



طراحی رؤیت گر و کنترل گر غیر خطی تحت شبکه برای سیستم کنترل وضعیت ماهواره مدار پایین زمین

علی بادپا¹، محمدتقی حمیدی بهشتی^{2*}، مهدی سجودی³

1- دانشجوی دکتری، مهندسی برق - کنترل، دانشگاه تربیت مدرس، تهران

2- دانشیار، مهندسی برق - کنترل، دانشگاه تربیت مدرس، تهران

3- استادیار، مهندسی برق - کنترل، دانشگاه تربیت مدرس، تهران

* تهران، صندوق پستی 194-14115، mbehesht@modares.ac.ir

چکیده

اطلاعات مقاله

مقاله پژوهشی کامل

دریافت: 05 آبان 1393

پذیرش: 24 بهمن 1393

ارائه در سایت: 15 فروردین 1394

کلید واژگان:

زیرسیستم تعیین و کنترل وضعیت ماهواره

فیلتر کالمن توسعه یافته

کنترل گر غیر خطی وابسته به مدل

اصل جداسازی

سیستم کنترلی تحت شبکه مبتنی بر کن

در این مقاله، فیلتر کالمن توسعه یافته و کنترل گر غیر خطی وابسته به مدل تحت شبکه با استفاده از اصل جداسازی برای زیرسیستم تعیین و کنترل وضعیت ماهواره مدار پایین زمین طراحی شده است. در این راستا، با توجه به روند توسعه ماهواره‌ها، معماری زیرسیستم تعیین و کنترل وضعیت برای کلاس وسیعی از ماهواره‌های مدار پایین زمین جهت پایداری و حصول اهداف مأموریتی همچون تعیین وضعیت و نشانه‌روی دقیق پیشنهاد شده است. این معماری، به صورت سیستم کنترلی تحت شبکه جهت برقراری اتصال و ارتباط بین اجزای کنترلی شامل حس گرها، عمل گرها و واحد پردازنده و همچنین به اشتراک گذاشتن داده با سایر زیرسیستم‌ها در نظر گرفته شده است. سپس، با مدل سازی تمامی اجزای سیستم و لحاظ نمودن اثرات شبکه به صورت اغتشاش کران دار، سیستم کنترل برای جبران آن‌ها طراحی شده است. بدین منظور، الگوریتم‌های تخمین و کنترل وضعیت شامل فیلتر کالمن توسعه یافته و کنترل گر غیر خطی وابسته به مدل به گونه‌ای طراحی شده‌اند تا ضمن دستیابی به عملکرد مطلوب سیستم، پایداری هر یک از آن‌ها تضمین گردد. در ادامه، مدل غیر خطی دینامیک ماهواره بر حسب پارامترهای کوآرنیون و سرعت‌های زاویه‌ای ارائه شده و با بیان قضیه اصل جداسازی برای طراحی رؤیت گر و کنترل گر، شرایط هم گرایی و پایداری نمایی آن‌ها براساس مدل خطی شده ماهواره استخراج شده است. اثبات قضیه نشان می‌دهد که سیستم حلقه بسته به طور پیوسته وضعیت ماهواره را در محدوده دقت تعیین شده حفظ می‌نماید. در نهایت، نتایج شبیه سازی حاصل از اعمال رؤیت گر و کنترل گر طراحی شده بر روی یک ماهواره فعال در مدار، کارایی طراحی صورت گرفته را به خوبی نشان می‌دهد.

Nonlinear Observer and Controller Design for Low Earth Orbit Satellite Attitude Control System over Network

Ali Badpa, Mohammad Taghi Hamidi Beheshti*, Mahdi Sojoodi

Department of Electrical and Computer Engineering, Tarbiat Modares University, Tehran, Iran.

* P.O.B. 14115-194 Tehran, Iran, mbehesht@modares.ac.ir

ARTICLE INFORMATION

Original Research Paper
Received 27 October 2014
Accepted 13 February 2015
Available Online 04 April 2015

Keywords:
Satellite Attitude Determination and Control Subsystem
Extended Kalman Filter
Model Dependent Nonlinear Controller
Separation Principle
CAN-based networked control system

ABSTRACT

In this paper, an Extended Kalman Filter (EKF) and a model-dependent nonlinear controller over network using the separation principle for Low Earth Orbit (LEO) satellite Attitude Determination and Control Subsystem (ADCS) have been designed. In this context, according to the satellites development trend, ADCS architecture for a broad class of LEO satellites is proposed to stabilize and achieve mission objectives such as precision attitude determination and pointing. This architecture is a Networked Control System (NCS) used to establish connection and communication among control components including sensors, actuators and onboard processors, as well as to share data with other subsystems. Then, by modeling all components of the system, and considering the network effects as a bounded disturbance, the control system is designed to compensate of these effects. For this purpose, estimation and control algorithms including EKF and a model-dependent nonlinear controller are designed such that, in addition to achieving desired system performance, the stability of each of them is guaranteed. Afterwards, the nonlinear dynamics model of the satellite in terms of quaternion parameters and angular velocities is presented, and by expression of the separation principle for observer and controller design, their convergence and exponential stability conditions based on linearized model of satellite are derived. Proof of theorem shows that the closed-loop system continuously maintained satellite attitude in the specified accuracy range. Finally, simulation results obtained from applying the designed observer and controller on the active satellite in orbit demonstrates the efficiency of the proposed design.

1- مقدمه

مورد نیاز جهت انجام مأموریت در مدار، مطابق شکل 1 شامل طراحی و انتخاب اجزای سخت افزاری (حس گرها، عمل گرها، واحد پردازنده و واسط) و نرم افزاری (تخمین گر و کنترل گر) است [1، 2]. ماهواره‌ها که نقش تجاری در

طراحی زیرسیستم تعیین و کنترل وضعیت¹ ماهواره برای حصول دقت‌های

1- Attitude Determination and Control Subsystem (ADCS)

Please cite this article using:

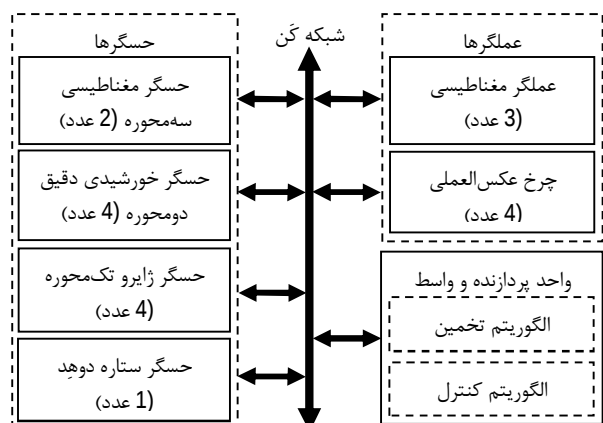
A. Badpa, M. T. Hamidi Beheshti, M. Sojoodi, Nonlinear Observer and Controller Design for Low Earth Orbit Satellite Attitude Control System over Network, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 15, No. 5, pp. 49-59, 2015 (In Persian)

برای ارجاع به این مقاله از عبارت ذیل استفاده نمایید:

و تجزیه شده¹⁰ نیز است که اجزای آن‌ها پس از قرارگیری در مدار از طریق لینک مخابراتی و از جمله شبکه کن بی‌سیم¹¹ باهم در ارتباطند [16]. در این مقاله، معماری زیرسیستم تعیین و کنترل وضعیت ماهواره برای کلاس وسیعی از ماهواره‌های مدار پایین زمین، برای حصول دقت نشانه‌روی دقیق (بهتر از 0/1 درجه)، به‌صورت شکل 2 پیشنهاد می‌گردد. این معماری دارای ویژگی‌های متعددی از جمله انعطاف‌پذیری بالا (به‌دلیل استفاده از شبکه کن به‌عنوان واسط ارتباطی)، قابلیت اطمینان بالا (به‌دلیل مقاوم بودن در برابر تک‌خطا)، پوشش‌دهی تمام مانورهای وضعیتی (از جمله نشانه‌روی به سمت زمین، جهت‌گیری به سمت خورشید و انجام مانور چرخش) در قالب دو حالت عملیاتی نشانه‌روی غیردقیق¹² و دقیق¹³ با قابلیت دریافت ورودی مرجع متغیر در هر حالت است.

در جدول 1، حس‌گرها و عمل‌گرهای مورد استفاده در هر یک از دو حالت عملیاتی به تفکیک مشخص شده‌اند. حالت چرخش‌زدایی¹⁴ به‌عنوان حالت گذرای ماهواره پس از جدایش از پرتاب‌گر برای کاهش سرعت‌های زاویه‌ای اولیه در نظر گرفته شده است. کنترل وضعیت مطلوب و حصول دقت‌های مورد نظر در هر یک از حالت‌های عملیاتی و در هر لحظه از زمان در صورتی میسر می‌شود که تخمین وضعیت دقیق و عاری از نویز در تمام لحظات زمانی وجود داشته باشد [17]. بدین‌منظور لازم است که علاوه بر طراحی کنترل‌گر، فیلتر و تخمین‌گر مناسبی نیز طراحی شود. لذا سیستم حلقه بسته کنترلی که با ترکیب کنترل‌گر و تخمین‌گر به‌دست آمده است، ممکن است خصوصیات کلی متفاوت‌تری از حلقه باز داشته باشد؛ بنابراین نیاز به مطالعه پایداری سیستم کلی، اهمیت بالایی خواهد داشت [18].

در بسیاری از مراجع، تخمین‌گرها و کنترل‌گرهای مختلفی برای سیستم‌های غیرخطی و سیستم حلقه بسته ماهواره پیشنهاد شده و پایداری مجانبی فراگیر هر یک از آن‌ها به‌طور جداگانه اثبات شده است. در [19] عملکرد کنترل بازخور حالت به‌صورت کران‌دار فراگیر برای کلاس خاصی از سیستم‌های غیرخطی به‌وسیله رؤیت‌گر بهره بالای سریع



شکل 2 معماری پیشنهادی زیرسیستم تعیین و کنترل وضعیت ماهواره

جدول 1 حس‌گرها و عمل‌گرهای استفاده شده به تفکیک هر یک از دو حالت عملیاتی

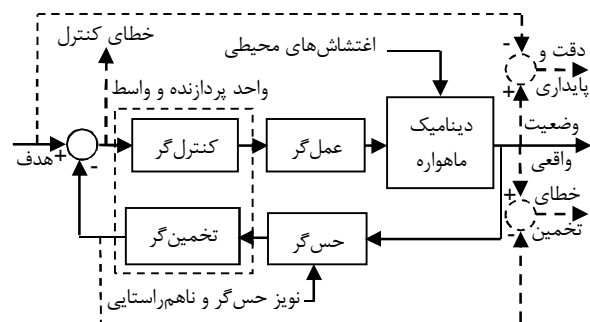
حالت	حس‌گرها	عمل‌گرها
غیردقیق	حس‌گر خورشیدی و حس‌گر مغناطیسی	گشتاوردهنده مغناطیسی
دقیق	حس‌گر ژایرو و حس‌گر ستاره	چرخ عکس‌عملی

- 10- Fractionated
11- Wireless CAN (WCAN)
12- Coarse Pointing
13- Fine Pointing
14- Detumbling

حوزه ارتباطات و سنجش از راه دور ایفا می‌کنند خود تحت محدودیت‌های هزینه‌ای ساخته می‌شوند. پتانسیل‌های کاهش هزینه قابل توجهی در حوزه اتوماسیون روی بورد¹ از طریق به‌کارگیری افزودنی تابعی برای کاهش تعداد کلی اجزای با استفاده از فناوری قطعات تجاری در دسترس²، ظاهر شده‌اند. این افزودنی نیاز به فناوری‌های مناسب جهت برقراری ارتباط زمان حقیقی بین اجزای مختلف با بیشترین آزادی عمل به منظور پیکربندی مجدد دارد. با توجه به منشأ فناوری شبکه کن³ در کاربردهای خودرویی، و نزدیک بودن نیازمندی‌های ماهواره‌ها از لحاظ عملکردی و مقاوم بودن مکانیکی و دمایی، این فناوری یکی از محتمل‌ترین گزینه‌های مطرح شده است. از طرفی با فناوری نیمه‌هادی اکسید فلزی مکمل⁴، تحمل تشعشعی آن در مدار پایین زمین⁵، تا اندازه زیادی حاصل می‌شود. در نتیجه امکان به‌کارگیری این فناوری در ماهواره در سال 1999 مورد بررسی قرار گرفته [3]. سپس در سال 2000 تست شده [4] و در سال 2003 در ماهواره‌های مختلفی از جمله بیل‌ست-1⁶ [5] و اسمارت-1⁷ [6] استفاده شده است. پس از آن طراحان و سازندگان ماهواره برای کاهش هزینه‌های ساخت و تست، ایجاد انعطاف‌پذیری بیشتر در طراحی پیش‌ساخته و بالا بردن قابلیت اطمینان، از این فناوری به عنوان معماری ارتباطی اجزای ماهواره استفاده نموده‌اند [7, 8].

روند توسعه ماهواره‌ها که به‌سمت کوچک‌سازی با طراحی پیکربندی‌های انعطاف‌پذیر دارای قابلیت انجام مأموریت‌های متعدد و فراهم آوردن وضعیت دقیق، در حال پیشرفت است در آن‌ها تبادل داده بین زیرسیستم‌های مختلف از طریق شبکه کن صورت می‌گیرد [9-11]. سیستم‌های کنترل دارای این پیکربندی، سیستم کنترل تحت شبکه⁸ نام گرفته‌اند. سیستم‌های کنترل تحت شبکه با وجود مزایای زیاد، دارای معایبی از جمله اتلاف داده و تأخیر زمانی به‌دلیل محدودیت‌های پهنای باند شبکه هستند که ممکن است عملکرد سیستم را تنزل داده و یا حتی آن را ناپایدار کنند [12, 13]. لذا باید طراحی سیستم کنترل با لحاظ نمودن این اثرات نامطلوب انجام شده و برای رسیدن به عملکرد مطلوب، آن‌ها را جبران نمود.

بدین‌منظور، در [14] اتلاف داده و در [15] تأخیر ناشی از شبکه به‌صورت اغتشاش کران‌دار مدل شده و ورودی کنترلی برای جبران آن‌ها طراحی شده است. این موضوع قابل تعمیم به ماهواره‌های پرواز آرایش‌یافته⁹



شکل 1 بلوک دیاگرام زیرسیستم تعیین و کنترل وضعیت ماهواره

- 1- On-Board Automation
2- Commercial Off The Shelf (COTS)
3- Controller Area Network (CAN)
4- Complementary Metal Oxide Semiconductor (CMOS)
5- Low Earth Orbit (LEO)
6- BILSAT-1
7- SMART-1
8- Networked Control System (NCS)
9- Formation Flying

بررسی شده و شرایط پایدار مجانبی مبدأ سیستم حلقه بسته به دست آمده است. [20] به طراحی کنترل گر بازخور خروجی پایدارساز مجانبی فراگیر با رؤیت گر هم گرای فراگیر و قانون کنترل تناسبی- مشتقی برای موقعیتیابی کشتی با دینامیک غیرخطی با اثبات برقراری اصل جداسازی، پرداخته است. نتایج جداسازی برای حالتی که کنترل گر بازخور حالت کران دار فراگیر به صورت یک مجموعه فشرده معین نامتغیر در می آید، با استفاده از رؤیت گر بهره بالای خطی شده برای پایداری نمایی در [21] تعمیم داده شده است.

[22] پایداری فیلتر کالمن توسعه یافته برای سیستم های غیرخطی زمان گسسته با فرض برآورده شدن شرط مشاهده پذیری یکنواخت و کران دار بودن پارامترها و کواریانس خطا را بررسی نموده است. در [23] رفتار فیلتر کالمن توسعه یافته به عنوان یک رؤیت گر نمایی برای سیستم های غیرخطی زمان گسسته قطعی بررسی شده است. هم گرایی فیلتر کالمن توسعه یافته به طور محلی برای کلاسی از سیستم های غیرخطی در [24] بررسی شده و اثبات گشته است که در صورت بزرگ نبودن خطای تخمین اولیه فیلتر، خطای فیلتر به طور نمایی به صفر میل می کند. در [25] هم گرایی فیلتر کالمن توسعه یافته به عنوان رؤیت گر قطعی برای سیستم های زمان- گسسته غیرخطی، بررسی شده است. کنترل بهینه وضعیت ماهواره با عمل گر چرخ عکس العملی برای انجام مانور چرخش سریع، با محاسبه ماتریس بهره از روش تنظیم کننده خطی درجه دو و انتخاب مناسب ماتریس های وزنی، در [26] مدل سازی شده است. الگوریتم تخمین وضعیت یک ماهواره مدار پایین زمین با استفاده از روش تطبیقی مدل های چندگانه متشکل از چندین فیلتر کالمن توسعه یافته با ساختار متغیر در [27] طراحی شده است. با وجود بهبود نسبی دقت تخمین وضعیت با این روش، محاسبات بسیار زیادی نیاز است. کنترل گر پیش بین مقاوم در برابر نامعینی ممان اینرسی و اغتشاش خارجی بر ممانی سیستم تطبیقی مدل مرجع برای سیستم کنترل وضعیت ماهواره در [28] طراحی شده است. عمل گرهای کنترل وضعیت شامل چرخ های عکس العملی با گشتاور 1 نیوتن- متر در نظر گرفته شده است که به دلیل محدودیت زیاد جرمی در ماهواره های کوچک قابل استفاده نخواهد بود. در [29]، از فیلتر کالمن توسعه یافته برای شناسایی ممان اینرسی و تنظیم پارامترهای ژيروسکوپ در زیرسیستم کنترل وضعیت یک ماهواره زمین آهنگ در فاز انتقال مداری استفاده شده است. در [30، 31] نیز کنترل گر خطی درجه دوم گوسی با بازبایی انتقال حلقه¹ مبتنی بر فیلتر کالمن توسعه یافته برای کنترل وضعیت ماهواره زمین آهنگ با مدل کاهش یافته کوانتونیون ها و چرخ های عکس العملی طراحی شده است.

با توجه به تحقیقات فوق، که هدف آن ها طراحی تخمین گر و یا کنترل گر بدون در نظر گرفتن ملاحظات عملی است، هدف و نوآوری این مقاله، علاوه بر انتخاب و چیدمان مناسب حسگرها، عملگرها و واسط شبکه، طراحی تخمین گر و کنترل گر با در نظر گرفتن تمامی ملاحظات عملی برای حصول دقت های مورد نیاز جهت انجام مأموریت ماهواره عملیاتی سنجش از دور است. حال، با توجه به وجود چندین حس گر برای اندازه گیری وضعیت که اطلاعات آن ها آغشته به نویز است، برای تخمین کامل و دقیق وضعیت در هر یک از حالت های عملیاتی، نیاز به تخمین گری است که علاوه بر ترکیب اطلاعات حس گرهای مختلف، نویز اندازه گیری را هم حذف نماید [32-36].

برای تخمین وضعیت، سه نوع فیلتر کالمن توسعه یافته² (که نیاز به خطی- سازی در معادلات دینامیکی دارد)، کالمن بدون بو³ یا نقطه سیگما⁴ و جزئی⁵ (که نیاز به خطی سازی در معادلات دینامیکی ندارند) به عنوان فیلترهای غیرخطی بهینه مورد استفاده قرار می گیرند [37-39] و به دلیل اینکه فیلترهای بدون بو و جزئی دارای بار محاسباتی بسیار بالا و مشکلات پیاده سازی هستند [38]، لذا از بین تخمین گرهای مختلف، در این پژوهش از فیلتر کالمن توسعه یافته به عنوان فیلتر بهینه بهره گرفته شده است که سابقه استفاده از این فیلتر در سیستم های هوا فضا به بیش از 50 سال بازمی گردد [40]. به عنوان نمونه برای پردازش با سرعت پردازنده 60 مگاهرتز، تعداد دستورات فیلتر کالمن بدون بو برای هر دوره تخمین برابر 1,440,471 بوده و تأخیر زمانی در حدود 24 میلی ثانیه ایجاد می کند؛ این در حالی است که تعداد دستورات فیلتر کالمن توسعه یافته برابر 141,778 و تأخیر زمانی در حدود 2/4 میلی ثانیه است که نسبت به فیلتر کالمن بدون بو، 0/1 برابر است. از آنجا که فیلتر کالمن توسعه یافته تک گامی به دلیل خطی سازی با استفاده از تقریب مرتبه اول، به شرایط اولیه حساس بوده و ممکن است در خطاهای وضعیت اولیه، عملکرد مناسبی نداشته و یا حتی واگرا شود، برای داشتن عملکرد مطلوب، هم گرایی سریع، کاهش خطای تخمین، واکنش سریع به تغییرات و تنظیم فیلتر برای بهینه سازی حذف نویز، در اینجا استفاده از فیلتر کالمن توسعه یافته دوگامی و اصلاح شده پیشنهاد شده است.

در بین کنترل گر ها نیز کنترل گر تناسبی- مشتقی به دلیل ساده بودن و پیاده سازی آسان، در ماهواره ها کاربرد زیادی دارد [17، 18]. با این وجود، کنترل گر تناسبی- مشتقی همیشه پاسخی مطلوب فراهم نمی کند. از طرفی هم در حالت ردیابی، انحرافات در حالت ماندگار به جا می گذارد و نوسانات بزرگی نیز در ابتدا از خود نشان می دهد. علاوه بر این، کنترل گر برای بهره های بسیار بزرگ، سیستم را دچار ناپایداری می کند. به منظور کوچک نمودن خطای ردیابی، دنبال نمودن تغییرات بزرگ در ورودی مرجع، و جبران اغتشاش ناشی از اثرات شبکه، می توان با وارد کردن مدل سیستم در قانون کنترل، بر مشکلات اشاره شده فائق آمد.

در این مقاله، فیلتر کالمن توسعه یافته و کنترل گر غیرخطی وابسته به مدل تحت شبکه با استفاده از اصل جداسازی برای سیستم کنترل وضعیت ماهواره مدار پایین زمین طراحی شده است. بدین منظور، در بخش اول، معماری زیرسیستم تعیین و کنترل وضعیت پیشنهاد شده است. در بخش دوم، به فرموله سازی مسأله پرداخته شده است. در بخش های سوم و چهارم، کنترل گر و رؤیت گر برای ماهواره مدار پایین زمین طراحی شده و پایداری هم گرایی آن ها اثبات گشته است. در بخش پنجم، اصل جداسازی براساس مدل خطی شده ماهواره برای رؤیت گر و کنترل گر بیان شده است. در بخش ششم، نتایج شبیه سازی حاصل از اعمال رؤیت گر و کنترل گر طراحی شده بر روی یک ماهواره فعال در مدار ارائه شده و ضمن مقایسه نتایج با یک مرجع دیگر، مقاوم بودن الگوریتم طراحی شده به تغییرات پارامترها به صورت آماری نشان داده شده است. در بخش هفتم، نتیجه گیری بیان شده است.

2- فرموله سازی مسأله

2-1- معادلات حرکت وضعی ماهواره مدار پایین زمین

2-1-1- سیستم های مختصات

سیستم های مختصات مرجع اینرسی $X_I Y_I Z_I$ ، زمین ثابت $X_e Y_e Z_e$ و مداری

3- Unscented Kalman Filter-UKF
4- Sigma Point
5- Particle Filter-PF

1- Linear Quadratic Gaussian with Loop Transfer Recovery
2- Extended Kalman Filter-EKF

$X_0 Y_0 Z_0$ و همچنین سیستم مختصات بدنه ماهواره $X_b Y_b Z_b$ به صورت شکل 3 انتخاب می گردند.

وضعیت ماهواره که معرف میزان دوران سیستم مختصات بدنه نسبت به مختصات مرجع مداری است با در نظر گرفتن توالی $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3$ به صورت ماتریس تبدیل A_q به دست می آید [2]:

$$A_q = \begin{bmatrix} q_1^2 - q_2^2 - q_3^2 + q_4^2 & 2(q_1 q_2 + q_3 q_4) & 2(q_1 q_3 - q_2 q_4) \\ 2(q_1 q_2 - q_3 q_4) & -q_1^2 + q_2^2 - q_3^2 + q_4^2 & 2(q_2 q_3 + q_1 q_4) \\ 2(q_1 q_3 + q_2 q_4) & 2(q_2 q_3 - q_1 q_4) & -q_1^2 - q_2^2 + q_3^2 + q_4^2 \end{bmatrix}$$

2-1-2- معادلات دینامیک وضعیت ماهواره

معادلات غیرخطی دینامیک ماهواره به صورت (1) و (2) بیان می شود [17]:

$$\begin{bmatrix} \dot{q}(t) \\ \dot{\omega}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \Omega(\omega(t)) q(t) \\ I_{sat}^{-1} [-S(\omega(t)) I_{sat} \omega(t) + T_{dist} + T_{ctrl}] \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} q(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix} = \underline{h}_{sat} \begin{bmatrix} q(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix} \quad (2)$$

که در آن، $q = (q_1 \ q_2 \ q_3 \ q_4)^T$ بردار پارامترهای کوآرنیون، $\omega = (\omega_x \ \omega_y \ \omega_z)^T$ بردار سرعت های زاویه ای، I_{sat} ماتریس ممان اینرسی ماهواره، $\underline{h}_{sat}$ ماتریس اندازه گیری، T_{dist} بردار گشتاورهای اغتشاشی محیطی و T_{ctrl} بردار گشتاور کنترلی اعمالی بر حسب قانون کنترل است.

$\Omega(\omega)$ و $S(\omega)$ نیز ماتریس های حاصل ضربی به صورت (3) و (4) هستند:

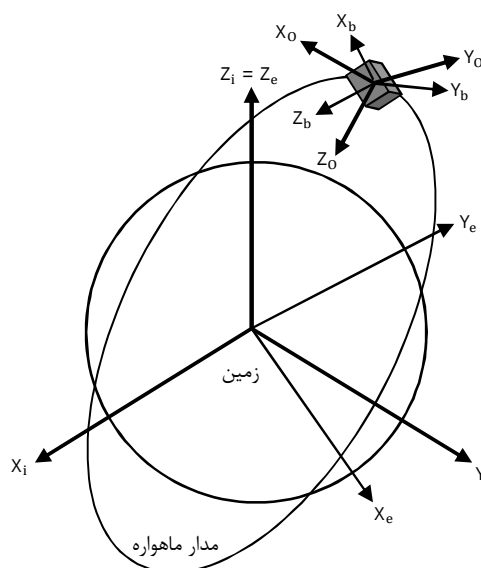
$$\Omega(\omega) = \begin{bmatrix} 0 & \omega_z & -\omega_y & \omega_x \\ -\omega_z & 0 & \omega_x & \omega_y \\ \omega_y & -\omega_x & 0 & \omega_z \\ -\omega_x & -\omega_y & -\omega_z & 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$S(\omega) = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_z & \omega_y \\ \omega_z & 0 & -\omega_x \\ -\omega_y & \omega_x & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

در معادله دینامیک، $\dot{q}(t)$ را می توان به صورت (5) و (6) نیز نوشت:

$$\dot{q}(t) = \frac{1}{2} R(q) \omega(t) \quad (5)$$

$$R(q) = \begin{bmatrix} q_4 & -q_3 & q_2 \\ q_3 & q_4 & -q_1 \\ -q_2 & q_1 & q_4 \\ -q_1 & -q_2 & -q_3 \end{bmatrix} \quad (6)$$



شکل 3 نمایش سیستم های مختصات برای ماهواره

2-1-3- مدل زمان - پیوسته غیرخطی دینامیک وضعیت ماهواره

معادلات (1) و (2) را به طور کلی می توان به شکل (7) و (8) نمایش داد [35]:

$$\dot{x}(t) = f(x(t), u(t), w(t)) \quad (7)$$

$$y(t) = h(x(t), v(t)) \quad (8)$$

با فرض ناهمبسته بودن دو فرآیند نویز و مستقل بودن از مقدار اولیه x_0 ،

می توان سیستم (7) و (8) را به صورت (9) و (10) نمایش داد [35]:

$$P_{k+1}^- = \Phi_k P_k \Phi_k^T + E_k Q_k E_k^T \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= f(x(t), u(t)) + g(t)w(t) \\ y(t) &= h(x(t)) + d(t)v(t) \end{aligned} \quad (10)$$

2-1-4- گسسته سازی مدل غیرخطی دینامیک وضعیت ماهواره

معادلات (9) و (10) به شکل گسسته (11) و (12) بیان می گردد [35]:

$$x_{k+1} = f(x_k, u_k) + G_k w_k \quad (11)$$

$$y_k = h(x_k) + D_k v_k \quad (12)$$

w_k و v_k به ترتیب نویز فرآیند و اندازه گیری بوده، و G_k و D_k نیز به صورت

$G_k = \partial f / \partial x$ و $D_k = \partial h / \partial x$ به دست می آیند. توابع پیوسته $f(\cdot)$ و $h(\cdot)$ با

بسط تیلور در بازه نمونه برداری ΔT به صورت (13) و (14) تقریب زده

می شوند:

$$f(x_k, u_k) = \Phi_k x_k + \Gamma_k u_k \quad (13)$$

$$h(x_k) = H_k x_k \quad (14)$$

ماتریس های Φ_k ، Γ_k و H_k به صورت (15) تا (17) به دست می آیند [35]:

$$\Phi_k = e^{F_k \Delta T} \approx I + F_k \Delta T + \frac{1}{2} F_k^2 \Delta T^2 + \frac{1}{3!} F_k^3 \Delta T^3 + \dots \quad (15)$$

$$\Gamma_k = (e^{F_k \Delta T} - I) F_k^{-1} B_k \approx \left(I \Delta T + \frac{1}{2} F_k^2 \Delta T^2 \right) B_k \quad (16)$$

$$H_k = \partial h(x) / \partial x \quad (17)$$

ماتریس های B_k و F_k نیز به صورت (18) و (19) به دست می آیند [35]:

$$B_k = \partial f(x, u) / \partial u \quad (18)$$

$$F_k = \partial f(x, u) / \partial x = \begin{bmatrix} \frac{\partial f}{\partial q} & \frac{\partial f}{\partial \omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{bmatrix} \quad (19)$$

که در آن، مؤلفه های F_{ij} به صورت (20) تا (26) حاصل می شوند:

$$F_{11} = \partial \dot{q} / \partial q = \frac{1}{2} \Omega(\omega) \quad (20)$$

$$F_{12} = \partial \dot{q} / \partial \omega = \frac{1}{2} R(q) \quad (21)$$

$$F_{21} = \partial \dot{\omega} / \partial q = 0_{3 \times 4} \quad (22)$$

$$F_{22} = \partial \dot{\omega} / \partial \omega = -I_{sat}^{-1} [\eta_1 \ \eta_2 \ \eta_3] \quad (23)$$

$$\eta_1 = \begin{bmatrix} I_{xz} \omega_y - I_{xy} \omega_z \\ -2I_{xz} \omega_x - I_{yz} \omega_y + (I_{zz} - I_{xx}) \omega_z \\ 2I_{xy} \omega_x + (I_{xx} - I_{yy}) \omega_y + I_{yz} \omega_z \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$\eta_2 = \begin{bmatrix} I_{xz} \omega_x + 2I_{yz} \omega_y + (I_{yy} - I_{zz}) \omega_z \\ -I_{yz} \omega_x + I_{xy} \omega_z \\ (I_{xx} - I_{yy}) \omega_x - 2I_{xy} \omega_y - I_{xz} \omega_z \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\eta_3 = \begin{bmatrix} -I_{xy} \omega_x + (I_{yy} - I_{xx}) \omega_y - 2I_{yz} \omega_z \\ (I_{zz} - I_{xx}) \omega_x + I_{xy} \omega_y + 2I_{xz} \omega_z \\ I_{yz} \omega_x - I_{xz} \omega_y \end{bmatrix} \quad (26)$$

2-2-2- فیلتر کالمن توسعه یافته برای تخمین وضعیت ماهواره مدار پایین زمین

تخمین گر حالت به صورت (27) در نظر گرفته می شود [35]:

$$\hat{x}_{k+1} = f(\hat{x}_k, u_k) + K_k (y_k - h(\hat{x}_k)) \quad (27)$$

$f(\hat{x}_k, u_k)$ را با توجه به رابطه (13) می توان به صورت (28) نوشت:

$$f(\hat{x}_k, u_k) = \Phi_k \hat{x}_k + \Gamma_k u_k \quad (28)$$

$$y_{MM} = B_{meas}(k) = A_q B_o \quad (46)$$

و B_o نیز میدان مغناطیسی زمین در سیستم مختصات مداری است، در نتیجه H_{MM} با مشتق گیری از ماتریس تبدیل A_q به صورت (47) تا (51) خواهد شد:

$$H_{MM} = [H_{MM_1} \ H_{MM_2} \ H_{MM_3} \ H_{MM_4} \ 0_{3 \times 3}] \quad (47)$$

$$H_{MM_1} = 2 \begin{bmatrix} q_1 & q_2 & q_3 \\ q_2 & -q_1 & q_4 \\ q_3 & -q_4 & -q_1 \end{bmatrix} B_o \quad (48)$$

$$H_{MM_2} = 2 \begin{bmatrix} -q_2 & q_1 & -q_4 \\ q_1 & q_2 & q_3 \\ q_4 & q_3 & -q_2 \end{bmatrix} B_o \quad (49)$$

$$H_{MM_3} = 2 \begin{bmatrix} -q_3 & -q_4 & q_1 \\ -q_4 & -q_3 & q_2 \\ q_1 & q_2 & q_3 \end{bmatrix} B_o \quad (50)$$

$$H_{MM_4} = 2 \begin{bmatrix} q_4 & q_3 & -q_2 \\ -q_3 & q_4 & q_1 \\ q_2 & -q_1 & q_4 \end{bmatrix} B_o \quad (51)$$

و $m_{MM}(k)$ نیز ماتریس نویز حس گر مغناطیسی با میانگین صفر و کواریانس R_{MM} به صورت $m_{MM}(k) = N(0, R_{MM})$ است.

2-3-2- حس گر خورشیدی

این حس گر، زوایای خورشید را در سیستم مختصات بدنه ماهواره اندازه گرفته و خروجی آن بردار خورشید با مدل اندازه گیری (52) است:

$$y_{SS} = S_{meas}(k) = h_{SS}(x_k, v_k, k) = H_{SS}(k)x_k + m_{SS}(k) \quad (52)$$

H_{SS} ماتریس اندازه گیری حس گر خورشید به صورت (53) به دست می آید:

$$H_{SS} = \partial h_{SS} / \partial x \quad (53)$$

در اینجا مشابه (46)، برای بیان رابطه ای بین خروجی حس گر خورشید با وضعیت ماهواره، از مدل مرجع بردار خورشید در سیستم مختصات مداری و بیان آن در سیستم مختصات بدنه ماهواره به صورت (54)، استفاده می شود:

$$y_{SS} = S_{meas}(k) = A_q S_o \quad (54)$$

که S_o بردار خورشید در سیستم مختصات مداری است، در نتیجه H_{SS} مشابه (47) با مشتق گیری از ماتریس تبدیل A_q به صورت (55) خواهد شد:

$$H_{SS} = [H_{SS_1} \ H_{SS_2} \ H_{SS_3} \ H_{SS_4} \ 0_{3 \times 3}] S_o \quad (55)$$

که H_{SS_i} برای $i = 1, 2, 3, 4$ دقیقاً با H_{MM_i} متناظر خود برابر بوده و $m_{SS}(k)$ نیز ماتریس نویز حس گر خورشیدی با میانگین صفر و کواریانس R_{SS} به صورت $m_{SS}(k) = N(0, R_{SS})$ است.

در حالت نشانه روی غیردقیق، که دو حس گر مغناطیسی و خورشیدی باهم ترکیب می شوند، R_{Coarse_Mode} و H_{Coarse_Mode} به صورت (56) و (57) می شود:

$$R_{Coarse_Mode} = \begin{bmatrix} I_{3 \times 3} R_{MM} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} R_{ST} \end{bmatrix} \quad (56)$$

$$H_{Coarse_Mode} = \begin{bmatrix} H_{MM} \\ H_{SS} \end{bmatrix} \quad (57)$$

2-3-3- حس گر ژایرو

این حس گر به طور مستقیم، نرخ تغییرات وضعیت ماهواره را اندازه گرفته و خروجی آن سرعت های زاویه ای با مدل اندازه گیری (58) است:

$$y_{GR} = \omega_{meas}(k) = h_{GR}(x_k, v_k, k) = H_{GR}(k)x_k + m_{GR}(k) \quad (58)$$

که H_{GR} ، ماتریس اندازه گیری حس گر ژایرو، به صورت (59) به دست می آید:

$$H_{GR} = \partial h_{GR} / \partial x = [0_{3 \times 4} \ I_{3 \times 3}] \quad (59)$$

و $m_{GR}(k)$ نیز ماتریس نویز حس گر ژایرو با میانگین صفر و کواریانس R_{GR} به صورت $m_{GR}(k) = N(0, R_{GR})$ است.

$\hat{x}_k$ به عنوان تخمین حالت x_k با استفاده از فیلتر کالمن توسعه یافته دو گامی به صورت (29) تا (33) به دست می آید:

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1} \quad (29)$$

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k (y_k - H_k \hat{x}_k^-) \quad (30)$$

$$P_k = (I - K_k H_k) P_k^- (I - K_k H_k)^T + K_k R_k K_k^T \quad (31)$$

$$\hat{x}_k^- = \hat{\Phi}_k \hat{x}_k + \Gamma_k u_k \quad (32)$$

$$P_{k+1}^- = \hat{\Phi}_k P_k \hat{\Phi}_k^T + E_k Q_k E_k^T \quad (33)$$

که $\hat{\Phi}_k$ ماتریس کوتاه شده Φ_k تا مرتبه دوم به صورت (34) است:

$$\hat{\Phi}_k = I + F_k \Delta T + \frac{1}{2} F_k^2 \Delta T^2 \quad (34)$$

Q_k ، E_k و R_k به ترتیب ماتریس های نویز کواریانس پردازش، مدل سازی و اندازه گیری هستند که به صورت $R_k = E[v_k v_k^T]$ و $Q_k = E[w_k w_k^T]$ تعریف می شوند. با تعریف خطای تخمین به صورت $\xi_k = x_k - \hat{x}_k$ داریم:

$$\begin{aligned} \xi_{k+1} &= x_{k+1} - \hat{x}_{k+1} = (f(x_k, u_k) + G_k w_k) - \\ &\quad (f(\hat{x}_k, u_k) + K_k (y_k - h(\hat{x}_k))) = \\ &\quad (F_k - K_k H_k) \xi_k + r_k + s_k \end{aligned} \quad (35)$$

که در آن، توابع r_k و s_k عبارتند از:

$$r_k = \varphi(x_k, \hat{x}_k, u_k) - K_k \chi(x_k, \hat{x}_k) \quad (36)$$

$$s_k = G_k w_k - K_k D_k v_k \quad (37)$$

$$\varphi(x_k, \hat{x}_k, u_k) = \left(I + \frac{1}{2} F_k^2 \Delta T^2 + \frac{1}{3!} F_k^3 \Delta T^3 + \dots \right) \xi_k \quad (38)$$

به دلیل خطی بودن $h(x_k)$ عبارت $\chi(x_k, \hat{x}_k) = 0$ خواهد بود. برای ایجاد هم گرایی سریع در فیلتر کالمن، واکنش سریع به تغییرات و تنظیم فیلتر برای پیشینه سازی حذف نویز، با اضافه کردن پارامتر α به معادله به روزرسانی زمان کواریانس، رابطه (33) به صورت (39) اصلاح می شود:

$$P_{k+1}^- = \alpha(k) \hat{\Phi}_k P_k \hat{\Phi}_k^T + E_k Q_k E_k^T \quad (39)$$

که تابع $\alpha(k)$ برای $k > 0$ دارای چند ویژگی به صورت (40) تا (42) است:

$$\alpha(k) > 0 \quad (40)$$

$$\alpha(k) \geq \alpha(k+1) \quad (41)$$

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \alpha(k) \rightarrow 0 \quad (42)$$

یک تابع کاندید $\alpha(k)$ به صورت رابطه ساده (43) پیشنهاد می گردد:

$$\alpha(k) = \alpha_0 / (k - k_0) \quad (43)$$

α_0 مقدار اولیه α و k_0 لحظه تغییر حالت است. توابع حقیقی دیگری هم که سه ویژگی (40) تا (42) را داشته باشند می توانند جایگزین شوند.

2-3-3- مدل حس گرها

2-3-3-1- حس گر مغناطیسی

این حس گر، میدان مغناطیسی زمین را در سیستم مختصات بدنه ماهواره اندازه گرفته و خروجی آن بردار میدان مغناطیسی با مدل (44) است:

$$y_{MM} = B_{meas}(k) = h_{MM}(x_k, v_k, k) = H_{MM}(k)x_k + m_{MM}(k) \quad (44)$$

که H_{MM} ماتریس اندازه گیری حس گر مغناطیسی به صورت (45) به دست می آید:

$$H_{MM} = \partial h_{MM} / \partial x = [\partial h_{MM} / \partial q \ \partial h_{MM} / \partial \omega] \quad (45)$$

از آنجا که حس گر مغناطیسی به طور مستقیم وضعیت ماهواره را اندازه نمی گیرد لذا باید به دنبال رابطه ای بین خروجی آن با وضعیت ماهواره بود. بدین منظور، با داشتن مدل مرجع میدان مغناطیسی زمین، در سیستم مختصات مداری و بیان آن در سیستم مختصات بدنه ماهواره، ماتریس تبدیل A_q ظاهر می شود که مطابق رابطه (46) وضعیت را در بر دارد:

54

3- طراحی کنترل گر برای ماهواره مدار پایین زمین

3-1- کنترل گر تناسبی - مشتقی مستقل از مدل

این نوع کنترل گر، به صورت (71) طرح می شود:

$$T_{ctrl} = k_p A_a^+ \Delta q + k_d A_a^+ \Delta \omega \quad (71)$$

که $\Delta q = q_{ref} - q$ و $\Delta \omega = \omega_{ref} - \omega$ به ترتیب بیانگر خطای وضعیت و خطای سرعت های زاویه ای ماهواره نسبت به وضعیت مرجع q_{ref} و سرعت های زاویه ای مرجع ω_{ref} هستند. $q = (q_1 \ q_2 \ q_3)^T$ قسمت برداری پارامترهای کوآرنیون است. A_a ماتریس تخصیص عمل گرها بوده که با توجه به چیدمان آن ها تعیین می گردد. A_a^+ شبه معکوس ماتریس A_a بوده که به صورت $A_a^+ = A_a^T (A_a A_a^T)^{-1}$ تعریف می شود. k_p و k_d به عنوان بهره های تناسبی و مشتقی به صورت ثابت های مثبت بوده و بایستی تعیین شوند.

3-2- کنترل گر تناسبی - مشتقی وابسته به مدل

با قانون کنترل تناسبی - مشتقی مستقل از مدل، فراهم کردن عملکردهای ردیابی مطلوب به ویژه با حضور اثرات اغتشاش ناشی از شبکه، امکان پذیر نیست. در نتیجه قانون کنترل تناسبی - مشتقی وابسته به مدل با اضافه کردن مدل دینامیک ماهواره به قانون کنترل (71)، به صورت (72) پیشنهاد می گردد:

$$T_{ctrl} = k_p A_a^+ \Delta \hat{q} + k_d A_a^+ \Delta \hat{\omega} + \underline{L}_{sat} \dot{\omega} + \underline{S}(\omega)(\underline{L}_{sat} \omega) \quad (72)$$

در این حالت با توجه به وجود ساختاری از مدل سیستم در قانون کنترل، امکان اصلاح خطای ایجاد شده در گشتاور کنترلی ناشی از تغییرات سیستم و اثر اغتشاشی شبکه، ایجاد شده و گشتاور مطلوب محاسبه می شود.

4- پایداری فیلتر کالمن توسعه یافته

تعریف 1 [24]- گفته می شود فرآیند اتفاقی ξ_k کران دار نمایی در مجموع مربعات است اگر اعداد حقیقی $0 < \theta < 1$ و $\eta, \nu > 0$ وجود داشته باشند به طوری که رابطه (73) برای هر $n > 0$ برقرار باشد:

$$E\{\|\xi_k\|^2\} \leq \eta \|\xi_0\|^2 \theta^n + \nu \quad (73)$$

تعریف 2 [24]- فرآیند اتفاقی ξ_k با احتمال 1 کران دار گفته می شود اگر:

$$\sup_{n \geq 0} \|\xi_k\| < \infty \quad (74)$$

5- اصل جداسازی غیرخطی برای فیلتر و کنترل گر ماهواره

5-1- پایداری کنترل گرهای بازخورد

5-1-1- پایداری مجانبی فراگیر کنترل گر تناسبی - مشتقی مستقل از مدل

در این بخش امکان استفاده از پایدارساز مجانبی کلی کنترل گر تناسبی - مشتقی با استفاده از کوآرنیون واحد برای کلاسی از مسیرهای مطلوب نشان داده می شود.

قضیه 1- قانون کنترل ارائه شده در رابطه (71) را ملاحظه نمایید. با تعریف $\rho_1 = \|\omega_{ref}\| + \|\omega_{ref}\|^2$ اگر $\rho_1 \in L_2[0, \infty) \cap L_\infty[0, \infty)$ باشد، آنگاه Δq و $\Delta \omega$ با $t \rightarrow \infty$ به سمت صفر همگرا می شوند.

اثبات- تابع کاندید لیاپانوف به صورت (75) تا (77) در نظر گرفته می شود:

$$V = (k_p + ck_d)((q_4 - 1)^2 + q^T q) + \frac{1}{2} \Delta \omega \cdot \underline{L}_{sat} \Delta \omega - cq \cdot \underline{L}_{sat} \Delta \omega \quad (75)$$

$$V \geq \begin{bmatrix} \|q\| \\ \|\Delta \omega\| \end{bmatrix}^T P_c \begin{bmatrix} \|q\| \\ \|\Delta \omega\| \end{bmatrix} = x^T P_c x \quad (76)$$

$$P_c = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2(k_p + ck_d) & c \|\underline{L}_{sat}\| \\ c \|\underline{L}_{sat}\| & \mu_l \end{bmatrix} \quad (77)$$

μ_l به صورت $\inf_{\|v\|=1} v \cdot \underline{L}_{sat} v$ تعریف می شود که مثبت بوده و P_c نیز مثبت است اگر c به اندازه کافی کوچک باشد. با مشتق گیری از (75) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -ck_p \|q\|^2 - k_d \|\Delta \omega\|^2 + (\Delta \omega - cq)[\underline{S}(\omega) \underline{L}_{sat} \omega \\ & - \underline{L}_{sat} \dot{\omega}] - \frac{1}{2} c \Delta \omega \underline{L}_{sat} [\Delta \omega \times q - q_4 \Delta \omega + \omega \times q] \\ & - cq \{ \underline{S}(\Delta \omega) \underline{L}_{sat} \Delta \omega + [\omega_{ref} \times \underline{L}_{sat} - \underline{L}_{sat} \omega_{ref}] \Delta \omega \} \leq -x^T Q_c x + \omega^T x \leq -\lambda \|x\|^2 + \rho \|x\| \end{aligned} \quad (78)$$

$$Q_c = \begin{pmatrix} ck_p & \frac{3}{2} \|\underline{L}_{sat}\| \gamma_d \\ \frac{3}{2} \|\underline{L}_{sat}\| \gamma_d & k_d - 2c \|\underline{L}_{sat}\| \end{pmatrix} \quad (79)$$

$$\omega = \frac{1}{c} (\|\underline{L}_{sat}\| \|\dot{\omega}_{ref}\| + \|\omega_{ref}\|^2) \quad (80)$$

$$\rho = \sqrt{1 + c^2} \|\underline{L}_{sat}\| (\|\dot{\omega}_{ref}\| + \|\omega_{ref}\|^2) \quad (81)$$

که $\gamma_d = \sup_{t \geq 0} \|\omega_{ref}\|$ بوده و $\lambda = \lambda_{min}(Q_c)$ کمترین مقادیر ویژه Q_c است. P_c و Q_c در این اثبات وابسته به ثابت c هستند که برای مثبت معین بودن باید به اندازه کافی کوچک باشد. از آنجا که c در قانون کنترل به کار گرفته نمی شود؛ بنابراین می تواند به طور دلخواه به قدر کافی کوچک انتخاب شود. به علاوه، با گرفتن انتگرال از دو طرف و جابه جایی برخی مؤلفه ها داریم:

$$\lambda \int_0^t \|x(s)\|^2 ds - \int_0^t \rho(s) \|x(s)\| ds \leq V_0 \quad (82)$$

و سپس با به کارگیری نامعادله شوارتز و با استفاده از فرض اینکه $\rho_1 \in L_2$ است، داریم:

$$\lambda \|x\|_{L_2}^2 \leq V_0 + \int_0^t \rho(s) \|x(s)\| ds \quad (83)$$

که کرانی روی $\|x\|_{L_2}$ می دهد:

$$\|x\|_{L_2} \leq \left[\frac{1}{\lambda} \left(V_0 + \frac{\|\rho\|_{L_2}^2}{4\lambda} \right) \right]^{1/2} + \frac{\|\rho\|_{L_2}}{2\lambda} \quad (84)$$

نامساوی فوق نشان می دهد که $x \in L_2[0, \infty)$ بوده و با جای گذاری آن در انتگرال (82)، بیان می کند که V در طول زمان به طور یکنواخت کران دار است. از معادله حرکت ماهواره، $\dot{x}$ هم به طور یکنواخت کران دار خواهد بود و بنابراین x به طور یکنواخت پیوسته است. با استفاده از لم باربالات، می توان بیان کرد که $x \rightarrow 0$ همگرا می شود، هم چنان که $t \rightarrow \infty$ می رود؛ از این رو کنترل گر به طور فراگیر پایدار مجانبی است.

5-1-2- پایداری مجانبی فراگیر کنترل گر تناسبی - مشتقی وابسته به مدل

قضیه 2- قانون کنترل ارائه شده در رابطه (72) را ملاحظه نمایید.

اگر $k_d > \gamma_1 \gamma_d$ باشد، که γ_1 است، آنگاه Δq و $\Delta \omega$ با $t \rightarrow \infty$ به سمت صفر همگرا می شوند. اگر $q_4 \rightarrow +1$ با $t \rightarrow \infty$ برود، آنگاه هم گرایی از نرخ نمایی بوده و سیستم به طور فراگیر پایدار است. یک شرط کافی برای پایداری چنین است:

$$\frac{1}{2} \Delta \omega(0) \underline{L}_{sat} \Delta \omega(0) < 2k_p(1 + q_4(0)) \quad (85)$$

اثبات این قضیه مشابه اثبات قضیه قبلی است. با ملاحظه تابع کاندید لیاپانوف مشابه و گرفتن مشتق و جای گذاری قانون کنترل، داریم:

$$\dot{V} \leq -x^T Q_c x \quad (86)$$

$$Q_c = \begin{pmatrix} ck_p & \frac{1}{2} \gamma_1 \gamma_d c \\ \frac{1}{2} \gamma_1 \gamma_d c & k_d - \gamma_1 \gamma_d - \gamma_1 c \end{pmatrix} \quad (87)$$

اگر k_d نامساوی $k_d > \gamma_1 \gamma_d$ را برآورده نماید، آنگاه محدوده ای از c به اندازه

آنجا که سیستم $\mathcal{E}_k$ مثلثی بوده و هر دو زیرسیستم پایدار مجانبی هستند، با استفاده از نتایج پایدار مجانبی (محلی)، استنباط می‌شود که دینامیک غیرخطی پایدار مجانبی است. همچنین با توجه به اینکه خطای تخمین همگرای نمایی است، استنتاج می‌شود که $\mathcal{E}_k$ پایدار مجانبی (محلی) است. از این رو، اثبات شد که سیستم حلقه بسته کلی، پایدار مجانبی فراگیر است.

6- شبیه سازی

در این بخش، نتایج شبیه‌سازی فیلتر و کنترل گر طراحی و اعمال شده بر روی یک ماهواره نمونه فعال در مدار با مشخصات جدول 2 با توجه به مرجع [5] و مراجع [44-41]، ارائه می‌شود. ممان اینرسی ماهواره و چرخ عکس‌العملی به صورت (94) و (95) هستند:

$$I_{\text{sat}} = \begin{bmatrix} 9.82 & -0.07 & -0.29 \\ -0.07 & 9.70 & -0.10 \\ -0.29 & -0.10 & 9.73 \end{bmatrix} \quad (94)$$

$$I_{\text{RW}} = \begin{bmatrix} 0.0008 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0008 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.0008 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.0008 \end{bmatrix} \quad (95)$$

حالت بهینه چیدمان 4 حسگر خورشیدی (با میدان دید $\pm 70^\circ$ درجه برای پوشش کامل کره)، 4 حسگر ژایرو و 4 چرخ عکس‌العملی، به صورت هرم چهار ضلعی منتظم با زاویه رأس α مطابق رابطه (96) به دست می‌آید:

$$\alpha = \cos^{-1}(-1/3) = 109.47 \quad (96)$$

ماتریس تخصیص چرخ‌های عکس‌العملی به صورت (97) خواهد بود:

$$A_{\text{wheels}} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \quad (97)$$

مشخصات حسگرها و عملگرهای انتخابی در جدول 3 ارائه شده است.

بر این اساس، مقدار پارامترهای ماتریس کواریانس نویز اندازه‌گیری با توجه به مراجع [44-41]، به صورت (98) تا (101) بیان می‌شوند:

$$R_{\text{MM}} = (200 \times 10^{-9})^2 \quad (98)$$

$$R_{\text{SS}} = (0.1 \times \pi/180)^2 \quad (99)$$

$$R_{\text{GR}} = (0.001 \times \pi/180)^2 \quad (100)$$

$$R_{\text{ST}} = (0.01 \times \pi/180)^2 \quad (101)$$

مقادیر پارامترهای ماتریس کواریانس نویز مدل‌سازی و پردازش با توجه به مراجع [44-41]، به صورت (102) تا (105) بیان می‌شوند:

$$Q = 1 \times 10^{-4} \text{diag}(q_{\text{noise}}, \omega_{\text{noise}}) \quad (102)$$

$$q_{\text{noise}} = \frac{\Delta T^3}{12} \text{diag}\left(\frac{1}{I_{xx}^2}, \frac{1}{I_{yy}^2}, \frac{1}{I_{zz}^2}, \left(\frac{q_1^2}{I_{xx}^2} + \frac{q_2^2}{I_{yy}^2} + \frac{q_3^2}{I_{zz}^2}\right)\right) \quad (103)$$

$$\omega_{\text{noise}} = \Delta T \text{diag}\left(\frac{1}{I_{xx}^2}, \frac{1}{I_{yy}^2}, \frac{1}{I_{zz}^2}\right) \quad (104)$$

$$E_k = \text{diag}(\Delta T)_{7 \times 7} \quad (105)$$

که ΔT به عنوان دوره زمانی نمونه‌برداری برابر 0/1 ثانیه انتخاب شده است. اغتشاش ناشی از اثرات شبکه با عنوان $T_{\text{dist Net}}$ که با شبیه‌سازی و تست برای بیشینه کران تأخیر مجاز به صورت رابطه (106) مدل می‌گردد:

$$T_{\text{dist Net}} = 0.02e^{-0.02t} \sin(0.4t) \quad (106)$$

گشتاورهای اغتشاشی محیطی T_{dist} شامل فشار تشعشعات خورشیدی، فشار آیرودینامیکی، گرادیان جاذبه‌ای و مغناطیسی براساس روابط ارائه شده در

کافی کوچک وجود دارد به طوری که Q_c معین مثبت باشد. با استفاده از لم بارالات، می‌توان بیان کرد که $x \rightarrow 0$ همگرا می‌شود همچنان که $t \rightarrow \infty$ می‌رود.

موضوع بعدی اثبات نرخ همگرایی نمایی است. در اینجا مسأله دارای نقاط تعادل متعدد مورد بررسی است، به طوری که پایداری فراگیر به جای محلی بیان می‌شود. زمانی که $\|q\| \rightarrow 0$ می‌رود مقدار q_4 می‌تواند +1 یا -1 باشد. مسأله تعیین نقطه تعادلی است که سیستم متمایل به آن بوده یا ناگزیر به یکی از آن‌ها تحمیل می‌شود. فرض می‌شود که $q_4 \rightarrow +1$ متمایل است، آنگاه زمان نهایت T وجود دارد به طوری که $q_4(t) \geq 0$ برای تمام $T \geq 0$ شود. از آنجا که همواره $q_4(t) \leq 1$ است، برای $t \geq T$ داریم:

$$\|q\|^2 = 1 - q_4^2 \geq 1 - q_4 \geq (1 - q_4)^2 \quad (88)$$

آنگاه می‌توان نشان داد که:

$$\|q\|^2 = \frac{1}{2}\|q\|^2 + \frac{1}{2}\|q\|^2 \geq \frac{1}{2}\|q\|^2 + (1 - q_4)^2 \quad (89)$$

و سپس $\lambda > 0$ برای تمام $t \geq T$ وجود دارد، به طوری که:

$$\dot{V} \leq -\lambda V \quad (90)$$

و از این رو، $\|q\|$ و $\Delta\omega$ به طور نمایی به سمت صفر همگرا می‌شوند.

اگر از سوی دیگر، $q_4 \rightarrow -1$ متمایل باشد، چنین نتیجه‌ای نمی‌تواند بیان شود. در این حالت، همچنان $V \rightarrow 4(k_p + ck_d)$ متمایل بوده و اگر $V(0) < 4(k_p + ck_d)$ باشد، وضعیت با $q_4 \rightarrow -1$ نمی‌تواند اتفاق بیفتد، چرا که V غیرافزایشی است. در نتیجه، این شرط (87) را برای همگرایی نمایی $V(t)$ به صفر می‌دهد:

$$\frac{1}{2}\Delta\omega(0)I_{\text{sat}}\Delta\omega(0) < k_p[4 - (1 - q_4(0))^2] - \|q(0)\|^2 = 2k_p[1 + q_4(0)] \quad (91)$$

5-3-1- پایداری حلقه باز خور کلی

در بخش‌های قبل، پایداری مجانبی کلی قوانین کنترل انتخابی برای ماهواره بررسی و اثبات شد. هدف این بخش ارائه اصل جداسازی غیرخطی برای سیستم حلقه بسته ترکیبی معادله دینامیک ماهواره، با فیلتر و کنترل گر ذکر شده است.

قضیه 3- اصل جداسازی براساس مدل خطی شده ماهواره

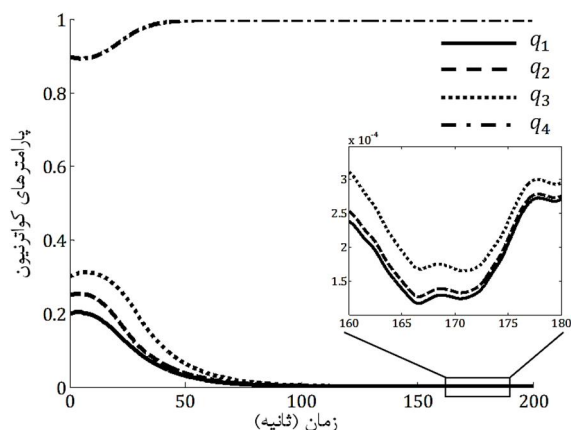
برای سیستم $\mathcal{E}_k$ داده شده به صورت (92) و (93):

$$x_{k+1} = \Phi_k x_k + \Gamma_k u_k \quad (92)$$

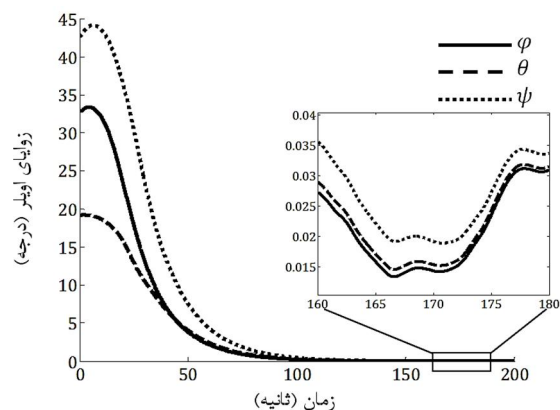
$$\hat{x}_{k+1} = \Phi_k \hat{x}_k + \Gamma_k u_k + K_k(y_k - h(\hat{x}_k)) \quad (93)$$

اگر کنترل گر u_k پایدار مجانبی فراگیر باشد، به طوری که x_k در $\mathcal{E}$ در مجموعه فشرده Ω برای تمام $k > 0$ باقی بماند، که مجموعه فشرده Ω نقطه تعادل کنترل گر u_k را در برمی‌گیرد، و اگر خطای تخمین $\xi_k = x_k - \hat{x}_k$ به طور نمایی برای تمام $k > 0$ به صفر همگرا شود (یعنی یک رؤیت گر نمایی) آنگاه برای تمام مقادیر حالت اولیه $x_0 \in \Omega$ ، سیستم $\mathcal{E}$ برای تمام $x_0 \in \Omega$ و به ازای $\forall P_0 > 0$ و $\forall \hat{x}_0 \in \mathbb{R}^n$ پایدار مجانبی فراگیر است؛ بنابراین تخمین گر و کنترل گر می‌توانند به طور جداگانه طراحی شوند تا وقتی که آن‌ها نیازمندی بیان شده در این قضیه را برآورده می‌نمایند.

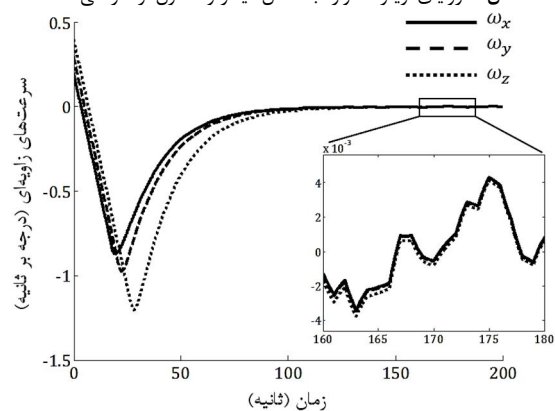
اثبات: براساس مرجع [21]، وقتی که تخمین گر نمایی شبیه فیلتر کالمن توسعه یافته پیشنهادی استفاده می‌شود، خطای تخمین به سمت صفر میل کرده و بنابراین کران دار می‌شود. همچنین کواریانس خطای P_k که بهره کالمن K_k به آن بستگی دارد از بالا و پایین کران دار است و از این رو حالت $(\xi_k, \hat{x}_k, P_k)$ از $\mathcal{E}$ در یک مجموعه فشرده در طول هر مسیری باقی می‌ماند. از



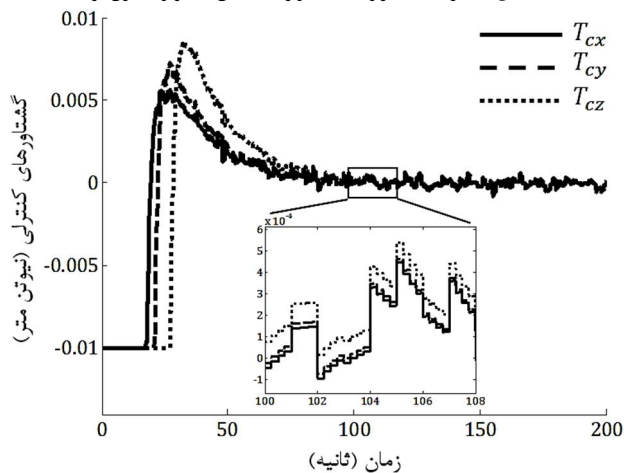
شکل 6 پارامترهای کوآرنیون ماهواره با اعمال فیلتر و کنترل گر طراحی شده



شکل 7 زوایای اوپلر ماهواره با اعمال فیلتر و کنترل گر طراحی شده



شکل 8 سرعت‌های زاویه‌ای ماهواره با اعمال فیلتر و کنترل گر



شکل 9 گشتاور کنترلی اعمالی به ماهواره

[۲،۱] در مدل‌سازی وارد شده‌اند که بیشترین مقدار مجموع آن‌ها برای این ماهواره، برابر $5 \times 10^{-5} \text{ Nm}$ است.

ضرایب کنترل گر نیز از روابط (107) و (108) به‌دست می‌آیند:

$$k_{pj} = I_{jj}\omega_{\text{BW_CL}}^2 \quad (107)$$

$$k_{dj} = 2I_{jj}\omega_{\text{BW_CL}} \quad (108)$$

که I_{jj} ممان اینرسی اصلی ماهواره در راستای محور j ($j = x, y, z$) و $\omega_{\text{BW_CL}}$ پهنای باند مطلوب سیستم حلقه بسته است که در اینجا برای حصول پاسخ و سرعت مطلوب، برابر $0/2$ رادیان بر ثانیه در نظر گرفته شده است. نتایج شبیه‌سازی، در شکل‌های 6 تا 9 نمایش داده شده است. همچنین در شکل‌های 6 و 7 مشاهده می‌شود، وضعیت ماهواره پایدار شده و دقت بهتر از $0/05$ درجه حاصل شده است. در شکل 8 سرعت‌های زاویه‌ای ماهواره نمایش داده شده که در هر سه محور دقت پایداری بهتر از $0/005$ درجه بر ثانیه به‌دست آمده است. در شکل 9 نیز گشتاور کنترلی اعمالی به ماهواره برای کنترل و پایداری، آمده است که نشان می‌دهد بیشینه مقدار گشتاور اعمالی در محدوده اشباع عملگرها قرار دارد. همچنین گشتاور کنترلی پس از پایداری ماهواره نیز برای جبران و حذف اثر اغتشاش‌ها با هدف حصول و نگهداشت دقت مورد نیاز حول هر سه محور، اعمال می‌گردد.

برای نشان دادن دقت به‌دست آمده در این مقاله، میانگین مجذور مربعات خطای تخمین بدون نامعینی و همچنین با وجود نامعینی به ازای 10% تغییرات پارامترهای مختلف اعم از ممان‌های اینرسی، گشتاورهای اغتشاشی، کواریانس نویز فرآیند و کواریانس نویز اندازه‌گیری در جدول 4 ارائه شده و با مرجع [43] مقایسه گشته است. همچنان که مشاهده می‌شود، علاوه بر اینکه بهبودی نسبی حاصل شده، با وجود نامعینی در پارامترهای فوق، مقادیر میانگین مجذور مربعات خطای تخمین نسبت به حالت بدون وجود نامعینی، تغییرات کمی داشته و مقاوم بوده است. شرایط فوق، به‌دلیل استفاده از ژایرو، فیلتر کالمن توسعه یافته دو گامی و اصلاح آن با تابع $\alpha(k)$ ایجاد شده است.

جدول 2 مشخصات و الزامات ماهواره فعال در مدار

پارامتر	مقدار	واحد
جرم ماهواره	120	کیلوگرم
ارتفاع مداری ماهواره	500	کیلومتر
دقت نشانه‌روی	0/1	درجه
دقت تعیین وضعیت	0/05	درجه
دقت پایداری	0/005	درجه بر ثانیه

جدول 3 مشخصات حس‌گرها و عمل‌گرهای انتخابی

نوع حسگر/عملگر	محدوده	دقت	واحد
حس گر مغناطیسی	± 60000	10	نانوتسلا
حس گر خورشیدی	± 70	0/1	درجه
حس گر ژایرو فیبر نوری	± 8	0/001	درجه بر ثانیه
حس گر ستاره	12×12	0/01	درجه
گشتاوردهنده مغناطیسی	15	0/02	آمپر - متر مربع
چرخ عکس‌العملی	10	0/001	میلی نیوتن - متر

- [14] H. Li, Y. Shi, Output feedback predictive control for constrained linear systems with intermittent measurements, *Systems & Control Letters*, Vol. 62, pp. 345–354, 2013.
- [15] C. F. Caruntu, C. Lazar, Network delay predictive compensation based on time delay modelling as disturbance, *International Journal of Control*, Vol. 87, No. 10, pp. 2012–2026, 2014.
- [16] N. Herscovici, C. Christodoulou, V. Lappas, G. Prassinis, A. Baker, R. Magnuss, *Wireless Sensor Motes for Small Satellite Applications*, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 48, No.5, pp.175-179, 2006.
- [17] C. M. Pong, *High-Precision Pointing and Attitude Estimation and Control Algorithms for Hardware-Constrained Spacecraft*, PhD thesis, Department of Aeronautics and Astronautics, Massachusetts Institute of Technology (MIT), May 22, 2014.
- [18] J. T. Y. Wen, K. K. Delgado, The attitude control problem, *IEEE Transaction on Automatic Control*, Vol. 36, pp. 1148 - 1162, 1991.
- [19] A. N. Atassi, H. K. Khalil, A separation principle for the stabilization of a class of nonlinear systems, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 44, No. 9, pp. 1672–1687, September 1999.
- [20] A. Loria, T. I. Fossen, E. A. Panteley, A separation principle for dynamic positioning of ships: Theoretical and experimental results, *IEEE Control System Technology*, Vol. 8, pp. 332 - 343, 2000.
- [21] A. N. Atassi, H. K. Khalil, A Separation Principle for the Control of a Class of Nonlinear Systems, *IEEE TRANSACTIONS ON AUTOMATIC CONTROL*, VOL. 46, NO. 5, pp. 742-746, MAY 2001.
- [22] H. Suzuki, N. Sakamoto, An Observer Design and Separation Principle for the Motion of the n-dimensional Rigid Body, *Trans. of the Society of Instrument and Control Engineers*, Vol. E-4, No.1, pp. 44-51, 2005.
- [23] C. W. Park, S. Lee, Local separation principle for a special class of nonlinear systems, *International Mathematical Forum*, Vol. 1, No. 40, pp. 1983 - 1995, 2007.
- [24] S. Gunther, K. Reif, E. Yaz, R. Unbehauen, The extended kalman filter as an exponential observer for nonlinear systems, *IEEE Transaction on Signal Processing*, Vol. 47, No. 8, pp. 2324-2328, 1999.
- [25] A. J. Krener, The convergence of the extended Kalman Filter, *Directions in Mathematical Systems Theory and Optimization*, LNCIS 286, pp. 173-182, 2003.
- [26] S. H. M. Roknabadi, S. M. Mirshams, A. A. Nikkhah, Optimal Satellite Attitude Control with Reaction Wheel Actuators, *Journal of Space Science and Technology*, Vol. 2, No. 5, pp. 35-42, 2009. (In Persian).
- [27] H. Bolandi, F. F. Saberi, Design of a LEO Satellite Attitude Estimation using multiple models Adaptive method and comparisiom with extended kalman filter, *Journal of Space Science and Technology*, Vol. 2, No. 4, pp. 17-26, 2009. (In Persian).
- [28] F. Pirooamand, N. Ghahremani, M. R. Aarvan, Robust Predictive Controller Design using Linear Matrix Inequalities for Satellite Attitude Control system, *Tabriz Journal of Electrical Engineering*, Vol. 44, No. 4, pp. 9-21, 2014. (In Persian).
- [29] M. Fakoor, A. R. Kosari, Saleh Gh. H., Identification of Moment of inertia and parameters of gyroscope tuning for the geostationary satellite using an extended Kalman filter, *Journal of Space Science and Technology*, Vol. 6, No. 2, pp. 67-74, 2013. (In Persian).
- [30] A. R. Kosari, M. Peyrovani, M. Fakoor, H. Nejat, Design of LQG/LTR controller for attitude control of geostationary satellite using Reaction Wheels, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 13, No. 14, pp. 1-10, 2014 (In Persian).
- [31] A. R. Kosari, M. Peyrovani, M. Fakoor, H. Nejat, Design of LQG/LTR controller for attitude control of geostationary satellite using reduced quaternion model, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 14, No. 6, pp. 1-10, 2014 (In Persian).
- [32] R. A. J. Chagas, J. Waldmann, Nonlinear filtering in a simulated three-axis satellite attitude estimation and control tested, *Journal of Aerospace Engineering, Sciences and Applications*, May –Aug. 2010, Vol. II, No 2, pp. 37-49, 2010.
- [33] J. C. Springmann, *Satellite Attitude Determination with Low-Cost Sensors*, PhD thesis Aerospace Engineering, University of Michigan, 2013.
- [34] X. Yejun, Application of Extended Kalman Filtering Algorithm in Multi-sensor Information Fusion, *The 9th International Conference on Computer Science & Education (ICCSE 2014)*, Vancouver, Canada, August 22-24, 2014.
- [35] Thomas Bak. *Spacecraft Attitude Determination - a Magnetometer Approach*, PhD thesis, Aalborg University, 1999.
- [36] S. Elizabeth, R. Jothilakshmi, Convergence Analysis of Extended Kalman Filter in a Noisy Environment through Difference Equations, *International Journal of Pure and Applied Mathematics*, V. 91, No. 1, pp. 33-41, 2014.
- [37] M. Masoumnezhad, A. Jamali, N. Nariman-zadeh, Optimal Design of Symmetrical/Asymmetrical Sigma-Point Kalman Filter Using Genetic Algorithms, *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, pp. 1-8, 2014.
- [38] J. L. Crassidis, F. L. Markley, Y. Cheng, Survey of Nonlinear Attitude Estimation Methods, *AIAA Journal of Guidance, Control and Dynamics*, Vol. 30, No. 1, pp. 12–28, 2007.
- [39] M. F. Hassan, M. Zribi, M. Tawfic, State Estimation of Constrained Nonlinear Discrete-Time Dynamical Systems, *International Journal of*

جدول 4 مقادیر میانگین مجذور مربعات خطای تخمین به ازای تغییرات پارامترها

پارامتر	بدون نامعینی	با نامعینی	مرجع [43]	واحد
زاویه رول	0/019	0/026	0/031	درجه
زاویه پیچ	0/021	0/025	0/047	درجه
زاویه یاو	0/017	0/027	0/15	درجه
سرعت زاویه‌ای رول	0/0012	0/0014	0/0015	درجه بر ثانیه
سرعت زاویه‌ای پیچ	0/0013	0/0015	0/0016	درجه بر ثانیه
سرعت زاویه‌ای یاو	0/0011	0/0014	0/0019	درجه بر ثانیه

7- نتیجه‌گیری

در این مقاله، ابتدا معماری زیرسیستم تعیین و کنترل وضعیت برای کلاس وسیعی از ماهواره‌های مدار پایین زمین جهت فراهم کردن نشانه‌روی و پایداری دقیق پیشنهاد گشت که در آن تبادل داده بین اجزای کنترلی از طریق شبکه کن صورت می‌گیرد. در ادامه، ضمن بیان مدل دینامیک ماهواره به‌صورت غیرخطی و مدل‌سازی تمامی اجزای سیستم، با لحاظ نمودن اثرات ناشی از شبکه به‌صورت اغتشاش کراندار، الگوریتم‌های تخمین و کنترل وضعیت برای جبران آن‌ها طراحی شد. سپس، قضیه اصل جداسازی براساس مدل خطی‌شده ماهواره ارائه شده و با اثبات آن، شرایط هم‌گرایی و پایداری نمایی رؤیت‌گر و کنترل‌گر استخراج شد. در نهایت، با شبیه‌سازی نتایج بر روی یک ماهواره نمونه فعال در مدار اثبات شد که پایداری و دقت مورد نظر فراهم گشته است.

8- مراجع

- [1] J. R. Wertz, *Spacecraft Attitude Determination and Control*, Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, Holland, 1988.
- [2] J. Marcel, Sidi, *Spacecraft Dynamics and Control*, Cambridge University Press, 1997.
- [3] F. C. Dumont, J. J. Suter, P. D. Schwartz, A Controller Area Network-Based Telemetry and Command System for Small Space Experiments, *JOHNS HOPKINS APL TECHNICAL DIGEST* (Applied Physics Laboratory), Vol. 20, No. 2, pp. 214-220, 1999.
- [4] K. Janschek, A. Braune, Application of Industrial CAN Bus Technology for LEO-Satellites, *Acta Astronautica*, Vol. 46, Issues 2–6, pp. 313–317, January–March 2000.
- [5] L. M. Gomes, G. Yuksel, V. Lappas, A. D. S. Curriel, A. Bradford, C. Ozkaptan, S. M. Sweeting, BILSAT: Advancing Smallsat Capabilities; SSC03-VI-4, 17th AIAA/USU Conference on Small Satellites, 2003.
- [6] K. Johansson, M. Tärngren, et al, Vehicle applications of controller area network, *Handbook of Networked and Embedded Control Syst.*, 2005.
- [7] SPACEQUEST DEVELOPS CAN Bus HARDWARE FOR RAPID SMALL SATELLITE, 2006; [http://collaborate.org/sites/collaborate.org/files/4-14-2006.\(11/11/2014\)](http://collaborate.org/sites/collaborate.org/files/4-14-2006.(11/11/2014))
- [8] D. Stanton, *Changing the economics of space: CAN in Space Applications Small Satellite Platforms*, SSTL ADCSS, 2013; [http://space-env.esa.int/indico/getFile.py/access?contribId=27&sessionId=13&resId=0&materialId=slides&confId=22.\(11/11/2014\)](http://space-env.esa.int/indico/getFile.py/access?contribId=27&sessionId=13&resId=0&materialId=slides&confId=22.(11/11/2014))
- [9] M. Khurram, S. M. Y. Zaidi, CAN as a Spacecraft Communication Bus In LEO Satellite Mission, *Proceedings of 2nd International Conference on Recent Advances in Space Technologies (RAST)*, 2005.
- [10] S. Wielandt, G. Ottoy, J. P. Goemaere, N. Stevens and L. D. Strycker, Integration of a CAN bus in an Onboard Computer for Space Applications, 11th International Conference on DEVELOPMENT AND APPLICATION SYSTEMS, Suceava, Romania, pp. 56-59, May 17-19, 2012.
- [11] S. A. Asghari, H. Taheri, H. Pedram, Designing a Reliable and Application Specific Controller Area Network Protocol for Intra-Communication of an Embedded System, *Research Journal of Applied Sciences, Engineering and Technology*, Vol. 5, No. 2, pp.445-451, 2013.
- [12] H. Yan, S. Yan, H. Zhang, X. Zhao, Recent Advances on Filtering and Control for Nonlinear Stochastic Complex Systems with Incomplete Information: A Survey, *Hindawi Publishing Corporation, Mathematical Problems in Engineering*, Vol. 2012, Article ID 530759, 16 pages, 2012.
- [13] Y. WANG, L. HE, M. SU, The Research of Delay Characteristics in CAN Bus Networked Control System, *Journal of Computational Information Systems*, Vol. 9, No. 18, pp. 7517-7523, 2013.

- [42] S. Chouraqui, M. Benyettou, Design and Implementation for a Non Linear State Filter for LEO Micro Satellite, *Journal of Applied Sciences* 9 (24), pp. 4195-4205, 2009.
- [43] M. J. Hale, P. Vergez, M. J. Meerman, Kalman Filtering and the Attitude Determination and Control Task, *AIAA-2004-6018*, USAFA, Department of Astronautics, USAF Academy CO 80840, 2004.
- [44] H. E. Soken, C. Hajiyeve, S. -I. Sakai, Robust Kalman filtering for small satellite attitude estimation in the presence of measurement faults, *European Journal of Control* 20 (2), pp. 64-72, 2014.
- Innovative Computing, Information and Control*, V. 6, No. 10, pp. 4449-4470, October 2010.
- [40] M. S. Grewal, A. P. Andrews, Applications of Kalman filtering in aerospace 1960 to the present, *IEEE Magazine on Control Systems*, Vol. 30, No. 3, pp. 69-78, 2010.
- [41] T. M. A. Habib, Combined Spacecraft Orbit and Attitude Control through Extended Kalman Filtering of Magnetometer, Gyro, and GPS Measurements, *The Egyptian Journal of Remote Sensing and Space Sciences*, 17, pp. 87-94, 2014.