل برای نسبت های S/N سرعت اسپیندل نسبت به نوع جوشکاری



شکل (۶). نمودار تعامل برای نسبت های S/N سرعت جوشکاری نسبت به نوع جوشکاری

تا (۱۰) به وضوح می‌توان مشاهده کرد که در جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی بدون چسب، عیوبی همانند سوراخ‌ها، تونل‌ها، شیارها و برجستگی‌های جوش ظاهر می‌شوند (الف). جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی با استفاده از چسب اپوکسی بین صفحات، می‌تواند به‌طور موثر جوشکاری را پر کند، اما سوراخ‌ها و عیوب شیار در جوشکاری وجود دارد (ب). از سوی دیگر، مشاهده می‌شود که جوشکاری ترمیمی اثر ترمیمی قوی بر روی اتصال جوش اصطکاکی اغتشاشی دارد و تمیزی ظاهر ماکروسکوپی سطح جوش را بهبود می‌بخشد (ج). همچنین از شکل‌های (۷) تا (۱۰)، می‌توان دریافت که به‌دلیل اثر همزن جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی ترمیمی (ج)، سطح درز جوشکاری نیروی محوری بیشتری را نسبت به محور اصلی متحمل می‌شود، بنابراین در این سطح کل درز جوش کمی کوچکتر از صفحه افقی به جهت پدیده فرونشست آلیاژ آلومینیوم A6061-T6 است. این پدیده، سر همزن با شانه ۱۰ میلی‌متری نسبت به جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی با استفاده از چسب اپوکسی بین صفحات (ب)، جدی‌تر است، به‌طوری‌که در حین جوشکاری ترمیمی، مواد دو طرف جوش اصلی در اثر هم زدن شرکت نمی‌کنند. از این رو، بخشی از مواد آلیاژ آلومینیوم A6061-T6 در دو طرف جوشکاری تحت چرخش پرسرعت سر همزن بدون پین به سمت مرکز درز جوش جریان می‌یابد و ناحیه فرورفتگی را در مرکز پر می‌کند. از درز جوش همچنین می‌توان مشاهده کرد که برای نقص سوراخ که باید در انتهای جوش وجود داشته باشد، سر همزن بدون پین با شانه ۱۰ میلی‌متری می‌تواند به‌طور موثر سوراخ را پس از جوشکاری ترمیمی پر کند. افزایش عمق فرو بردن منجر به وجود مواد باقیمانده در سمت پیشروی می‌شود [۳۷]. گائو و همکاران [۲۷] و شاهمیری و همکاران [۲۸] سطوح اتصال زیرتری را با افزایش سرعت چرخش ابزار و کاهش سرعت جوشکاری بدست آوردند. اگرچه در هنگام عملیات، سرعت چرخش بیش از حد بالا باعث سرریز شدن پلیمر به‌دلیل انبساط حرارتی زیاد آن می‌شود [۲۹]. هوانگ و همکاران گزارش دادند که سرریز به تدریج با کاهش سرعت جوشکاری کاهش می‌یابد [۳۰]. برخلاف رویه رایج، درازکلا و الیاسی [۳۱] و درازکلا و همکاران [۳۲]، فرآیند FSW را به گونه‌ای انجام دادند که پلیمر در بالا، رو به پروب ابزار و فلز در پایین، برای افزایش سرعت خنک کننده پس از برداشتن ابزار، قرار داده شدند.

جدول (۶). نتایج محاسبات انواع S/N

S/N: Smaller is Better	S/N: Larger is Better	S/N: Nominal is Best (MSD with Target)	S/N: Nominal is Best (Variance Only)	S/N: Nominal is Best	
-۲۴/۷۲	۲۴/۷۱	-۲۴/۷۲	۵/۷۸	۳۰/۵۰	۱
-۲۵/۸۸	۲۵/۸۵	-۲۵/۸۸	-۱/۸۹	۲۳/۹۸	۲
-۲۶/۹۲	۲۶/۸۹	-۲۶/۹۲	-۱/۳۰	۲۵/۶۱	۳
-۲۴/۹۰	۲۴/۸۹	-۲۴/۹۰	۳/۹۹	۲۸/۸۸	۴
-۲۵/۸۴	۲۵/۸۴	-۲۵/۸۴	۱۱/۰۳	۳۶/۸۸	۵
-۲۷/۰۱	۲۷/۰۰	-۲۷/۰۱	۲/۴۸	۲۹/۴۹	۶
-۲۵/۰۱	۲۵/۰۱	-۲۵/۰۱	۱۲/۰۷	۳۷/۰۹	۷
-۲۵/۹۸	۲۵/۹۸	-۲۵/۹۸	۵/۳۶	۳۱/۳۴	۸
-۲۷/۱۱	۲۷/۱۰	-۲۷/۱۱	۲/۶۱	۲۹/۷۱	۹
-۲۶/۱۹	۲۶/۱۵	-۲۶/۱۹	-۲/۵۶	۲۳/۶۲	۱۰
-۲۶/۲۴	۲۶/۲۲	-۲۶/۲۴	۲/۴۲	۲۸/۶۶	۱۱
-۲۶/۹۵	۲۶/۹۴	-۲۶/۹۵	۰/۱۶	۲۷/۱۰	۱۲
-۲۷/۲۳	۲۷/۲۳	-۲۷/۲۳	۷/۶۱	۳۴/۸۴	۱۳
-۲۶/۱۲	۲۶/۰۹	-۲۶/۱۲	-۱/۲۱	۲۴/۹۰	۱۴
-۲۷/۹۸	۲۷/۹۷	-۲۷/۹۸	۱/۷۴	۲۹/۷۲	۱۵
-۲۶/۹۱	۲۶/۸۹	-۲۶/۹۱	۰/۲۹	۲۷/۱۹	۱۶
-۲۶/۹۴	۲۶/۹۳	-۲۶/۹۴	۴/۰۵	۳۰/۹۹	۱۷
-۲۷/۱۲	۲۷/۱۲	-۲۷/۱۲	۶/۱۷	۳۳/۲۹	۱۸
-۲۷/۲۷	۲۷/۲۴	-۲۷/۲۷	-۱/۹۵	۲۵/۳۲	۱۹
-۲۷/۴۲	۲۷/۴۰	-۲۷/۴۲	۰/۹۱	۲۸/۳۲	۲۰
-۲۷/۵۹	۲۷/۵۷	-۲۷/۵۹	-۰/۹۵	۲۶/۶۴	۲۱
-۲۷/۳۸	۳۷/۳۷	-۲۷/۳۸	۰/۵۵	۲۷/۹۳	۲۲
-۲۶/۸۶	۲۶/۸۶	-۲۶/۸۶	۷/۳۲	۳۴/۱۸	۲۳
-۲۷/۹۸	۲۷/۹۷	-۲۷/۹۸	۰/۳۷	۲۷/۶۱	۲۴
۲۵/۸۴	۲۵/۸۲	-۲۵/۸۴	۱/۰۸	۲۶/۹۲	۲۵
-۲۵/۹۲	۲۵/۹۱	-۲۵/۹۲	۵/۱۷	۳۱/۰۹	۲۶
-۲۶/۶۳	۲۶/۶۳	-۲۶/۶۳	۱۳/۹۶	۴۰/۵۹	۲۷

۲-۳- مورفولوژی جوشکاری نمونه‌های منتخب

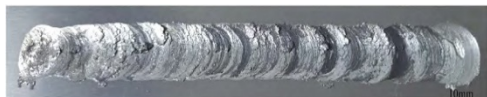
اثر جوشکاری بر کامپوزیت‌های حاصل در شکل‌های (۶) تا (۹) نشان داده شده است. برای مقایسه بهتر اثر جوشکاری، اثر جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی بدون چسب، جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی با چسب اپوکسی و جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی ترمیمی نشان داده شده‌اند. با توجه به پارامترهای شکل‌های (۷)



الف



ب



ج

شکل (۱۰). مورفولوژی ماکروسکوپی A6061-T6 و PC با $r=1500 \text{ r/min}$ و $v=60 \text{ mm/min}$ (الف) جوشکاری بدون چسب، (ب) استفاده از چسب اپوکسی بین صفحات (ج) جوشکاری ترمیمی

۳-۳- بررسی تست کشش نمونه‌های منتخب

آزمایش کشش بر روی اتصالات جوش داده شده برای تشخیص خواص مکانیکی اتصالات در کامپوزیت تشکیل شده انجام شد. به منظور اطمینان از دقت و صحت نتایج آزمون کشش، چهار مجموعه از پارامترهای فرآیند به عنوان نماینده (سرعت اسپیندل و سرعت جوشکاری) انتخاب شدند. جوش تحت هر مجموعه از پارامترهای فرآیند، ۳ مجموعه (FSW سنتی، FSW با چسب، FSW ترمیمی) از نتایج تست کششی را در بر می‌گیرد و در نهایت از مقدار متوسط ۴ مجموعه به عنوان نتایج تست عملکرد مکانیکی جوش استفاده می‌شود.

داده‌های تست کششی جوشکاری در شکل (۱۱) نشان داده شده است. متوسط نرخ رشد استحکام کششی در جدول (۷) نشان داده شده است. نرخ رشد استحکام کششی از تفاضل نیروی برشی نمونه‌های با چسب و ترمیمی با نمونه‌های سنتی نسبت به همان نیروی برشی در نمونه‌های سنتی ضرب در صد بدست می‌آید. از شکل (۱۱) و جدول (۷) مشاهده می‌شود که استحکام کششی اتصالات جوش داده شده اصطکاکی اغتشاشی بدون چسب کمتر از اتصالات جوش داده شده اصطکاکی اغتشاشی، با چسب تحت دو مجموعه از پارامترهای فرآیند (۳۰-۱۳۰۰ و ۶۰-۱۵۰۰) بوده است. به طور کلی، استحکام کششی استفاده از چسب اپوکسی بین صفحات ۱/۳۱ درصد کمتر از اتصال جوش داده شده سنتی است. برای اتصالات جوشکاری با جوش ترمیمی ۱۰ میلی‌متری، تحت چهار مجموعه پارامترهای فرآیند، استحکام کششی اتصالات جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی ترمیمی بیشتر از اتصالات جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی سنتی بود و میانگین نرخ افزایش ۱۳/۵۱ درصد بود.

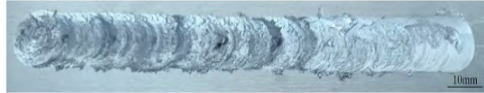
در هر دو مطالعه از ایشان وجود خطوط مشترک خاکستری در پارامترهای مختلف فرآیند مشاهده شد.



الف



ب



ج

شکل (۷). مورفولوژی ماکروسکوپی A6061-T6 و PC با $r=1300 \text{ r/min}$ و $v=30 \text{ mm/min}$ (الف) جوشکاری بدون چسب، (ب) استفاده از چسب اپوکسی بین صفحات (ج) جوشکاری ترمیمی



الف



ب



ج

شکل (۸). مورفولوژی ماکروسکوپی A6061-T6 و PC با $r=1400$ و $v=50 \text{ mm/min}$ (الف) جوشکاری بدون چسب، (ب) استفاده از چسب اپوکسی بین صفحات (ج) جوشکاری ترمیمی



الف



ب



ج

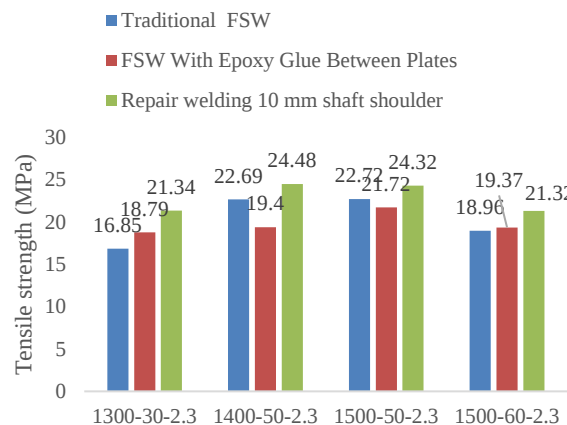
شکل (۹). مورفولوژی ماکروسکوپی A6061-T6 و PC با $r=1500 \text{ r/min}$ و $v=50 \text{ mm/min}$ (الف) جوشکاری بدون چسب، (ب) استفاده از چسب اپوکسی بین صفحات (ج) جوشکاری ترمیمی

کمتر است، بنابراین استحکام کششی سر همزن شانه‌ای ۱۰ میلی‌متری بیشتر از اتصال جوش داده شده سنتی است. در یک مطالعه اخیر توسط خدابخشی و همکاران، مکانیسم چسبندگی بین آلومینیوم و پلیمر در طول فرآیند FSW به‌عنوان برهمکنش شیمیایی با تشکیل اکسید آلومینیوم در سطح مشترک پیشنهاد شده است [۳۳]. همچنین در مطالعه‌ای احتمال آگلومریزاسیون ذرات آلومینیوم داده شده است که این آگلومرها می‌توانند مکان‌هایی برای هسته‌زایی و انتشار ترک در شرایط شکست ناگهانی باشند [۴۷]. در مطالعه‌ای دیگر حضور خوشه‌های آلومینیوم در مسیر شکست در طول گسیختگی کششی نشان داده شده است [۳۸].

۳-۴- تست تجزیه و تحلیل SEM

بر اساس همان پارامترهای فرآیند جوشکاری، سطح مقطع یک اتصال جوش داده شده اصطکاکی اغتشاشی سنتی، با چسب و اتصال جوشکاری ترمیمی شده برای مشاهده در زیر میکروسکوپ الکترونی روبشی قرار داده شد، همانطور که در شکل (۱۲) نشان داده شده است، ناحیه تاریک آلیاژ آلومینیوم A6061-T6 است. منطقه روشن PC مواد پلیمری است.

از شکل (۱۲) می‌توان دریافت که در جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی (الف و ب)، عیوب سوراخ‌های طولانی‌تری وجود دارد و با افزایش قطر شانه در حین جوشکاری ترمیمی (ج و د) عیوب به تدریج کاهش می‌یابد. در تست ترمیمی جوشکاری، عیوب ناپدید شده‌اند، که نه تنها کیفیت جوش را بهبود می‌بخشد، بلکه ثبات هندسه داخلی مواد جوش را تضمین می‌کند. شکل (۱۱-د) نمای بزرگ شده از پایین ناحیه قطعه است که از چسب اپوکسی بین صفحات استفاده می‌شود. در این قسمت دو ماده کاملاً هم زده و به خوبی ذوب می‌شوند و روند مهاجرت مواد PC در جهت عمودی به سمت بالا مشاهده می‌شود. با این حال، معایبی نیز در تست ترمیمی وجود دارد.



شکل (۱۱). نتایج آزمایش خواص مکانیکی تحت پارامترهای مختلف فرآیند FSW

جدول (۷). نرخ رشد استحکام کششی

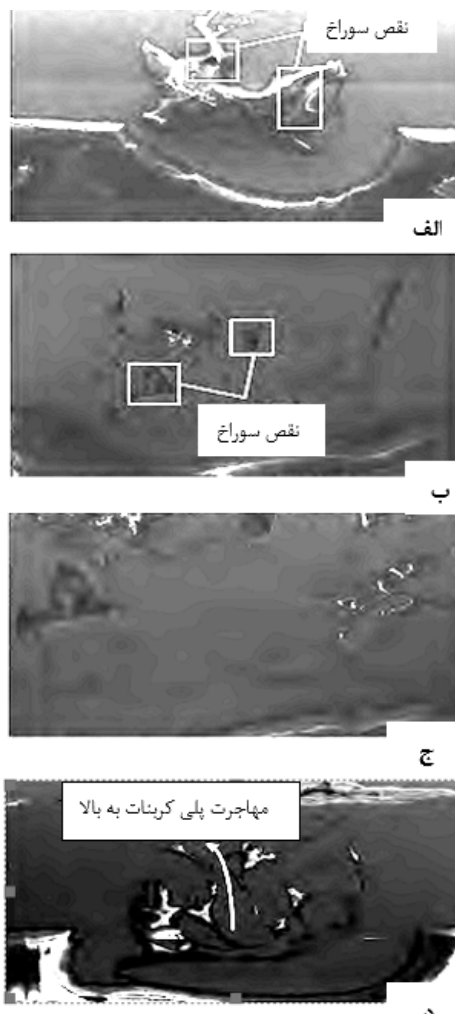
پارامتر	(%) استفاده از چسب	(%) ترمیمی
۳۰-۱۳۰۰	۱۱/۵۱	۲۶/۶۵
۵۰-۱۴۰۰	-۱۴/۵۰	۷/۸۹
۵۰-۱۵۰۰	-۴/۵۰	۷/۰۴
۶۰-۱۵۰۰	-۲/۱۶	۱۲/۴۵
متوسط	-۱/۳۱	۱۳/۵۱

با استفاده از چسب اپوکسی بین صفحات، متوسط نرخ رشد استحکام کششی کمی کمتر از اتصال جوش داده شده سنتی است. از یک طرف، ممکن است به این دلیل باشد که ساختار اصلی جوش در طول فرآیند جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی با استفاده از چسب از بین می‌رود، بنابراین استحکام کششی کمی کاهش می‌یابد. از طرف دیگر، از آنجایی که نیروی رو به پایین در حین جوشکاری ترمیمی روی ۰/۲ میلی‌متر تنظیم می‌شود، یعنی هم زدن جوش اصطکاکی به‌صورت موضعی بر روی سطح آلیاژ آلومینیوم A6061-T6 انجام می‌شود که تأثیر کمی بر ساختار جوش دارد. در هنگام این جوشکاری، مواد بیشتری در دو طرف جوش اصلی در هم زدن شرکت می‌کنند و چون هم زدن رخ می‌دهد، برخی از مواد جدید که در جوش اول شرکت نکرده‌اند، در اطراف جوش اصلی پر می‌شوند، بنابراین هنگامی که اتصال جوش کشیده می‌شود، مواد فقط یک بار در جوشکاری شرکت می‌کنند و بنابراین احتمال شکسته شدن مواد بخاطر وجود همزن

در طول فرآیند کشش، منشاء ترک شود و از طریق انبساط مداوم به سوراخ‌های دیگر متصل شود و از خواص مکانیکی اتصال کاسته شود. همچنین پس از انجام تست جوشکاری ترمیمی، اثر تقویت تغییر شکل اتصال جوش داده شده کاهش یافته که باعث کاهش استحکام کششی اتصال جوش شده نیز می‌شود. در مطالعه‌ای با مقایسه تصاویر SEM نتیجه گرفته شد، ذرات پلیمری باقی مانده در سطح شکست آلومینیوم AA5058 بزرگتر از ذرات آلومینیوم چسبیده به ماتریس پلی کربنات هستند [۳۵]. در مطالعه‌ای دیگر نیز مشخص شده است ذرات AA 7075 منتقل شده و در داخل ساختار پلی کربنات قفل شده است که نقش مهمی در استحکام کششی و رفتارهای شکستگی دارد [۴۸]. کوئلیو و همکاران نیز انتقال فولاد به آلیاژ آلومینیوم AA6181-T4 را گزارش کردند. آنها پدیده درهم تنیدگی را مشاهده نمودند که فولاد را به داخل آلیاژ آلومینیوم در قسمت بالایی مقاطع اتصال انتقال می‌دهد [۴۹]. به‌طور مشابه، انتقال فولاد به آلیاژ آلومینیوم AA 5083 نیز مشاهده شده است [۵۰].

۴- جمع‌بندی

با توجه نتایج S/N بهینه‌ترین حالت سرعت اسپیندل 1400 r/min و سرعت جوشکاری 50 mm/min و جوشکاری ترمیمی بر روی نمونه چسب اپوکسی بود. آزمایش کشش نشان داد که برای استفاده از چسب اپوکسی بین صفحات، استحکام کششی اتصالات جوش داده شده اصطکاکی اغتشاشی با چسب کمتر از اتصالات جوش داده شده اصطکاکی اغتشاشی بدون چسب تحت دو مجموعه از پارامترهای فرآیند بوده است. به‌طور کلی، استحکام کششی استفاده از چسب اپوکسی بین صفحات $1/31$ درصد کمتر از اتصال جوش داده شده سنتی است. استحکام کششی اتصالات جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی ترمیمی بیشتر از اتصالات جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی سنتی بود و میانگین نرخ افزایش $13/51$ درصد بود. از نظر مورفولوژی، در جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی سنتی، عیوب سوراخ‌های طولانی‌تری وجود دارد و با افزایش قطر شانه در حین جوشکاری ترمیمی، عیوب به‌تدریج کاهش می‌یابد. پس از جوشکاری ترمیمی، عیوب کوچکی در داخل جوش ایجاد می‌شود که به‌راحتی می‌تواند در طول فرآیند کشش منشاء ترک شود و از طریق انبساط



شکل ۱۲- ساختار میکروسکوپ الکترونی روبشی جوشکاری، (الف) جوشکاری بدون چسب، (ب) جوشکاری با چسب، (ج) جوشکاری ترمیمی، (د) جوشکاری ترمیمی با نمای بزرگ شده

با توجه به اینکه ورق‌ها دو بار تحت جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی قرار گرفته است، ساختار اتصال در کامپوزیت تشکیل شده تحت همزن مکانیکی ثانویه و عمل حرارتی قرار می‌گیرد که مستقیماً منجر به گرمای ورودی زیاد به اتصال می‌شود و در نتیجه باعث نرم شدن اتصال می‌شود لذا باعث می‌شود که آزمایش جوشکاری قطعات تغییر شکل جوش بزرگتر و تنش پسماند جوشکاری بالاتری ایجاد کنند و استحکام کششی و ازدیاد طول پس از شکست کمتر است. از طرف دیگر پس از جوشکاری ترمیمی، عیوب کوچکی در داخل جوش ایجاد می‌شود که به‌راحتی می‌تواند

alloy AA7075-T6/pure copper joints”, *Theoretical applied Fracture Mechanics*, vol. 103, p. 102243, 2019

[10] M. R. M. Aliha, M. Shahheidari, M. Bisadi, M. Akbari, M and S. Hossain, “Mechanical and metallurgical properties of dissimilar AA6061-T6 and AA7277-T6 joint made by FSW technique”. *International journal of advanced manufacturing technologies*, vol. 86, pp. 2551-2565, 2016

[11] M. Akbari, H. R. Asiabaraki and M. R. M. Aliha, “Investigation of the effect of welding and rotational speed on strain and temperature during friction stir welding of AA5083 and AA7075 using the CEL approach”, *Engineering Research Express*, vol. 5, p. 025012, 2023

[12] M. Akbari, M. R. M. Aliha, S. M. E. Keshavarz and A. Bonyadi, “Effect of tool parameters on mechanical properties, temperature, and force generation during FSW”, *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part L*, vol. 233, pp.1033-1043, 2019

[13] M. R. M. Aliha, S. M. N. Ghoreishi, D. M. Imani, Y. Fotoohi, and F. Berto, “Mechanical and fracture properties of aluminium cylinders manufactured by orbital friction stir welding”. *Fatigue and Fracture of Engineering Materials and Structures*, , vol. 43, pp.1514-1528, 2020.

[14] P. Asadi, M. R. M. Aliha, M. Akbari, D. M. Imani, and F. Berto, “Multivariate optimization of mechanical and microstructural properties of welded joints by FSW method”, *Engineering Failure Analysis*, vol. 140, p.106528, 2022..

[15] M. Akbari, M. R. M. Aliha and F. Berto, “Investigating the role of different components of friction stir welding tools on the generated heat and strain”. *Forces in Mechanics*, vol.10, p. 100166, 2023

[16] P. Asadi, M. Akbari, O. Kohantorabi, M. Peyghami, M. R. M. Aliha, S. M. Salehi, and R. Asiabaraki, and F. Berto, “Characterization of the Influence of Rotational and Traverse Speeds on the Mechanical and Microstructural Properties of Wires Produced By the FSBE Method”, *Strength of Materials*, vol. 54, pp.318-330, 2022

[17] M. Akbari, P. Asadi, M. R. M. Aliha and F. Berto, “Modeling and optimization of process parameters of the piston alloy-based composite produced by FSP using response surface methodology”, *Surface Review and Letters*, 2023

مداوم به سوراخ‌های دیگر متصل شود و از خواص مکانیکی اتصال در کامپوزیت کاسته شود. همچنین پس از انجام تست جوشکاری ترمیمی، اثر تقویت تغییر شکل اتصال جوش داده شده کاهش یافته که باعث کاهش استحکام کششی اتصال جوش شده نیز می‌شود.

۵- تعارض منافع

هیچ‌گونه تعارض منافی توسط نویسندگان بیان نشده است.

۶-مراجع

[1] S. Budhe, M.D. Banea and S. De Barros “Bonded repair of composite structures in aerospace application: a review on environmental issues”. *Applied Adhesion Science*, vol. 6, pp. 1-27, 2018.

[2] M. Grujicic, V. Sellappan, M.A. Omar, N. Seyr, A. Obieglo, M. Erdmann and J. Holzleitner, “An overview of the polymer-to-metal direct-adhesion hybrid technologies for load-bearing automotive components,” *Journal of Materials Processing Technology*, vol. 197, no.1-3, pp. 363-373, 2008.

[3] S.R. Mishra and W. Murray, “Mahoney: Friction Stir Welding and Processing,” *ASM International*, pp. 163-167, 2007.

[4] G. Çam, “Prospects of producing aluminum parts by wire arc additive manufacturing (WAAM),” *Materials Today: Proceedings*, vol. 62, pp. 77-85, 2022.

[5]. K. Singh, G. Singh and H. Singh, “Review on friction stir welding of magnesium alloys,” *Journal of magnesium and alloys*, vol. 6, no. 4, pp. 399-416, 2018

[6] A. Rajput, S.K. Upma, Shukla, N.Thakur, A. Debnath and B. Mangla, “Advanced Polymeric Materials for Aerospace Applications. *Aerospace Polymeric Materials*”, 117-136, 2022.

[7] M.R. Mohammad Aliha, Y. Fotouhi and F. Berto, “Experimental notched fracture resistance study for the interface of Al-Cu bimetal joints welded by friction stir welding”, *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part B*, vol. 232, pp. 2192-2200, 2018

[8] A.R. Torabi, M.H. Kalantari, M. R. M. Aliha, and S. M. N. Ghoreishi, “Pure mode II fracture analysis of dissimilar Al-Al and Al-Cu friction stir welded joints using the generalized MTS criterion”, *Theoretical applied Fracture Mechanics*, vol. 104, p. 102369, 2019

[9] M.R.M. Aliha, M. H. Kalantari, S. M. N. Ghoreishi, A. R. Torabi and S. Etesam, “Mixed mode I/II crack growth investigation for bi-metal FSW aluminum

Composites Part B: Engineering, vol. 219, pp. 108941, 2021.

[30] Y. Huang, X. Meng, Y. Wang, Y. Xie and L. Zhou, "Joining of aluminum alloy and polymer via friction stir lap welding," *Journal of Materials Processing Technology*, vol. 257, pp. 148-154, 2018.

[31] M. Elyasi and H.A. Derazkola, "Experimental and thermomechanical study on FSW of PMMA polymer T-joint" *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, vol. 97, pp. 1445-1456, 2018.

[32] H.A. Derazkola, R.K. Fard and F. Khodabakhshi, "Effects of processing parameters on the characteristics of dissimilar friction-stir-welded joints between AA5058 aluminum alloy and PMMA polymer," *Welding in the World*, vol. 62, pp. 117-130, 2018.

[33] F. Khodabakhshi, M. Haghshenas, J. Chen, B. Shalchi Amirkhiz, B., Li, and A. P. Gerlich, "Bonding mechanism and interface characterisation during dissimilar friction stir welding of an aluminium/polymer bi-material joint," *Science and Technology of Welding and Joining*, vol. 22, no. 3, pp. 82-190, 2017.

[34] P.V. Rao, E. Mounika and G. Vikram, "Process parameters optimization on FSW of Polycarbonate and AA6061," *Materials Today: Proceedings*, vol. 19, pp. 637-641, 2019

[35] H.A. Derazkola and M. Elyasi, "The influence of process parameters in friction stir welding of Al Mg alloy and polycarbonate," *Journal of Manufacturing Processes*, vol. 35, pp. 88-98, 2018

[36] A.R. Patel, D.J. Kotadiya, J.M. Kapopara, C.G. Dalwadi, N.P. Patel and H. Rana, "Investigation of Mechanical Properties for Hybrid Joint of Aluminium to Polymer using Friction Stir Welding (FSW)," *Materials Today: Proceedings*, vol. 5, pp. 4242-4249, 2018.

[37] S.M. Rahmat, M. Hamdi, F. Yusof and R. Moshwan, "Preliminary study on the feasibility of friction stir welding in 7075 aluminium alloy and polycarbonate sheet," *Materials Research Innovations*, vol. 18, pp. S6-S515, 2014.

[38] H.A. Derazkola, and F. Khodabakhshi, "Development of fed friction-stir (FFS) process for dissimilar nanocomposite welding between AA2024 aluminum alloy and polycarbonate (PC)," *Journal of Manufacturing Processes*, vol. 54, pp. 262-273, 2020.

[18] F. Taheri-Behrooz, M. R. Aliha, M. Maroofi and V. Hadizadeh, "Residual stresses measurement in the butt joint welded metals using FSW and TIG methods". *Steel and Composite Structures*, vol. 28, pp. 759-766, 2018

[19] Y. Huang, X. Meng, Y. Xie, L. Wan, Z. Lv, J. Cao and J. Feng, "Friction stir welding/processing of polymers and polymer matrix composites," *Composites Part A: Applied Science and Manufacturing*, vol. 105, pp. 235-257, 2018.

[20] A.M.Tomizawa and M.C. EB. Faudree, Induced Adhesive Force of Polycarbonate (PC)/Light Metals (Al, Ti) Lamination.

[21] P.E. Irving and C. Soutis, (Eds.). (2019). *Polymer composites in the aerospace industry*. Woodhead Publishing.

[22] A. Misra, A. (2016). Composite materials for aerospace propulsion related to air and space transportation. In *Lightweight Composite Structures in Transport* (pp. 305-327). Woodhead Publishing.

[23] A.V. Pocius, "Adhesion and adhesives technology: an introduction," Carl Hanser Verlag GmbH Co KG, 2021.

[24] Z. Libin and X. Jifeng, "Analysis Method of Advanced Composite Material Joining Structure [M]," ed: Beijing: Beihang University Press, 2015.

[25] S. Maggiore, M. Pedemonte, A. Bazurro, P. Stagnaro, R. Utzeri and G. Luciano, "Characterization of the effect of an epoxy adhesive in hybrid FSW-bonding aluminium-steel joints for naval application," *International Journal of Adhesion and Adhesives*, vol. 103, p. 102702, 2020.

[26] C.G. Dalwadi, A.P. Patel, J.M. Kapopara, D.J. Kotadiya, N.D. Patel and H. Rana, "Examination of Mechanical Properties for Dissimilar Friction Stir Welded Joint of Al Alloy (AA-6061) to PMMA (Acrylic)," *Materials Today: Proceedings*, vol. 5, pp. 4761-4765, 2018.

[27] Y. Gao, Y. Morisada, H. Fujii and J. Liao,, "Friction stir lap welding of plastic to metal using adjustable tool," *Science and Technology of Welding and Joining*, vol. 25, pp. 190-197, 2019.

[28] H. Shahmiri, M. Movahedi and A.H. Kokabi, "Friction stir lap joining of aluminium alloy to polypropylenesheets," *Science and Technology of Welding and Joining*, vol. 22, pp. 120-126, 2017.

[29] M. Li, X. Xiong, S. Ji, W. Hu and Y. Yue, "Achieving high-quality metal to polymer-matrix composites joint via top-thermic solid-state lap joining,"

[49] R.S. Coelho, A. Kostka, J.F. dos Santos and A. Kaysser-Pyzalla, "Friction-stir dissimilar welding of aluminium alloy to high strength steels: Mechanical properties and their relation to microstructure," *Materials Science and Engineering A*, vol. 556, pp. 175-183, 2012.

[50] T. Watanabe, H. Takayama and A. Yanagisawa, "Joining of aluminum alloy to steel by friction stir welding," *Journal of Materials Processing Technology*, vol. 178, pp. 342 – 349, 2006.



COPYRIGHTS

© 2024 by the authors. Licensee Iranian Space Research Center of Iran. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution 4.0 International (CC BY 4.0) (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>)

[39] D.C. Montgomery, "Introduction to statistical quality control. John Wiley & Sons, 2007.

[40] D.M. Imani, M.R. Mohammad Aliha, A. Rajabi Kafshgar and M. Shojaee, "The use of Taguchi method for mix-design optimization of polymer concrete with high resistance against mode I crack growth," In Persian, *Journal of Science and Technology of Composites*, vol.9, no. 1, pp.1885-1892, 2022.

[41] H. Rahmani, M.Yazdani, M. Yazdani, and M. Nikodel, "The application of Taguchi method in optimizing the mixing design of semi-structural lightweight concrete made with pumice aggregates," In Persian, *Sharif Journal of Civil Engineering*, vol. 32, 2016.

[42] N.H. Fattahi, A. Heidari S.M. Hatefi and M. Hashempour, "The application of Taguchi and RSM serial method in predicting and optimizing multi-objective test design and response level of mechanical properties of colored concrete," In Persian, *11th International Conference on Sustainable Development and Urban Development*, 2021

[43] S.Y. Mousavi, M. Pourrafi, B. Ganjaei and A.S. Majreh, "Investigation of properties of concrete containing silica and zeolite using Taguchi method," In Persian, *3rd International Conference on Applied Research in Civil Engineering, Architecture and Urban Management*, 2015. *Sustainable Development and Urban Development*, 1400.

[44] S.Y. Mousavi, A.S. Mojreh, G.B. Khosravi and M. Pourrafi, "Investigation of properties of lightweight structural concrete containing EPS designed using Taguchi method", In Persian, *2nd International Conference on New Research in Civil Engineering, Architecture and Management*. 2016.

[45] A. Alizadeh and H. Omrani, "An integrated multi response Taguchi-neural network-robust data envelopment analysis model for CO2 laser cutting," *Measurement*, vol. 131, pp. 69-78, 2019.

[46].BASF group, *Master builders solutions*, <https://polyme.ir>, [May 2020].

[47] F. Khodabakhshi, A. Simchi, A.H. Kokabi and A.P. Gerlich, "Similar and dissimilar frictionstir welding of an PM aluminum-matrix hybrid nanocomposite and commercial pure aluminum: microstructure and mechanical properties," *Materials Science and Engineering A*, vol. 666, pp. 225–37, 2016.

[48]A. Kostka, R.S. Coelho, J. Dos Santos and A.R. Pyzalla, "Microstructure of friction stir welding of aluminium alloy to magnesium alloy, " *Scripta Materialia*, vol. 60, no.11, pp. 953-956, 2009.

Experimental investigation and optimization of thermal performance of ion mobility spectrometry cell

Hamed Sheikhbahae^{1*}, Farkhondeh Saliminezhad², Seyed Alireza Ghorashi³,
Saeed Hajjaligol⁴

^{1*}M.Sc., Institute of Materials and Energy, Iranian Space Research Center, Isfahan, Iran
h.sheikhbahaei@isrc.ac.ir

² M.Sc., Institute of Materials and Energy, Iranian Space Research Center, Isfahan, Iran
f.saliminezhad@isrc.ac.ir

³ Instructor, Institute of Materials and Energy, Iranian Space Research Center, Isfahan, Iran
sa.ghorashi@isrc.ac.ir

⁴ Ph.D., Institute of Materials and Energy, Iranian Space Research Center, Isfahan, Iran
s.hajjaligol@isrc.ac.ir

Article Info

Received: 2023-11-12
Accepted: 2024-02-19

Keywords

Ion mobility spectrometry,
Experimental investigation,
Temperature gradient, Warm-
up time, Desorber, Thermal
insulation

How to Cite this article

Hamed Sheikhbahae, et al.,
Experimental investigation and
optimization of thermal
performance of ion mobility
spectrometry cell”, *Journal of
Space Science, Technology and
Applications*, vol 3(2), p.:154-
167 , 2024.



Available in:
Journal.isrc.ac.ir

Journal of
Space Science, Technology
& Applications (Persian)

Vol. 3, No. 2, pp.: 154-167
2024

DOI:
10.22034/jssta.2024.424941.1144



بررسی تجربی و بهینه‌سازی عملکرد حرارتی سلول طیف‌سنج تحرک یونی

دسترس پذیر در نشانی:
Journal.isrc.ac.ir

حامد شیخ بهائی^{۱*}، فرخنده سلیمی نژاد^۲، سید علیرضا قرشی^۳، سعید حاجی علی گل^۴

دو فصلنامه

علوم، فناوری و
کاربردهای فضایی

- ۱- *کارشناسی‌ارشد، پژوهشکده مواد و انرژی، پژوهشگاه فضایی ایران، اصفهان، ایران، h.sheikhbahaei@isrc.ac.ir
۲- کارشناسی‌ارشد، پژوهشکده مواد و انرژی، پژوهشگاه فضایی ایران، اصفهان، ایران، f.saliminezhad@isrc.ac.ir
۳- مربی، پژوهشکده مواد و انرژی، پژوهشگاه فضایی ایران، اصفهان، ایران، sa.ghorashi@isrc.ac.ir
۴- دکتری، پژوهشکده مواد و انرژی، پژوهشگاه فضایی ایران، اصفهان، ایران، s.hajjaligol@isrc.ac.ir

* نویسنده مسئول

سال سوم، شماره ۲، صفحه ۱۶۷-۱۵۴
پاییز و زمستان ۱۴۰۲

DOI:
10.22034/jssta.2024.424941.1144

چکیده

طیف‌سنجی تحرک یونی به عنوان یکی از روش‌های آشکارسازی بر اساس یونیزاسیون مواد معدنی، آلی و شیمیایی در ماموریت‌های سرنشین‌دار و رباتیک فضایی، سال‌ها به‌طور کارآمدی مورد استفاده قرار گرفته است. کاربردهای فضایی این ابزارها، شامل پایش محیطی فضاپیماها و همچنین شناسایی مواد آلی و معدنی در نمونه‌های گردآوری‌شده از کیهان می‌باشد. در این بین، جهت پاک‌سازی و انتقال یون‌ها در ناحیه رانش سلول آشکارساز، نیاز به گرمایش وجود دارد. با توجه به نیاز به کوچک‌سازی و بهینه‌سازی توان مورد نیاز آشکارسازهای فضایی، بررسی تجربی گرادیان حرارتی و عوامل موثر بر آن بسیار اهمیت دارد. جهت انجام بررسی تجربی حرارتی سلول، برنامه و تجهیزات ثبت دما همچون سامانه کنترل دما، ثبت‌کننده اطلاعات، حسگرهای ترموکوپل، نمایشگر، حسگر دمای مقاومتی و همچنین اجزای اصلی سیستم آشکارساز شامل واجذب‌کننده و میکروپمپ‌ها استفاده شده است. در این پژوهش، با بررسی تجربی زمان گرمایش و گرادیان حرارتی موجود در سلول طیف‌سنج تحرک یونی در حالت‌های مختلف و چندین دمای هدف، عوامل موثر بر آن شناسایی شد. نتایج نشان داد، ایجاد جریان نوسانی هوا درون سلول می‌تواند موجب کاهش گرادیان دمایی و زمان رسیدن به پایداری حرارتی شود. در نهایت، راهکارهایی برای بهینه‌سازی حرارتی ارائه شده است.

تاریخچه داوری

دریافت: ۱۴۰۲/۰۸/۲۱

پذیرش: ۱۴۰۲/۱۱/۳۰

واژه‌های کلیدی

تجربی، گرادیان دمایی، زمان
گرمایش، واجذب‌کننده، عایق
حرارتی

نحوه استناد به این مقاله

حامد شیخ بهائی و همکاران، "بررسی تجربی و بهینه‌سازی عملکرد حرارتی سلول طیف‌سنج تحرک یونی"، دو فصلنامه علوم، فناوری و کاربردهای فضایی، جلد سوم، شماره دوم، صفحات ۱۵۴-۱۶۷، ۱۴۰۲.

مقدمه

طیف‌سنجی تحرک یونی^۱ یک روش تحلیلی است که برای تشخیص احتمالی یک ماده بر اساس تحرک یون‌های محصول در یک میدان الکتریکی استفاده می‌شود [۱ و ۲]. طیف‌سنجی تحرک یونی به‌طور کارآمدی برای نظارت بر کیفیت هوای فضاپیماهای سرنشین‌دار از جمله ایستگاه فضایی بین‌المللی و شاتل فضایی که راهگشای مأموریت‌های پیش‌رو همچون بازگشت به ماه و سفر به مریخ می‌باشد، به‌کار گرفته شده است. علاوه بر این، سامانه‌های طیف‌سنجی پیشرفته برای تشخیص نشتی بخارات هیدرازین در شاتل فضایی و شناسایی مواد آلی فرار در هوای فضاپیماها استفاده شده‌اند. از سوی دیگر، تجزیه و تحلیل نمونه‌های آلی و معدنی جمع‌آوری شده از مأموریت‌های سرنش‌ین‌دار و رباتیک و همچنین انجام تحقیقات در محل و از راه دور طی اکتشافات فضایی، به‌منظور درک چگونگی تکامل حیات و شکل‌گیری منظومه خورشیدی به‌وسیله آشکارسازهای طیف‌سنجی تحرک یونی از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است [۳].

در این روش آشکارسازی، تجزیه و تحلیل زمانی آغاز می‌شود که نمونه به قسمت نمونه‌بردار طیف‌سنج تحرک یونی نزدیک می‌شود. در این زمان، نمونه تبخیر می‌شود و سپس توسط یک گاز حامل به محفظه واکنش، جایی که مولکول‌های گازی یونیزه می‌شوند، منتقل می‌شود [۴ و ۵]. سپس یون‌های ایجاد شده از طریق یک دریچه یونی به ناحیه رانش یا جداسازی وارد می‌شوند. به ناحیه رانش^۲ و دریچه یونی اصطلاحاً سلول طیف‌سنج تحرک یونی گفته می‌شود [۶]. در ناحیه رانش، گروه یونی تحت تأثیر میدان الکتریکی به سمت آشکارساز حرکت می‌کند. همانطور که یون‌ها تحت تأثیر این میدان الکتریکی به سمت آشکارساز حرکت می‌کنند، در اثر برخورد با مولکول‌های گاز رانش که در جهت مخالف حرکت می‌کنند، سرعت آن‌ها کاهش می‌یابد [۷ و ۸]. مهم‌ترین بخش یک طیف‌سنج تحرک یونی لوله رانش آن است که بین دریچه یونی و صفحه آشکارساز قرار گرفته است. این ناحیه معمولاً از یک سری حلقه‌های^۳ رسانا و عایق متناوب (ضخامت آن‌ها در طرح‌های مختلف متفاوت است) تشکیل شده است که روی هم چیده شده‌اند تا یک لوله با طول دلخواه را تشکیل دهند. گونه‌های یونی که جرم کمتر، سطح برخورد کوچک‌تر و بار بیشتری دارند، سریع‌تر به آشکارساز

می‌رسند. با اندازه‌گیری و تقویت جریان الکتریکی بس‌یار ضعیف (در حد پیکوآمپر) ناشی از برخورد یون‌ها با آشکارساز ذرات و مقایسه با مرجع، نوع ماده مورد آزمایش مشخص می‌شود [۹ و ۱۰].

اندازه‌گیری پارامترهای دستگاہی، منبع مهمی از عدم قطعیت‌ها در طول آزمایش‌های تحرک یونی است. گرما باعث عدم قطعیت‌های مهم در اندازه‌گیری‌های تحرک یونی می‌شود [۱۱]. دما دو اثر عمده بر روی یون در سطح رطوبت ثابت دارد. در دماهای بالا، بسته به آنالیت‌های^۴ مختلف، جدایش مولکول‌های آب از خوشه یون محصول و تکه‌تکه‌شدن یون‌های محصول ممکن است رخ دهد تا یون‌های کوچک‌تر با تحرک بیش‌تر تشکیل شوند. بنابراین، یون محصول شناسایی شده در دمای اتاق ممکن است همان یون شناسایی شده در دمای بالا حتی برای همان آنالیت نباشد. همچنین، دایمر متصل به پروتون و تریمر متصل به پروتون (یون‌های تشکیل شده تحت غلظت‌های بالایی از آنالیت) اکثر ترکیبات، در صورتی که دما به ترتیب بالای ۸۰ تا ۱۰۰ درجه سلسیوس و ۲۰- تا ۰ درجه سلسیوس باشد، به شکل یون مونومر تجزیه می‌شوند. بنابراین هویت آن‌ها هرگز حفظ نمی‌شود [۱۲ و ۱۳ و ۱۴]. علاوه بر این، اگر دمای لوله رانش طیف‌سنج تحرک یونی همگن نباشد، می‌تواند یون‌هایی با ساختارهای متفاوت ایجاد شود که باعث خطا در شناسایی ماده مورد نظر خواهد شد. بنابراین، اعمال دمای ثابت و یکنواخت در لوله رانش به شدت بر عملکرد دستگاہ تحرک یونی اثر دارد [۱۱ و ۱۵]. در این راستا، لیل‌بیگی و تبریزی تأثیر پارامتر دما را بر قدرت تفکیک طیف‌سنج تحرک یونی مورد مطالعه قرار دادند و به‌طور تجربی و نظری نشان دادند که قدرت تفکیک با جذر دمای گاز رانش نسبت معکوس دارد، به عبارت دیگر با افزایش دما قدرت تفکیک کاهش می‌یابد [۱۶]. ناجارو و همکارانش دمای بهینه واجذب‌کننده^۵ چند ترکیب شیمیایی خاص برای رسیدن به بهترین تفکیک را بررسی نمودند [۱۷]. همچنین در پژوهشی دیگر، علی‌کرد و همکارانش دمای بهینه سلول طیف‌سنج تحرک تفاضلی^۶ را برای استفاده در صنایع غذایی برای غربال‌گری پوترسین^۷ و کاداورین^۸ بررسی و مطالعه نمودند [۱۸]. مرنبلوم و همکارانش دمای یون‌ها را در فرآیند طیف‌سنجی تحرک یونی

^۵ Desorber

^۶ Differential Mobility Spectrometry (DMS)

^۷ Putrescine

^۸ Cadaverine

^۱ Ion Mobility Spectrometry (IMS)

^۲ Drift Tube

^۳ Rings

^۴ Analyte

موج انتقالی^۹ بررسی و دمای بهینه را برای رسیدن به بهترین تفکیک برای گاز هلیوم به دست آوردند [۱۹].

علاوه بر اعمال دمای ثابت و یکنواخت در طراحی و ساخت لوله‌های رانش، موضوع دیگری که برای سازندگان دستگاه برای کاربردهای فضاپلیه اهمیت دارد، کاهش زمان گرمایش و آماده‌شدن دستگاه برای آنالیز می‌باشد. این امر باعث می‌شود تا مصرف انرژی دستگاه کاهش یابد. با توجه به اینکه تاکنون بررسی حرارتی در رابطه با دمای هوای درون سلول طیف‌سنج تحرک یونی به صورت سیستماتیک و جامع صورت نگرفته و اندازه‌گیری حرارتی بیشتر از طریق اجزاء و بدنه سلول انجام پذیرفته است، از این رو، هدف این پژوهش، بررسی تجربی گرادیان دمایی^{۱۰}، اتلاف حرارتی^{۱۱}، زمان گرمایش^{۱۲} و عوامل موثر بر آن از طریق بررسی هوای درون سلول، برای بهینه‌سازی طیف‌سنج تحرک یونی در نظر گرفته شده است.

۲- روش‌ها

سلول طیف‌سنج تحرک یونی شامل تعدادی حلقه تفلونی (عایق) و فلزی (رسانا) مشابه به صورت یکی در میان، منبع یونیزاس یون و حلقه نگهدارنده، پنجره‌های یونی^{۱۳}، جریان‌روب^{۱۴} (آشکارساز الکتریکی یون)، حلقه‌های ورودی و انتهای و اتصالات شامل پیچ، مهره و ... می‌باشد. بر روی حلقه‌های فلزی مقاومت الکتریکی برای ایجاد میدان الکتریکی قرار گرفته و سلول به وسیله گرم‌کن سیمی سیلیکونی^{۱۵} (پیچیده شده بر روی سلول) گرم‌شده و توسط پوشش تفلون از نظر حرارتی عایق شده است. علاوه بر سلول طیف‌سنج تحرک یونی، در یک دستگاه آشکارساز، اجزایی دیگر نظیر واجذب‌کننده، میکروپمپ‌ها، منبع تغذیه

الکتریکی، مدارات الکترونیک، بدنه، نمایشگر و ... وجود دارد. در این بین، واجذب‌کننده، که به حلقه ورودی سلول متصل می‌شود، امر تبدیل ذرات جمع‌آوری‌شده به بخار به وسیله گرم‌کن درونی را انجام داده و میکروپمپ‌ها وظیفه انتقال بخار ذرات در طول محفظه رانش طیف‌سنج تحرک یونی و همچنین پاک‌کردن محفظه برای فرآیند آشکارسازی بعدی را بر عهده دارند. در شکل ۱ نمایی از سلول طیف‌سنج تحرک یونی و واجذب‌کننده به همراه حسگرهای مورد استفاده در آزمون حرارتی نمایش داده شده است.

به منظور انجام بررسی تجربی حرارتی سلول طیف‌سنج تحرک یونی، نیازمند تجهیزات ثبت دما مبتنی بر زمان، همچون واحد کنترل دما^{۱۶}، ثبت‌کننده اطلاعات^{۱۷}، حسگرهای ترموکوپل^{۱۸}، نمایشگر و حسگرهای دقیق آشکارساز دمای مقاومتی^{۱۹} است. تنظیم دقیق حسگرهای ترموکوپل با استفاده از آب با دمای کنترل‌شده در کنار حسگرهای دقیق آشکارساز دمای مقاومتی انجام می‌شود. همچنین شرایط اتاق از نظر دما و رطوبت در حالت پایدار استاندارد در نظر گرفته شده است. برای بررسی گرادیان دما در طول سلول، حلقه‌های تفلونی با دقت در راستای ضخامت با قطر ۱ میلی‌متر سوراخ‌کاری شده و حسگر دما با عبور از سوراخ در میانه قطر محفظه رانش قرار می‌گیرد. در شکل ۲ اجزای درونی سلول طیف‌سنج تحرک یونی و موقعیت حسگرهای دما نشان داده شده است.

¹⁵ Silicone Heating Wire

¹⁶ Temperature Control Module

¹⁷ Data Logger

¹⁸ Thermocouple Sensors

¹⁹ Resistance Temperature Detector (RTD)

⁹ Traveling Wave Ion Mobility Spectrometry (TWIMS)

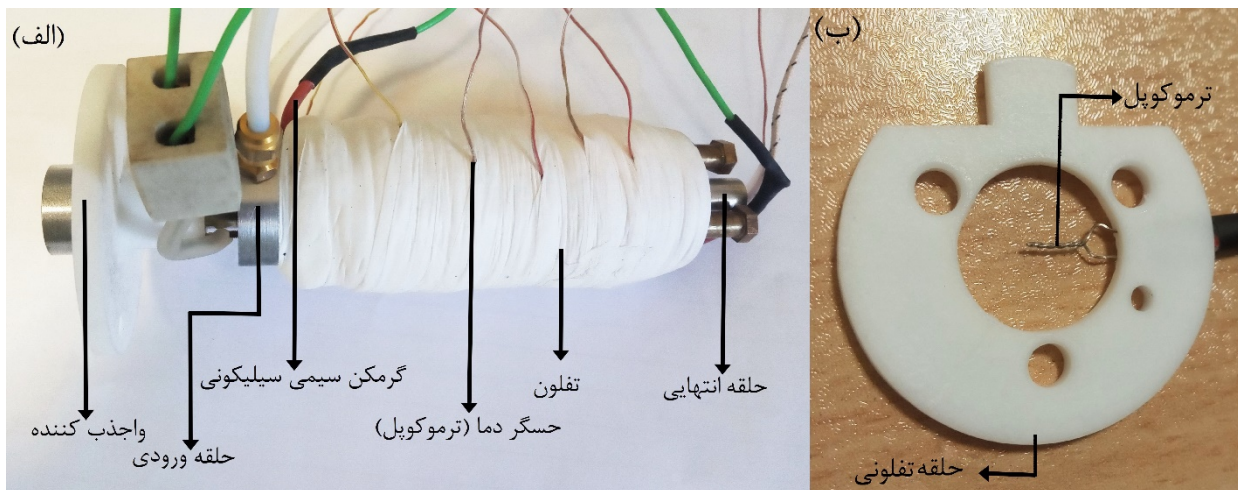
¹⁰ Temperature Gradient

¹¹ Heat Loss

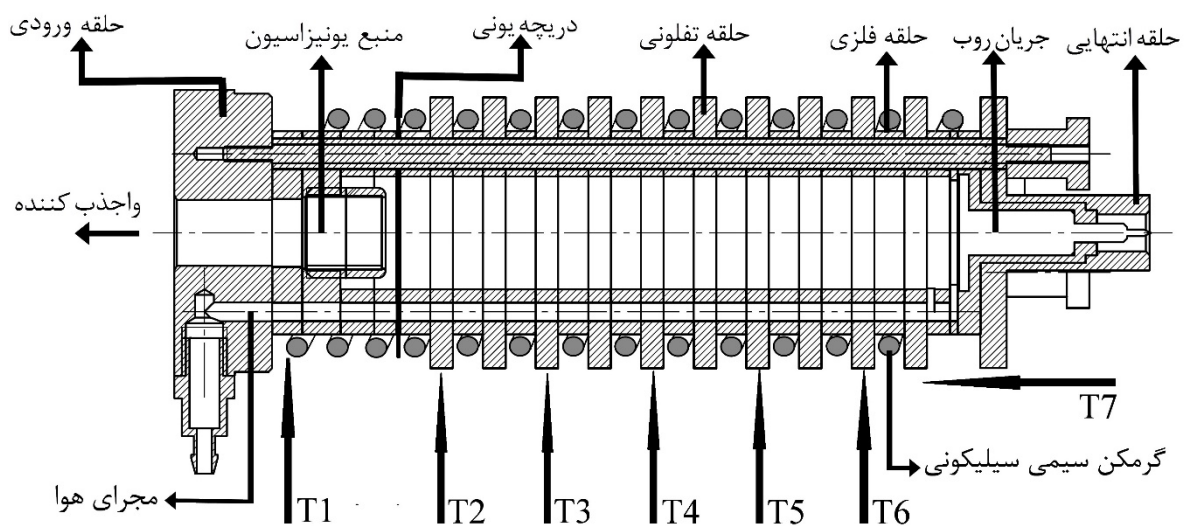
¹² Warm-up Time

¹³ Shutter Grid

¹⁴ Collector



شکل (۱): (الف) سلول طیف‌سنج تحرک یونی، (ب) حسگر حرارتی تعبیه شده در حلقه تفلونی



شکل (۲): موقعیت قرارگیری حسگرهای حرارتی درون و خارج از سلول طیف‌سنج تحرک یونی

جدول (۲): مشخصات آزمون های حرارتی

شماره آزمون	دمای هدف (سلسیوس)	کن گرم سلول	کننده واجذب	پمپ دمنده	پمپ مکنده	پروفیل دمایی
۱	۱۲۰	√	-	-	-	-
۲	۱۲۰	√	√	-	-	-
۳	۱۲۰	√	√	√	-	-
۴	۱۳۰	√	√	√	-	-
۵	۱۴۰	√	√	√	-	-
۶	۱۲۰	√	√	√	√	-
۷	۱۲۰-۱۴۰-۱۳۰	√	√	√	-	√

طی آزمون حرارتی، حسگرهای ترموکوپل اختلاف پتانسیل الکتریکی وابسته به دما را از سلول به ثبت کننده اطلاعات منتقل می کنند. سامانه پایش دمای سلول، داده های دما را از ثبت کننده اطلاعات دریافت کرده و با استفاده از برنامه متلب آن را به نمودار تبدیل می کند. با روشن شدن گرم کن سیمی سلیکونی، دمای سلول و هوای درون آن به تدریج افزایش یافته، تا به دمای تنظیمی واحد کنترل دما رسیده و ثابت شود. در این حال، دمای نشان داده شده به وسیله حسگر شماره ۷ (که در کنار حسگر واحد کنترل دما نصب شده) دمای سطح بیرونی سلول و همچنین دقت اندازه گیری دما توسط حسگرهای ترموکوپل را نشان می دهد. در شکل ۳، نمایی از پیکربندی این آزمون و تجهیزات مورد استفاده شامل ثبت کننده اطلاعات، سلول، حسگرهای دما و سامانه پایش دما نشان داده شده است.

در جدول ۱ حسگرهای دمای مورد استفاده و نوع و موقعیت محل نصب آن ها مشخص شده است.

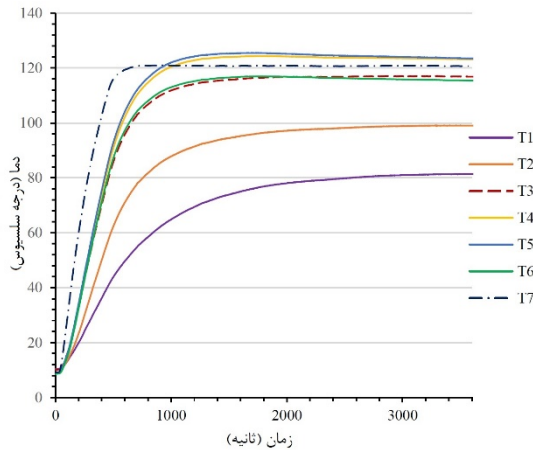
جدول (۱): حسگرهای دما در بررسی تجربی حرارتی

حسگر دما	نوع	موقعیت
حسگر شماره ۱	K	حلقه ورودی سلول، بعد از واجذب کننده
حسگر شماره ۲	K	حلقه تفلونی میانی ۱
حسگر شماره ۳	K	حلقه تفلونی میانی ۳
حسگر شماره ۴	K	حلقه تفلونی میانی ۵
حسگر شماره ۵	K	حلقه تفلونی میانی ۷
حسگر شماره ۶	K	حلقه تفلونی میانی ۹
حسگر شماره ۷	K	سطح بیرونی سلول، در کنار حسگر واحد کنترل دما
حسگر واحد کنترل دما	K	سطح بیرونی سلول، در کنار حسگر شماره ۷
حسگر تنظیم دما شماره ۱	RTD	بیرون از سلول، دمای اتاق
حسگر تنظیم دما شماره ۲	RTD	بیرون از سلول، دمای اتاق

پس از تنظیم دقیق درجه بندی^{۲۰} حسگرهای نصب شده در داخل سلول برای انجام آزمون های زمان و گرادیان حرارتی، بایستی ابتدا دمای سلول به دمای محیط (۲۰ درجه سلسیوس) رسیده، سپس آزمون حرارتی شروع شود. مشخصات آزمون های حرارتی در جدول ۲ به اختصار بیان شده است.



شکل (۳): تجهیزات مورد استفاده در بررسی تجربی عملکرد حرارتی



شکل (۴): تغییرات دما بر حسب زمان در سلول (آزمون شماره ۱)

همان‌طور که در شکل ۴ نشان داده شده است، بعد از گذشت ۷ دقیقه دمای گرم‌کن (حسگر شماره ۷) در سطح بیرونی سلول به ۱۲۰ درجه سلسیوس می‌رسد و بعد از آن به وسیله واحد کنترل دما، ثلثت می‌شود. در عین حال، درون سلول، گرادیان دمای نسبتاً بالایی وجود داشته و دمای ورودی از ۸۰ تا ۱۰۰ درجه سلسیوس بیشتر تجاوز نمی‌کند و در قسمت میانی سلول بیشترین دما وجود داشته که تا ۱۲۳ درجه سلسیوس افزایش می‌یابد و دوباره در انتهای دیگر دما افت می‌نماید. گرادیان دمای در دو انتهای سلول به دلیل در معرض بودن حلقه‌های فلزی ورودی و انتهای سلول با محیط پیرامون می‌باشد، که اتلاف حرارتی بالایی داشته و باعث کاهش دما در این نقاط نسبت به میانه سلول می‌شود. در این بین کاهش دما در حلقه ورودی به دلیل ارتباط با هوای خارج نسبت به انتهای دیگر بیشتر است.

در شکل ۵ تغییرات دمایی هوای درون سلول با روشن بودن گرم‌کن واجذب‌کننده و خاموش بودن میکروپمپ‌ها در طی آزمون شماره ۲ (دمای تنظیمی واحد کنترل دما ۱۲۰ درجه سلسیوس) نشان داده شده است. دمای واجذب‌کننده که به شکل مقاومت سیمی فنی و غیرتماسی می‌باشد در حدود ۲۰۰ درجه سلسیوس است. همان‌که در شکل ۵ مشاهده می‌شود، در این حالت با انتقال دما از طریق رسانش و بدنه دستگاه دمای ورودی سلول نسبت به حالت قبل تا ۲۰ درجه سلسیوس افزایش پیدا کرده است. با روشن‌شدن واجذب‌کننده، حلقه ورودی که به واجذب‌کننده متصل می‌باشد، هم‌زمان گرم‌شده و اختلاف دمایی در دو انتهای سلول کاهش می‌یابد.

۳- نتایج و بحث

برای گرمایش هوای درون سلول، با استفاده از گرم‌کن سیمی سیلیکونی، حرارت از طریق بدنه و رسانش به محفظه رانش منتقل شده و موجب می‌گردد تا دمای هوای محفظه رانش افزایش یابد. حسگر شماره ۷ به کمک واحد کنترل دما، دمای بدنه را در یک دمای ثابت قرار می‌دهد که دمای هدف نامیده شده و با دمای هوای داخل سلول ممکن است اختلاف داشته باشد. در رابطه با دمای هوای محفظه رانش بایستی در نظر داشت در دماهای بسیار پایین تحرک یون‌ها کمتر از میزان مورد نیاز برای تفکیک و شناسایی بوده و زمانی که دما بسیار بالا رود احتمال یونیزاسیون بیشتر ماده وجود دارد که می‌تواند با مولکول‌های هوا واکنش داده و در نتیجه بر ضرایب تحرک یونی اثر گذارد. در دماهای بالا به دلیل غیرخطی‌شدن ضریب تحرک یونی امکان شناسایی وجود ندارد. همچنین یون‌هایی که در دماهای بالا تشکیل می‌شوند می‌توانند با هم برخورد کرده و یک‌سری مولکول‌های جدیدی ایجاد کنند که از لحاظ وزن مولکولی کاملاً با ماده اولیه متفاوت بوده و بر روی تحرک یونی اثر گذار باشد. از این رو، بهترین دما، دمایی است که مولکول فقط به صورت حداقل یون‌ها با تحرک کافی تشکیل شود تا نشانگر^{۲۱} مولکول کاملاً واضح^{۲۲} و بتواند به عنوان نشانگر اصلی قابل استناد باشد. بر حسب تجربه و با توجه به ساختار سلول موجود، بهترین تفکیک برای طیف‌سنجی در دمای ۱۲۰ درجه سلسیوس حاصل می‌شود [۸].

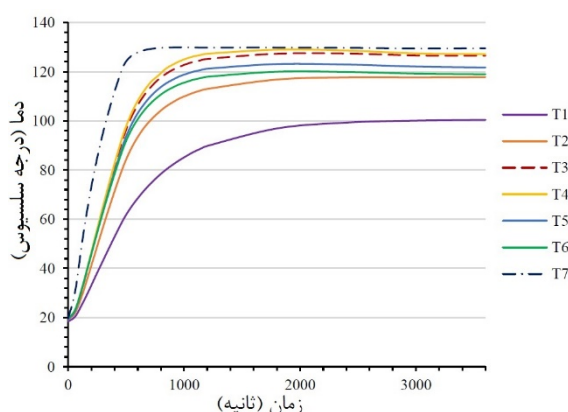
ثبت دما برای به دست‌آوردن گرادیان حرارتی در طول سلول آشکارساز و همچنین مشخص نمودن زمان لازم به منظور رسیدن به پایداری حرارتی برای هر یک از نقاط سلول با استفاده از چندین آزمایش تجربی که به تشریح در ذیل می‌آید، انجام شده است. در ابتدا، طی آزمون شماره ۱، بررسی نحوه ایجاد گرادیان دما درون سلول بدون روشن بودن واجذب‌کننده و تنها با روشن نمودن گرم‌کن سلول (دمای تنظیمی واحد کنترل دما ۱۲۰ درجه سلسیوس) بررسی شده است. شکل ۴ تغییرات دمای به دست‌آمده از حسگرهای دما در طی یک ساعت را نشان می‌دهد.

²² Sharp

²¹ Peak

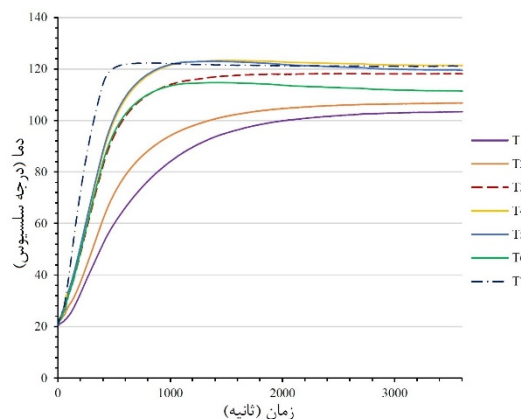
ورودی سلول کاهش می‌یابد. با این حال، این جریان هوا موجب می‌شود تا گرادیان دمایی درون ناحیه رانش از حسگر شماره ۲ تا ۶ تا حدی کاهش یابد. دلیل کاهش دما در حسگر شماره ۱ در حلقه ورودی، مربوط به کاهش حرارت ورودی از واجذب‌کننده به ناحیه حسگر شماره ۱ می‌باشد که در آزمون شماره ۲ موجب افزایش دمای این ناحیه در غیاب جریان هوای ناشی از میکروپمپ دمنده شده بود.

به منظور بررسی تاثیر افزایش سطح دمای هدف بر روی پارامترهای حرارتی سلول طیف‌سنجی، آزمون‌های ۴ و ۵ با دمای هدف ۱۳۰ و ۱۴۰ درجه سلسیوس طراحی و انجام شد. گرادیان دما در شرایطی که میکروپمپ دمنده و اجزای حرارتی شامل گرم‌کن سلول و واجذب‌کننده روشن می‌باشد (برای پاک‌سازی محفظه رانش با دمای هدف ۱۳۰ درجه سلسیوس) در شکل ۷ (آزمون شماره ۴) نشان داده شده است. همان‌طور که در این شکل مشاهده می‌شود، افزایش سطح دمای هدف تاثیر چندانی در گرادیان حرارتی در طول سلول ندارد، اما باعث می‌شود دمای هوای سلول (به جز در ناحیه حلقه ورودی) در محدوده دمایی با میانگین ۱۲۰ درجه سلسیوس قرار گیرد.



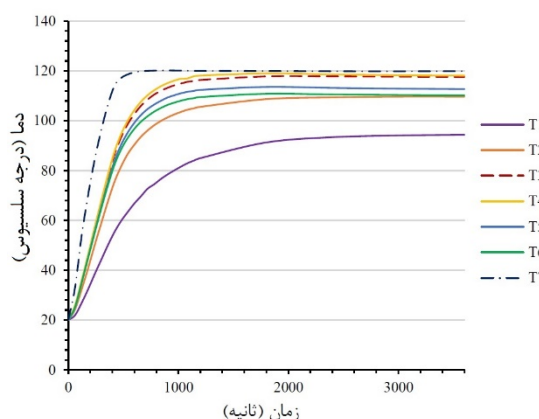
شکل (۷): تغییرات دما بر حسب زمان در سلول (آزمون شماره ۴)

علاوه بر این، گرادیان دما در شرایطی که میکروپمپ دمنده و اجزای حرارتی شامل گرم‌کن سلول و واجذب‌کننده روشن است (برای پاک‌سازی محفظه رانش) و دمای هدف برابر با ۱۴۰ درجه سلسیوس می‌باشد، در شکل ۸ (آزمون شماره ۵) نشان داده شده است. همان‌طور که در این شکل مشاهده می‌شود، افزایش سطح دمای هدف تاثیری بر روی گرادیان دمایی نداشته و تنها میانگین دمای هوای سلول (به جز در ناحیه حلقه ورودی) در محدوده دمایی با میانگین ۱۳۰ درجه سلسیوس قرار می‌دهد.



شکل (۵): تغییرات دما بر حسب زمان در سلول (آزمون شماره ۲)

در ادامه، طی آزمون شماره ۳ تا ۶ میکروپمپ‌ها که وظیفه پاک‌سازی محفظه رانش (میکروپمپ دمنده) و همچنین انتقال نمونه‌ها به داخل محفظه رانش (میکروپمپ مکند) را بر عهده دارند، به پیکربندی آزمون‌ها اضافه می‌شوند. این میکروپمپ‌ها (شامل دو عدد مشابه ۱۲ ولت با دور قابل تنظیم و حداکثر دبی ۲ لیتر بر دقیقه) خارج از سلول طیف‌سنجی و داخل سامانه آشکارساز قرار داشته و با لوله تفلونی جهت انتقال هوا به مجرای ورودی و خروجی متصل می‌شوند. تغییرات دما در شرایطی که میکروپمپ دمنده و اجزای حرارتی شامل گرم‌کن سلول و واجذب‌کننده روشن می‌باشد (جهت پاک‌سازی محفظه رانش) و دمای هدف برابر با ۱۲۰ درجه سلسیوس می‌باشد، در شکل ۶ (آزمون شماره ۳) نشان داده شده است.

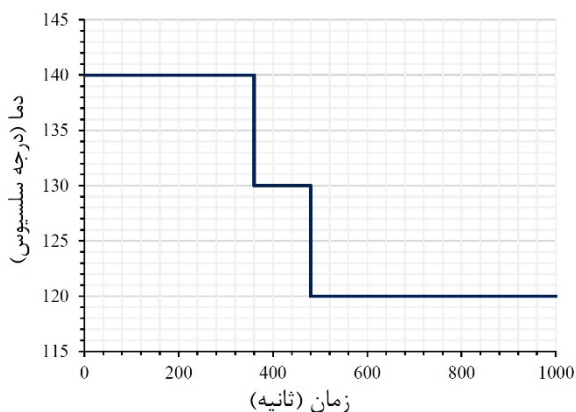


شکل (۶): تغییرات دما بر حسب زمان در سلول (آزمون شماره ۳)

مطابق شکل ۶ و در مقایسه با شکل ۵، با روشن‌شدن میکروپمپ دمنده و ایجاد جریان هوا درون سلول، دمای هوای در

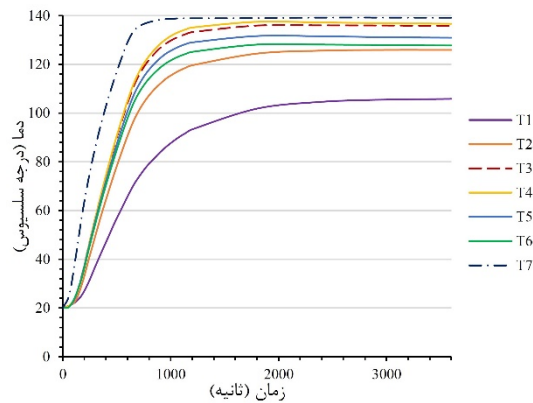
همان طور که در شکل ۹ قابل مشاهده است، ایجاد حالت دمشی - مکشی به وسیله میکروپمپها و جریان نوسانی هوا درون سلول به تدریج باعث افزایش ماندگاری هوا درون سلول و به دنبال آن افزایش انتقال حرارت از بدنه به هوای درون سلول می شود. این حالت، باعث افزایش تدریجی دمای سلول به ویژه در ورودی سلول و نزدیک به واجذب کننده مطابق شکل ۹ می شود. در نهایت این موضوع، منتج به کاهش گرادیان دمایی و زمان رسیدن به پایداری حرارتی تا حدود ۳۲ درصد می شود.

در آخر، تاثیر پروفیل حرارتی بر عملکرد حرارتی سلول بررسی شده است. گرادیان دمای ایجاد شده در شرایطی که دمای تنظیمی واحد کنترل دما مطابق پروفیل شکل ۱۰ (۱۰۰۰ ثانیه ابتدایی نشان داده شده است)، به شکل پله ای تغییر می کند، در طی آزمون شماره ۷ نشان داده شده است. این آزمون حرارتی در شرایطی که همه اجزای حرارتی روشن بوده (میکروپمپ دمنده) و دمای تنظیمی نخستین ۱۴۰ درجه سلسیوس، در دقیقه ۶ (۳۶۰ ثانیه) برابر با ۱۳۰ درجه سلسیوس و از دقیقه ۸ (۴۸۰ ثانیه) به بعد برابر با ۱۲۰ درجه سلسیوس بوده، انجام شده است.



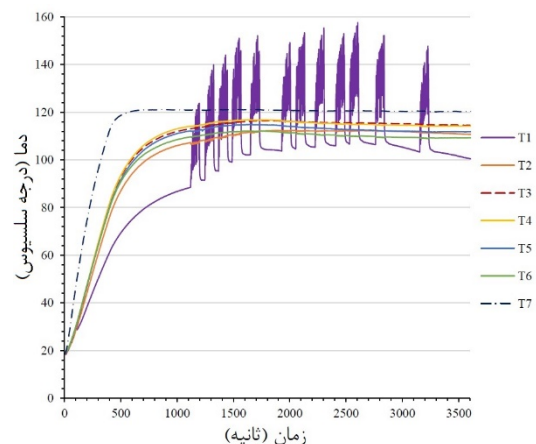
شکل (۱۰): پروفیل دمایی انتخابی (آزمون شماره ۷)

در شکل ۱۱ گرادیان دمای حاصل از پروفیل دمایی انتخابی در طول محفظه رانش سلول طیف سنجی تحرک یونی نمایش داده شده است. همان طور که در این شکل مشاهده می شود یک جهش دمایی کوچک در هنگام پله های دمایی مشاهده می شود.

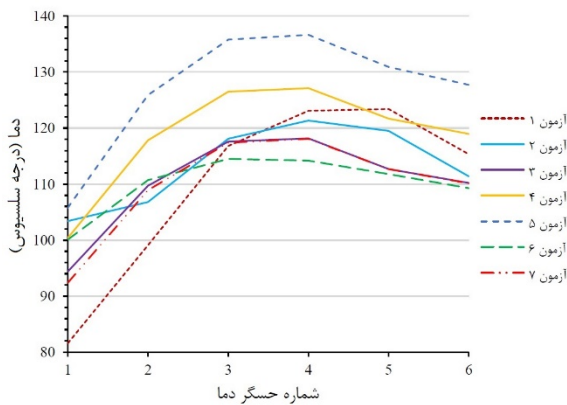


شکل (۸): تغییرات دما بر حسب زمان در سلول (آزمون شماره ۵)

همان طور که در شکل های ۶ تا ۸ نشان داده شده است، با افزایش دمای تنظیمی گرم کن سلول، تا حد کمی زمان رسیدن به دمای پایداری حرارتی افزایش می یابد. در مورد آزمون دمای ۱۴۰ درجه سلسیوس، با توجه به حداکثر دمای قابل تحمل تفنون، امکان تغییر شکل و سوختن تفنون وجود داشته و ممکن است در صورت استفاده طولانی مدت، تفنون دچار اعوجاج شود. در شکل ۹ (آزمون شماره ۶)، نمودار گرادیان دما در حالتی که گرم کن سلول، واجذب کننده و میکروپمپ دمنده روشن است و به تناوب میکروپمپ مکنده روشن و خاموش می شود (دمای تنظیمی واحد کنترل دما ۱۲۰ درجه سلسیوس)، نمایش داده شده است. در این حالت هوای گرم از واجذب کننده توسط میکروپمپ مکنده به داخل لوله رانش فرستاده می شود و دوباره توسط میکروپمپ دمنده هوا به خارج از سلول ارسال می شود. همان طور که مشخص است، با ایجاد حالت نوسانی رفت و برگشتی، دمای ورودی سلول از ۱۰۰ تا ۱۶۰ درجه سلسیوس، به صورت نوسانی افزایش و کاهش می یابد.

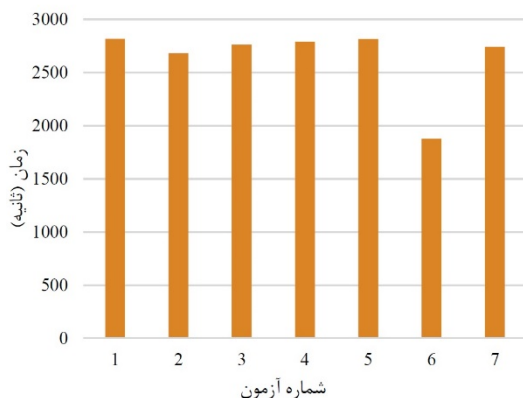


شکل (۹): تغییرات دما بر حسب زمان در سلول (آزمون شماره ۶)

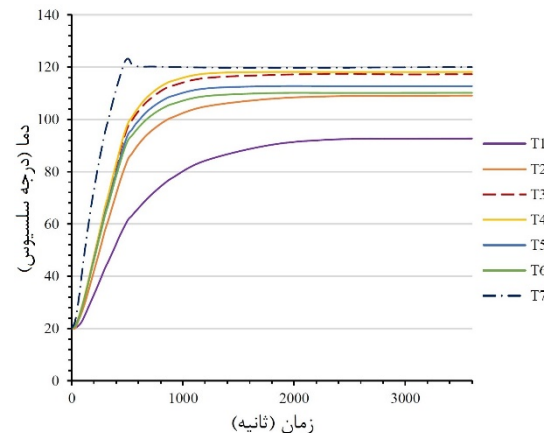


شکل (۱۲): گرادیان حرارتی در سلول طیف‌سنج تحرک یونی در آزمون‌های حرارتی

در مورد زمان گرمایش و رسیدن به پایداری حرارتی، آزمون‌های مختلف در شکل ۱۳ مقایسه شده‌اند. زمان رسیدن به پایداری حرارتی، بر اساس زمانی که حسگر شماره ۴ (با موقعیت مکانی میانه سلول آشکارساز) به یک دمای ثابت می‌رسد، بررسی شده است. مطابق شکل زیر، تفاوت چندانی در آزمون‌های شماره ۱ تا ۵ وجود ندارد، هر چند در آزمون شماره ۲ به نسبت آزمون شماره ۱ کاهش ناچیز زمان گرمایش مشاهده می‌شود. همچنین، با افزایش دمای هدف واحد کنترل دما، تا حدود کمی زمان رسیدن به پایداری حرارتی در آزمون‌های ۳ تا ۵ افزایش می‌یابد و در آزمون شماره ۷ با استفاده از پروفیل دمایی تغییر محسوسی نسبت به آزمون شماره ۳ مشاهده نمی‌شود. اما بیشترین کاهش زمان گرمایش مربوط به آزمون شماره ۶ با ۳۲ درصد کاهش است که با تغییر در برنامه کنترلی دستگاه قابل دستیابی است. این رو، روش مرتبط با آزمون شماره ۶ (ایجاد هوای نوسانی درون ناحیه رانش) گزینه مناسبی برای بهبود زمان گرمایش است.



شکل (۱۳): زمان گرمایش (رسیدن به پایداری حرارتی) برای آزمون‌های حرارتی



شکل (۱۱): تغییرات دما بر حسب زمان در سلول (آزمون شماره ۷)

همان‌طور که در شکل ۱۱ نشان داده شده است، با مقایسه آن با حالت دمای تنظیمی نخستین ۱۲۰ درجه سلسیوس، تغییر محسوسی در گرادیان دمایی نهایی و زمان رسیدن به پایداری حرارتی مشاهده نمی‌شود. در این مورد، نبود تغییر محسوس نسبت به حالت اولیه، مربوط به زمان مورد نیاز جهت پایداری حرارتی می‌باشد و تغییرات پروفیل حرارتی نسبت به زمان چندان اثرگذار نیست.

در ادامه به بررسی و مقایسه نتایج حاصله از آزمون ۱ تا ۷ در ارتباط با گرادیان حرارتی پرداخته شده است. در شکل ۱۲ دمای ثبت‌شده حسگرهای دما در پایان هر آزمون نشان داده شده است. همان‌طور که در این تصویر مشاهده می‌شود، در آزمون شماره ۱ تا حدود زیادی اختلاف دمایی در نقاط مختلف سلول، حتی با گذشت حدود یک ساعت از شروع آزمون، وجود دارد که با روشن‌شدن واجذب‌کننده در طی آزمون شماره ۲ تا حدودی این گرادیان دمایی کاهش می‌یابد. در طی آزمون شماره ۳ با روشن‌شدن میکروپمپ دمنده، تفاوت چندانی در گرادیان دمایی نسبت به آزمون شماره ۲ مشاهده نمی‌شود و این روند در آزمون‌های ۴ و ۵ که به ترتیب دمای هدف ۱۳۰ و ۱۴۰ درجه سلسیوس می‌باشد، عیناً تکرار می‌شود. در آزمون شماره ۶، حالت نوسانی دمشی - مکشی، موجب کاهش قابل ملاحظه گرادیان دمایی در طول سلول گشته و در پایان، در آزمون شماره ۷، گرادیان دمایی مشابه آزمون شماره ۳ می‌باشد و تغییر چندانی مشاهده نمی‌شود. با توجه به شکل ۱۲ و ائتلاف حرارتی از حلقه انتهایی سلول طیف‌سنج تحرک یونی، می‌توان دمای ناحیه انتهایی سلول را دمایی مابین حسگر شماره ۶ و حسگر شماره ۱ پیش‌بینی نمود.

۱، P توان، m جرم، c ظرفیت گرمایی ویژه، ΔT تغییرات دمایی، $\Delta T/\Delta t$ بازه زمانی و از این رو $\Delta T/\Delta t$ نرخ تغییرات دمایی است [۲۰].

$$P = mc \Delta T/\Delta t \quad (1)$$

با توجه به اینکه تفلون دارای ضریب انتقال حرارت رسانش بسیار پایینی است، در نتیجه مانع انتقال و یکنواختی حرارت در ناحیه رانش می‌شود، که این باعث ایجاد گرادیان دما در طول سلول در طی آزمون‌های ۱ تا ۷ مطابق شکل ۱۲ می‌شود. از این رو پیشنهاد می‌شود، حلقه‌های تفلونی با ماده‌ای با قابلیت هدایت حرارتی بالا و هدایت الکتریکی بسیار پایین (دی‌الکتریک) همچون سرامیک‌های اکسید فلزی پیشرفته جایگزین، و عملکرد آن بر روی کاهش زمان گرم شدن به صورت تجربی و عددی مورد بررسی قرار گیرد. مشخصات سرامیک‌های پیشنهادی برای جایگزینی با تفلون در جدول ۳ آمده است [۲۱ و ۲۲].

مطابق این جدول، با توجه به شکنندگی و تردی آلومینیم اکسید^{۲۴} و زیرکونیم دی‌اکسید^{۲۵}، همچنین ضریب انتقال حرارت بسیار بالای آلومینیم نیتريد^{۲۶} و بریلیم اکسید^{۲۷}، دو مورد آخری به عنوان جایگزین‌های مناسب از اولویت بالاتری برخوردار است. البته بایستی توجه داشت هزینه تامین این دو سرامیک مهندسی پیشرفته نسبت به دیگر سرامیک‌ها بالاتر بوده و بریلیم اکسید در حالت پودر، دارای ذرات سمی است [۲۳].

مطابق راهکار پیشین و با ضرورت به حداقل رساندن گرادیان حرارتی (آزمون ۱ تا ۷)، رسوب و لایه‌نشانی گرم‌کن مسطح با استفاده از فناوری لایه‌نشانی مواد بر روی صفحه حلقه سیلیکونی یا سرامیکی به همراه دیگر مدارات الکترونیک برای گرمایش حداکثری از دیگر اقداماتی است که قابلیت بررسی دارد [۲۴].

با توجه به اتلاف حرارتی در حلقه ورودی و انتهایی در طی تمامی آزمون‌ها، به منظور بهبود عایق کاری حرارتی و به حداقل رساندن انتقال حرارت به دیگر ابزارهای الکترونیکی نزدیک سلول طیف‌سنجی در سامانه آشکارساز، استفاده از عایق‌های حرارتی پیشرفته همچون آبروژل سیلیکایی نانومتخلخل^{۲۸} پیشنهاد می‌شود. پتوهای^{۲۹} حرارتی منعطف آبروژل (عایق گرم) (همان‌طور که در شکل ۱۴ نشان داده شده است) در ضخامت‌هایی از ۳ تا ۲۰ میلی‌متر با عرض ۵۰۰ تا ۱۰۰۰ میلی‌متر و درازای تا ۱۰ متر

در ادامه به منظور بهبود و بهینه‌سازی هر چه بیشتر ویژگی‌های حرارتی سلول طیف‌سنج تحرک یونی راهکارهایی ارائه شده است، اگرچه این راهکارها نیازمند بررسی تجربی و عددی بیش‌تر در تحقیقات پیش‌رو است.

همان‌طور که نمودار شماره ۱۲ نشان می‌دهد، حلقه‌های انتهایی و ورودی سلول همانند پخش‌کننده حرارتی^{۲۳} برای دفع گرما عمل می‌نمایند، پیشنهاد می‌شود تا بر روی دو حلقه ورودی و انتهایی، تا حد امکان عایق کاری حرارتی مناسب با استفاده از مواد عایق حرارتی پیشرفته انجام شود تا اتلاف حرارتی به حداقل ممکن برسد.

با توجه به نمودار گرادیان دمایی در طول سلول طیف‌سنج تحرک یونی (شکل شماره ۱۲)، پیشنهاد می‌شود تا بر روی حلقه‌های ورودی و انتهایی سلول، گرم‌کن سیمی سیلیکونی نسبت به قسمت‌های میانی، فشرده‌تر (با فاصله کمتر) پیچانده شود. این امر موجب می‌شود تا گرمای ورودی بیشتری به این ناحیه وارد و اتلاف حرارتی تا حدودی جبران شود.

مجرای هوای ورودی (شکل شماره ۲) جز ساختار سلول بوده و توسط گرم‌کن سیمی سیلیکونی گرم می‌شود. کاهش قطر مجرای هوای ورودی به ناحیه رانش سلول می‌تواند موجب افزایش سطح مقطع تماس حرارتی و از آنجا باعث افزایش دمای محفظه رانش سلول شود.

با توجه به کاهش دما در طول سلول و به ویژه در حلقه ورودی به خاطر اتلاف حرارتی در این ناحیه (آزمون شماره ۱)، گرمایش و تزریق هوا به وسیله یک گرم‌کن در مسیر ورودی هوا به داخل سلول، یکی دیگر از راهکارهایی خواهد بود که امکان کاهش گرادیان و زمان رسیدن به پایداری حرارتی را دارا است.

در راستای کاهش زمان گرمایش در طی تمام آزمون‌ها، می‌توان با استفاده از رابطه ۱ و با فرض اینکه انتقال گرما از گرم‌کن سلول تنها از طریق رسانش انجام شود، نسبت به کاهش جرم حلقه‌های تفلونی و فلزی در ناحیه رانش سلول اقدام نمود. مطابق فرمول زیر، در یک توان حرارتی ثابت با کاهش جرم، زمان لازم به منظور تغییرات حرارتی کاهش و سرعت تغییرات دمایی افزایش می‌یابد. برای رسیدن به این هدف، نیاز به ایجاد سوراخ‌های اضافی بر روی حلقه‌های تفلونی و فلزی تا جایی که استحکام مکانیکی آنها تحت تاثیر قرار نگیرد، می‌باشد. در رابطه

²⁷ Beryllium Oxide (BeO)

²⁸ Nanoporous Silica Aerogel

²⁹ Blankets

²³ Heat Sink

²⁴ Aluminium Oxide (Al₂O₃, Alumina)

²⁵ Zirconium Dioxide (ZrO₂, Zirconia)

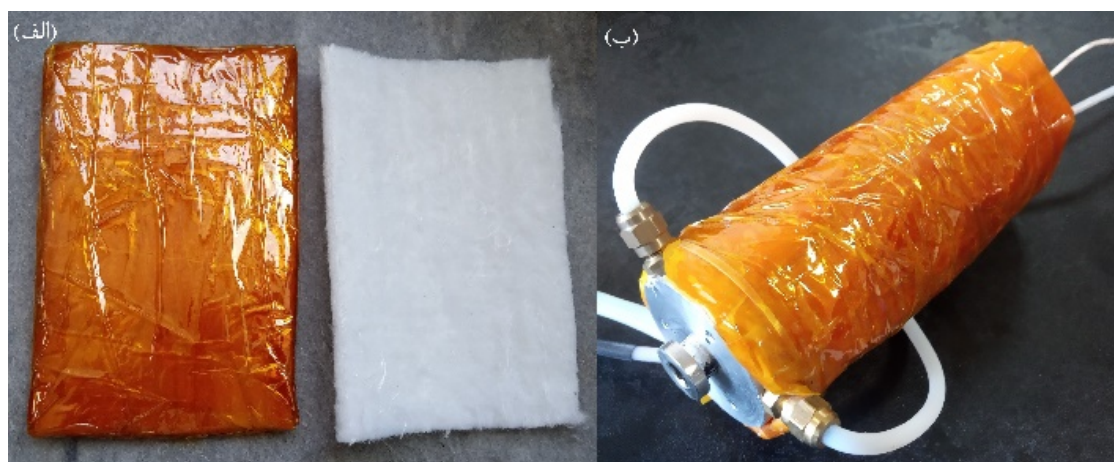
²⁶ Aluminium Nitride (AlN)

عمر بالا ۳۰ تا ۵۰ سال، قابلیت مونتاژ و ديمونتاژ چند باره برای تعمیرات یا بازرسی و همچنین نداشتن ریزش یا ترک به مرور زمان هستند. همچنین، برای روکش کردن و بسته بندی از چسب کپتون که عایق الکتریسیته و دما است نیز می توان استفاده نمود [۲۵].

تولید می شوند. بلنکتهای منعطف آبروژل نانومتخلخل، دارای ضریب رسانایی بسیار ناچیز در بازه دمایی ۲۰۰- الی ۶۵۰+ درجه سلسیوس از ۰.۰۱۴ تا ۰.۰۲ وات بر متر کلوین هستند. این عایقها دارای ویژگی هایی نظیر عایق صوت، ضدآب، ضدحریق، ضدخوردگی زیرسطح عایق، عملکرد عالی در دمای کاری ۲۰۰- الی ۶۵۰+ درجه سلسیوس، عملکرد فوق العاده با ضخامت کم، حجم و وزن ناچیز، زیست سازگار، قابل برش در هر شکلی، طول

جدول (۳): مقایسه ویژگی های حرارتی تفلون با دیگر سرامیک های اکسید فلزی

ماده- ویژگی	چگالی	انتقال حرارت	ظرفیت گرمایی ویژه	ثابت دی الکتریک
(g/cc)	(W/m-k)	(J/g-k)	(GHz)	
تفلون	۲.۳	۰.۲۵	۱.۵	۲.۷
آلومینیم اکسید، آلومینا (تراکم بالا)	۳.۹	۳۰-۳۵	۰.۸	۹.۸
زیرکونیم دی اکسید، زیرکونیا (تراکم بالا)	۵.۶	۱.۵-۳	۰.۴	۲۸
آلومینیم نیتريد	۳.۲	۱۰۰-۳۰۰	۰.۶	۸.۵
بریلیم اکسید	۳	۲۳۰-۳۳۰	۱	۶.۷



شکل (۱۴): (الف) پتوی حرارتی آبروژل سیلیکایی نانومتخلخل منعطف (عایق گرم) به همراه چسب کپتون، (ب) نحوه عایق کاری حرارتی بهینه سلول طیف سنج تحرک یونی

۴- نتیجه گیری

در این مقاله، گرادیان دما، زمان گرمایش و عوامل موثر بر آن در آزمون‌های مختلف بررسی شد. نتایج نشان داد درون ناحیه رانش سلول، گرادیان دمایی نسبتاً بالایی وجود داشته و همچنین زمان مورد نیاز برای گرم شدن محفظه رانش و آماده شدن دستگاه برای تشخیص مواد به طور نسبی بالا است.

با توجه به اندازه گیری‌های تجربی انجام پذیرفته در این مطالعه، دمای بدنه سلول با دمای هوای داخل اختلاف دارد و این در حالی است که در دیگر پژوهش‌های مرتبط با گرادیان حرارتی سلول، دمای بدنه سلول با استفاده از حسگرهای دما یا دوربین حرارتی فروسرخ بررسی شده است. از این رو، برای افزایش دقت داده‌ها در این تحقیق، تنها دمای هوای درون سلول مدنظر بوده و مطالعه شده است.

در دیگر پژوهش‌ها، تنها به بررسی عملکرد حرارتی سلول به صورت تنها پرداخته شده است. در حالی که در این مقاله تاثیر دیگر اجزاء مرتبط همچون واجذب کننده و جریان دمشی-مکشی میکروپمپ‌ها بر ویژگی‌های حرارتی نیز بررسی شده است.

با روشن شدن گرم کن واجذب کننده، مقداری از گرما به سلول منتقل شده و تا حدودی دمای هوای ورودی سلول افزایش و گرادیان حرارتی کم می‌شود. همچنین، با روشن شدن میکروپمپ دمنده، دمای ورودی سلول کاهش یافته ولی گرادیان دما در دیگر نقاط سلول تا حدودی ثابت می‌ماند.

نتایج آزمون‌های حرارتی نشان می‌دهد که استفاده از جریان هوای نوسانی درون سلول با استفاده از میکروپمپ‌های دمنده و مکنده، راه حل مناسبی برای رسیدن به گرادیان دمایی یکنواخت در کمترین زمان ممکن است. در این راستا نتایج تجربی و عملی، یک بهینه سازی ۳۲ درصدی را نشان می‌دهد.

در پلایان، به منظور بهینه سازی حرارتی می‌توان به راهکارهایی همچون: تغییر پیکربندی گرمایش و عایق کاری حرارتی، تزریق هوای پیش گرم شده، کاهش قطر مجرای ورودی به ناحیه رانش، کاهش جرم حلقه‌های تفلونی و فلزی، استفاده از حلقه‌های سرامیکی پیشرفته عایق الکتریسیته با هدایت حرارتی بالا، لایه نشانی حلقه فلزی و گرم کن به طور مستقیم بر روی صفحه حلقه سرامیکی و استفاده از عایق حرارتی آبروژل

سیلیکایی نانومتخلخل برای عایق کاری حرارتی اشاره نمود، که اطمینان از میزان تاثیر این موارد مستلزم بررسی‌های تجربی و عددی در پژوهش‌های آینده است.

تعارض منافع

هیچ تعارض منافی توسط نویسندگان بیان نشده است.

مراجع

- [1] J. Puton and J. Namieśnik, "Ion mobility spectrometry: Current status and application for chemical warfare agents detection," *TrAC Trends in Analytical Chemistry*, vol. 85, pp. 10–20, Dec. 2016.
- [2] S. Armenta, F. A. Esteve-Turrillas, and M. Alcalà, "Analysis of hazardous chemicals by 'stand alone' drift tube ion mobility spectrometry: a review," *Analytical Methods*, vol. 12, no. 9, pp. 1163–1181, Mar. 2020.
- [3] R. Arevalo Jr, Z. Ni, and R. M. Danell, "Mass spectrometry and planetary exploration: A brief review and future projection," *J. Mass Spectrom.*, vol. 55, no. 1, 2020.
- [4] Saeed Hajialigol, Seyed Alireza Ghorashi, Amir Hossein Alinoori, Amir Torabpour, and Mehdi A'zimi, "Thermal Solid Sample Introduction-Fast Gas Chromatography-Low Flow Ion Mobility Spectrometry as a field screening detection system," *Journal of Chromatography A*, vol. 1268, pp. 123–129, Dec. 2012.
- [5] S. A. Ghorashi, A. H. Alinoori, and S. Hajialigol, "Signal-to-noise enhancement in TSSI-GC-IMS: Development of two dimensional sensor for detection of chemicals," *Microelectronics Journal*, vol. 45, no. 12, pp. 1634–1640, Dec. 2014.
- [6] Mahmoud Tabrizchi, Elaheh Maki Abadi, Razieh Parchami, and Elham Fadaei, "Dynamic Response of Ion Mobility Spectrometry," *Journal of the American Society for Mass Spectrometry*, vol. 33, no. 7, pp. 1148–1160, Jun. 2022.
- [7] C. Chen, M. Tabrizchi, and H. Li, "Ion gating in ion mobility spectrometry: Principles and advances," *TrAC Trends in Analytical Chemistry*, vol. 133, p. 116100, Dec. 2020.

- [19] S. I. Merenbloom, T. G. Flick, and E. R. Williams, "How Hot are Your Ions in TWAVE Ion Mobility Spectrometry?," *Journal of the American Society for Mass Spectrometry*, vol. 23, no. 3, pp. 553–562, Dec. 2011.
- [20] N. Wang, A. Chen, W. Zhao, R. Zhu, and B. Duan, "An online temperature estimation for cylindrical lithium-ion batteries based on simplified distribution electrical-thermal model," *Journal of Energy Storage*, vol. 55, p. 105326, Nov. 2022.
- [21] S. N. Leung, "Thermally conductive polymer composites and nanocomposites: Processing-structure-property relationships," *Composites Part B: Engineering*, vol. 150, pp. 78–92, Oct. 2018.
- [22] X. C. Tong, Electronic packaging materials and their functions in thermal managements. In *Advanced Materials for Thermal Management of Electronic Packaging*, pp. 131-167, Springer, New York, NY, 2011.
- [23] J. Ujma, K. Giles, M. Morris, and P. E. Barran, "New high resolution ion mobility mass spectrometer capable of measurements of collision cross sections from 150 to 520 K," *Anal. Chem.*, vol. 88, no. 19, pp. 9469–9478, 2016.
- [24] Y. Zrodnikov, M. Y. Rajapakse, D. J. Peirano, A. A. Aksenov, N. J. Kenyon, and C. E. Davis, "High asymmetric longitudinal field ion mobility spectrometry device for low power mobile chemical separation and detection," *Anal. Chem.*, vol. 91, no. 9, pp. 5523–5529, 2019.
- [25] C.-Y. Zhu, H.-B. Xu, X.-P. Zhao, L. Gong, and Z.-Y. Li, "A Review on Heat Transfer in Nanoporous Silica Aerogel Insulation Materials and Its Modeling," *Energy Storage and Saving*, Jul. 2022.
- [8] H. Borsdorf, T. Mayer, M. Zarejousheghani, and G. A. Eiceman, "Recent Developments in Ion Mobility Spectrometry," *Applied Spectroscopy Reviews*, vol. 46, no. 6, pp. 472–521, Aug. 2011.
- [9] G. A. Eiceman, Z. Karpas, and H. H. H. Jr, *Ion Mobility Spectrometry, Third Edition*. CRC Press, 2013. Accessed: Nov. 07, 2023.
- [10] V. Gabelica and E. Marklund, "Fundamentals of ion mobility spectrometry," *Current Opinion in Chemical Biology*, vol. 42, pp. 51–59, Feb. 2018.
- [11] R. Fernandez-Maestre, "Note: Buffer gas temperature inhomogeneities and design of drift-tube ion mobility spectrometers: Warnings for real-world applications by non-specialists," *The Review of Scientific Instruments*, vol. 88, no. 9, p. 096104, Sep. 2017.
- [12] B. C. Hauck, W. F. Siems, C. S. Harden, V. M. McHugh, and H. H. Hill Jr, "High accuracy ion mobility spectrometry for instrument calibration," *Anal. Chem.*, vol. 90, no. 7, pp. 4578–4584, 2018.
- [13] B. C. Hauck, C. S. Harden, and V. M. McHugh, "Current status and need for standards in ion mobility spectrometry," *Int. J. Ion Mobil. Spectrom.*, vol. 21, no. 4, pp. 105–123, 2018.
- [14] B. C. Hauck, C. S. Harden, and V. M. McHugh, "Accurate evaluation of potential calibration standards for ion mobility spectrometry," *Anal. Chem.*, vol. 92, no. 8, pp. 6158–6165, 2020.
- [15] J. N. Dodds and E. S. Baker, "Ion mobility spectrometry: Fundamental concepts, instrumentation, applications, and the road ahead," *J. Am. Soc. Mass Spectrom.*, vol. 30, no. 11, pp. 2185–2195, 2019.
- [16] V. Ilbeigi and M. Tabrizchi, "Peak–peak repulsion in ion mobility spectrometry," *Anal. Chem.*, vol. 84, no. 8, pp. 3669–3675, 2012.
- [17] M. Najarro, M. E. Dávila Morris, M. E. Staymates, R. Fletcher, and G. Gillen, "Optimized thermal desorption for improved sensitivity in trace explosives detection by ion mobility spectrometry," *The Analyst*, vol. 137, no. 11, p. 2614, 2012.
- [18] M. Alikord, A. Mohammadi, M. Kamankesh, and N. Shariatifar, "Food safety and quality assessment: comprehensive review and recent trends in the applications of ion mobility spectrometry (IMS)," *Crit. Rev. Food Sci. Nutr.*, vol. 62, no. 18, pp. 4833–4866, 2022.



COPYRIGHTS

© 2024 by the authors. Licensee Iranian Space Research Center of Iran. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution 4.0 International (CC BY 4.0) (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>)