



مجله کنترل

ISSN 2008-8345



قطب علمی کنترل صنعتی

دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

نشریه علمی - پژوهشی

انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق ایران - قطب علمی کنترل صنعتی دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی
جلد ۹، شماره ۳، پاییز ۱۳۹۴

فهرست مقالات

- ۱ طراحی کنترل کننده فازی مدل مرجع بر پایه فیدبک حالت با کنترل انتگرال
وحید بهرامی، محمد منشوری، محمد تشنه‌لب
- ۱۹ استخراج تغییرات دینامیک الگوی سیگنال الکتروانسفالوگرام در کودکان اُتسمی
با استفاده از قطع پوانکاره
قاسم صادقی بجستانی، علی شیخانی، سید محمد رضا هاشمی گلپایگانی، فرح اشرف زاده، پریا حبرانی
- ۳۷ کنترل آشوب مبتنی بر ترکیب کنترل مد لغزشی ترمینال انتگرالی هوشمند با یک سطح لغزشی جدید
و سیستم استنتاج فازی - عصبی تطبیقی
صفا خاری، زهرا رحمانی، بهروز رضایی، سید جلیل ساداتی
- ۵۱ طراحی یک زیر سیستم تعیین وضعیت تحمل‌پذیر عیب خودکار برای ماهواره سه محوره مبتنی بر
استخراج ماتریس‌های دوران مختلف و محاسبه معیارهای واریانسی
مصطفی عابدی، سید سعید نصراللهی
- ۶۹ طراحی یک الگوریتم کنترل تطبیقی - لغزشی بدون چرخش، تکیگی و نقطه تعادل ناپایدار جهت
ردیابی وضعیت مقاوم ماهواره
محمدرضا عابدینی، مصطفی عابدی
- ۸۷ طراحی کنترل گر بازخورد خروجی پویای نامتمرکز از مرتبه‌ی ثابت جهت تحقق توافق جمعی
در سامانه‌های چندعاملی تأخیردار
امید نیکویی زاده، امیر امینی، مهدی سجودی



نشریه علمی - پژوهشی، انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق ایران - قطب کنترل صنعتی دانشگاه صنعتی
خواجه نصیرالدین طوسی، جلد ۹، شماره ۳، پاییز ۱۳۹۴

پست الکترونیک: control@isice.ir

صاحب امتیاز: انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق ایران

مدیر مسئول: پروفسور ایرج گودرزنیا

سردبیر: پروفسور علی خاکی صدیق - تلفن: ۸۴۰۶۲۳۱۷ - پست الکترونیک: sedigh@kntu.ac.ir

آدرس محل کار: خیابان دکتر شریعتی، پل سیدخندان، دانشکده برق دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

شورای سردبیری: پروفسور علی خاکی صدیق، پروفسور حمید خالوزاده، دکتر مهدی علیاری شوره دلی

دبیر اجرایی: دکتر مهدی علیاری شوره دلی - تلفن: ۷۱۳۲۲۱۳۳ - پست الکترونیک: aliyari@kntu.ac.ir

هیأت تحریریه:

پروفسور علی خاکی صدیق (استاد) - پروفسور ایرج گودرزنیا (استاد) - پروفسور حمید خالوزاده (استاد) - پروفسور پرویز جبه دار مارالانی (استاد) - پروفسور علی غفاری (استاد) - دکتر حمیدرضا مومنی (دانشیار) - پروفسور سید کمال الدین نیکروش (استاد) - پروفسور مسعود شفیعی (استاد) - پروفسور بهزاد مشیری (استاد)

هیأت مشاوران:

دکتر حمیدرضا مومنی، پروفسور بهزاد مشیری، پروفسور مسعود شفیعی، پروفسور علی خاکی صدیق، پروفسور پرویز جبه دار مارالانی، پروفسور علی غفاری، پروفسور حمید خالوزاده، پروفسور حمیدرضا تقی راد، دکتر کیوان مسروری، دکتر محمدتقی بطحایی، دکتر محمدتقی بهشتی، دکتر فرزاد جعفر کاظمی، دکتر رویا امجدی فرد، پروفسور سید علی اکبر موسویان، پروفسور محمد تشنه لب، پروفسور محمد حایری، پروفسور سید علی اکبر صفوی، پروفسور حسین سیفی، دکتر احد کاظمی، دکتر علیرضا فاتحی، دکتر محمدرضا اکبرزاده توتونچی، دکتر مسعود علی اکبر گلکار، دکتر ناصر پریرز، دکتر مهرداد جوادی، دکتر جعفر حیرانی نوبری، پروفسور فرامرز حسین بابایی، دکتر ییژن معاونی، دکتر مهدی علیاری شوره دلی، دکتر محمد عاروان، پروفسور محمد توکلی بینا، دکتر مجتبی احمدیه خانه سر، دکتر فائزه فریور، دکتر موسی آیتی.

هیأت مدیره انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق:

پروفسور مسعود شفیعی، دکتر محمدرضا جاهد مطلق، پروفسور ایرج گودرزنیا، پروفسور بهزاد مشیری، پروفسور علی اکبر صفوی، دکترایمان محمدزمان، دکتر علی اشرف مدرس، مهندس علی کیانی.

مدیر سایت: مهندس نسیم فراهانی

صفحه آرا: کیان خالوزاده

فهرست مقالات

- ۱ طراحی کنترل کننده فازی مدل مرجع بر پایه فیدبک حالت با کنترل انتگرال
وحید بهرامی، محمد منشوری، محمد تشنه‌لب
- ۱۹ استخراج تغییرات دینامیک الگوی سیگنال الکتروانسفالوگرام در کودکان اُتسمی
با استفاده از قطع پوانکاره
قاسم صادقی بجستانی، علی شیخانی، سید محمد رضا هاشمی گلپایگانی، فرح اشرف زاده، پریا جبرانی
- ۳۷ کنترل آشوب مبتنی بر ترکیب کنترل مد لغزشی ترمینال انتگرالی هوشمند با یک سطح لغزشی
جدید و سیستم استنتاج فازی- عصبی تطبیقی
صفا خاری، زهرا رحمانی، بهروز رضایی، سید جلیل ساداتی
- ۵۱ طراحی یک زیر سیستم تعیین وضعیت تحمل پذیر عیب خودکار برای ماهواره سه محوره مبتنی بر
استخراج ماتریس‌های دوران مختلف و محاسبه معیارهای واریانسی
مصطفی عابدی، سید سعید نصراللهی
- ۶۹ طراحی یک الگوریتم کنترل تطبیقی-لغزشی بدون چرخش، تکینگی و نقطه تعادل ناپایدار
جهت ردیابی وضعیت مقاوم ماهواره
محمد رضا عابدینی، مصطفی عابدی
- ۸۷ طراحی کنترل گر بازخورد خروجی پویای نامتمرکز از مرتبه‌ی ثابت جهت تحقق توافق جمعی
در سامانه‌های چندعاملی تأخیردار
امید نیکویی زاده، امیر امینی، مهدی سجودی

مجله کنترل، مجله‌ای علمی - پژوهشی است که دربرگیرنده تازه‌ترین نتایج تحقیقات نظری و کاربردی در علوم مختلف مرتبط با مهندسی کنترل و ابزار دقیق می‌باشد. مقالات ارسالی به مجله کنترل می‌بایست به زبان فارسی و دارای چکیده انگلیسی باشند. از میان مباحث مورد نظر این مجله می‌توان به موارد زیر اشاره نمود:

- (۱) مدلسازی، شناسایی، شبیه‌سازی، پیش‌بینی، بهینه‌سازی و پایش عملکرد سیستم‌ها.
- (۲) تحلیل و طراحی سیستم‌های کنترل پیشرفته از قبیل سیستم‌های کنترل خطی و غیرخطی، سیستم‌های کنترل تطبیقی، کنترل مقاوم و کنترل بهینه، سیستم‌های کنترل هوشمند، سیستم‌های کنترل تصادفی، سیستم‌های کنترل گسسته پیشامد و ترکیبی، سیستم‌های ابعاد وسیع، سیستم‌های کنترل چندمتغیره.
- (۳) مکاترونیک و رباتیک.
- (۴) ابزار دقیق و سیستم‌های ترکیب داده و اطلاعات سنسوری.
- (۵) اتوماسیون صنعتی از قبیل سیستم‌های کنترل گسترده، رابط انسان - ماشین، سیستم‌های ایمنی و تشخیص عیب، تحلیل و طراحی سیستم‌های کنترل کسری، شناسایی، تشخیص و جبران عیب در سیستم‌ها، سیستم‌های کنترل پیچیده، سیستم‌های زمان حقیقی و سیستم‌های کنترل تحت نظارت، کنترل مدل چندگانه.

کاربردهای مورد علاقه مجله "کنترل"، وسیع بوده و می‌تواند در برگیرنده موارد زیر باشد:

- (۱) سیستم‌های هدایت و ناوبری.
- (۲) فرآیندهای صنعتی شامل فرآیندهای شیمیایی و بیوتکنولوژی.
- (۳) تولید و توزیع نیروی برق.
- (۴) انرژی‌های تجدیدپذیر.
- (۵) مهندسی محیط زیست و هواشناسی.
- (۶) سیستم‌های اقتصادی و مالی.
- (۷) سیستم‌های اطلاعاتی، مخابراتی و شبکه‌های صنعتی.
- (۸) مهندسی پزشکی، مهندسی زیستی و سامانه‌های زیستی.
- (۹) نانو کنترل.
- (۱۰) پردازش داده.
- (۱۱) مهندسی خودرو.
- (۱۲) سیستم‌های حمل و نقل.

از کلیه پژوهشگران و کارشناسان فعال در زمینه‌های مرتبط با مهندسی کنترل و ابزار دقیق دعوت بعمل می‌آید تا مقالات و نتایج آخرین دستاوردهای علمی و پژوهشی خود را به این مجله ارسال نمایند. خواهشمند است مقالات خود را به صورت الکترونیکی به آدرس www.joc-isice.ir ارسال فرمایید. برای کسب اطلاعات بیشتر و دریافت نحوه تهیه و ارسال مقالات می‌توانید به سایت مجله با آدرس www.joc-isice.ir مراجعه نمایید.

شیوه تدوین

متن مقالات شامل چکیده، بدنه مقاله، مراجع و زیرنویس‌ها باید با فونت ۱۲ B Zar و با فاصله double میان خطوط، در صفحات A4 یک ستونی و تحت نرم‌افزار Word تهیه گردد.

آدرس نویسندگان

آدرس پستی کامل همه نویسندگان همراه با شماره تلفن و دورنگار (فکس) و نشانی پست الکترونیک (email) نویسنده عهده‌دار مکاتبات در برگه مستقلى چاپ و به همراه مقاله ارسال گردد.

چکیده

هر مقاله باید شامل، عنوان (فارسی و انگلیسی)، چکیده (فارسی و انگلیسی) مقاله در حداکثر ۲۰۰ واژه، کلیدواژه (فارسی و انگلیسی) در حداکثر ۵ واژه باشد.

تصاویر و عکس‌ها

در هنگام ارسال مقاله جهت داوری نیازی به ارسال اصل تصاویر و عکس‌ها نمی‌باشد، ولی رونوشت ارسالی باید واضح باشد. پس از تایید مقاله، ارسال اصل تصاویر و عکس‌ها جهت چاپ مقاله ضروری می‌باشد.

مراجع

به کلیه مراجع باید در متن ارجاع داده شده باشد. مراجع باید با شماره مشخص گردند و جزئیات آنها به شرح زیر در پایان مقاله به ترتیب حروف الفبای نویسندگان ظاهر گردد:

مقالات

[شماره مرجع] نام خانوادگی و علامت اختصاری اول نام، سال انتشار یا تاریخ برگزاری، "عنوان مقاله"، نام کامل نشریه یا کنفرانس، شماره مجله یا شماره جلد، شماره صفحات.

کتابها

[شماره مرجع] نام خانوادگی و نام کامل همه نویسندگان، عنوان کتاب، نام مترجم (در صورت وجود)، نام کامل ناشر، سال انتشار.

واحد‌ها

کلیه مقالات باید از واحد استاندارد SI (متریک) در تمام بخشهای مقاله استفاده نمایند. در کنار واحد SI می‌توان از واحد انگلیسی در داخل پرانتز نیز استفاده نمود.

طول مقالات

حداکثر تعداد صفحات مقاله ۱۵ صفحه است که معادل حدود ۷۵۰۰ واژه است. برای چاپ صفحات بیشتر و یا رنگی لازم است هزینه‌ای معادل ۲۵۰،۰۰۰ ریال (۲۵ دلار آمریکا) برای هر صفحه پرداخت گردد.

فرآیند ارسال مقاله

مقالات قابل چاپ در مجله شامل مقالات کامل پژوهشی، مقالات کوتاه و یادداشتهای پژوهشی است. مقالات ارسالی نباید در هیچ مجله داخلی و یا خارجی چاپ شده باشد و یا در حال داوری باشد.

- برای ارسال مقاله خود به سایت مجله به آدرس www.joc-isice.ir مراجعه نموده و طبق دستورالعمل مندرج در سایت عمل نمایید.
- مقالات جهت داوری به داوران متخصص ارسال می‌گردد. در پایان تایید یا رد هر مقاله توسط هیئت تحریریه مجله انجام خواهد پذیرفت. سردبیر مجله نتیجه داوری را برای نویسنده عهده دار مکاتبات ارسال خواهد نمود.
- در صورتی که نیاز به تصحیح مقاله باشد، تصحیحات باید تنها محدود به موارد ذکر شده باشد. در سایر موارد نویسنده لازم است سردبیر را در جریان هرگونه تغییر و یا تصحیح دیگری قرار دهد. در هر صورت مسئولیت صحت و سقم مطالب بر عهده نویسنده خواهد بود.

حق کپی

در صورت تایید مقاله، نویسندگان لازم است فرم انتقال حق انتشار آن به "انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق ایران" را تکمیل و به همراه اصل مقاله ارسال نمایند. نویسندگان لازم است موافقت کتبی دارندگان حق کپی بخشهایی از مقاله که از مراجع و منابع دیگر نسخه‌برداری شده است را دریافت و به دفتر مجله ارسال نمایند.

بدینوسیله از کلیه اساتید، پژوهشگران و کارشناسان مهندسی کنترل و ابزار دقیق جهت ارائه مقالات خود در این نشریه دعوت به عمل می‌آورد. خواهشمند است مقالات خود را به صورت الکترونیکی از طریق سایت مجله به آدرس: www.joc-isice.ir ارسال نمایید.

طراحی کنترل کننده فازی مدل مرجع بر پایه فیدبک حالت با کنترل انتگرال

وحید بهرامی^۱، محمد منشوری^۲، محمد تشنه لب^۳

^۱ فارغ التحصیل کارشناسی ارشد مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، vahid.bahrami39@gmail.com

^۲ فارغ التحصیل دکتری مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، mohammad.mansouri@ee.kntu.ac.ir

^۳ استاد، دانشکده مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، teshnehlabb@eetd.kntu.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۴/۳/۳، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۴/۷/۲)

چکیده: این پژوهش، به ارائه ساختار کنترلی جدیدی با عنوان کنترل کننده فازی مدل مرجع بر پایه فیدبک حالت با کنترل انتگرال اختصاص یافته است. اگرچه یکی از روشهای کنترلی مناسب استفاده از روش فیدبک حالت می باشد اما، این روش دارای دو مشکل اساسی است. نخست اینکه این روش دارای عملکرد نامناسبی در حضور اغتشاشات می باشد که برای چیره شدن بر این مشکل، استفاده از کنترل انتگرال به همراه فیدبک حالت می تواند روش موثری واقع گردد. کنترل کننده کلاسیک فیدبک حالت با کنترل انتگرال، روشی موثر جهت کنترل سیستم های خطی و یا سیستم های با پیچیدگی کمتر می باشد که این مورد نیز به عنوان مشکل دیگر روش فیدبک حالت مطرح می شود. از آنجایی که بسیاری از سیستم های تحت کنترل، غیرخطی و در معرض عدم قطعیت می باشند، بنابراین استفاده از روش های کنترلی که بتواند برای کنترل این گونه از سیستم ها متمرکز باشد، ضروری است. به همین دلیل در این مقاله، کنترل کننده جدید فازی مدل مرجع بر پایه فیدبک حالت با کنترل انتگرال پیشنهاد می شود. در روش کنترلی پیشنهادی، در ابتدا سیستم غیرخطی تحت کنترل با استفاده از سیستم فازی تاکاگی-سوگنو مدل می شود و سپس روش کنترلی پیشنهادی بحث می گردد. کنترل کننده ارائه شده، به کلاس گسترده ای از سیستم های غیرخطی در معرض اغتشاش قابل اعمال می باشد. نتایج شبیه سازی که برای کنترل سیستم های غیرخطی پاندول معکوس، تعلیق مغناطیسی و مدار چوآ به کار گرفته شده اند، دقت بالا و عملکرد مناسب کنترل کننده ارائه شده را تصدیق می کند.

کلمات کلیدی: کنترل فیدبک حالت، کنترل انتگرال، کنترل کننده فازی مدل مرجع، اغتشاش.

Designing Model Reference Fuzzy Controller Based on State Feedback Integral Control for Nonlinear Systems

Vahid Bahrami, Mohammad Mansouri, Mohammad Teshnehlabb

Abstract: This study intends to investigate a new control structure using a model reference fuzzy controller based on state feedback integral control. Motivated by the fact that most of the controlled systems are nonlinear and subject to uncertainty. Hence, designing control structures which can satisfy these cases is essential. The state feedback control is one of the control methods; however this method does not show an appropriate performance when the non-zero disturbance is applied to the system. To cope with the mentioned drawback, using an integral control with state feedback would be an effective way. The classic state feedback integral control is considered as a beneficial way to control of linear or weakly nonlinear systems. For this reason, this paper concerns state feedback integral control using a model reference fuzzy controller. At the first stage of designed control approach, the nonlinear system is modeled by T-S fuzzy. At the second stage, control method is discussed. The proposed controller is applicable to a broad class of nonlinear systems subject to non-zero disturbance. The simulation results applied to control of inverted pendulum, magnetic levitation and Chua's circuit systems, verify the high control accuracy and appropriate performance of the proposed controller.

Keywords: State feedback control; Integral control; Model reference fuzzy controller; non-zero Disturbance.

۱- مقدمه

یکی از مهمترین روش‌های کنترلی استفاده شده برای به‌دست آوردن عملکرد مناسب، استفاده از روش فیدبک حالت^۱ یا جایابی قطب^۲ می‌باشد. در میان روش‌های کنترلی، فیدبک حالت بهترین پاسخ عملکردی از لحاظ زمان نشست^۳ را دارد [۱].

همچنین، این روش برای کنترل سیستم‌های با فضای حالت متغیر با زمان و شرایط عملکردی چندگانه نیز توصیف شده است [۲ و ۳]. بنابراین، روش فیدبک حالت می‌تواند برای کنترل سیستم‌های چند ورودی-چند خروجی^۴ استفاده گردد [۴]. با استفاده از روش کنترل فیدبک حالت (جایابی قطب)، قطب‌های سیستم حلقه باز در مکان‌های مطلوب قطب-های سیستم حلقه بسته جایابی می‌شوند. به همین دلیل، بررسی کنترل-پذیری سیستم الزامی است. برای این منظور، ماتریس کنترل‌پذیری سیستم باید رتبه کامل باشد.

اگرچه روش فیدبک حالت دارای پاسخ نرم و سریع می‌باشد، ولی دارای مشکل خطای حالت ماندگار می‌باشد. به علاوه، این روش به شرایط اولیه سیستم وابسته است [۵]. به منظور چیره شدن بر این مشکلات، استفاده از فیدبک حالت با کنترل انتگرال^۵ [۶] و رویکرد حالت^۶ [۷] پیشنهاد شده‌اند. به علت اینکه کنترل کننده انتگرالی نوع سیستم را افزایش می‌دهد، خطای حالت ماندگار به سمت صفر میل خواهد کرد [۸]. استفاده از روش فیدبک حالت با کنترل انتگرال در بسیاری از مقالات عنوان شده است. در [۸] از این روش برای کنترل سیستم سرو موتور استفاده شده است. مولفین در [۵]، از فیدبک حالت با کنترل انتگرال و استفاده از تابع لیاپانوف جهت شبیه‌سازی و پیاده‌سازی بر روی ولو صنعتی استفاده کرده‌اند. بسیاری از سیستم‌ها تحت تاثیر اغتشاشات خارجی می‌باشند. بنابراین، استفاده از روش‌های کنترلی مقاوم جهت کنترل این گونه سیستم‌ها اجتناب‌ناپذیر است. استفاده از روش فیدبک حالت با کنترل انتگرال یک راه موثر جهت حذف اغتشاشات ثابت است [۹ و ۱۰]. مطابق با [۷]، این کنترل کننده برای سیستم‌های کنترلی شبکه شده در معرض اغتشاشات استفاده شده است.

کنترل کننده کلاسیک فیدبک حالت با کنترل انتگرال در [۹ و ۱۱] فرموله‌سازی شده است، اما مهم‌ترین استفاده الگوریتم ارائه شده برای سیستم‌های خطی و یا سیستم‌های با پیچیدگی کمتر می‌باشد. اکثر سیستم‌های تحت کنترل، غیر خطی و در معرض اغتشاش می‌باشد. بنابراین در نظر گرفتن اثر عدم قطعیت در طراحی کنترل کننده ضروری است. در میان روش‌های کنترلی، کنترل کننده فازی برای کنترل سیستم‌های

غیر خطی از قبیل سیستم‌های رباتیک، موتور الکتریکی و غیره مفید می‌باشد [۱۲ و ۱۳]. این مطالعه به طراحی کنترل کننده فازی مدل مرجع بر پایه فیدبک حالت با کنترل انتگرال برای کنترل سیستم‌های غیر خطی توجه کرده است. مهم‌ترین مزیت کنترل کننده ارائه شده، حذف اغتشاشات ثابت در حالت ماندگار می‌باشد. در ابتدا، این مقاله سیستم غیر خطی تحت کنترل را با استفاده از سیستم فازی تاکاگی-سوگنو که تقریبگر عمومی است، مدل می‌کند. سپس، کنترل کننده جدید عنوان شده طراحی می‌گردد. با توجه به این کنترل کننده، قطب‌های سیستم در مکان‌های مطلوب جایابی می‌شوند. همچنین، کنترل کننده ارائه شده اغتشاشات غیر صفر را حذف می‌کند. به طور کلی، مهم‌ترین ویژگی‌های کنترل کننده ارائه شده به صورت زیر خلاصه می‌گردد:

- (۱) قابل اعمال به کلاس گسترده‌ای از سیستم‌های غیر خطی
- (۲) حذف اغتشاش ثابت غیر صفر در حالت ماندگار به همراه روش ساده و پایدار

نتایج شبیه‌سازی، کارایی کنترل کننده ارائه شده را تایید می‌کند.

مطالب این مقاله به ترتیب زیر ارائه می‌شود:

در بخش دو مدل‌سازی سیستم غیر خطی با استفاده از سیستم فازی تاکاگی-سوگنو بیان و سپس به ارائه کنترل کننده فازی مدل مرجع بر پایه فیدبک حالت با کنترل انتگرال پرداخته می‌شود. در بخش سه شبیه‌سازی کنترل کننده پیشنهادی بررسی و در نهایت در بخش چهار، نتایج مقاله ارائه می‌گردد.

۲- بیان مسئله

پایدارسازی و ردیابی مدل مرجع از مهم‌ترین اهداف کنترلی می‌باشند. به منظور تحقق این اهداف، روش کنترلی فیدبک حالت می‌تواند مناسب واقع شود. با به کار بردن کنترل کننده فازی مدل مرجع بر پایه فیدبک حالت با کنترل انتگرال که منجر به پایداری مجانبی می‌گردد، اهداف بیان شده برقرار می‌گردند. بنابراین بخش‌های زیر به فرموله‌سازی مسئله و طراحی کنترل کننده اختصاص یافته است.

۲-۱- مدل‌سازی سیستم غیر خطی با استفاده از سیستم فازی تاکاگی-سوگنو

به منظور طراحی کنترل کننده فازی مدل مرجع با استفاده از روش فیدبک حالت با کنترل انتگرال، نیاز به مدل کردن سیستم غیر خطی با استفاده از یک سیستم فازی، داریم. ایده اصلی تقریب سیستم غیر خطی با استفاده از سیستم فازی تاکاگی سوگنو به همراه شرایط پایدارسازی سیستم در [۱۴] بیان گردیده است. بنابراین سیستم غیر خطی تحت کنترل را با استفاده از سیستم فازی سوگنو که تقریبگر عمومی می‌باشد، به صورت مجموعه قوانین اگر-آنگاه خطی توصیف می‌کنیم. سیستم

¹ State Feedback

² Pole Placement

³ Settling Time

⁴ Multi Input-Multi Output Systems

⁵ Integral Control

⁶ State Observer

که در آن، $R_j^{i_j}$ ها درجه عضویت توابع عضویت مربوط به $x_j(t)$ در $G_j^{i_j}$ است.

۲-۲ طراحی کنترل کننده فازی مدل مرجع بر پایه فیدبک حالت با کنترل انتگرال

در این قسمت، طراحی کنترل کننده فازی مدل مرجع بر پایه فیدبک حالت با کنترل انتگرال ارائه می‌شود. فرض می‌شود که سیستم غیرخطی تحت کنترل می‌تواند به مدل فازی تاکاگی-سوگنو (۴) مدل گردد. مدل مرجع را به فرم فضای حالت خطی پایدار زیر در نظر می‌گیریم:

$$\dot{X}_m = A_m X_m + B_r r, \quad y_m = C_m X_m \quad (6)$$

که در آن، $X_m = [x_{1m} \ x_{2m} \ \dots \ x_{nm}]^T_{n \times 1}$ بردار فضای حالت مرجع، r سیگنال مرجع، y_m خروجی مدل مرجع و $C_m = C$ ماتریس خروجی سیستم می‌باشد.

حالت انتگرالی $q(t)$ را به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$\dot{q}(t) = y_m(t) - y(t) = C(X_m(t) - X(t)) \quad (7)$$

معادلات حالت و خروجی سیستم با در نظر گرفتن حالت انتگرالی عبارتند از:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{X}(t) \\ \dot{q}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(t) \\ q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u(t) \\ &\quad + \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} y_m(t) + \begin{bmatrix} B_d \\ 0 \end{bmatrix} d, \\ y(t) &= [C \ 0] \begin{bmatrix} X(t) \\ q(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (8)$$

معادله (۸) در حالت فازی به صورت زیر تبدیل می‌گردد:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{X}(t) \\ \dot{q}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{\sum_{i=1}^m w_i A_i}{\sum_{i=1}^m w_i} & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(t) \\ q(t) \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} \frac{\sum_{i=1}^m w_i B_i}{\sum_{i=1}^m w_i} \\ 0 \end{bmatrix} u(t) \\ &\quad + \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} y_m(t) + \begin{bmatrix} B_d \\ 0 \end{bmatrix} d, \\ y(t) &= [C \ 0] \begin{bmatrix} X(t) \\ q(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (9)$$

حال بایستی که سیگنال کنترلی $u(t)$ با فیدبک حالت را به گونه‌ای طراحی کنیم که سیستم داده شده با (۹) پایدار گردند. شرط لازم و کافی برای وجود چنین سیگنال کنترلی، کنترل پذیری انتگرالی سیستم داده شده در (۹) است.

با تعریف

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} \frac{\sum_{i=1}^m w_i A_i}{\sum_{i=1}^m w_i} & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix}, \bar{B} = \begin{bmatrix} \frac{\sum_{i=1}^m w_i B_i}{\sum_{i=1}^m w_i} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

غیرخطی کلی از ترکیب فازی این قوانین و توسط سیستم فازی تاکاگی-سوگنو که غیرخطی می‌باشد، به دست می‌آید [۱۵]. مدل فضای حالت سیستم غیر خطی تحت کنترل را به صورت زیر در نظر می‌گیریم:

$$\dot{X} = f(X) + g(X)u + B_d d, \quad y = CX \quad (1)$$

که در آن، $X \in R^n$ بردار حالت‌های قابل اندازه‌گیری سیستم می‌باشد که به صورت زیر تعریف می‌گردد:

$$X = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T_{n \times 1} \quad (2)$$

همچنین، $f(X)$ و $g(X)$ توابع غیرخطی ناشناخته، $u \in R^m$ و $y \in R^m$ به ترتیب ورودی و خروجی سیستم تحت کنترل، d اغتشاش ثابت محدود و ناشناخته، B_d ماتریس اغتشاش و C ماتریس خروجی می‌باشد. در اینجا طراحی برای سیستم‌های یک‌ورودی-یک‌خروجی ارائه می‌گردد، ولی می‌توان آنرا به سیستم‌های چندورودی-چندخروجی گسترش داد. سیستم غیرخطی می‌تواند با استفاده از مدل فازی تاکاگی-سوگنو مدل‌سازی شود [۱۵]. بنابراین، می‌توان سیستم تحت کنترل را به صورت مجموعه‌ای از قوانین فازی با استفاده از مدل فازی تاکاگی-سوگنو بیان کرد. مدل کلی فازی سیستم تحت کنترل از ترکیب فازی تک تک قوانین که سیستم دینامیکی خطی می‌باشند، به دست می‌آید [۱۶]. در نتیجه قانون نام مدل فازی سیستم غیرخطی تحت کنترل با رابطه زیر بیان می‌شود:

$$R^i: \text{If } x_1 \text{ is } G^i_1 \text{ and } \dots \text{ and } x_n \text{ is } G^i_n$$

$$\text{Then } \dot{X}(t) = A_i X(t) + B_i u(t) + B_d d, \quad i = 1, \dots, m \quad (3)$$

که در آن، m تعداد قوانین فازی، A_i و B_i ماتریس‌های حالت و کنترل سیستم، B_d ماتریس اغتشاش وارد به سیستم، $X(t)$ بردار متغیرهای حالت سیستم و $u(t)$ ورودی سیستم می‌باشد. همچنین، d اغتشاش خارجی محدود است به طوری که $|d| < D$ که در آن D حد بالای اغتشاش وارد به سیستم می‌باشد. در نتیجه، مدل فازی سیستم غیرخطی تحت کنترل از ترکیب این قوانین به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\dot{X} = \frac{\sum_{i=1}^m w_i(X(t)) (A_i X + B_i u)}{\sum_{i=1}^m w_i(X(t))} + B_d d, \quad y = CX \quad (4)$$

که $w_i(X(t))$ به صورت زیر تعریف می‌گردد:

$$w_i(X(t)) = \prod_{j=1}^n R^i_j(X(t)) \quad (5)$$

ماتریس حالت سیستم حلقه بسته در سمت چپ محور موهومی قرار گیرند.

بنابراین، معادله (۱۶) را به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$A^* = \left[\frac{\sum_{i=1}^m w_i A_i}{\sum_{i=1}^m w_i} - \left(\frac{\sum_{i=1}^m w_i B_i \cdot \sum_{i=1}^m w_i K_i}{(\sum_{i=1}^m w_i)^2} \right) \quad \frac{\sum_{i=1}^m w_i B_i \cdot \sum_{i=1}^m w_i L_i}{(\sum_{i=1}^m w_i)^2} \right] \quad (16)$$

با جایگذاری (۱۶) در (۱۳)، معادله زیر به دست می‌آید:

$$\begin{bmatrix} \dot{X}(t) \\ \dot{q}(t) \end{bmatrix} = A^* \begin{bmatrix} X(t) \\ q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} y_m(t) + \begin{bmatrix} B_d \\ 0 \end{bmatrix} d, \quad (17)$$

با توجه به (۱۷) که ساده شده رابطه (۱۵) می‌باشد برای رسیدن به پایداری سیستم حلقه بسته کافی است، بهره‌های کنترلی K_i و L_i طوری انتخاب شوند که A^* هرویتز باشد. روشی که در این مقاله ارائه می‌شود، استفاده از معادله مشخصه مطلوبی است که دارای مقادیر ویژه‌ای در سمت چپ محور موهومی می‌باشد (روش جایابی قطب). به عبارت دیگر برای به دست آوردن پارامترهای مجهول کنترل کننده، کافی است معادله مشخصه مطلوب پایداری را در نظر گرفته و از طریق مطابقت دادن با معادله مشخصه سیستم حلقه بسته (۱۷)، ضرایب مجهول کنترل کننده (K_i و L_i) را بیابیم. انتخاب مقادیر ویژه معادله مشخصه مطلوب به دست طراح می‌باشد. محل قرارگیری این مقادیر ویژه تاثیر مستقیمی بر روی سرعت پاسخ سیستم حلقه بسته دارد. به عبارت دیگر، انتخاب مقادیر ویژه معادله مشخصه مطلوب تاثیر مستقیمی در سرعت پایداری مجانبی^۱ دارد. در نتیجه، مقادیر حالت ماندگار $X(t)$ و $q(t)$ ثابت خواهند شد و از آنجایی که $B_d d$ بر پایداری مجانبی سیستم حلقه بسته تاثیر نمی‌گذارد، در حالت ماندگار داریم:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{q}(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} (y_m(t) - y(t)) = 0 \rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} y(t) = y_m(t) \quad (18)$$

همانطور که از (۱۸) به وضوح دیده می‌شود، خروجی سیستم در حضور اغتشاش ثابت d خروجی مدل مرجع در نظر گرفته شده را دنبال می‌کند. در واقع، با طراحی ارائه شده، ردیابی مدل مرجع تضمین گشته و اثر اغتشاش ثابت در پاسخ سیستم حلقه بسته را تضعیف و در حالت ماندگار حذف می‌کند.

به طور کلی، طراحی کنترل کننده فازی مدل مرجع بر اساس طراحی فیدبک حالت با کنترل انتگرال به صورت الگوریتم زیر خلاصه می‌گردد:

اطلاعات در دسترس: مدل سیستم از (۱) و مدل مرجع از (۶)

هدف: طراحی قانون کنترلی با استفاده از (۱۳) به طوری که خروجی سیستم تحت کنترل، خروجی مدل مرجع را دنبال کند و اثر اغتشاش وارد بر سیستم را حذف نماید.

ماتریس کنترل پذیری سیستم داده شده (۹) به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\phi_{CC} = \begin{bmatrix} \bar{B} \bar{A} \bar{B} \dots \bar{A}^{n-1} \bar{B} \\ \frac{\sum_{i=1}^m w_i A_i \cdot \sum_{i=1}^m w_i B_i}{(\sum_{i=1}^m w_i)^2} \\ \frac{\sum_{i=1}^m w_i B_i}{\sum_{i=1}^m w_i} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

به منظور کنترل پذیری (۱۱)، رتبه کامل بودن آن الزامی است.

نیروی کنترلی اعمالی به سیستم غیرخطی، بر اساس کنترل کننده فازی سوگنو که دارای قوانینی به شکل زیر است، تعیین می‌گردد:

$$R^i: \text{If } x_1 \text{ is } G^i_1 \text{ and ... and } x_n \text{ is } G^i_n \text{ Then } u = -K_i X + L_i q, i = 1, \dots, m \quad (12)$$

که K_i, L_i بهره‌های کنترلی کنترل کننده فازی تاکاگی-سوگنو می‌باشند که به ترتیب دارای ابعاد $1 \times n$ و 1×1 هستند. سیگنال کنترلی اعمالی به سیستم تحت کنترل، از ترکیب قوانین فازی در نظر گرفته شده در (۱۲) به دست می‌آید:

$$u(t) = \left[\frac{\sum_{i=1}^m w_i K_i}{\sum_{i=1}^m w_i} \quad \frac{\sum_{i=1}^m w_i L_i}{\sum_{i=1}^m w_i} \right] \begin{bmatrix} X(t) \\ q(t) \end{bmatrix} \quad (13)$$

با جایگذاری (۱۳) در (۹)، داریم:

$$\begin{bmatrix} \dot{X}(t) \\ \dot{q}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\sum_{i=1}^m w_i A_i}{\sum_{i=1}^m w_i} & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(t) \\ q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\sum_{i=1}^m w_i B_i}{\sum_{i=1}^m w_i} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \left[\frac{\sum_{i=1}^m w_i K_i}{\sum_{i=1}^m w_i} \quad \frac{\sum_{i=1}^m w_i L_i}{\sum_{i=1}^m w_i} \right] \begin{bmatrix} X(t) \\ q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} y_m(t) + \begin{bmatrix} B_d \\ 0 \end{bmatrix} d, \quad (14)$$

با ساده سازی (۱۴)، معادله زیر به دست می‌آید:

$$\begin{bmatrix} \dot{X}(t) \\ \dot{q}(t) \end{bmatrix} = \left[\frac{\sum_{i=1}^m w_i A_i}{\sum_{i=1}^m w_i} - \left(\frac{\sum_{i=1}^m w_i B_i \cdot \sum_{i=1}^m w_i K_i}{(\sum_{i=1}^m w_i)^2} \right) \quad \frac{\sum_{i=1}^m w_i B_i \cdot \sum_{i=1}^m w_i L_i}{(\sum_{i=1}^m w_i)^2} \right] \begin{bmatrix} X(t) \\ q(t) \end{bmatrix} - C \begin{bmatrix} X(t) \\ q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} y_m(t) + \begin{bmatrix} B_d \\ 0 \end{bmatrix} d, \quad (15)$$

با توجه به (۱۵) و به منظور بررسی پایداری سیستم حلقه بسته باید مقادیر ویژه ماتریس حالت به دست آمده در سمت چپ محور موهومی قرار گیرند. تنها پارامترهایی که در این ماتریس نامعلوم می‌باشند، ضرایب کنترلی K, L می‌باشند. به منظور تحقق پایداری سیستم حلقه بسته کافی است که این دو بردار مجهول به گونه‌ای تعیین شوند که مقادیر ویژه

^۱ Asymptotically Stability

$$m = 0.05(Kg), M = 0.95(Kg), l = 1(m), a = 1\left(\frac{1}{Kg}\right) \quad (20)$$

به منظور شبیه سازی، از الگوریتم بیان شده استفاده می کنیم.

گام ۱: به منظور مدل سازی سیستم غیر خطی پاندول معکوس با استفاده از سیستم فازی سوگنو، باید برای ترمهایی از (۱۹) که باعث یروختی شدن آن گردیده اند، توابع عضویتی در نظر گرفته و قوانین فازی مطابق با (۳) تشکیل دهیم. عاملی که باعث غیرخطی شدن (۱۹) شده است، متغیرهای حالت x_1, x_2 می باشند. لذا برای هر کدام از آنها سه تابع عضویت گوسی در نظر می گیریم. شکل ۳ نشان دهنده این توابع عضویت می باشد. در نتیجه نه قانون فازی تشکیل می شود. حال به منظور پیدا کردن A_i, B_i ها، کافی است که (۱۹) را حول مراکز دسته توابع عضویت در نظر گرفته شده و با توجه به قانون فازی مربوطه که باعث فعال شدن آنها می شود، خطی سازی کنیم. قوانین فازی سوگنو تشکیل شده به صورت زیر می شود:

If x_1 is About (0) and x_2 is About (0), Then
 $\dot{x}(t) = A_5x(t) + B_5u(t).$

If x_1 is About (0) and x_2 is About (1), Then
 $\dot{x}(t) = A_6x(t) + B_6u(t).$

If x_1 is About (1) and x_2 is About (-1), Then
 $\dot{x}(t) = A_7x(t) + B_7u(t).$

If x_1 is About (1) and x_2 is About (0), Then
 $\dot{x}(t) = A_8x(t) + B_8u(t).$

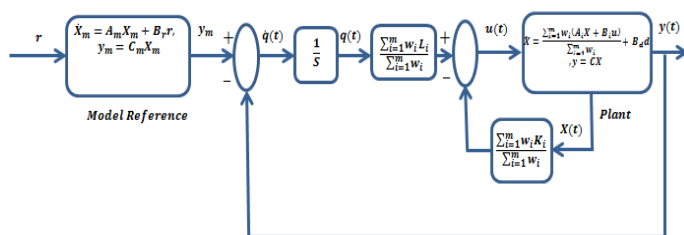
If x_1 is About (1) and x_2 is About (1), Then
 $\dot{x}(t) = A_9x(t) + B_9u(t).$

If x_1 is About (-1) and x_2 is About (-1), Then
 $\dot{x}(t) = A_1x(t) + B_1u(t).$

If x_1 is About (-1) and x_2 is About (0), Then
 $\dot{x}(t) = A_2x(t) + B_2u(t).$

If x_1 is About (-1) and x_2 is About (1), Then
 $\dot{x}(t) = A_3x(t) + B_3u(t).$

If x_1 is About (0) and x_2 is About (-1), Then
 $\dot{x}(t) = A_4x(t) + B_4u(t).$



شکل ۱: نمودار بلوکی طراحی کنترل کننده فازی مدل مرجع بر اساس طراحی فیدبک حالت با کنترل انتگرال.

گام ۱: مدل سازی سیستم غیر خطی با استفاده از سیستم فازی سوگنو.

گام ۲: تشکیل معادله (۹) و بررسی کنترل پذیری انتگرالی با استفاده از (۱۱).

گام ۳: انتخاب بهره های کنترلی به گونه ای که (۱۶) هرویتز باشد.

گام ۴: به دست آوردن قانون کنترلی با استفاده از (۱۳).

گام ۵: توقف.

دیگرام بلوکی طراحی کنترل کننده ارائه شده در شکل ۱ آورده شده است.

۳- شبیه سازی

در این بخش، کنترل کننده ارائه شده برای کنترل سیستم های پاندول معکوس، تعلیق مغناطیسی و مدار چوا به کار برده خواهد شد.

به منظور نشان دادن کارایی کنترل کننده ارائه شده، اغتشاش ثابت به سیستم های ذکر شده اضافه می شود. به دلیل اینکه روش ارائه شده از قوانین تطبیقی برای به روز کردن پارامترهای کنترل کننده استفاده می کند، این انتظار می رود که نتایج شبیه سازی دارای پاسخ مناسب عملکردی در حضور اغتشاش ثابت باشد.

۳-۱- شبیه سازی کنترل کننده طراحی شده بر روی سیستم پاندول معکوس^۱

در این قسمت، کنترل کننده فازی مدل مرجع بر پایه فیدبک حالت با کنترل انتگرال برای کنترل سیستم غیرخطی پاندول معکوس به کار برده می شود. این سیستم در شکل ۲ نشان داده شده است. معادلات توصیف کننده سیستم پاندول معکوس به صورت (۱۹) تشریح می شود [۱۷]:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2, \\ \dot{x}_2 &= \frac{g \sin(x_1) - m l x_2^2 \sin(x_1) \cos(x_1)}{\frac{4l}{3} - m l \cos^2(x_1)} \\ &\quad + \frac{a \cos(x_1)}{\frac{4l}{3} - m l \cos^2(x_1)} u(t) \end{aligned} \quad (19)$$

که در آن، x_2, x_1 به ترتیب موقعیت زاویه ای و سرعت زاویه ای (تغییرات موقعیت زاویه ای) گوی از محور عمودی، $m \in [m, \bar{m}]$ جرم گوی و M جرم ارايه است. همچنین $a = \frac{1}{m+M}$ تعریف می شود و g ثابت گرانش است. $l \in [l, \bar{l}]$ نصف طول پاندول و $f = u(t)$ نیروی کنترلی اعمالی به سیستم پاندول معکوس است. به منظور شبیه سازی، پارامترها با مقادیر زیر انتخاب شده اند:

^۱ Inverted Pendulum

$$\begin{aligned} A_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 4.0027 & -0.0345 \end{bmatrix} \\ A_2 &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 3.9871 & 0 \end{bmatrix} \\ A_3 &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 4.0027 & 0.0345 \end{bmatrix} \\ A_4 &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 7.7532 & 0 \end{bmatrix}, A_5 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 7.7922 & 0 \end{bmatrix} \\ A_6 &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 7.7532 & 0 \end{bmatrix} \\ A_7 &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 4.0031 & 0.0345 \end{bmatrix} \\ A_8 &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 3.9871 & 0 \end{bmatrix} \\ A_9 &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 4.0031 & -0.0345 \end{bmatrix} \\ B_1 = B_2 = B_3 = B_7 = B_8 = B_9 &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0.4097 \end{bmatrix} \\ B_4 = B_5 = B_6 &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0.7792 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (21)$$

حال، مدل مرجع را به صورت پایدار و خطی زیر انتخاب می‌کنیم:

$$A_m = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -10 & -7 \end{bmatrix}, \quad B_r = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (22)$$

با این انتخاب، مقادیر ویژه مدل مرجع که سیستم فازی سوگنو باید آنرا دنبال کند در $\{-2, -5\}$ جایابی می‌شوند.

گام ۲: به منظور بررسی کنترل پذیری انتگرالی، با استفاده از (۱۰) داریم:

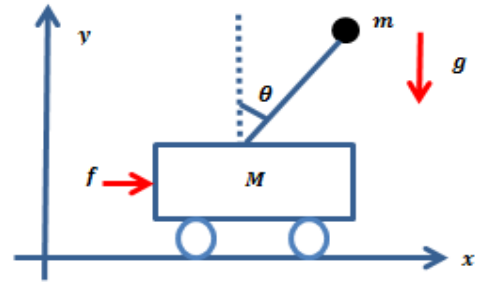
$$\bar{A} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^9 w_i A_i & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix}, \bar{B} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^9 w_i B_i \\ 0 \end{bmatrix}, C = [1 \ 0] \quad (23)$$

و در نتیجه با استفاده از (۱۱) داریم:

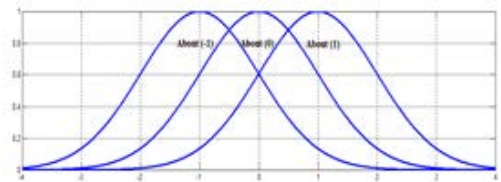
$$\phi_{CC} = [\bar{B} \ \bar{A}\bar{B} \ \bar{A}^2\bar{B}] = \begin{bmatrix} 0 & b & fb \\ b & fb & ab \\ 0 & 0 & -b \end{bmatrix} \quad (24)$$

که در آن: (۲۵)

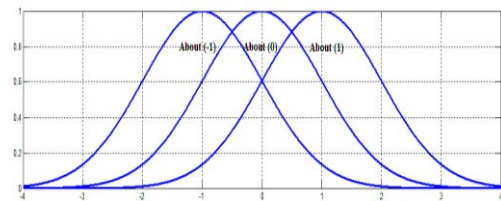
$$\begin{aligned} a &= \frac{4.0027(w_1 + w_3) + 3.98(w_2 + w_8) + 7.75(w_4 + w_6) + 7.79w_5 + 4.0031(w_7 + w_9)}{w_1 + w_2 + w_3 + \dots + w_9} \\ &+ f^2, \\ b &= \frac{0.4097(w_1 + w_2 + w_3 + w_7 + w_8 + w_9) + 0.7792(w_4 + w_5 + w_6)}{w_1 + w_2 + w_3 + \dots + w_9} \\ f &= \frac{-0.0345(w_1 + w_9) + 0.0345(w_3 + w_7)}{w_1 + w_2 + w_3 + \dots + w_9} \end{aligned}$$



شکل ۲: سیستم پاندول معکوس.



(الف)



(ب)

شکل ۳: توابع عضویت در نظر گرفته شده

الف- برای متغیر حالت x_1 و ب- برای متغیر حالت x_2 .

با خطی سازی حول مراکز دسته توابع عضویت در نظر گرفته شده، داریم:

انتخاب پارامترهای α, β, γ به دست طراح می‌باشد. با معادل قرار دادن دو طرف تساوی (۳۱)، داریم:

$$z = a - f^2, b = \frac{0.4097(w_1 + w_2 + w_3 + w_7 + w_8 + w_9) + 0.7792(w_4 + w_5 + w_6)}{w_1 + w_2 + w_3 + \dots + w_9}$$

$$m = \frac{\alpha + f}{b}, j = \frac{\beta + z}{b}, h = \frac{\gamma}{b} \quad (32)$$

گام ۴: با استفاده از (۱۳)، سیگنال کنترلی به صورت زیر به دست می‌آید:

$$u(t) = \begin{bmatrix} -j & -m & h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(t) \\ q(t) \end{bmatrix} \quad (33)$$

به منظور شبیه سازی پارامترهای زیر را در نظر می‌گیریم:

$$\alpha = 14, \beta = 59, \gamma = 70 \quad (34)$$

با این انتخاب، ریشه های معادله مشخصه مطلوب در $\{-2, -5, -7\}$ قرار می‌گیرد.

سیگنال مرجع، r ، را به صورت مجموع سه تابع پله با دامنه های مختلف که در زمانهای متفاوت به مدل مرجع اعمال می‌شوند، انتخاب کردیم. شرایط اولیه سیستم را $X(0) = [0.9 \ 0]^T$ و برای مدل مرجع، $B_d d = [1.1 \ 0.1]^T$ انتخاب کردیم. همچنین $B_d d = [0 \ 1.5]^T$ به سیستم اعمال می‌شود. نتایج شبیه‌سازی در شکل ۴ آورده شده است. شکل ۴ (الف) نشان دهنده ردیابی متغیر حالت x_1 مدل مرجع توسط سیستم غیرخطی تحت کنترل است. شکل ۴ (ب) نشان دهنده ردیابی متغیر حالت x_2 مدل مرجع توسط سیستم غیرخطی تحت کنترل است، شکل ۴ (ج) نشان دهنده نیروی کنترلی وارد به سیستم تحت کنترل و شکل ۴ (د) بزرگنمایی شکل ۴ (ج) است. با توجه به این شکلها به خوبی دیده می‌شود که کنترل کننده طراحی شده توانسته است عملکرد مناسبی در حضور اغتشاش ثابت، از خود نشان دهد.

به منظور نشان دادن تاثیر کنترل انتگرال در حذف اغتشاش، این بار $B_d d = [0 \ 0.5]^T$ را در ثانیه ۳۵ به سیستم اضافه کرده و نتایج در شکل ۵ نشان داده شده است. شکل ۵ (الف) نشان دهنده ردیابی متغیر حالت x_1 مدل مرجع توسط سیستم غیرخطی تحت کنترل است. شکل ۵ (ب) نشان دهنده ردیابی متغیر حالت x_2 مدل مرجع توسط سیستم غیرخطی تحت کنترل است، شکل ۵ (ج) نشان دهنده نیروی کنترلی وارد به سیستم تحت کنترل است. با توجه به این شکلها به خوبی دیده می‌شود که کنترل انتگرال تعبیه شده در کنترل کننده به خوبی توانسته است مقدار اغتشاش ثابت وارد شده در زمانهای میانی را نیز در حالت ماندگار حذف کرده و عملکرد کنترلی مناسبی را رقم بزند.

ماتریس کنترل پذیری (۲۴) دارای رتبه کامل می‌باشد. علت رتبه کامل بودن را می‌توان در این دانست که در هر لحظه از زمان، یکی از نه قانون فازی در نظر گرفته شده برای سیستم پاندول معکوس فعال می‌شود و لذا احتمال اینکه ماتریس (۲۴) نقص رتبه پیدا کند، وجود ندارد. بنابراین شرط لازم و کافی برای طراحی کنترل کننده ارائه شده وجود دارد.

گام ۳: حال بایستی که بهره‌های کنترلی را پیدا کنیم به قسمی که (۱۶) هرویتز باشد. برای این منظور، (۱۳) به صورت زیر برای سیستم پاندول معکوس تبدیل می‌شود:

$$u(t) = \begin{bmatrix} -\frac{\sum_{i=1}^9 w_i K_i}{\sum_{i=1}^9 w_i} & \frac{\sum_{i=1}^9 w_i L_i}{\sum_{i=1}^9 w_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(t) \\ q(t) \end{bmatrix} \quad (26)$$

بردار K, L به ترتیب دارای ابعاد 9×2 و 9×1 می‌باشند. بنابراین آنها را به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$K = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \\ k_{31} & k_{32} \\ \vdots & \vdots \\ k_{91} & k_{92} \end{bmatrix}, L = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \\ l_3 \\ \vdots \\ l_9 \end{bmatrix} \quad (27)$$

و در نتیجه، (۱۶) به صورت زیر به دست می‌آید:

$$A^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ z - bj & f - bm & bh \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (28)$$

که در آن داریم: (۲۹)

$$j = \frac{w_1 k_{11} + w_2 k_{21} + w_3 k_{31} + \dots + w_9 k_{91}}{w_1 + w_2 + w_3 + \dots + w_9},$$

$$m = \frac{w_1 k_{12} + w_2 k_{22} + w_3 k_{32} + \dots + w_9 k_{92}}{w_1 + w_2 + w_3 + \dots + w_9},$$

$$f = \frac{-0.0345(w_1 + w_9) + 0.0345(w_3 + w_7)}{w_1 + w_2 + w_3 + \dots + w_9},$$

$$h = \frac{w_1 l_1 + w_2 l_2 + w_3 l_3 + \dots + w_9 l_9}{w_1 + w_2 + w_3 + \dots + w_9}$$

حال مقادیر ویژه A^* را پیدا می‌کنیم:

$$|sI - A^*| = \begin{vmatrix} s & -1 & 0 \\ bj - z & s - f + bm & -bh \\ 1 & 0 & s \end{vmatrix} = s^3 + (bm - f)s^2 + (bj - z)s + bh \quad (30)$$

بنابراین بهره‌های کنترلی K_i, L_i باید طوری انتخاب شوند که معادله مشخصه (۳۰) هرویتز باشد. به همین جهت از روش جایابی قطب استفاده می‌کنیم. بنابراین، معادله مشخصه مطلوب را به صورت زیر انتخاب می‌کنیم:

$$s^3 + (bm - f)s^2 + (bj - z)s + bh = s^3 + \alpha s^2 + \beta s + \gamma \quad (31)$$

$$A_1 = A_2 = A_3 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -4 \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 5 \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 2 \end{bmatrix}, B_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (37)$$

حال، مدل مرجع را به صورت زیر انتخاب می‌کنیم:

$$A_m = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -10 & -7 \end{bmatrix}, B_r = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (38)$$

با این انتخاب، مقادیر ویژه مدل مرجع که سیستم فازی سوگنو باید آنرا دنبال کند در $\{-2, -5\}$ جایابی می‌شوند.

گام ۲: به منظور بررسی کنترل پذیری انتگرالی، با استفاده از (۱۰) داریم:

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} \frac{\sum_{i=1}^3 w_i A_i}{\sum_{i=1}^3 w_i} & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix}, \bar{B} = \begin{bmatrix} \frac{\sum_{i=1}^3 w_i B_i}{\sum_{i=1}^3 w_i} \\ 0 \end{bmatrix}, C = [1 \ 0] \quad (39)$$

و در نتیجه با استفاده از (۱۱) داریم:

$$\phi_{cc} = [\bar{B} \ \bar{A} \bar{B} \ \bar{A}^2 \bar{B}] = \begin{bmatrix} 0 & b & fb \\ b & fb & ab \\ 0 & 0 & -b \end{bmatrix} \quad (40)$$

که در آن:

$$b = \frac{5w_1 + 2w_2 + w_3}{w_1 + w_2 + w_3}, f = -4, a = 16 \quad (41)$$

ماتریس کنترل پذیری (۴۰) دارای رتبه کامل می‌باشد. علت رتبه کامل بودن را می‌توان در این دانست که در هر لحظه از زمان، یکی از سه قانون فازی در نظر گرفته شده برای سیستم تعلیق مغناطیسی فعال می‌شود و لذا احتمال اینکه ماتریس (۴۰) نقص رتبه پیدا کند، وجود ندارد. بنابراین شرط لازم و کافی برای طراحی کنترل کننده ارائه شده وجود دارد.

گام ۳: حال بایستی که بهره‌های کنترلی را پیدا کنیم به قسمی که (۱۶) هرویزتر باشد. برای این منظور، (۱۳) به صورت زیر برای سیستم تعلیق مغناطیسی تبدیل می‌شود:

$$u(t) = \left[\frac{\sum_{i=1}^3 w_i K_i}{\sum_{i=1}^3 w_i} \quad \frac{\sum_{i=1}^3 w_i L_i}{\sum_{i=1}^3 w_i} \right] \begin{bmatrix} X(t) \\ q(t) \end{bmatrix} \quad (42)$$

بردار K, L به ترتیب دارای ابعاد 3×2 و 3×1 می‌باشند. بنابراین آنها را به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$K = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \\ k_{31} & k_{32} \end{bmatrix}, L = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \\ l_3 \end{bmatrix} \quad (43)$$

و در نتیجه، (۱۶) به صورت زیر به دست می‌آید:

$$A^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -bj & f - bm & bh \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (44)$$

که در آن داریم:

۳-۲- شبیه‌سازی کنترل کننده طراحی شده بر روی سیستم تعلیق مغناطیسی^۱

در این قسمت، کنترل کننده فازی مدل مرجع بر پایه فیدبک حالت با کنترل انتگرال برای کنترل سیستم غیرخطی تعلیق مغناطیسی به کار برده می‌شود. این سیستم در شکل ۶ نشان داده شده است. معادلات حرکت سیستم تعلیق مغناطیسی به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\ddot{y}(t) = -g + \frac{\alpha}{M} \operatorname{sgn}(i) \frac{i^2(t)}{y(t)} - \frac{\beta}{M} \dot{y}(t) \quad (35)$$

که در آن، $y(t)$ فاصله گوی معلق از آهنربای الکتریکی، $i(t)$ جریان گذرنده از سیم پیچ، M جرم گوی و g ثابت گرانش است. همچنین، β ضریب اصطکاک چسبندگی بین گوی و فلز اطراف آن و α ثابت نیروی میدانی است. با در نظر گرفتن $x_1 = y, x_2 = \dot{y}, u = \operatorname{sgn}(i) i^2(t)$ به فرم فضای حالت نرمال (۳۶) تغییر پیدا می‌کند:

$$\dot{x}_1 = x_2, \dot{x}_2 = -g - \frac{\beta}{M} x_2 + \frac{\alpha}{M x_1} u \quad (36)$$

به منظور شبیه سازی، $\beta = 12$ ، $M = 3(Kg)$ و $\alpha = 15$ انتخاب می‌شود [۱۸].

به منظور شبیه سازی، از الگوریتم بیان شده برای کنترل فازی ارائه شده استفاده می‌کنیم.

گام ۱: به منظور مدل‌سازی سیستم غیر خطی تعلیق مغناطیسی با استفاده از سیستم فازی سوگنو، باید برای ترمهایی از (۳۶) که باعث غیرخطی شدن آن شده‌اند، توابع عضویتی در نظر گرفته و قوانین فازی مطابق با (۳) تشکیل دهیم. عاملی که باعث غیر خطی شدن (۳۶) شده است، متغیر حالت x_1 می‌باشد. لذا برای آن سه تابع عضویت گوسی در نظر می‌گیریم. شکل ۷ نشان دهنده این توابع عضویت می‌باشد. در نتیجه سه قانون فازی تشکیل می‌شود. حال به منظور پیدا کردن A_i, B_i ها، کافی است که (۳۶) را حول مراکز دسته توابع عضویت در نظر گرفته شده و با توجه به قانون فازی مربوطه که باعث فعال شدن آنها می‌شود، خطی سازی کنیم. قوانین فازی سوگنو تشکیل شده به صورت زیر می‌باشند:

If x_1 is About small, Then $\dot{x}(t) = A_1 x(t) + B_1 u(t)$.

If x_1 is About big, Then $\dot{x}(t) = A_2 x(t) + B_2 u(t)$.

If x_1 is About very big, Then $\dot{x}(t) = A_3 x(t) + B_3 u(t)$.

با خطی سازی حول مراکز دسته توابع عضویت در نظر گرفته شده، داریم:

^۱ magnetic levitation

(ج) است. با توجه به این شکلها به خوبی دیده می شود که کنترل کننده طراحی شده توانسته است عملکرد مناسبی در حضور اغتشاش ثابت، از خود نشان دهد.

در اینجا نیز به منظور نشان دادن تاثیر کنترل انتگرال در حذف اغتشاش که خاصیت مهم این روش می باشد، اغتشاش $B_d d = [0.5 \ 0]^T$ را در ثانیه ۳۰ به سیستم اضافه کرده و نتایج در شکل ۹ نشان داده شده است. شکل ۹ (الف) نشان دهنده ردیابی متغیر حالت x_1 مدل-مرجع توسط سیستم غیرخطی تحت کنترل است. شکل ۹ (ب) نشان دهنده ردیابی متغیر حالت x_2 مدل مرجع توسط سیستم غیرخطی تحت کنترل است، شکل ۹ (ج) نشان دهنده نیروی کنترلی وارد به سیستم تحت کنترل است. آنچه که از نتایج حاصل از این شبیه سازی کاملاً مشهود است، عملکرد مناسب کنترل کننده طراحی شده در حذف اغتشاشات ثابت در حالت ماندگار می باشد که این مهم به دلیل حضور کنترل انتگرال در کنترل کننده طراحی شده می باشد.

۳-۳- شبیه سازی کنترل کننده طراحی شده بر روی سیستم مدار چوآ^۱

مدار چوآ یکی از سیستمهایی است که به عنوان سیستم الکتریکی پایه و آشوبناک مورد مطالعه بسیاری از محققان قرار گرفته است [۱۹-۲۳]. کنترل این سیستم نیز مورد توجه بسیاری قرار گرفته است. به عنوان نمونه می توان به [۲۴] که در آن از کنترل فیدبک خطی برای هدایت مسیر آشوب سیستم مدار چوآ به یک سیکل حدی استفاده کرده است، اشاره کرد. همچنین، [۲۲] از کنترل ردیابی تطبیقی برای کلاسی از سیستمهای آشوب چوآ استفاده کرده است. نویسندگان در [۲۵] با استفاده از کنترل فیدبک، اقدام به طراحی کنترل کننده برای این سیستم آشوب کرده و با استفاده از تابع لیپانوف مناسبی اثبات پایداری انجام شده است. دیاگرام مربوط به مدار چوآ در شکل ۱۰ آمده است. همانطور که از این شکل دیده می شود، این سیستم از یک سلف (L)، دو خازن (C_1, C_2)، یک مقاومت خطی (R) و یک مقاومت تکه ای خطی (R_n) تشکیل شده است که در آن مقاومت تکه ای خطی به صورت زیر تعریف می گردد:

$$G = \frac{i}{u} = \begin{cases} m_1 & |u| < E \\ m_0 & |u| > E \end{cases} \quad (51)$$

که u, i به ترتیب جریان و ولتاژ عبوری از مقاومت غیر خطی و E ثابت مثبتی می باشد. نمودار مربوط به رفتار غیرخطی این مقاومت در شکل ۱۱ آورده شده است. با استفاده از قوانین مربوط به مدارهای الکتریکی و با استفاده از در نظر گرفتن متغیرهای حالت به صورت $x_1 = v_{C1}, x_2 = v_{C2}, x_3 = Ri_L$ چوآ به صورت زیر به دست می آید:

$$\begin{aligned} b &= \frac{5w_1 + 2w_2 + w_3}{w_1 + w_2 + w_3}, \\ j &= \frac{w_1 k_{11} + w_2 k_{21} + w_3 k_{31}}{w_1 + w_2 + w_3}, \\ m &= \frac{w_1 k_{12} + w_2 k_{22} + w_3 k_{32}}{w_1 + w_2 + w_3}, f = -4, \\ h &= \left(\frac{w_1 l_1 + w_2 l_2 + w_3 l_3}{w_1 + w_2 + w_3} \right) \end{aligned} \quad (45)$$

حال مقادیر ویژه A^* را پیدا می کنیم:

$$|sI - A^*| = \begin{vmatrix} s & -1 & 0 \\ bj & s - f + bm & -bh \\ 1 & 0 & s \end{vmatrix} = s^3 + (bm - f)s^2 + (bj)s + bh \quad (46)$$

بنابراین بهره های کنترلی K_i, L_i باید طوری انتخاب شوند که معادله مشخصه (۴۶) هروتر باشد. به همین جهت از روش جایابی قطب استفاده می کنیم. بنابراین معادله مشخصه مطلوب را به صورت زیر انتخاب می کنیم:

$$s^3 + (bm - f)s^2 + (bj)s + bh = s^3 + \alpha s^2 + \beta s + \gamma \quad (47)$$

انتخاب پارامترهای α, β, γ به دست طراح می باشد. با معادل قرار دادن دو طرف تساوی (۴۷)، داریم:

$$m = \frac{\alpha + f}{b}, j = \frac{\beta}{b}, h = \frac{\gamma}{b} \quad (48)$$

گام ۴: با استفاده از (۱۳)، سیگنال کنترلی به صورت زیر به دست می آید:

$$u(t) = \begin{bmatrix} -j & -m \end{bmatrix} h \begin{bmatrix} X(t) \\ q(t) \end{bmatrix} \quad (49)$$

به منظور شبیه سازی پارامترهای زیر را در نظر می گیریم:

$$\alpha = 14, \beta = 59, \gamma = 70 \quad (50)$$

با این انتخاب، ریشه های معادله مشخصه مطلوب در $\{-2, -5, -7\}$ قرار می گیرد. سیگنال مرجع، r ، را به صورت مجموع سه تابع پله با دامنه های مختلف که در زمانهای متفاوت به مدل مرجع اعمال می شوند، انتخاب کردیم. شرایط اولیه سیستم را $X_m(0) = [1.1 \ 0.1]^T$ و برای مدل مرجع، $X(0) = [0.9 \ 0]^T$ انتخاب کردیم. همچنین $B_d d = [0 \ 1]^T$ به سیستم اعمال می شود. نتایج شبیه سازی در شکل ۸ آورده شده است. شکل ۸ (الف) نشان دهنده ردیابی متغیر حالت x_1 مدل مرجع توسط سیستم غیرخطی تحت کنترل است. شکل ۸ (ب) نشان دهنده ردیابی متغیر حالت x_2 مدل مرجع توسط سیستم غیرخطی تحت کنترل است، شکل ۸ (ج) نشان دهنده نیروی کنترلی وارد به سیستم تحت کنترل و شکل ۸ (د) بزرگنمایی شکل ۸

¹ Chua's circuit

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= \rho \left(x_2 - \frac{1}{7}(2x_1^3 - x_1) \right) + u_1, \dot{x}_2 \\ &= x_1 - x_2 + x_3 + u_2, \dot{x}_3 \\ &= -qx_2 + u_3\end{aligned}\quad (52)$$

حال، مدل مرجع را به صورت زیر انتخاب می‌کنیم:

$$\begin{aligned}A_m &= \begin{bmatrix} -15 & -35.7 & -11.5 \\ 1 & -1 & 1 \\ 0 & -14.28 & 0 \end{bmatrix}, \\ B_r &= [1 \quad 0 \quad 0]^T\end{aligned}\quad (55)$$

با این انتخاب، مقادیر ویژه مدل مرجع که سیستم فازی سوگنو باید آنرا دنبال کند در $\{-1, -5, -10\}$ جایابی می‌شوند.

گام ۲: به منظور بررسی کنترل پذیری انتگرالی، با استفاده از (۱۰) داریم:

$$\begin{aligned}\bar{A} &= \begin{bmatrix} \frac{\sum_{i=1}^3 w_i A_i}{\sum_{i=1}^3 w_i} & 0 \\ 0 & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix}, \bar{B} = \begin{bmatrix} \frac{\sum_{i=1}^3 w_i B_i}{\sum_{i=1}^3 w_i} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, C \\ &= [1 \quad 0 \quad 0]\end{aligned}\quad (56)$$

و در نتیجه با استفاده از (۱۱) داریم:

$$\begin{aligned}\Phi_{CC} &= [\bar{B} \quad \bar{A}\bar{B} \quad \bar{A}^2\bar{B} \quad \bar{A}^3\bar{B}] \\ &= \begin{bmatrix} 1 & a & b & d \\ 0 & 1 & c & t \\ 0 & 0 & -\frac{100}{7} & \frac{100}{7}(1-a) \\ 0 & -1 & -a & -b \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (57)$$

که در آن:

$$\begin{aligned}a &= \frac{-\frac{50}{7}(w_1 + w_3) + \frac{10}{7}w_2}{w_1 + w_2 + w_3}, \\ b &= a^2 + 10, \\ c &= a - 1, \\ d &= a^3 + 20a - 10, \\ t &= a^2 - a - \frac{23}{7}\end{aligned}\quad (58)$$

ماتریس کنترل پذیری (۵۷) دارای رتبه کامل می‌باشد. علت رتبه کامل بودن را می‌توان در این دانست که در هر لحظه از زمان، یکی از سه قانون فازی در نظر گرفته شده برای سیستم مدار چوا فعال می‌شود و لذا احتمال اینکه ماتریس (۵۷) نقص رتبه پیدا کند، وجود ندارد. بنابراین شرط لازم و کافی برای طراحی کنترل کننده ارائه شده وجود دارد.

که در آن، i_l, v_{c1}, v_{c2} به ترتیب ولتاژ خازن C_2 ، ولتاژ خازن C_1 و جریان سلف می‌باشد. همچنین، $\rho = \frac{C_2}{C_1}$ ، $q = \frac{R^2 C_2}{L}$ می‌باشد. در اینجا فرض می‌شود که $u_2 = u_3 = 0$ است [۲۵] و تنها متغیر حالت موجود که کنترل کننده به آن اعمال می‌شود، x_1 است. بنابراین معادله (۵۲) به صورت (۵۳) تغییر پیدا می‌کند:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= \rho \left(x_2 - \frac{1}{7}(2x_1^3 - x_1) \right) + u_1, \dot{x}_2 \\ &= x_1 - x_2 + x_3, \dot{x}_3 \\ &= -qx_2\end{aligned}\quad (53)$$

در شبیه سازی $\rho = 10$ ، $q = -\frac{100}{7}$ فرض می‌شود. حال به طراحی کنترل کننده ارائه شده برای این سیستم می‌پردازیم.

مطابق با الگوریتم کنترلی ارائه شده داریم:

گام ۱: به منظور مدلسازی سیستم غیر خطی مدار چوا با استفاده از سیستم فازی سوگنو، باید برای ترمهائی از (۵۳) که باعث غیرخطی شدن آن شده‌اند، توابع عضویتی در نظر گرفته و قوانین فازی مطابق با (۳) تشکیل دهیم. عاملی که باعث غیر خطی شدن (۵۳) شده است، متغیر حالت x_1 می‌باشد. لذا برای آن سه تابع عضویت گوسی در نظر می‌گیریم. شکل ۱۲ نشان‌دهنده این توابع عضویت می‌باشد. در نتیجه سه قانون فازی تشکیل می‌شود. حال به منظور پیدا کردن A_i, B_i ها، کافی است که (۵۳) را حول مراکز دسته توابع عضویت در نظر گرفته شده و با توجه به قانون فازی مربوطه که باعث فعال شدن آنها می‌شود، خطی سازی کنیم. قوانین فازی سوگنو تشکیل شده به صورت زیر می‌باشند:

If x_1 is About -1 Then $\dot{x}(t) = A_1 x(t) + B_1 u(t)$.

If x_1 is About 0 Then $\dot{x}(t) = A_2 x(t) + B_2 u(t)$.

If x_1 is About 1 Then $\dot{x}(t) = A_3 x(t) + B_3 u(t)$.

با خطی سازی حول مراکز دسته توابع عضویت در نظر گرفته شده، داریم:

$$\begin{aligned}A_1 = A_3 &= \begin{bmatrix} -\frac{50}{7} & 10 & 0 \\ 1 & -1 & 1 \\ 0 & -\frac{100}{7} & 0 \end{bmatrix}, A_2 \\ &= \begin{bmatrix} \frac{10}{7} & 10 & 0 \\ 1 & -1 & 1 \\ 0 & -\frac{100}{7} & 0 \end{bmatrix},\end{aligned}$$

$$B_1 = B_2 = B_3 = [1 \quad 0 \quad 0]^T$$

(۵۴)

می کنیم. بنابراین معادله مشخصه مطلوب را به صورت زیر انتخاب می-کنیم:

انتخاب پارامترهای $\alpha, \beta, \gamma, \theta$ به دست طراح می باشد. با معادل قرار

$$u(t) = \left[\frac{\sum_{i=1}^3 w_i K_i}{\sum_{i=1}^3 w_i} \quad \frac{\sum_{i=1}^3 w_i L_i}{\sum_{i=1}^3 w_i} \right] \begin{bmatrix} X(t) \\ q(t) \end{bmatrix} \quad (59)$$

دادن دو طرف تساوی (۶۴)، داریم:

$$m = \alpha + a - 1, h = \frac{7\theta}{100}, n = a - m - h - \frac{30}{7}, p = \frac{49\theta}{10000} - \frac{7\gamma}{100} \quad (65)$$

گام ۴: با استفاده از (۱۳)، سیگنال کنترلی به صورت زیر به دست می آید:

$$u(t) = \begin{bmatrix} -m & -n & -p & h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(t) \\ q(t) \end{bmatrix} \quad (66)$$

به منظور شبیه سازی پارامترهای زیر را در نظر می گیریم:

$$\alpha = 48, \beta = 864, \gamma = 6912, \theta = 20736 \quad (67)$$

با این انتخاب، همگی ریشه های معادله مشخصه مطلوب در $\{-12\}$ قرار می گیرند.

سیگنال مرجع، r ، را یکبار به صورت مجموع سه تابع پله با دامنه های مختلف که در زمانهای متفاوت به مدل مرجع اعمال می شوند و بار دیگر به صورت سینوسی با دامنه ۱۰ و فرکانس ۰٫۳ رادیان بر ثانیه انتخاب کردیم. شرایط اولیه سیستم را $X(0) = [0.3 \ 0 \ 0.2]^T$ و برای مدل مرجع، $X_m(0) = [0.25 \ 0 \ 0.15]^T$ انتخاب کردیم. همچنین $B_d d = [0 \ 0 \ 1.5]^T$ به سیستم اعمال می شود. نتایج شبیه سازی برای ورودی مرجع به شکل مجموع توابع پله در شکل ۱۳ آورده شده است. شکل ۱۳ (الف) نشان دهنده ردیابی متغیر حالت X_1 مدل مرجع توسط سیستم غیرخطی تحت کنترل است. شکل ۱۳ (ب) نشان دهنده ردیابی متغیر حالت X_2 مدل مرجع توسط سیستم غیرخطی تحت کنترل است، شکل ۱۳ (ج) نشان دهنده ردیابی متغیر حالت X_3 مدل مرجع توسط سیستم غیرخطی تحت کنترل است، شکل ۱۳ (د) نشان دهنده نیروی کنترلی وارد به سیستم تحت کنترل و شکل ۱۳ (ه) بزرگنمایی شکل ۱۳ (د) است. با توجه به این شکلهای به خوبی دیده می شود که کنترل کننده طراحی شده توانسته است عملکرد مناسبی در حضور اغتشاش ثابت، از خود نشان دهد.

همچنین، نتایج شبیه سازی برای ورودی مرجع به شکل سینوسی در شکل ۱۴ آورده شده است. شکل ۱۴ (الف) نشان دهنده ردیابی متغیر حالت X_1

$$s^4 + (1 + m - a)s^3 + \left(\frac{30}{7} + n + m + h - a\right)s^2 + \left(\frac{100m}{7} - \frac{100p}{7} - \frac{100a}{7} + h\right)s + \frac{100h}{7} = s^4 + \alpha s^3 + \beta s^2 + \gamma s + \theta \quad (64)$$

$$K = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} \\ k_{21} & k_{22} & k_{23} \\ k_{31} & k_{32} & k_{33} \end{bmatrix}, L = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \\ l_3 \end{bmatrix} \quad (60)$$

گام ۳: حال بایستی که بهره های کنترلی را پیدا کنیم به قسمی که (۱۶) هرویتز باشد. برای این منظور، (۱۳) به صورت زیر برای سیستم مدار چوا تبدیل می شود:

$$A^* = \begin{bmatrix} a - m & 10 - n & -p & h \\ 1 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & -100/7 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (61)$$

بردار K, L به ترتیب دارای ابعاد 3×3 و 3×1 می باشند. بنابراین

$$a = \frac{-\frac{50}{7}(w_1 + w_3) + \frac{10}{7}w_2}{w_1 + w_2 + w_3}, m = \frac{w_1 k_{11} + w_2 k_{21} + w_3 k_{31}}{w_1 + w_2 + w_3}, n = \frac{w_1 k_{12} + w_2 k_{22} + w_3 k_{32}}{w_1 + w_2 + w_3}, p = \frac{w_1 k_{13} + w_2 k_{23} + w_3 k_{33}}{w_1 + w_2 + w_3}, h = \frac{w_1 l_1 + w_2 l_2 + w_3 l_3}{w_1 + w_2 + w_3} \quad (62)$$

آنها را به صورت زیر تعریف می کنیم:

$$|sI - A^*| = s^4 + (1 + m - a)s^3 + \left(\frac{30}{7} + n + m + h - a\right)s^2 + \left(\frac{100m}{7} - \frac{100p}{7} - \frac{100a}{7} + h\right)s + \frac{100h}{7} \quad (63)$$

و در نتیجه، (۱۶) به صورت زیر به دست می آید:

که در آن داریم:

حال مقادیر ویژه A^* را پیدا می کنیم:

بنابراین بهره های کنترلی K_i, L_i باید طوری انتخاب شوند که معادله مشخصه (۶۳) هرویتز باشد. به همین جهت از روش جایابی قطب استفاده

کننده فازی مدل مرجع بر اساس فیدبک حالت با کنترل انتگرال و کنترل کننده فازی مدل مرجع بر اساس تابع لیاپانوف برای متغیر حالی که نشان دهنده سرعت پاندول است، می‌باشد. نتایج کاملاً برتری کنترل کننده طراحی شده در این مقاله را پس از اعمال اغتشاش نشان می‌دهد. همچنین، در جدول ۱ مقایسه این دو روش بر اساس معیار $Rmse$ خطا نشان داده شده است که حاکی از برتری کنترل کننده طراحی شده در این مقاله دارد.

۴- نتیجه‌گیری

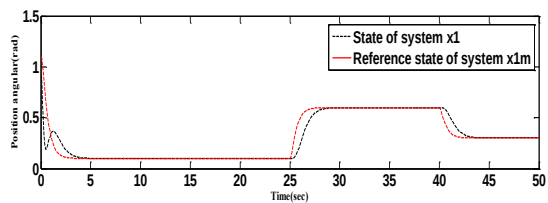
در این مقاله، کنترل کننده جدیدی با عنوان کنترل کننده فازی مدل مرجع بر پایه فیدبک حالت با کنترل انتگرال ارائه گردید. کنترل کننده ارائه شده دارای ویژگی‌های کنترل کننده‌های انتگرالی است. از مهم‌ترین این ویژگی‌ها می‌توان به قابلیت حذف اغتشاشات غیرصفر در حالت ماندگار اشاره کرد. همچنین، کنترل کننده طراحی شده به کلاس گسترده‌ای از سیستم‌های غیرخطی قابل اعمال است. به منظور استفاده از این روش کنترلی، کنترل‌پذیری انتگرالی سیستم نیاز است. از آنجایی که روش پیشنهادی از قوانین تطبیقی برای به‌روز کردن پارامترهای کنترل کننده بهره می‌برد، پایداری طراحی تضمین شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که این کنترل کننده جدید برای کنترل سیستم‌های غیرخطی در معرض اغتشاش مناسب می‌باشد. به علاوه، دقت کنترلی بالا و مقاومت طراحی صورت گرفته کاملاً مشهود است.

مدل مرجع توسط سیستم غیرخطی تحت کنترل است. شکل ۱۴ (ب) نشان‌دهنده ردیابی متغیر حالت x_2 مدل مرجع توسط سیستم غیرخطی تحت کنترل است، شکل ۱۴ (ج) نشان‌دهنده ردیابی متغیر حالت x_3 مدل مرجع توسط سیستم غیرخطی تحت کنترل است، شکل ۱۴ (د) نشان‌دهنده نیروی کنترلی وارد به سیستم تحت کنترل و شکل ۱۴ (ه) بزرگنمایی شکل ۱۴ (د) است. نتایج شبیه‌سازی، عملکرد مناسب کنترل کننده طراحی شده را تصدیق می‌کنند. همانطور که از شبیه‌سازی انجام شده بر روی سیستم مدار چوا دیده می‌شود، نیازی به اینکه سیستم غیرخطی تحت کنترل به فرم نرمال باشد، وجود ندارد و کنترل کننده ارائه شده قابل اعمال به کلیه سیستم‌های غیرخطی که در فرم نرمال هم نیستند، می‌باشد.

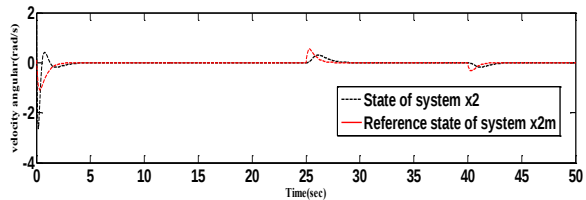
به منظور بررسی بهتر کنترل کننده ارائه شده در حضور اغتشاشات ثابت، این بار اغتشاش $B_d d = [0 \ 0 \ 0.1]^T$ را از ثانیه ۲۵ به بعد به سیستم اعمال می‌کنیم. نتایج شبیه‌سازی برای ورودی سینوسی با ویژگی‌های بیان شده در قسمت قبل، در شکل ۱۵ آورده شده است. همانطور که از نتایج شبیه‌سازی به وضوح دیده می‌شود، کنترل کننده ارائه شده به خوبی اغتشاشات ثابت اعمالی در ثانیه ۲۵ را در حالت ماندگار حذف کرده است.

۳-۴- مقایسه نتایج کنترل کننده طراحی شده با کنترل کننده فازی مدل مرجع بر اساس تابع لیاپانوف [۱۵]

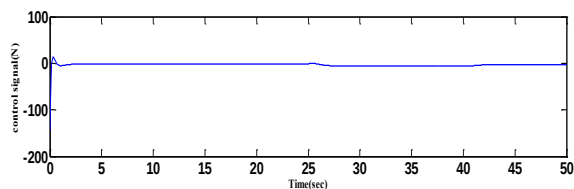
پس از آنکه در قسمت‌های قبل کارائی کنترل کننده طراحی شده را در شبیه‌سازی سیستم‌های پاندول معکوس، تعلیق مغناطیسی و مدار چوا به اثبات رسید، در این بخش قصد مقایسه نتایج با کار محکم و ارزشمندی که در [۱۶] طراحی شده است، را داریم. در مقاله [۱۶]، مولفین کنترل کننده فازی مدل مرجع بر اساس تابع لیاپانوف را ارائه کرده‌اند که در آن اثبات پایداری مجانبی انجام گرفته است و همچنین پارامترهای کنترل کننده فازی که به صورت فیدبک حالت ردیاب ورودی مرجع در نظر گرفته شده است، از قوانین تطبیقی برای به‌روز کردن آنها بهره می‌برد. روش طراحی در این مقاله بر اساس تقریب فازی سوگنو سیستم غیرخطی همانند آنچه که در طراحی کنترل کننده موجود در این مقاله انجام گرفته است، می‌باشد. سپس کنترل کننده فازی مدل مرجع طراحی گردیده است. در این مقاله، کنترل کننده طراحی شده با این مقاله و در شبیه‌سازی سیستم پاندول معکوس مقایسه شده است. برای این منظور سیستم پاندول معکوس همانند بخش ۳-۲ در نظر گرفته شده است و این بار $B_d d = [0 \ 0.5]^T$ و سیگنال مرجع به صورت سینوسی با دامنه و فرکانس ۱۰ در نظر گرفته می‌شود. همچنین بردار اغتشاش را از ثانیه ۳ به شبیه‌سازی اضافه می‌کنیم. نتایج در شکل ۱۶ نشان داده شده است. شکل ۱۶ (الف) نشان دهنده مقایسه بین کنترل کننده فازی مدل مرجع بر اساس فیدبک حالت با کنترل انتگرال و کنترل کننده فازی مدل مرجع بر اساس تابع لیاپانوف برای متغیر حالی که نشان دهنده زاویه پاندول است، می‌باشد. شکل ۱۶ (ب) نشان دهنده مقایسه بین کنترل



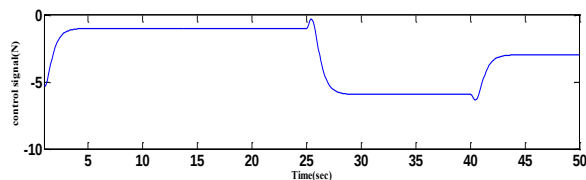
(الف)



(ب)

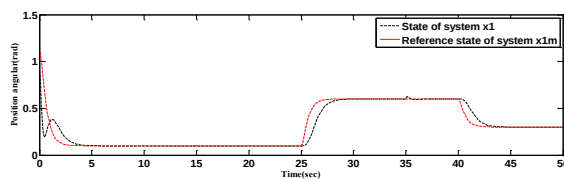


(ج)

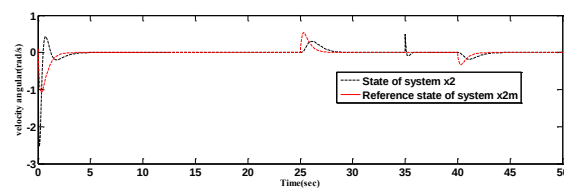


(د)

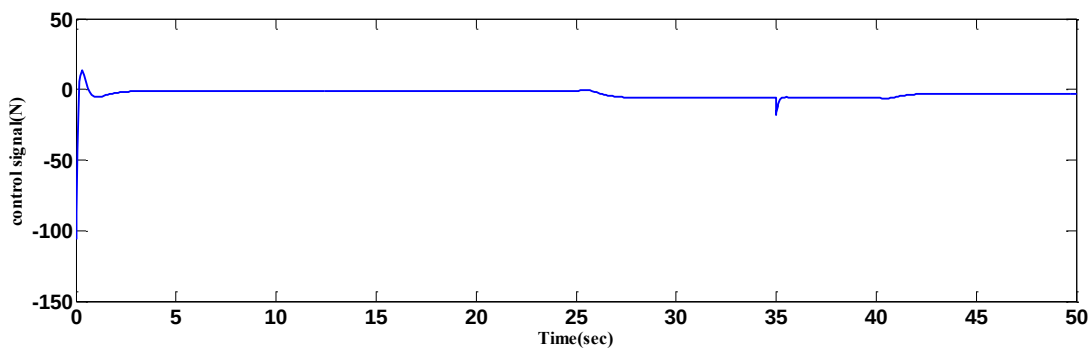
شکل ۴: الف- پاسخ زمانی حالت‌های x_1 سیستم پاندول معکوس و مدل مرجع، ب- پاسخ زمانی حالت‌های x_2 سیستم پاندول معکوس و مدل مرجع، ج- سیگنال کنترلی و د- بزرگنمایی شکل ج.



(الف)

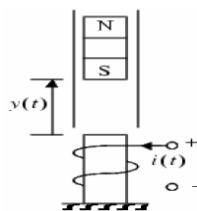


(ب)

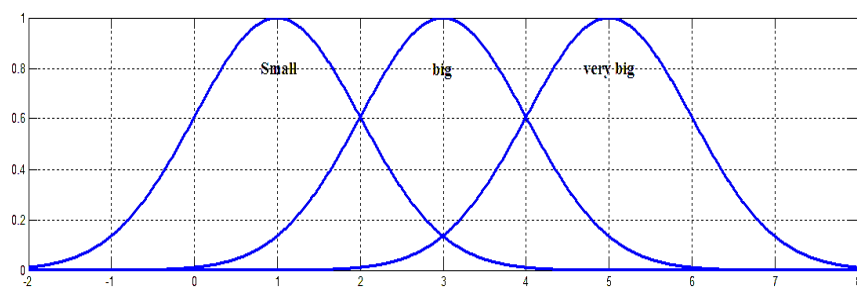


(ج)

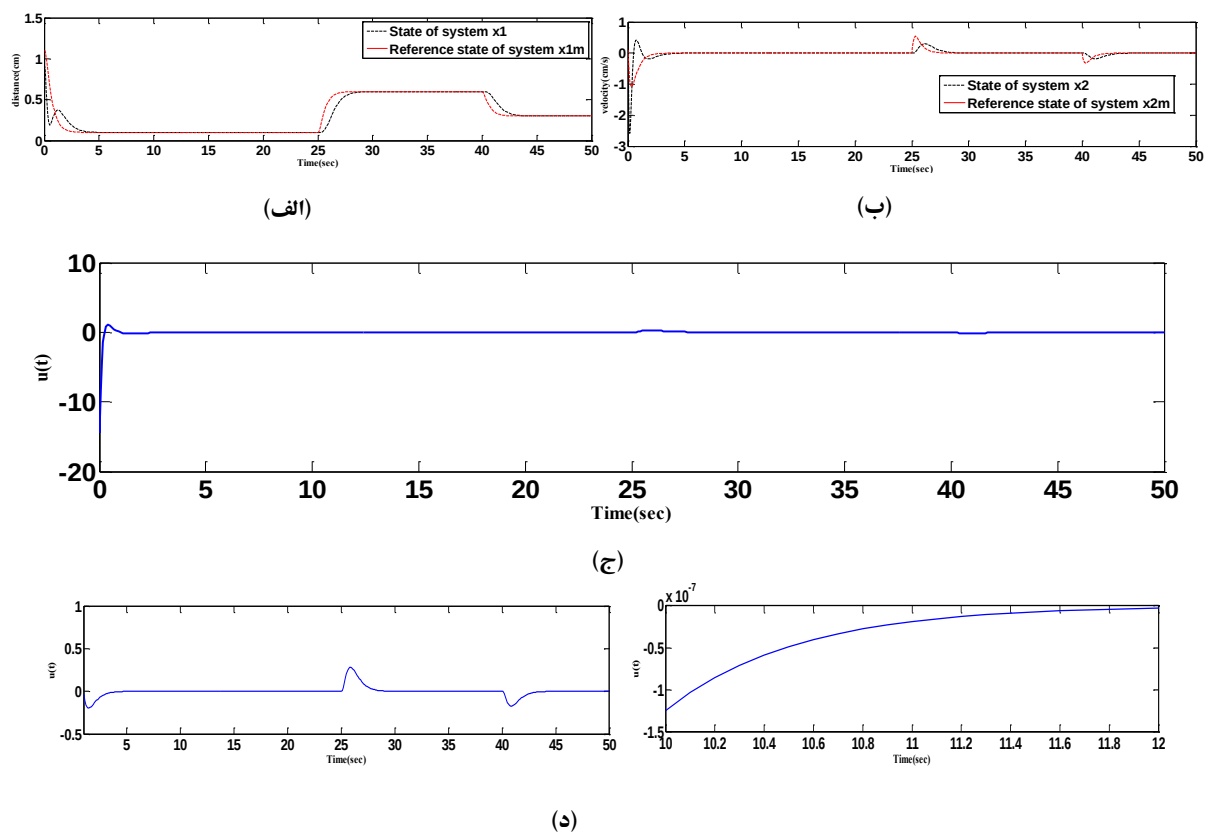
شکل ۵: الف- پاسخ زمانی حالت‌های x_1 سیستم پاندول معکوس و مدل مرجع، ب- پاسخ زمانی حالت‌های x_2 سیستم پاندول معکوس و مدل مرجع، ج- سیگنال کنترلی.



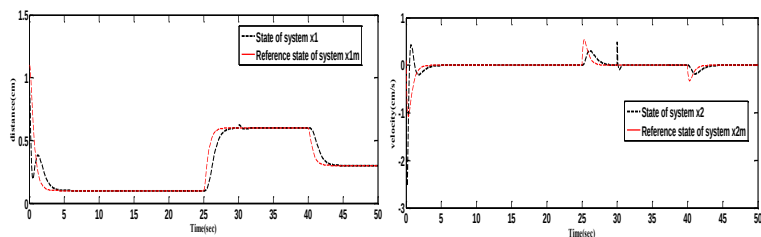
شکل ۶: سیستم تعلیق مغناطیسی [۱۸].



شکل ۷: توابع عضویت در نظر گرفته شده برای x_1 از سیستم تعلیق مغناطیسی.

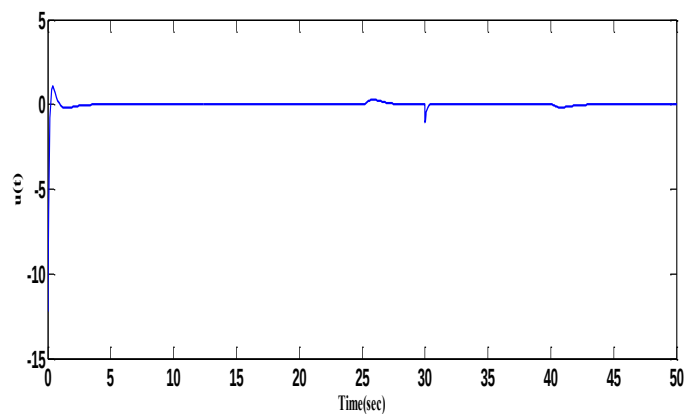


شکل ۸: الف- پاسخ زمانی حالت‌های x_1 سیستم تعلیق مغناطیسی و مدل مرجع، ب- پاسخ زمانی حالت‌های x_2 سیستم تعلیق مغناطیسی و مدل مرجع، ج- سیگنال کنترلی و د- بزرگنمایی شکل ج.



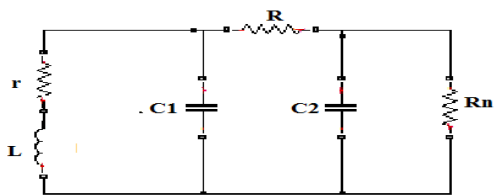
(الف)

(ب)

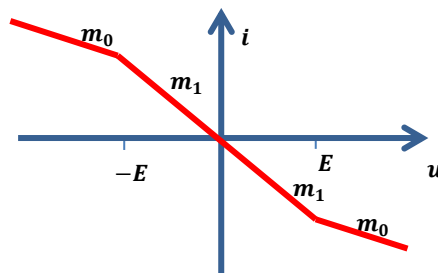


(ج)

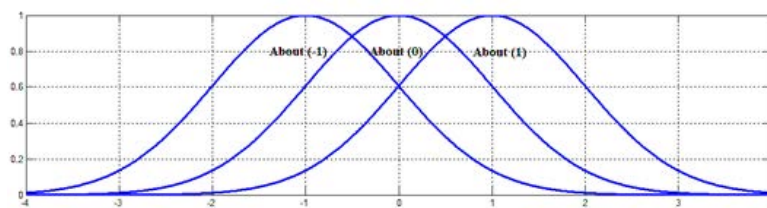
شکل ۹: الف- پاسخ زمانی حالت‌های x_1 سیستم تعلیق مغناطیسی و مدل مرجع، ب- پاسخ زمانی حالت‌های x_2 سیستم تعلیق مغناطیسی و مدل مرجع، ج- سیگنال کنترلی.



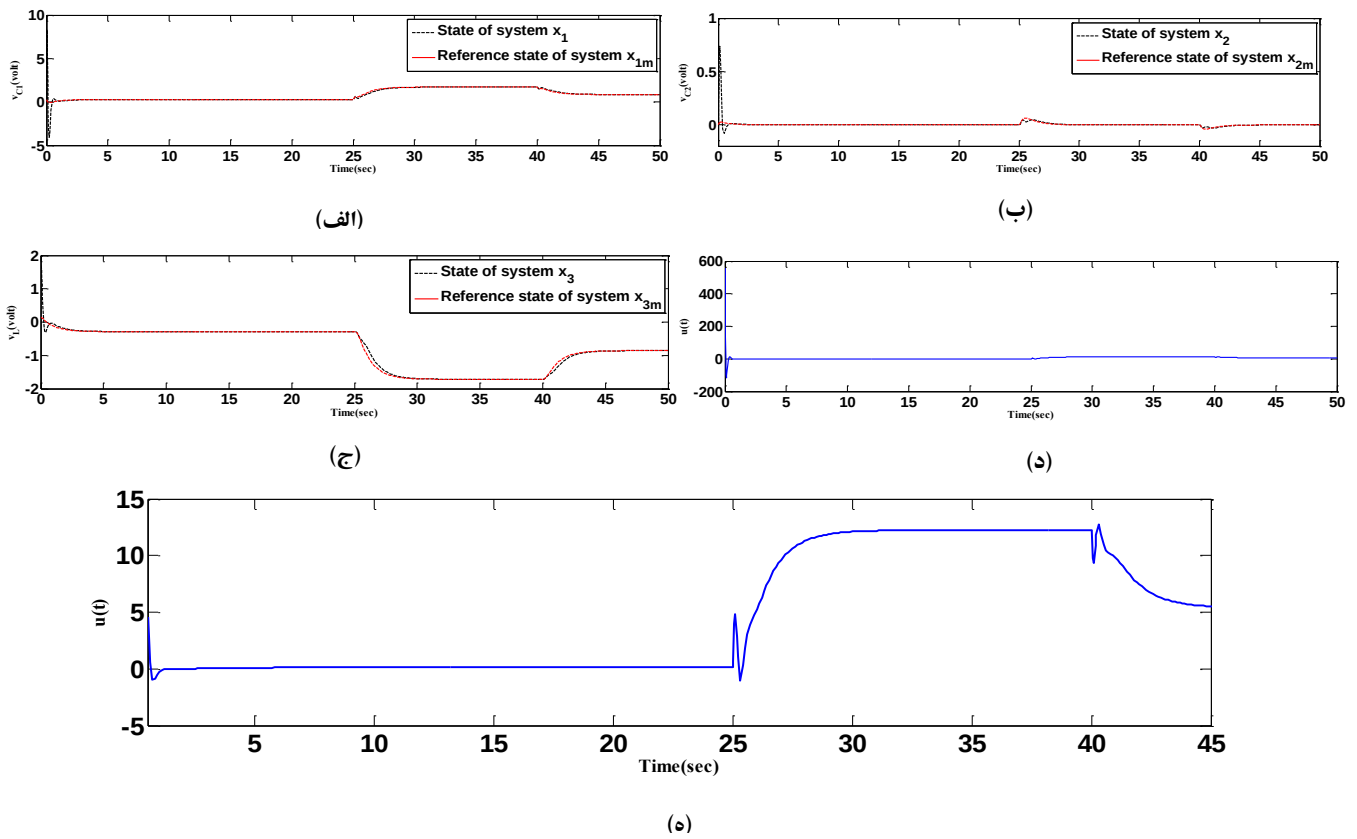
شکل ۱۰: مدل الکتریکی مدار چوا [۲۴].



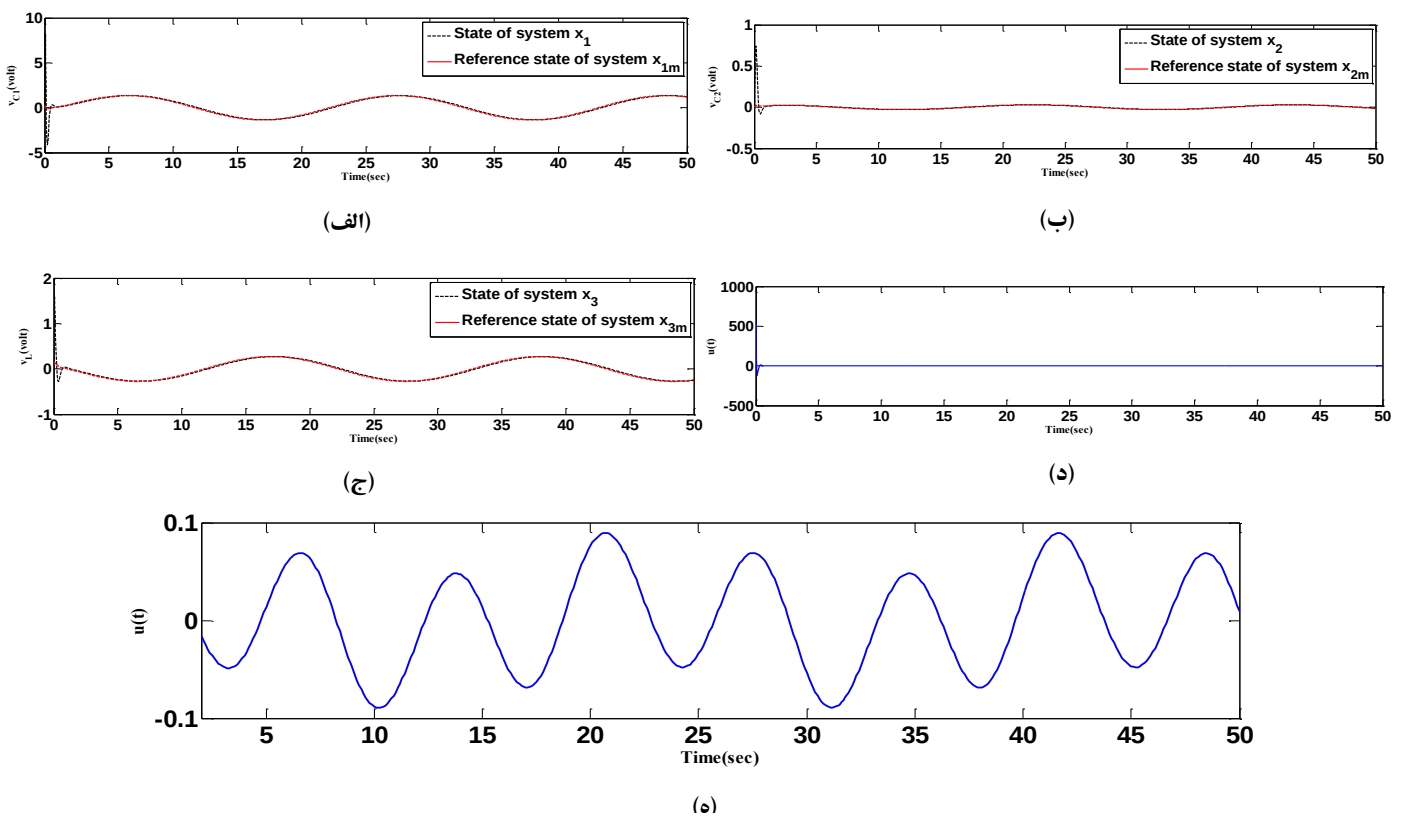
شکل ۱۱: رفتار غیر خطی R_n .



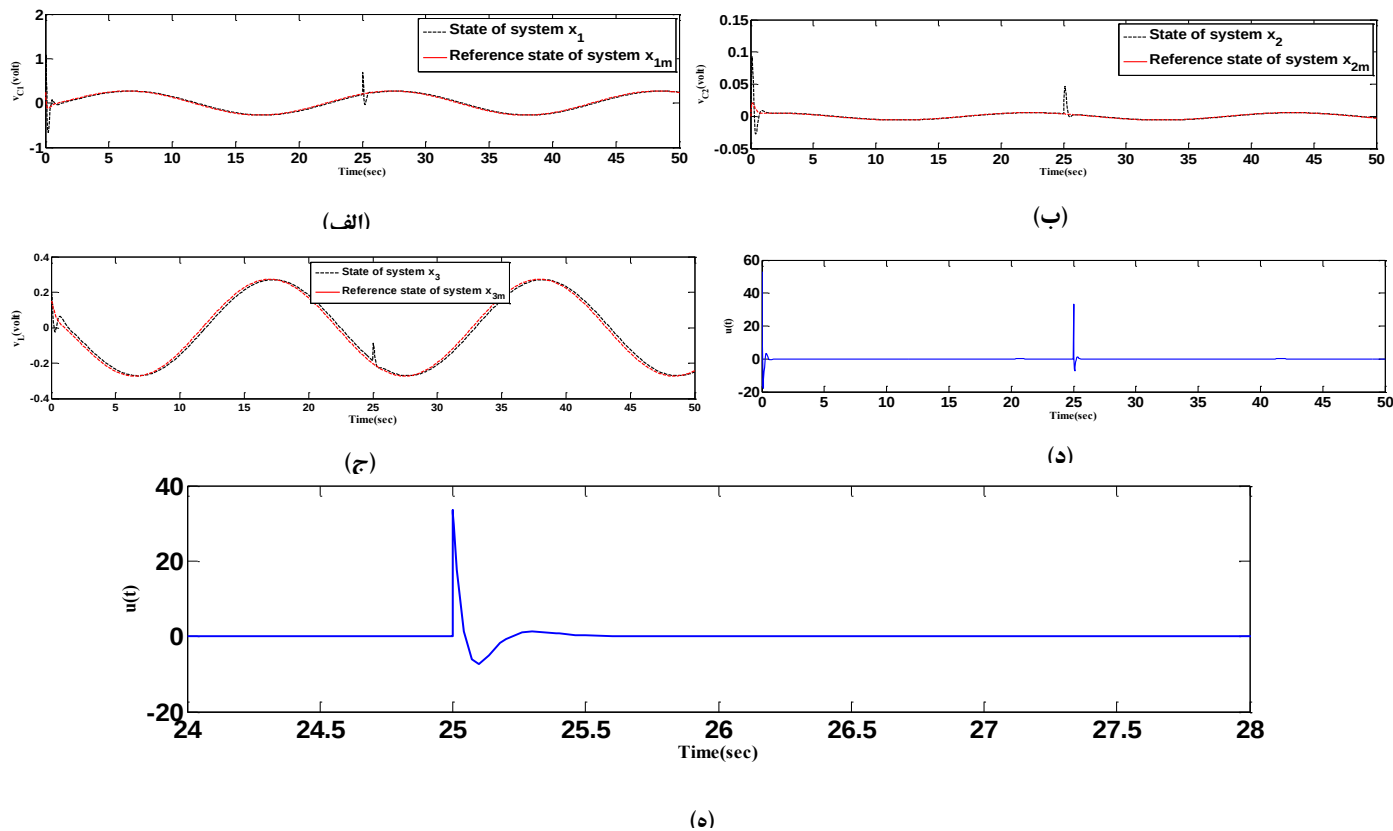
شکل ۱۲: توابع عضویت در نظر گرفته شده برای x_1 .



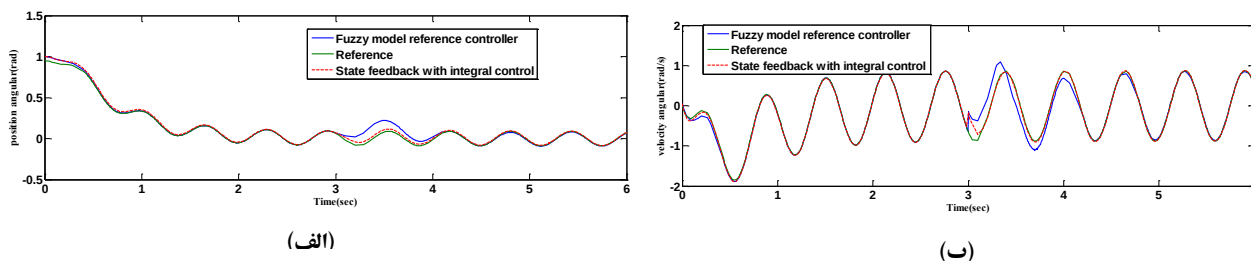
شکل ۱۳: الف- پاسخ زمانی حالت‌های x_1 سیستم مدار چوا و مدل مرجع، ب- پاسخ زمانی حالت‌های x_2 سیستم مدار چوا و مدل مرجع، ج- پاسخ زمانی حالت‌های x_3 سیستم مدار چوا و مدل مرجع، د- سیگنال کنترلی و ه- بزرگنمایی شکل د.



شکل ۱۴: الف- پاسخ زمانی حالت‌های x_1 سیستم مدار چوا و مدل مرجع، ب- پاسخ زمانی حالت‌های x_2 سیستم مدار چوا و مدل مرجع، ج- پاسخ زمانی حالت‌های x_3 سیستم مدار چوا و مدل مرجع، د- سیگنال کنترلی و ه- بزرگنمایی شکل د.



شکل ۱۵: الف- پاسخ زمانی حالتهای سیستم مدار چوا و مدل مرجع در حضور اغتشاش ثابت در ثانیه ۲۵، ب- پاسخ زمانی حالتهای سیستم مدار چوا و مدل مرجع در حضور اغتشاش ثابت در ثانیه ۲۵، ج- پاسخ زمانی حالتهای سیستم مدار چوا و مدل مرجع در حضور اغتشاش ثابت در ثانیه ۲۵، د- سیگنال کنترلی و ه- بزرگنمایی شکل د.



شکل ۱۶: الف- مقایسه پاسخ زمانی حالتهای سیستم پاندول معکوس و مدل مرجع در حضور اغتشاش ثابت در ثانیه ۳ و ب- پاسخ زمانی حالتهای سیستم پاندول معکوس و مدل مرجع در حضور اغتشاش ثابت در ثانیه ۳.

جدول ۱: مقایسه کنترل کننده فازی مدل مرجع بر اساس فیدبک حالت با کنترل انتگرال و کنترل کننده فازی مدل مرجع بر اساس تابع لیپانوف در ردیابی خروجی سیستم با استفاده از معیار rmse بر روی سیستم پاندول معکوس.

	کنترل کننده فازی مدل مرجع بر اساس لیپانوف	کنترل کننده فازی مدل مرجع بر اساس فیدبک حالت با کنترل انتگرال
Rmse خطای ردیابی x_{m1} در سیستم پاندول معکوس	۰,۰۱۳۷	۰,۰۰۰۶

مراجع

- [14] K. Tanaka and H. O. Wang, "Fuzzy control systems design and analysis: a linear matrix inequality approach", John Wiley & Sons, 2004.
- [15] H. O. Wang, K. Tanaka and M. F. Griffin, "An approach to fuzzy control of nonlinear systems: stability and design issues," IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 4, no. 1, pp. 14-23, 1996.
- [16] M. A. Khanesar, O. Kaynak and M. Teshnehlab, "Direct model reference Takagi Sugeno fuzzy control of siso nonlinear systems," IEEE Transaction on Fuzzy Systems, vol. 19, no. 5, pp. 914-924, Oct. 2011.
- [17] M. Aliasghary, I. Eksin and M. Guzelkaya, "Fuzzy-Sliding Model Reference Learning Control of Inverted Pendulum with Big Bang- Big Crunch Optimization Method," 11th International Conference on Intelligent Systems Design and Application (ISDA), IEEE, 2011, pp. 380-384.
- [18] P. A. Phan and T. J. Gale, "Direct adaptive fuzzy control with less restrictions on the control gain," Computational Intelligence for Modeling, Control and Automation, International Conference on Intelligent Agents, Web Technologies and Internet Commerce, IEEE, 2006.
- [19] M. T. Yassen, "Adaptive control and synchronization of a modified Chua's circuit system," Applied Mathematics and Computation, vol. 135, no. 1, pp. 113-128, 2003.
- [20] T. Wu and M. S. Chen, "Chaos control of the modified Chua's circuit system," Physica D: Nonlinear Phenomena, vol. 164, no. 1-2, pp. 53-58, 2002.
- [21] W. P. Guo, "Studies of Chaos Control Based on Chua's Circuit System," Beijing Institute of Technology, Beijing, China, 2003.
- [22] N. He, Q. Gao, C. Gong, Y. Feng, and C. Jiang, "Adaptive tracking control for a class of Chua's chaotic systems," in Proceedings of the Chinese Control and Decision Conference (CCDC '09), pp. 4241-4243, June 2009.
- [23] J. Zhang, H. Zhang, and G. Zhang, "Controlling chaos in a memristor-based Chua's circuit," Proceedings of the International Conference on Communications, Circuits and Systems (ICCCAS '09), pp. 961-963, July 2009.
- [24] G. Chen and X. Dong, "From Chaos to order: perspectives and methodologies in controlling chaotic nonlinear dynamical system," International Journal of Bifurcation and Chaos, vol. 3, no. 6, pp. 1363-1369, 1993.
- [25] W. Guo and D. Liu, "Adaptive Control of Chaos in Chua's Circuit," Mathematical Problems in Engineering, pp. 1-14, 2011.
- [1] G. Sub, D. S. Hyun, J. Park, K. D. Lee and S. G. Lee, "Design of a Pole Placement Controller for Reducing Oscillation and Settling Time in a Two-Inertia Motor System," 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2001.
- [2] K. Zenger and R. Ylinen, "Pole Placement of Time-Varying State Space Representations," 44th IEEE Conference on Decision and Control, and the European Control Conference, 2005.
- [3] J. H. Chow, "A Pole Placement Design Approach for Systems with Multiple Operating Conditions," IEEE Transactions on Automatic Control, 1990.
- [4] K. Nordstrom and H. Norlander, "On the Multi-Input Pole Placement Control Problem," Proceedings of the 36th Conference On Decision & Control, 1997.
- [5] J. Yu, J. Zhuang and Y. Dehong, "State feedback integral control for a rotary direct drive servo valve using a Lyapunov function approach," ISA transactions, 2014.
- [6] J. N. KRIKELIS, "State feedback integral control with 'intelligent' integrators," International Journal of Control, vol. 32, no. 3, pp. 465-473, 1980.
- [7] H. Li, Z. Sun, Y. M. Chow and F. Sun, "Gain-scheduling-based state feedback integral control for networked control systems," Industrial Electronics, IEEE Transactions, vol. 58, no. 6, pp. 2465-2472, 2011.
- [8] M. F. RAHMAT, M. S. RAMLI, "Servomotor Control Using Direct Digital Control and State-Space Technique," Journal Technology, vol. 49, pp. 45-60, 2008.
- [9] F. G. Franklin, D. J. Powell and L. M. Workman, "Digital control of dynamic systems," Journal Technology, Addison Wesley, Longman Publishing Co, 1997.
- [10] D. Czarkowski and M. K. Kazimierczuk, "Application of state feedback with integral control to pulse-width modulated push-pull DC-DC convertor," IEE Proceedings-Control Theory and Applications, vol. 141, no. 2, pp. 99-103, 1994.
- [11] A. Bemporad, "Integral action in state feedback control," University of Trento, 2011.
- [12] J. Peng, L. Yan, and W. Jie, "Fuzzy adaptive output feedback control for robotic systems based on fuzzy adaptive observer," Nonlinear Dynamics, vol. 78, no. 2, pp. 789-801, 2014.
- [13] H. H. Choi, W. J. Jin, "Fuzzy speed control with an acceleration observer for a permanent magnet synchronous motor," Nonlinear Dynamics, vol. 67, no. 3, pp. 1717-1727, 2013.

استخراج تغییرات دینامیک الگوی سیگنال الکتروانسفالوگرام در کودکان اُتسمی با استفاده از قطع پوانکاره

قاسم صادقی بجستانی^۱، علی شیخانی^۲، سید محمد رضا هاشمی گلپایگانی^۳، فرح اشرف زاده^۴، پریا حبرانی^۵

^۱ دانشجوی دکتری، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد علوم و تحقیقات، گروه مهندسی پزشکی، g.sadeghi@imamreza.ac.ir،

^۲ استادیار، دانشگاه آزاد اسلامی واحد علوم و تحقیقات، گروه مهندسی پزشکی، sheikhaniali@yahoo.com،

^۳ استاد تمام، دانشگاه امیرکبیر تهران، دانشکده مهندسی پزشکی، hashemi_g@morva.net،

^۴ استاد تمام، دانشگاه علوم پزشکی مشهد، گروه اعصاب اطفال، بیمارستان قائم (عج)، ashrafzadehf@mums.ac.ir،

^۵ دانشیار، دانشگاه علوم پزشکی مشهد، بیمارستان دکتر شیخ، hebranip@mums.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۴/۳/۱۴، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۴/۷/۹)

چکیده: در اغلب فرایندهای روانی-زیستی، درجه بالایی از رفتارهای غیر خطی و دینامیکهای پیچیده، ثبت و گزارش شده اند که برخاسته از تعاملات میان تعداد بسیار زیادی از زیر سیستمها و فرایندها - با رفتارهای بعضاً ناشناخته - هستند. قطع پوانکاره یکی از ابزارهای مهم است که در تحلیل این دسته از سیستمها و حتی کنترل سیستمهای غیرخطی از جمله سیستمهای آشوب گونه و دارای عدم قطعیت استفاده می شود. با وجود اینکه مدت زیادی از مطرح شدن قطع پوانکاره میگذرد، اما هنوز مراحل مختلف آن به صورت هنری و هیورستیک انجام می شود. هنوز، امکان آموزش ماشین بر اساس قطع پوانکاره وجود ندارد و علت نیز ساخت یافته نبودن روش اعمال آن و مشکلاتی از قبیل نامعین بودن ساختار و پارامترهای مدلی است که بتوان به طور عام به این روش نسبت داد. در این مقاله ابتدا مراحل مدلسازی با استفاده از قطع پوانکاره را تبیین شده، سپس با تکیه بر رخدادهای به وقوع پیوسته مفهوم اطلاعات و نسبی-نگری، با استفاده از قطع پوانکاره و نگرش اطلاعاتی به تشخیص تغییرات الگوی مغزی در کودکان مبتلا به اختلال اُتسم خواهیم پرداخت. اختلالات طیف اُتسم (ASD)^۱ شرایطی از تکامل عصبی است که با نقص در ارتباطات و تعاملات اجتماعی و وجود الگوهای تکراری در رفتار، علایق و فعالیتها شناخته می شود که به اختصار اُتسم نامیده می شود و علت توجه به اختلال اُتسم نیز اعتقاد ما بر اطلاعاتی بودن منشاء این اختلال است به عبارت دیگر مشکل اصلی در اختلال طیف اُتسم ناشی از شبکه های ارتباطی موجود در مغز است که با گذشت زمان می تواند منجر به مشکلات ثانویه گردد. در این تحقیق نوع جدیدی از بازنمایی به نام بازنمایی مکمل توسعه یافته معرفی شده است. خصوصیت اصلی این بازنمایی توجه ویژه به فاز سیگنال به عنوان اطلاعات نهفته در سیگنال و بی تاثیر بودن انرژی در آن است. کلیه مفاهیم جدید معرفی شده بر روی سیگنال الکتروانسفالوگرافی کودکان مبتلا به اختلال اُتسم پیاده سازی شده است. ثبت سیگنال الکتروانسفالوگرافی در کودکان مبتلا به اختلال اُتسم همواره یکی از مشکلات اصلی متخصصان است و پیاده سازیهای مقاله بر روی ۴۵ مورد شامل ۳۰ نفر کودک اُتسمی و ۱۵ نفر کودک سالم در رنج سنی ۳ تا ۱۰ سال، در سه وضعیت حین خواب، ثبت چشم باز و ثبت جدیدی مبتنی بر دینامیک مغز انجام شده است که ثبت نوع سوم بر اساس پرتکل پیشنهادی توسط نویسندگان است و مشکلات ثبتهای دیگر برای این کودکان را ندارد. نتایج بدست آمده حاکی از حضور الگوی دینامیکی مشترک در اختلال اُتسم است که کاملاً متفاوت با دینامیک سالم میباشد. این تغییر الگو در قالب ۱۶ ویژگی کیفی جدید، معرفی شده است که این ویژگیها به انرژی سیگنال الکتروانسفالوگرافی وابسته نمی باشند بلکه به چیدمان نقاط قطع بر مقطع پوانکاره (که آن را رخداد مینامیم) بستگی دارند.

کلمات کلیدی: اطلاعات، سیرنیتیک، قطع پوانکاره، الکتروانسفالوگراف، اختلال طیف اُتسم، بازنمایی فضای فاز، نمودار مکمل گسترش یافته.

^۱ Autism Spectrum Disorder

Extraction of Dynamic Variations in Electroencephalogram Signal Pattern of Autistic Children using Poincare Section

Ghasem Sadeghi Bajestani, Ali Sheikhani, Mohammadreza Hashemi
Golpayegani, Farah Ashrafzadeh, Parya Hebrani

Abstract: In most psycho-biological processes, great deal of nonlinear and dynamically complex behaviors are recorded which arise from interactions among numerous subsystems and processes –mostly with unknown behaviors-. Poincare section is one of the tools used not only for analysis of these systems, but also to control nonlinear systems; chaotic and uncertain. Albeit it has been long ago before introduction of Poincare section, but yet its stages are carried out artistically and heuristically.

Yet, it is not possible to “machine learn” based on Poincare section due to unstructured implementation method and problems like uncertain structures and modeling parameters. In this paper, first, modeling -using Poincare section- is explained, then based on the occurred events and the concepts “information” and “relativism”, variations in brain pattern of Autistic children will be diagnosed using Poincare section and informative approach.

Autism spectrum disorder is a revolutionary stage of brain diagnosed by deficiency in communications and social interactions as well as repetitive patterns in behavior, favorites and activities, called Autism in short. Autism in our point of view has an informative essence, in other words the main problem in Autism spectrum disorder origins from communication networks in brain that can lead to secondary problems over time. In this paper, a new representations called “developed complementary representation” is introduced.

The most important characteristic of this representation is its special attention to signal phase as latent information in signal and effortlessness of energy. All the newly introduced concepts are implemented on electroencephalograph signal of Autistic children which has always been cumbersome to be recorded. This paper has focused on 45 case including 30 Autistic children and 15 healthy ranging from 3-10 years in three different stages; asleep, opened eyes and a state-of-art recording procedure based on brain dynamics and the proposed protocol presented by authors which is destitute of well-known problems of other recording procedures. Results show the presence of a common dynamic pattern in Autistic cases which is entirely different from healthy cases. This pattern variation is introduced in 16 different characteristics which are not related to electroencephalograph’s energy but to arrangement of section point on Poincare section (called “event”).

Keywords: Information, Cybernetic, Poincare Section, Electroencephalogram, Autism Spectrum Disorder, Phase Space Reconstruction, Extended Complementary Plot

۱- مقدمه

اختلالات طیف درخودماندگی ذهنی (ASD)^۱ شرایطی از تکامل عصبی است که با نقص در ارتباطات و تعاملات اجتماعی و وجود الگوهای تکراری در رفتار، علائق و فعالیت‌ها شناخته می‌شود که به اختصار اُتسم نامیده می‌شود. این تظاهرات بالینی اغلب در دوران کودکی ظاهر می‌شود، مطالعات اپیدمیولوژیک اخیر، شیوع اختلالات طیف درخودماندگی ذهنی را ۱ نفر در هر ۸۸ کودک برآورد می‌کند. [۱] با وجود تحقیقات گسترده، هنوز مناقشات بسیاری درباره مشخصات ریخت شناسانه^۲، عملکردی و عصب‌شناسانه مغز مبتلایان به درخودماندگی ذهنی وجود دارد [۲]، و اساس عصبی تغییرات رفتاری در ASD تا حد زیادی نامشخص باقی مانده است. یکی از چالش‌های بزرگ در این اختلال سن طلایی تشخیص آن یعنی زیر ۲ سالگی است [۳] زیرا قبل از اینکه اختلال به بخش‌های دیگر مغز آسیب برساند فرایند درمان آغاز شود که از روش‌های کلینیکی این مهم بسیار مشکل است زیرا علائم بالینی کودک در این سن بسیار خفیف هستند و تشخیص زود هنگام چالش این اختلال می‌باشد. [۴-۶] تکنیک‌های نروفلوژیکال و تصویربرداری عصبی متعددی به منظور درک همبستگی میان عملکرد مغز و رفتار مبتلایان به درخودماندگی ذهنی مورد استفاده قرار می‌گیرد. در میان آنها، در حال حاضر الکتروانسفالوگرافی کمی (QEEG)^۳ مورد توجه ویژه است و حتی علیرغم نتایج متناقض، تحقیقات زیادی در این زمینه انجام شده و در دست انجام است. [۷-۱۲]

بررسی مقالات نشان دهنده آن است که روش‌های مختلفی برای تشخیص اُتسم مبتنی بر EEG مورد استفاده قرار گرفته است، روش‌هایی چون: چگالی طیف توان^۴ شباهت^۵ و یا عدم تقارن^۶ [۱۳]، عدم تقارن در طیف توان [۱۴]، معیار شباهت در یک باند بخصوص (مثلاً باند بتا) [۱۵] معیار شباهت در چگالی طیف توان [۱۶] چگالی طیف توان و نرخ مغز^۷ [۱۷] چگالی طیف توان معیار شباهت و ارتباط آن با AQ^۸ [۱۸] چگالی طیف توان در STFT^۹ و STFT-BW^{۱۰} [۱۹] تحلیل همزمانی فازی در باندهای فرکانسی [۲۰] تحلیل چند بعدی آنتروپی [۲۱] بعد فرکانس [۲۲] و ... وجه مشترک همه روش‌های ذکر شده توجه آنها به انرژی و نگرش مبتنی بر جزء نگری است به عبارت دیگر در مدلسازیهای معمول، مقادیر دامنه و یا تغییرات آن در حوزه زمان، حوزه فرکانس و یا هر دو حوزه بطور همزمان (زمان - فرکانس) جهت شناسایی و مدل کردن سیستم‌ها به کار گرفته می‌شود و از آنجایی که دامنه و تغییرات آن

بیانگر تغییر در انرژی سیستم است، چنین مدل‌هایی را می‌توان مدل‌های انرژی نامید. استفاده از مدل‌های مبتنی بر انرژی در خصوص پدیده‌هایی با منشأ اطلاعاتی منجر به نتایج متناقضی می‌گردد و اینکه هنوز علیرغم تلاش‌های بسیار انجام شده در این حوزه این روش‌ها - حتی در معتبرترین مراکز دنیا - به عنوان روش تشخیص اُتسم شناخته نمی‌شوند. اما نکته متفاوت در این تحقیق مدلسازی مبتنی اطلاعات و نه ماده و انرژی است، که در ادامه به بررسی آن خواهیم پرداخت. در بررسی و اصلاح رفتار یک سیستم دو رویکرد کلی وجود دارد یکی رویکرد جزء نگر و مبتنی بر قطعی گرایی و دیگری رویکرد کل نگر و مبتنی بر عدم قطعیت، رویکرد دوم را رویکرد مبتنی بر نگرش سیرنتیک نیز می‌نامند. تعاریف مختلفی برای سیرنتیک در متون مختلف آمده است که در ادامه به برخی از آنها خواهیم پرداخت.

-سیرنتیک به رشته‌های علمی عام (برخلاف علوم بسیار خاص) و تعمیم دهنده تعلق دارد و بیانگر نظریه عمومی کنترل است و می‌تواند برای هر سیستمی اعم از ارگانیستی، مکانیستی، جامعه و ... بکار رود. [۲۳، ۲۴]
 -سیرنتیک علمی است که از یک سو سیستم‌های نسبتاً باز را از دیدگاه تبادل متقابل اطلاعات میان آنها و محیطشان مورد بررسی قرار می‌دهد و از سوی دیگر به بررسی ساختار این سیستم‌ها از دیدگاه تبادل متقابل اطلاعات میان عناصر مختلف اشان می‌پردازد. [۲۵]

-سیرنتیک به سه بخش کلی نظری، عملی (تجربی و مدلسازی) و مهندسی تقسیم می‌شود، و از آینده‌ی ریاضیات، منطق، زیست‌شناسی، کنترل خودکار و نظریه اطلاعات به وجود آمده است. [۲۶]

-سیرنتیک به طور کلی عبارت است از تدوین یک برخورد عام با مساله بررسی و پژوهش فرایندهای آینده کنترل در انواع گوناگون سیستم‌ها. [۲۷، ۲۸]

در واقع روش مدلسازی استفاده شده در این تحقیق روشی رفتاری و مدل بدست آمده در این تحقیق مدلی اطلاعاتی است. لازم به توضیح است هر چیزی که منجر به تغییر دانش ما در شناخت یک پدیده گردد به گونه‌ای اطلاعات ما را نسبت به آن پدیده افزایش داده است. اما اطلاعاتی که ما از آن سخن می‌گوییم همان چیزی است که با ظهور سیرنتیک، جایگاه ویژه‌ای یافت و به عنوان یک ماهیت مستقل مورد مطالعه قرار گرفت. اگر بپذیریم که اطلاعات در تعامل با ماده و انرژی است. [۲۹] تعامل ماده و اطلاعات منجر به تولید کالا و تعامل اطلاعات و انرژی مفهوم کار را بوجود می‌آورد. انرژی ماهیتی مستقل و مجزا دارد، لذا تغییر در اطلاعات لزوماً با تغییر در ماده و انرژی همراه نخواهد بود و فقط از طریق بررسی تغییرات ماده و انرژی، اطلاعات شناخته نمی‌شود. همانطور که وینر می‌گوید: "اطلاعات نه ماده است نه انرژی، اطلاعات اطلاعات است" و بولدینگ می‌گوید: "اطلاعات سومین بعد اساسی است که از جرم و انرژی فراتر است" و یا اینکه: "اطلاعات تغییری است که منجر به تغییر می‌شود" [۳۰] اطلاعات مثل نرم افزار کامپیوتر است که دیده نمی‌شود ولی از روی آثارش می‌توان به وجود آن پی برد.

¹ Autism Spectrum Disorder

² Morphological

³ Quantitative Electro Encephalography

⁴ Power Spectral Density (PSD)

⁵ Coherence

⁶ Asymmetry

⁷ Brain rate

⁸ Autism Spectrum Quotient

⁹ Short Time Fourier Transform

¹⁰ Short Time Fourier Transform Band width

های یک مدل در پیش‌بینی و شناسایی رفتار سیستم به طور خاص به ارائه‌ی تخمینی مناسب از پارامترهای مدل وابسته است. در این مقاله ابتدا به بیان مراحل مدل‌سازی اطلاعاتی با استفاده از قطع پوانکاره می‌پردازیم، آن‌گاه با تکیه بر رخدادهای به وقوع پیوسته و مفهوم اطلاعات و نسی‌نگری، با استفاده از قطع پوانکاره و نگرش اطلاعاتی به تشخیص تغییر دینامیک در اختلال اتیسم خواهیم پرداخت. در مراحل مدل‌سازی ضمن معرفی هر مرحله به پیاده سازی آن مرحله بر سیگنال EEG کودکان اتیسمی خواهیم پرداخت و در پایان نیز نتیجه این بررسیها در تعیین بعنوان الکتروانسفالوگراف کیفی^۶ و نه کمی (QEEG) معرفی خواهد شد.

۲- روش کار

اتصالات مکانی و تعاملات عملکردی تعداد بسیاری از نورون‌ها و سیناپس‌ها، حلقه‌های فیدبک مثبت و منفی بیشماری را در مغز ایجاد نموده است. این شبکه‌ی پیچیده که به مثابه یک سیستم باز در تعامل لحظه به لحظه با محیط است، الگوهای آشوبگونه گذرای را تولید میکند که در ثبت EEG، fMRI و همچنین سریهای زمانی ثبت شده از فعالیت نورون و یا جمعیت‌های نورونی قابل تشخیص است. اختلال اتیسم از دیدگاه ما یک مشکل در شبکه ارتباطاتی و اطلاعاتی مغز است که این مشکل به مرور زمان به مشکلی سخت افزاری و فیزیولوژیک تبدیل می‌گردد و علت نتایج متناقض گزارش شده در تحقیقات مختلف [۷] آن است که این مشکل ارتباطاتی و اطلاعاتی، در مغز در افراد مختلف به شکلهای مختلف و بعضاً متناقض نمایان می‌گردد. در برخی بخش خاکستری مغز کوچک می‌گردد و در برخی بزرگتر است، در برخی منجر به اختلال در صحبت کردن می‌گردد و در برخی موجب اختلال در راه رفتن، هم افراد با IQ بالا مبتلا هستند و هم افراد با IQ پایین و علت "طیف" نامیده شدن نیز همین است. در واقع با نگاه کل‌نگر و سیرنیتیکی به این اختلال درمی‌یابیم که این اختلال در واقع یک اختلال در تعاملات بخشهای مختلف مغز است و به تعبیر دیگر اختلال در جریان اطلاعات در مغز می‌باشد، مثلاً نیمکره چپ مغز به تنهایی خوب عمل می‌کند، اما هنگامی که در تعامل با نیمکره راست قرار می‌گیرد دچار اختلال در عملکرد می‌شود و به همین دلیل در کارهای ترکیبی و اعمالی که به تعامل با محیط بیرون و تعامل بین اعضا نیاز دارند، این مبتلایان دچار اختلال هستند. برخی اختلال در تکلم دارند، برخی اختلال در راه رفتن دارند، برخی از تماس چشمی پرهیز شدید می‌کنند و ... فلذا راهبرد بایستی اطلاعاتی و سیرنیتیکی باشد تا بتوانیم علاوه بر تشخیص تغییر دینامیک در آینده‌ای نزدیک حتی به تشخیص زود هنگام این اختلال (بصورت سیگنالی و پاراکلینیکی) رسیده قبل از تظاهرات بالینی اقدام به توانمند سازی کودک گردد. ابزار اصلی در استخراج اطلاعات از سیگنال در این تحقیق قطع پوانکاره است و به طور کلی اعمال قطع

مدل اطلاعاتی این تحقیق مبتنی بر قطع پوانکاره است که در ادامه به توضیح قطع پوانکاره خواهیم پرداخت. در فضای m بعدی نقاط تقاطع متوالی P_0 و ... از تراژکتوری با یک آبر صفحه $m-1$ بعدی - که به عنوان مقطع پوانکاره در نظر گرفته شده است - قطع پوانکاره نامیده می‌شود. نگاشت پوانکاره^۱ نمایشی $m-1$ بعدی و گسسته از دینامیک و دارای خصوصیات توپولوژیکی پیوسته سیستم است. [۳۱-۳۳] که به نامهای پوانکاره، ترسیم پوانکاره^۲ و ترسیم لورنز^۳ نیز شناخته می‌شود. [۳۴-۴۱] اگر بتوان دینامیک را در حد یک قانون معین^۴ (در مقابل تصادفی) ساده کرد، آنگاه هر نقطه تقاطع بر روی مقطع پوانکاره را می‌توان از روی نقاط قبلی با به کارگیری تابعی مانند F که نگاشت بازگشتی^۵ نامیده می‌شود با رابطه $P_n = F(P_{n-1})$ تولید نمود. [۴۲] در سالهای اخیر، استفاده از روش‌های غیرخطی در مدل‌سازی و پردازش سیستم‌های زیستی رشد چشم‌گیری داشته‌است. در تعدادی از تحقیقات، شاخص‌هایی همچون بعد همبستگی، بعد فرکتال و نمای لیاپانف به منظور پردازش سیگنال‌های زیستی استفاده شده‌است. [۴۳-۴۵]. اما بیشترین سهم متعلق به نگاشت‌های بازگشتی است [۴۶-۴۸] توجه شود بین نگاشت و مدل‌های AR تفاوت‌های بنیادینی وجود دارد که در جدول ابرخی تفاوت‌های معنایی بین مدل AR و نگاشت آمده است.

جدول ابرخی تفاوت‌های معنایی بین مدل AR و نگاشت

مدلهای AR	مدلهای مبتنی بر نگاشت
علت معلول را زنجیره ای میدانند	علت و معلول حلقوی تعریف میشوند
از دل معادلات دیفرانسیل استخراج شده اند (مثل الگوریتم حل رانگاکوتا)	از رفتار پدیده استخراج شده اند (مثل نگاشت لاجستیک که مدل جمعیت است)
فرض بر تصادفی بودن فرایند است که در روشهای تخمین پارامتر مشهود است	فرض بر معین بودن فرایند با عدم قطعیت است.
نمودار بایفورکیشن ندارند	نمودار بایفورکیشن دارند زیرا با مدل‌سازی کیفیت سر و کار دارند
X_1 و X_2 دو نقطه هستند و هیچ چیزی بین آنها نیست.	X_1 و X_2 هر یک حادثه هستند (در لاجستیک جمعیت سال اول و سال دوم)
خطی سازی انجام شده	خطی سازی انجام نشده است

البته در کاربرد نگاشت‌های بازگشتی به عنوان مدل یک سیستم زیستی چالش‌هایی از قبیل چگونگی انتخاب ساختار نگاشت و تخمین پارامترهای نگاشت وجود دارد که به نظر نمی‌رسد حتی در آینده‌ای دور راه حل مناسبی برای غلبه بر آنها یافت شود. به همین دلیل در بسیاری از تحقیقات یاد شده، به ارائه‌ی تناظر کلی بین رفتارهای سیستم واقعی و مدل بسنده شده است. [۴۹، ۵۰] از دیدگاه مهندسی علاوه بر ساختار مدل، تخمین پارامترها هم از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است. در واقع قابلیت-

¹ Poincare Map

² Poincare Plot

³ Lorenz Plot

⁴ Deterministic

⁵ Recurrent Map

⁶ Qualitative EEG (QuEEG)

سیگنال زیستی مانند EEG، ECG، PPG و... اشاره کرد. راه حل‌های مختلفی به منظور بازنمایی با هدف مدلسازی سیستم با استفاده از سیگنال وجود دارد رایج‌ترین آنها عبارتند از: بازسازی فضای فاز توسعه‌یافته، نمایش صفحه‌ی فاز بر اساس تفاضلات یک متغیر پایه و نسبی‌نگری، که به توصیف هریک از آنها خواهیم پرداخت.

۱-۲ بازسازی فضای فاز توسعه‌یافته: طبق نظریه‌ی تیکنز اگر سری زمانی مربوط به یکی از خروجی‌های دستگاه معادلات دیفرانسیل در اختیار باشد، می‌توان با استفاده از آن فضای حالتی با بعد بیش از دو برابر فضای حالت اصلی و خواص پایه‌ی یکسان بازسازی کرد. [۵۲] این خواص پایه شامل بعد، طیف لیانف و آنتروپی می‌باشد. [۵۳] ایده‌ی اصلی در بازسازی فضای فاز و مطالعه‌ی دینامیک یک سیستم این است که نمونه‌ی فعلی در سری زمانی از روی نمونه‌ی قبلی بدست می‌آید، همچنین سری زمانی از یک معادله‌ی دیفرانسیل یا یک نگاشت بازگشتی تبعیت می‌کند [۵۴]. درحالی که استفاده از مدل‌ها و روش‌های پردازشی تصادفی به دلیل غیرعکس بودن سیستم‌های زیستی رواج بسیاری یافته‌است، استفاده از قضیه‌ی تیکنز در بازسازی فضای فاز مستلزم فرض معین ۲ و تغییر ناپذیر دانستن ۳ سیستم‌های زیستی است. [۵۳] به منظور بازسازی فضای فاز اطلاع از بُعد فضای اصلی و مقدار تأخیر ضروری است، لذا باید تخمین زده شوند. نکته‌ی قابل ملاحظه آن است که برای تخمین مقدار تأخیر و بُعد بازسازی بیش از یک روش وجود دارد، به عنوان مثال مقدار تأخیر را هم از طریق خودهمبستگی و هم اطلاعات متقابل تخمین [۵۵] می‌زنند. برای تخمین بعد هم می‌توان روش هایوچی، نزدیک‌ترین همسایه‌ی اشتباه را نام برد. نکته‌ی قابل تأمل این که خود همبستگی یا اطلاعات متقابل در حوزه‌ی سیگنال‌های تصادفی تعریف می‌شوند و کاربرد آنها در تخمین از روی سیگنال‌های دینامیک که متغیرها در هر لحظه از روی مقادیر قبلی با یک فرمول معین بدست می‌آیند قابل تأمل است. [۵۶، ۵۷] این در حالی است که بازسازی فضای فاز مستلزم فرض-هایی است که صحت آن‌ها هنوز اثبات نشده‌است. علاوه بر این فضای فاز بازسازی شده به زمان تأخیر و بعد بازسازی حساس است. در حالی که مقادیر تخمین زده شده به روش‌های مختلف از اختلاف قابل توجهی برخوردار هستند. همچنین بیشتر اوقات بعد تخمین زده شده بیش از ۳ است و به دلایل عملی سیگنال در ۲ یا ۳ بعد نمایش داده می‌شود. [۵۸، ۵۹] درحقیقت بعد بازسازی تخمین زده شده، بدون استفاده رها می‌شود. [۶۰] نکته‌ی قابل تأمل دیگر این که در فضای بازسازی شده محدوده‌ی تمام متغیرها همان محدوده‌ی متغیر مورد استفاده به منظور بازسازی است. در [۶۱] نمایشی از EEG در دو بعد و با تأخیرهای بازسازی مختلف نمایش داده شده‌است. به دلایل گفته شده اگرچه بیشتر تحقیقات

پوانکاره با هدف مدلسازی سیگنالی (و نه کنترل سیستمی) در پنج مرحله انجام شده است که عبارتند از: بازنمایی در فضای مناسب، انتخاب مقطع مناسب، اعمال قطع، انتقال به فضای پوانکاره و استخراج ویژگی. به دلیل تنوع موجود، گاهی روش به کار گرفته شده، در کاربردهای مختلف، فاقد یکی یا بعضی از این مراحل است، که در توضیح هر مرحله به آنها اشاره خواهد شد. سه روش کلی برای اعمال قطع پوانکاره وجود دارد که این روشها عبارتند از: ۱- نمونه‌برداری زمانی، ۲- نمونه برداری مرتبط با رویدادی خاص و ۳- روش هندسی. نمونه برداری زمانی که قطع پوانکاره‌ی استروبوکوپي هم نامیده می‌شود، [۵۱] بیشتر در مطالعه‌ی رفتار سیستم‌های غیرخودتحریک با یک ورودی متناوب بکار می‌رود. استروبوکوپي در حالی به عنوان منشأ ایده‌ی پوانکاره شناخته می‌شود، که نقطه‌ی قوت قطع پوانکاره برخورد هندسی با تراژکتوری‌ها در عین بی‌توجهی به زمان نمونه‌برداری است. روش دوم - نمونه برداری مرتبط با رویدادی خاص - بیشتر به آشکارسازی پیک‌ها می‌پردازد، نمونه‌ی متداول آن فاصله‌ی زمانی بین دو ضربان متوالی قلب است.^۱ روش سوم - قطع هندسی - یک روش کلی است و اختصاص به کاربرد خاصی ندارد. روش استفاده شده در این تحقیق روش قطع پوانکاره هندسی است که در ادامه به بررسی آن خواهیم پرداخت. لایه‌های قطع پوانکاره هندسی عبارتند از: بازنمایی در فضای مناسب، انتخاب مقطع مناسب، انتقال به فضای پوانکاره و استخراج ویژگی.

در لایه اول تبدیل به فضای هندسی صورت می‌گیرد، در این لایه رفتار زمانی به هندسه تبدیل میگردد و استراتژی بر اساس هندسه تدوین میگردد، در لایه دوم با توجه به لایه اول و هندسه موجود مقطع پوانکاره انتخاب میگردد و در لایه سوم تبدیل به فضای پوانکاره و استخراج ویژگی انجام میگردد.

۲-۱ لایه اول بازنمایی در فضای مناسب

اولین لایه که مهمترین لایه نیز به شمار می‌آید بازنمایی در فضایی مناسب نامیده شده است. در این لایه استراتژی حل مسأله بر هندسه نقاط (چینش نقاط) نهاده میگردد. نقاط حاصل از قطع، ممکن است یک منحنی (در حالت معمول خط راست)، یک صفحه، یک فضای سه بعدی یا ... باشد. اعمال قطع پوانکاره حداقل منجر به کاهش یک بعدی فضا می‌شود. (به طور دقیق می‌توان گفت این کاهش بعد، با اختلاف بعد مقطع و تراژکتوری‌ها برابر خواهد بود) بنابراین، لازم است تراژکتوری‌ها در فضایی مناسب - با بعد بیشتر از مقطع - بازنمایی شوند.

در مسائل مدلسازی سیگنالی فقط امکان ثبت سیگنال به عنوان خروجی سیستم وجود دارد و از قانون تعاملات و متغیرهای مستقل و وابسته سیستم و بطور خلاصه فرمول سیستم اطلاع نداریم. در این گروه از مسائل، تنها سری زمانی ثبت می‌شود. به عنوان مثال می‌توان به ثبت چند کاناله‌ی یک

² Deterministic

³ Time Invariant

¹ R-R interval (Beat to beat interval)

بازسازی فضای فاز را به عنوان پایه‌ی تئوریک روش حل مسئله بیان می‌کنند، در عمل از این شیوه پیروی نمی‌کنند.

۲-۱-۲ نمایش صفحه‌ی فاز بر اساس تفاضلات یک متغیر پایه

در این حالت فرض می‌شود که فضای فاز از یک متغیر پایه و مشتقات متوالی آن شکل می‌گیرد. بازنمایی به این روش توصیف‌گر صفحه‌ی فاز سیستم است. اگرچه ممکن است چنین نمایشی فضاهایی با بعد بیش از ۲ را هم در برگیرد. اختلاف اساسی چنین روشی با روش تیکنز در این است که بجای تولید متغیرها از طریق شیف‌ت زمانی متغیر ثبت شده، با گرفتن مشتق (دیفرنس) از سری زمانی در دسترس به متغیرهای جدید می‌رسند. در این بازنمایی مقادیر سری زمانی ثبت شده را بر روی محور افقی و به طور متناظر اختلاف هر دو نمونه‌ی متوالی را بر روی محور عمودی نشان می‌دهند. در واقع این روش از تغییرات در هر نقطه را به نمایش می‌گذارد. یکی از نمونه‌های متداول استفاده از این روش مطالعه‌ی مرکز فشار در کف پا به هنگام ایستادن (COP) و تغییرات آن در مطالعه‌ی سیستم عصبی - عضلانی می‌باشد. [۶۲]

۲-۱-۳ نسی‌نگری

این روش با نگاهی نسی به سیستم همراه است. در این روش بسته به فرکانس نمونه‌برداری می‌توان هر نمونه را براساس نمونه‌ی قبلی نمایش داد. آنچه در بازسازی فضای فاز براساس تئوری تیکنز اتفاق می‌افتد، نیز بیشتر اوقات به چنین نمایشی می‌انجامد. با وجود این دو تفاوت عمده‌ی این روش با بازسازی فضای فاز را می‌توان در عدم نیاز به برآورد تأخیر و بعد سیستم و نیز عدم ادعای این شیوه در رسیدن به متغیرهایی جدید از سیستم و بازنمایی آنهاست. در بیشتر منابع به چنین نمودارهایی نمودار لورنز یا نمودار پوانکاره می‌گویند، اما تفاوت اساسی این روش با نمودار پوانکاره این است که نمودار بازنمایی شده به این طریق از قطع پوانکاره بدست نیامده است. [۳۶، ۴۱، ۶۰]

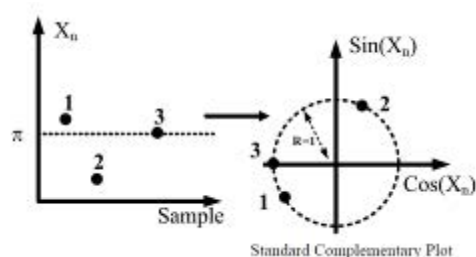
۲-۱-۴ نمودارهای مکمل^۱:

این روش امکان بازنمایی سری زمانی در یک صفحه‌ی مختلط را فراهم می‌کنند و شامل مجموعه‌ای از آماده‌سازیها می‌گردد. نمودارمکمل یک سری زمانی با گرفتن سینوس و کسینوس از هر مقدار یک سری زمانی و ترسیم آن در صفحه X-Y و کشیدن وتر بین نقاط - برای نمایش انتقال- بدست می‌آید [۶۳] یکی از کاربردهای این نمودارها بررسی وجود الگوهای شبیه ماندالا^۱ در حلقه‌های متحدالمرکز است. در واقع ترسیم سینوس و کسینوس در نمودارهای مکمل روشی برای بررسی دینامیک دو عنصر متضاد اما کامل کننده است. به عبارت دیگر روشی ساده برای تحلیل یک سری زمانی ایجاد شده از عناصر متضاد همراه^۲ است که تایید کننده فعالیت‌های متضاد اما تکمیل کننده‌ی اعصاب سمپاتیک و پاراسمپاتیک در یک فرایند نروفلوژیک است. [۶۳] کاربرد دیگر این

روش نمایش گونه‌ای از نرمالسازی سیگنال است که در آن اثر دامنه حذف شده است و فقط فاز مورد توجه ویژه قرار گرفته است. و با توجه به مثلث ماده، انرژی و اطلاعات با حذف انرژی از بررسی سیگنال بررسیها به بعد سوم یعنی اطلاعات میرود. استفاده از نمودارهای مکمل در بازنمایی به منظور اعمال قطع پوانکاره فاقد پیشینه است و برای اولین بار در این تحقیق مورد استفاده قرار می‌گیرد. این بازنمایی، یک تبدیل نمایی مختلط از سیگنال است و به این منظور یک نگاشت نمایی از حوزه‌ی اعداد حقیقی به اعداد مختلط تعریف می‌شود، آنگاه برای نمایش این اعداد از محورهای مختصات دکارتی استفاده می‌کنیم، برد چنین نگاشتی دایره‌ای به شعاع واحد خواهد بود.

$$\begin{aligned} x(t) &= x_1 x_2 x_3 \dots x_n \\ x_k &\in x(t) \rightarrow Z_k = \cos(x_k) + i * \sin(x_k) \\ k &= 1, \dots, n \rightarrow |Z_k| < 1 \end{aligned} \quad (1)$$

قسمت موهومی عدد مختلط متناظر با هر نمونه از سری زمانی بر روی محور عمودی و بخش حقیقی آن را بر روی محور افقی قرار خواهد داشت. همه‌ی اعداد مختلط حاصل، از لحاظ دامنه مقداری یکسان دارند و این فاز نقاط است که دارای اندازه‌هایی متفاوت است. بدلیل متناوب بودن نگاشت، نقاطی که دارای فاز یکسان هستند لزوماً در سری زمانی از دامنه‌ی یکسانی برخوردار نیستند، لذا این تبدیل یک به یک نیست، لذا برگشت‌پذیر نمی‌باشد. این دسته نمودارها را نمودار مکمل استاندارد^۳ می‌نامیم در واقع یک تبدیل سینوسی از سیگنال مطابق شکل ۱ است.



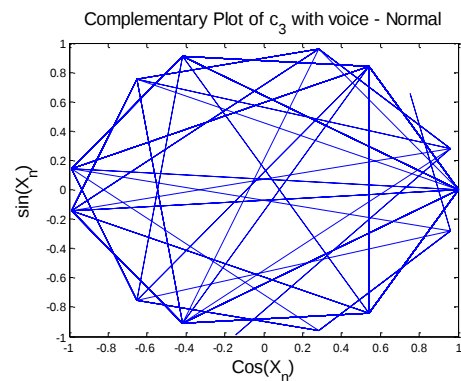
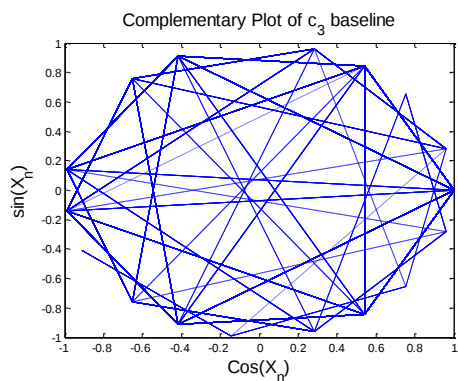
شکل ۱ بازنمایی مکمل استاندارد

در شکل ۲ نمودار مکمل استاندارد شخص سالم و اتیسمی ترسیم شده است و الگوهای شبیه ماندالا (وجود حلقه‌های متحدالمرکز) در سیگنال کودک دچار اختلال اتیسم به وضوح مشاهده می‌شود، البته همانطور که در [۶۳] گفته شده است این شرط برای تشخیص اختلال در یک سیگنال حیاتی کافی نیست.

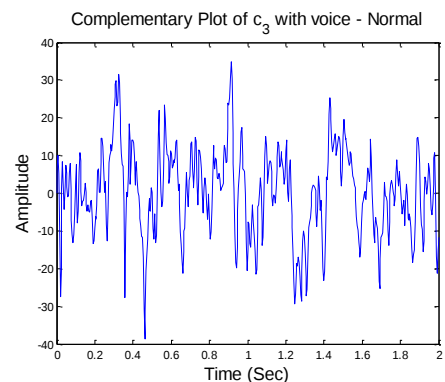
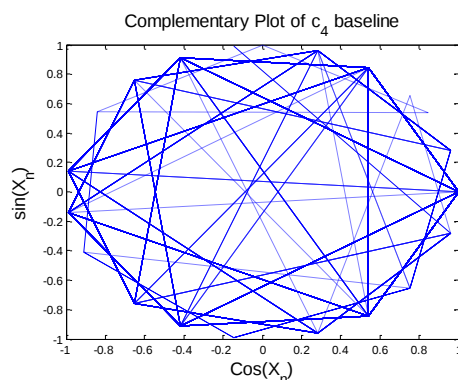
¹ Mandala Like Patterns

² Terms of Coexisting Opposites

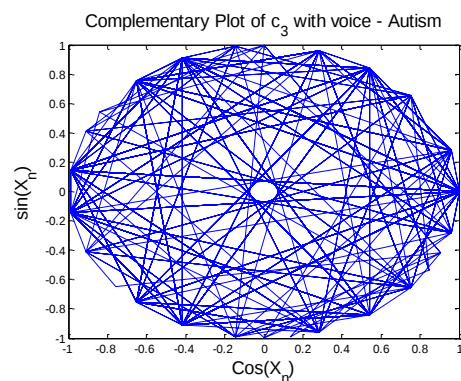
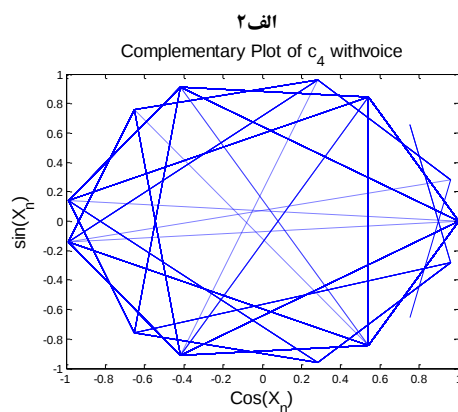
³ Standard Complementary Plot



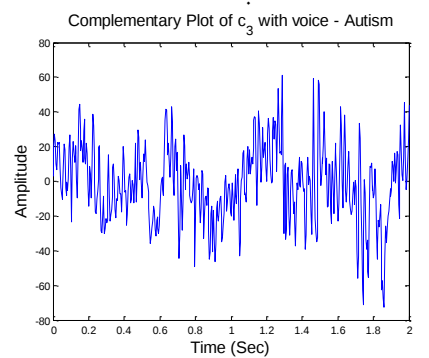
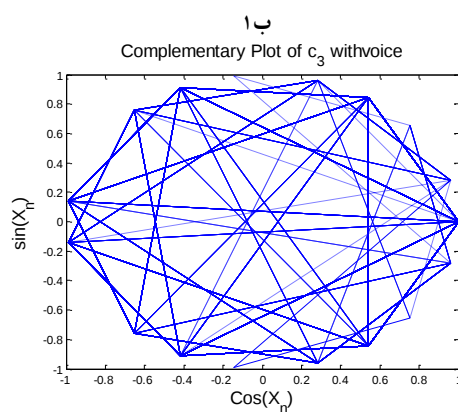
الف ۱



الف ۲



ب ۱



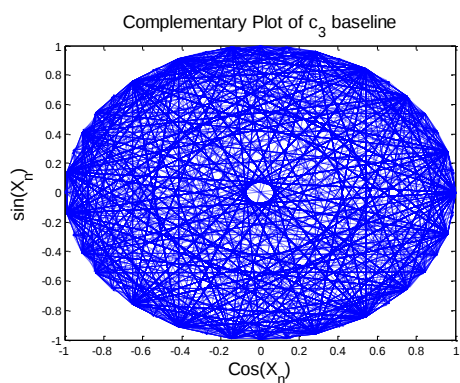
ب ۲

شکل ۲ بازنمایی سیگنال EEG به روش نمودار مکمل استاندارد برای
 سیگنالها با طول ثابت (۸ ثانیه با فرکانس ۲۵۶) و شرایط ثبت یکسان الف.

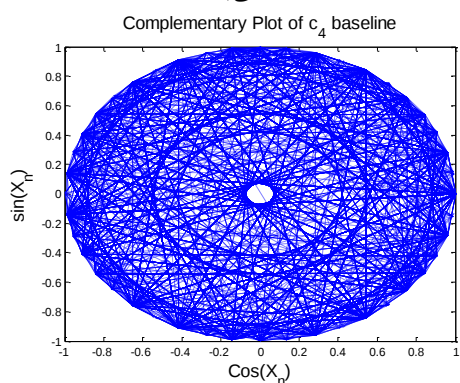
سالم ب. ASD

(الف) سالم ب. ASD

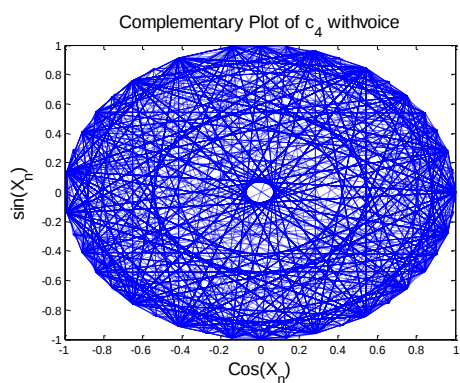
ب ۲



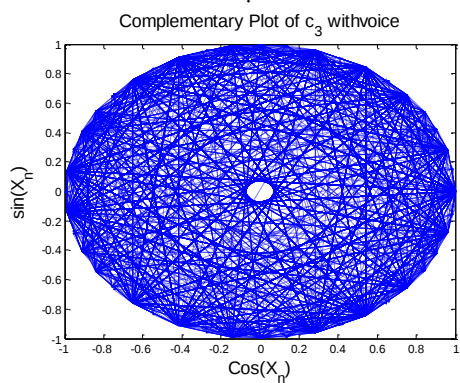
الف ۱



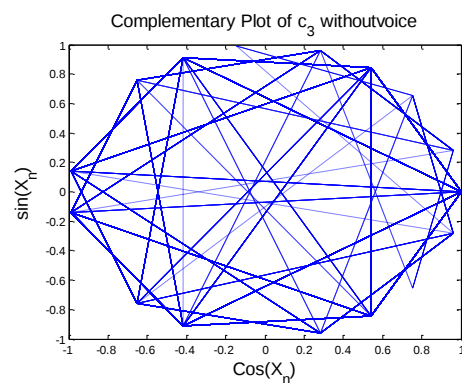
الف ۲



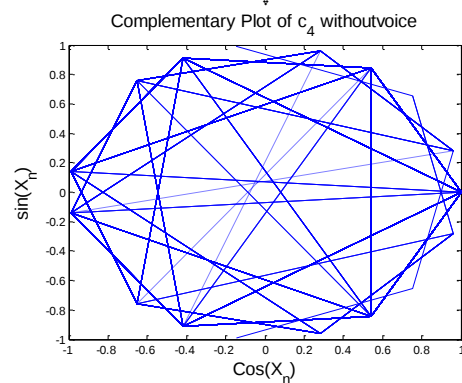
ب ۱



ب ۲



پ ۱



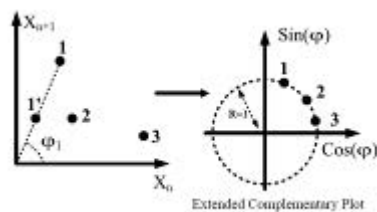
پ ۲

شکل ۳. بازنمایی سیگنال EEG کودک سالم به روش نمودار مکمل استاندارد برای سیگنال با طول ثابت (۸ ثانیه با فرکانس ۲۵۶) و شرایط مختلف روی دو کانال C3 (نماینده نیمکره چپ که در شکلهای شماره ۱ دارند) و C4 (نماینده نیمکره راست که در شکلهای شماره ۲ دارند) الف. وضعیت زمینه ب. وضعیت با صدا پ. وضعیت بدون صدا

در شکل ۳ بازنمایی سیگنال EEG کودک سالم و در شکل ۴ کودک ASD به روش نمودار مکمل استاندارد برای سیگنال با طول ثابت (۸ ثانیه با فرکانس ۲۵۶) در شرایط زمینه (کودک روی صندلی نشسته بدون پخش انیمیشن) با صدا (کودک روی صندلی نشسته و در حال تماشای انیمیشن باصدا است) و بدون صدا (کودک در حال تماشای همان انیمیشن مرحله قبل و بدون صدا است) و روی دو نیمکره چپ و راست، نمایش داده شده است.

مقایسه این دو شکل در وضعیتهای یکسان و کانالهای یکسان بخوبی تفاوت مشهود بین الگوی تغییرات سالم و ASD را نشان میدهد و اینکه الگوهای ماندالاگونه در ASD در همه حالات و زمانها مشهود است اما در کودکان سالم این الگو مشاهده نمیگردد که با استفاده از قطع پوانکاره کمی خواهد گردید.

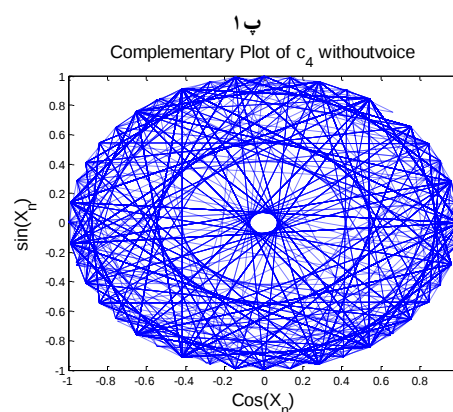
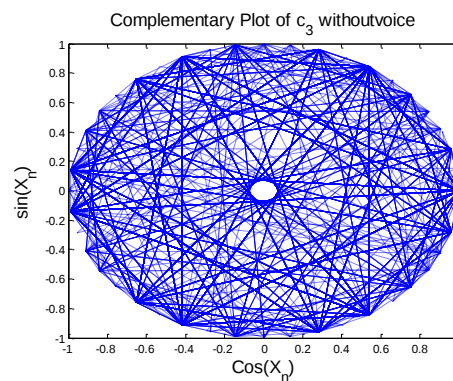
مطلق دامنه و انرژی به عنوان نقاطی یکسان بازنمایی می‌شوند. همانطور که در شکل ۵ مشاهده می‌شود در فضای مکمل توسعه یافته، اثری از دامنه وجود ندارد و نقاطی که روی یک زاویه هستند در فضای جدید برهم منطبق خواهند شد.



شکل ۵. طریقه اعمال نمودار مکمل توسعه یافته

به نظر می‌رسد بخش اعظم روش‌های مورد استفاده به منظور مدل‌سازی و پردازش سیگنال بر اصالت مقدار مطلق انرژی بنا شده‌اند. در نگاشت‌های بازگشتی این دامنه‌ی سری زمانی است که باید توسط دامنه‌ی - انرژی - خروجی مدل دنبال شود. در مدل‌های پارامتری و پیش‌بین با استفاده از یک تابع هزینه سعی در تخمین پارامترهای مدل به گونه‌ای دارند، که دامنه - یا همان انرژی - خروجی آنها هرچه بیشتر به دامنه‌ی سیگنال مورد مطالعه نزدیک باشد. در نمای لیاپانف این تفاوت در تغییر مقدار مطلق دامنه (انرژی) سیگنال به ازای دو شرط اولیه نزدیک به هم است که مورد نظر است. در تحلیل طیف توان این دامنه‌ی سیگنال (انرژی آن) در فرکانس‌های مختلف است که باهم مقایسه می‌شوند. استخراج متغیرهای آماری و ممان‌ها نیز با تکیه بر مقادیر انرژی صورت می‌گیرد. به نظر می‌رسد تعداد معدودی از شاخص‌ها مانند بعد همبستگی، به مقدار مطلق انرژی توجه جدی ندارند. شمارش نقاط درون دایره‌ای که شعاع آن در محدوده‌ی مقیاس بندی^۲ است در محاسبه‌ی بعد همبستگی، براساس مقدار مطلق انرژی صورت نمی‌گیرد و این تشابه مقدار انرژی نقاط به هنگام شمارش است معیار قرار گرفتن آنها درون دایره خواهد بود. با توضیحاتی که در این مقاله درباره‌ی قطع پوانکاره خواهیم داد، می‌توان ادعا کرد که در این شیوه‌ی مدل‌سازی توجه به انرژی - به صورت مطلق و حتی نسبی - در پایین‌ترین سطح ممکن خواهد بود.

اهمیت نپرداختن یک شیوه‌ی پردازشی به انرژی یک سیستم - به طور مطلق یا نسبی - در این است که وقتی انرژی معیار شناخت نباشد، باید شناخت را به بعد سوم سیستم‌های سه وجهی یا همان اطلاعات مرتبط دانست. از آنجایی که در سبیرنتیک اطلاعات به عنوان وجه سوم ماهیتی مجزا از انرژی و ماده و البته در ارتباط و تعامل با آنهاست، مدل‌سازی اطلاعاتی باید گونه‌ای از مدل‌سازی باشد که اطلاعات وجه غالب آن است و قطع پوانکاره به این مضمون بسیار نزدیک است. در این رابطه مؤلفین در تمامی مراحل مدل‌سازی سعی دارند تا حد ممکن نقش انرژی را کاهش دهند. در بین روش‌های بیان شده به منظور بازنمایی روش



شکل ۴. بازنمایی سیگنال EEG کودک ASD به روش نمودار مکمل استاندارد برای سیگنال با طول ثابت (۸ ثانیه با فرکانس ۲۵۶) و شرایط مختلف روی دو کانال C3 (نمایشده نیمکره چپ که در شکلها شماره ۱ دارند) و C4 (نمایشده نیمکره راست که در شکلها شماره ۲ دارند)
 الف. وضعیت زمینه ب. وضعیت با صدا پ. وضعیت بدون صدا

۲-۱-۵ نمودار مکمل توسعه یافته^۱

یک روش دیگر برای دستیابی به نمودارهای مکمل که اولین بار در این تحقیق معرفی شده است، ترکیبی از روشهای بازنمایی نسبی گرا و نمودار مکمل است که هدف اصلی آن توجه ویژه به فاز (اطلاعات) و حذف تأثیر دامنه (انرژی) بر مطالعات سیگنال است. روش کار بدین ترتیب است که ابتدا نسبی گرایی در بازنمایی یا هر نمونه بر اساس نمونه‌ی قبلی نمایش داده می‌شود، سپس کسینوس و سینوس زاویه‌ی شکل گرفته بین محور افقی و خطی که هر کدام از نقاط را به مبدأ مختصات متصل می‌کند در نظر گرفته می‌شوند به این ترتیب در بازنمایی نسبی گرایی محور افقی و عمودی به عنوان قسمت های حقیقی و موهومی یک عدد مختلط در نظر گرفته می‌شوند. (شکل ۵) و نمایش این نقاط مختلط در سیستم مختصات دکارتی نیز یک نمودار مکمل را شکل خواهد داد. در این روش نقاطی که بر روی یک خط قرار دارند - یا به عبارت دیگر نسبت نمونه‌ی فعلی و قبلی در آنها مقداری ثابت است - بدون توجه به مقدار

^۲ Scaling Region

^۱ Extended Complementary Plot

نمودارهای مکمل است که در بازنمایی، مفهوم فاز را جایگزین انرژی کرده است.

۲-۲ لایه دوم انتخاب مقطع مناسب

پس از بازنمایی در فضای مناسب بایستی مقطع مناسب انتخاب و انتقال به فضای پوانکاره و استخراج ویژگی نیز پس از انجام می‌شود. این مرحله از اهمیت فراوانی برخوردار است و معیارهای متعددی به منظور انتخاب مقطع مناسب می‌توان تعیین نمود که البته به هدف از اعمال قطع پوانکاره وابسته است. چنانچه هدف تعیین نوع دینامیک سیستم - پریودیک یا آشوب گونه باشد - وقتی مقطع پوانکاره به درستی انتخاب شده است که تمام حلقه‌های تراژکتوری را قطع کند [۶۴] در واقع در این سری از مسائل هر نقطه‌ای قطع نماینده‌ی یک اوربیت از تراژکتوری ترسیم شده خواهد بود. اگر تعداد این نقاط تنها یکی باشد، رفتار را پریود ۱ می‌گویند. در این حالت نقطه‌ی کار سیستم می‌تواند همان نقطه‌ی قطع بر روی مقطع باشد (حالت خاص) یا این تراژکتوری در هر دور گردش از همان نقطه عبور خواهد کرد. با افزایش نقاط قطع پریود سیستم ۲، ۳ و... برابر خواهد شد. این تفسیر درباره‌ی رفتار یک سیستم بر اساس قطع پوانکاره زمانی صادق است که فضای بازنمایی از نوع اول، دوم و یا بازسازی فضای فاز توسعه یافته باشد، بدون تقلیل بعد بازسازی باشد. یعنی نباید برای بازسازی یک سری زمانی با بعد بازسازی ۳ از صفحه و از فضای سه بعدی وقتی بعد بازسازی بیشتر از ۳ است استفاده کرد. چرا که در این صورت نمی‌توان مطمئن بود که تراژکتوری خودش را در نقاط قطعی که تکرار می‌شوند، قطع کرده است. علاوه بر این زمان غیر صریح است و نقاط قطع تنها یک توالی زمانی دارند و درباره‌ی مدت زمانی که بین هر دو نقطه‌ی قطع متوالی طول می‌کشد با فاصله‌ی زمانی بین نقاط دیگر یکسان نیست. نمونه‌ی قابل تصور این تغییر فاصله RRI است که با وجود این که فاصله‌ی زمانی بین دو پیک متوالی R است، در هر بار تقاطع تغییر کرده و HRV را پدید می‌آورد. با استفاده از فضای فاز و نتایج قطع پوانکاره تنها می‌توان از ترتیب زمانی نقاط مطلع شد و درباره‌ی فاصله‌ی زمانی بین نقاط نمی‌توان اظهار نظر نمود. [۳۴]

۳-۲ انتقال به فضای پوانکاره و استخراج ویژگی

در این لایه با توجه به استراتژی هندسی اتخاذ شده و لایه‌های قبلی ویژگی‌ها استخراج می‌گردند و توجه ویژه به کیفی بودن ویژگی‌ها می‌باشد.

۳-۳ دادگان

چگونگی ثبت سیگنال EEG به علت دارا بودن اطلاعات مهم و در عین حال نویز و اغتشاشات زیاد، از اهمیت بالایی برخوردار است. نویزهایی مانند آرتیفکتهای حرکتی، مشکلات رسانی در الکتروگذاری، نویز برق شهر و اثرات ناشی از سایر سیگنالهای حیاتی

مانند ECG و EOG و ... عواملی هستند که اهمیت چگونگی ثبت EEG را نشان می‌دهد. علاوه بر این موارد نوع ثبت از نقطه نظر اینکه چه ویژگی‌هایی مورد نظر است اهمیت دارد و این امر اهمیت مکان الکترودها را نشان می‌دهد. استانداردهایی برای مکان الکتروگذاری در ثبت EEG با هدف تعمیم الکتروگذاری تعریف شده اند که مهمترین و عمومی‌ترین استاندارد موجود استاندارد ۱۰-۲۰ می باشد. در حال حاضر بیشتر ثبت های دنیا با این استاندارد انجام می شود و تجهیزات الکتروانسفالوگرام مطابق بر این استاندارد ساخته می‌شوند. دو نوع مونتاژ برای ثبت معمولاً استفاده میشود که عبارتند از تک قطبی و دو قطبی که در این تحقیق نیز داده‌ها مطابق با این استاندارد و به صورت تک قطبی گوش ثبت شده اند، نام گذاری الکترودها شامل قوانین زیر است:

نام هر الکترو دارای یک حرف می‌باشد که بیانگر لوب (Lobe) قرار گرفتن آن می‌باشد و شامل:

(۱) F^۱ (فرونتال)، T^۲ (تمپورال)، C^۳ (سانترال)، P^۴ (پرینتال)، O^۵ (اکسیپیتال)، Fp^۶ (پری فرونتال).

(۲) نام هر الکترو با شماره‌ای مشخص می‌شود که اعداد زوج لوب سمت راست و اعداد فرد لوب سمت چپ را مشخص می‌کنند.

(۳) اندیس Z^۷ نمایانگر خط صفر یا محل اتصال دو لوب سمت چپ و راست می‌باشد.

(۴) هر چه فاصله از خط صفر (خط عبور کننده از بینی تا پس سر) بیشتر باشد عدد بزرگتر اختصاص داده می‌شود.

منظور از مونتاژ نیز یکی از دشواریهای اصلی در ثبت سیگنال الکتروانسفالوگرافی کودکان ASD عدم همکاری آنها در ثبت است بطوری که در تحقیقات انجام شده به ندرت از ثبت چشم بسته و حتی چشم باز این کودکان صحبت شده است. در این تحقیق با همکاری نزدیک مرکز اُتسم نور هدایت مشهد و بیمارستان ابن سینا و مرکز جامع توانبخشی آرن بر این دشواریها فائق آمده و حتی یک پرتکل جدید مبتنی بر اشکال رایج در دینامیک مغزی کودکان ارایه گردیده است. این تحقیق بر روی ۳۰ کودک مبتلا به اختلال اُتسم و ۱۵ کودک سالم در رنج سنی ۳ تا ۱۰ سال انجام گرفته است و دادگان مورد بررسی در این تحقیق در سه دسته قرار می‌گیرند: دسته اول دادگان ثبت شده در بیمارستان ابن سینا مشهد که حین خواب به مدت ۲ ساعت و با سیستم ۱۰-۲۰ ثبت است، دسته دوم دادگان ثبت شده در مرکز جامع توانبخشی و توانمند سازی روانی آرن که در بیداری و با سیستم ۱۰-۲۰ به صورت چشم باز و چشم بسته هریک به مدت ۵ دقیقه، ثبت شده است و دسته

¹ Frontal

² Temporal

³ Central

⁴ Parietal

⁵ Occipital

⁶ Prefrontal

⁷ Zero

۴-نتایج

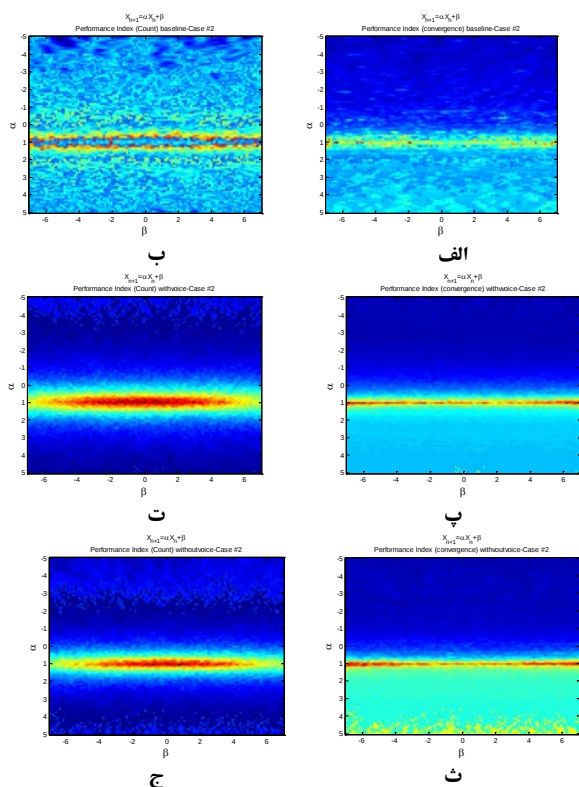
۴-۱ روش بازنمایی نسبی نگری و قطع درجه ۱

$$\text{Div} = \sqrt{(x_{k+2} - x_{k+1})^2 + (x_{k+1} - x_k)^2}$$
$$\text{Divergence} = \frac{\text{Div}}{n}$$

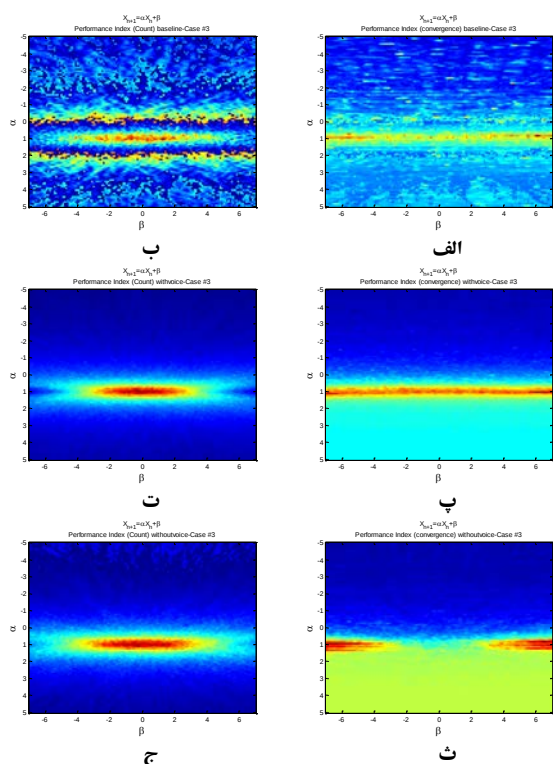
ناحیه ای مطلوبست که تعداد حداکثر و واگرایی هم حداکثر گردد همانطور که از قبل حدس زده می‌شد حوالی خط $Y = X$ بیشترین تعداد نقاط قطع را خواهیم داشت اما معیار بیشترین بسط نشان می‌دهد که

[illegible]

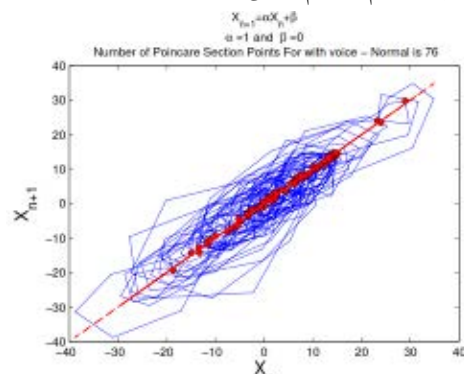
عرض از مبدا میتواند باعث شود که بسط داشته باشیم یعنی بایستی $\alpha=1$ باشد و β می تواند کمک کننده در رسیدن به قطع بهتر باشد. و این مطلب در سالم و اتیسم تفاوتی ندارد.



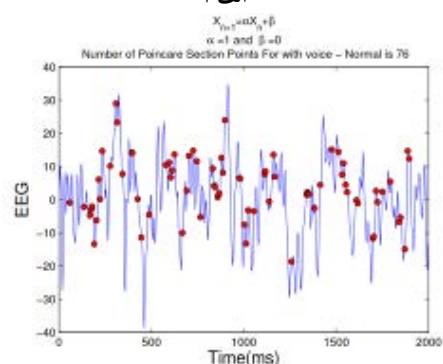
شکل ۸. بررسی صفحه پوانکاره پهنه یک بعدی در سالم (فضای بازسازی شده‌ی نسبی تگر) سمت چپ معیار بیشترین تعداد برخورد، سمت راست معیار بیشترین بسط سیگنال



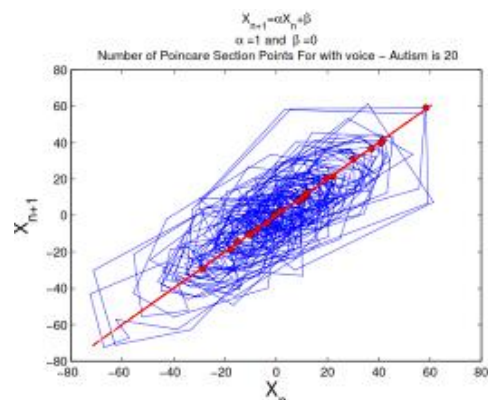
شکل ۹. بررسی صفحه پوانکاره پهنه یک بعدی در اتیسم (فضای بازسازی شده‌ی نسبی تگر) سمت چپ معیار بیشترین تعداد برخورد، سمت راست معیار بیشترین بسط سیگنال



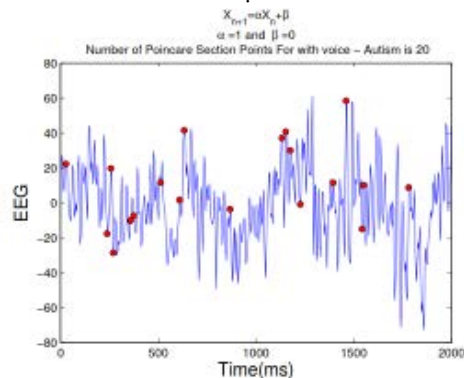
الف ۱



الف ۲



ب ۱



ب ۲

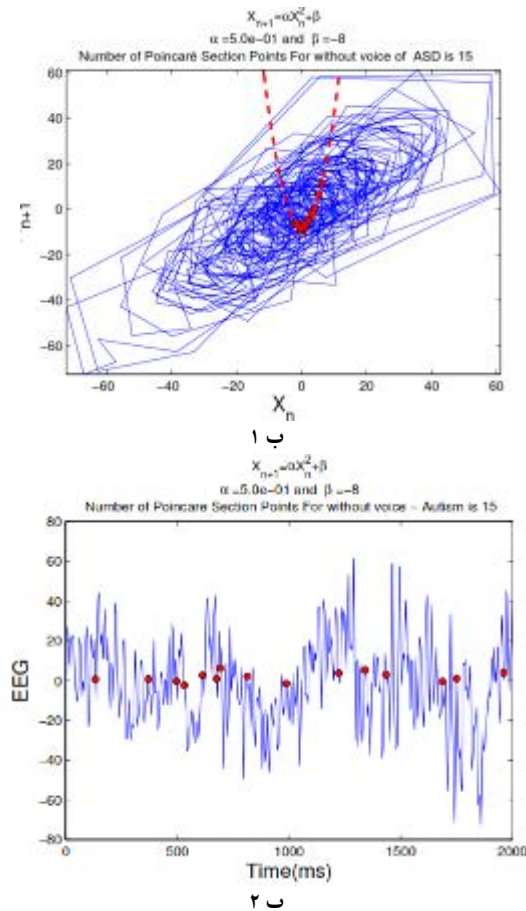
شکل ۱۰. قطع پوانکاره سیگنال EEG با خط $Y=X$ در فضای بازسازی شده نسبی تگر و حوزه زمان الف. سالم ب. ASD

۲-۴ روش بازنمایی نسبی تگری و قطع درجه ۲

قطع پوانکاره در واقع سوالی است که در بازنمایی مطلوب از دینامیک سیستم پرسیده می شود قطعاً هر چه سوال پرسیده شده فنی تر باشد پاسخ داده شده زوایای بیشتری از دینامیک را آشکار خواهد کرد در قطع بهینه پوانکاره هدف رسیدن به بیشترین بسط و با بیشترین تعداد نقاط است و در قطع درجه ۱ با محدودیت برخورد می کنیم زیرا قطع درجه سوال ساده ای از دینامیک سیگنال است که پاسخ ساده ای نیز خواهد داشت و هم از نقاط قبض هم از نقاط بسط سیگنال برداشت خواهیم داشت و شکل ۸ بررسی صفحه پوانکاره بهینه یک بعدی در سالم (فضای بازسازی شده نسبی تگری) سمت چپ معیار بیشترین تعداد برخورد، سمت راست معیار بیشترین بسط سیگنال شکل ۸ مؤید این موضوع است که در راستای $Y = X$ قطع تشخیص داده میشود درحالی که میدانیم این راستا جایی است که $X_{n+1} = X_n$ باشد و این مفهومی متناقض با بسط است. خصوصیت ویژه قطع سهمی انتخاب شده با معادله

$$Y = \alpha X^2 + \beta$$

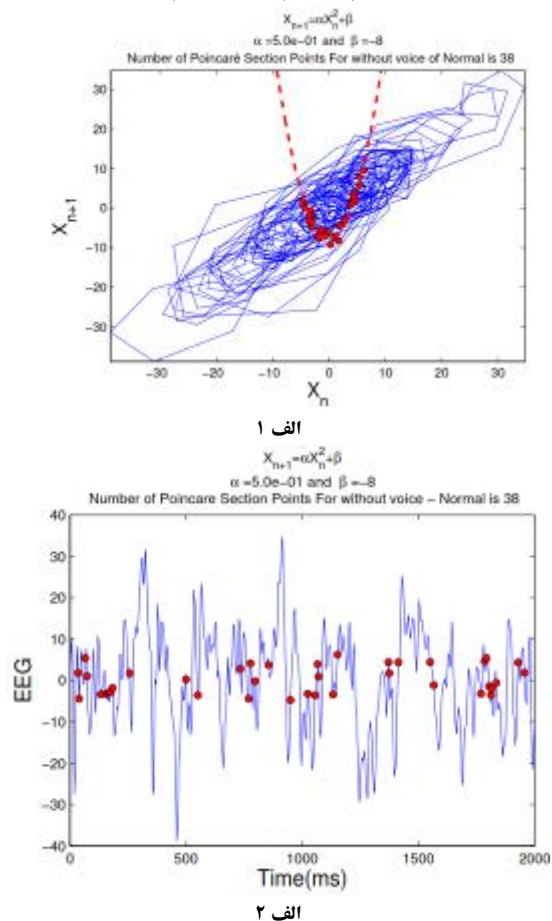
آن است که به ما این امکان را می دهد بدون درگیر شدن با نقاط قبض فقط از نقاط بسط سیگنال آن هم در جایی که بیشترین تراکم را داریم برداشت کنیم.



شکل ۱۰ قطع پوانکاره سیگنال EEG با خط $Y = 0.5X^2 - 8$ در فضای بازسازی شده نسبی تگری و حوزه زمان الف. سالم. ب. ASD.

۳-۴ روش بازنمایی نمودار مکمل و قطع دایره ای

نمودار مکمل یکی از مناسبترین بازنمایی ها برای قطع پوانکاره است زیرا همانطور که در مورد خصوصیات آن گفته شد نگاهی کاملاً کیفی به سیگنال دارد. با توجه به شرایط ویژه این بازنمایی در این وضعیت از قطع دایره ای با رابطه $Y^2 + X^2 = R^2$ استفاده خواهد شد، قابل توجه اینکه برخلاف بازنمایی های قبلی که قطع دایره ای مفهوم انرژی سیگنال را دارد اینجا قطع دایره ای به فازها توجه دارد. برای یافتن نقاط تقاطع تراژکتوری خط واصل بین هر نقطه و نقطه بعدی در نمودار مکمل ترسیم و تقاطع آن با دایره مفروض بدست می آید. البته با توجه به فرکانس نمونه برداری خطوط و مقطع، در این فضا بایستی حداقل خطایی - را به عنوان آستانه - در برنامه فرض کرد. نمودارهای مکمل مورد استفاده در این تحقیق نمودار مکمل استاندارد، نمودار مکمل توسعه یافته هستند که در بخش قبل به تفصیل در مورد آن توضیح داده شد و در ادامه به اعمال آنها بر سیگنال EEG و خصوصیات آنها خواهیم پرداخت.



۴-۴ استخراج تغییر الگوی سیگنال مغزی اتیسم نسبت به

سالم با استفاده از قطع پوانکاره

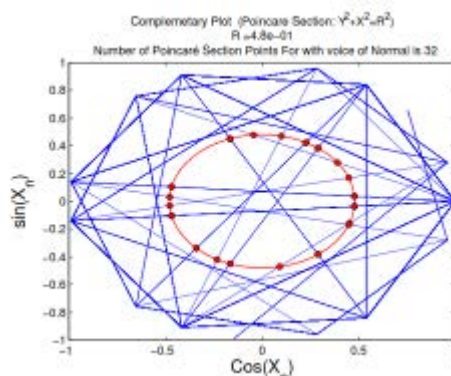
در این تحقیق استخراج تغییر الگوی سیگنال مغزی اتیسم نسبت به سالم با استفاده از قطع پوانکاره انجام شده است، یکی از الگوها تغییر تعداد نقاط قطع پوانکاره در بازنمایی‌های مختلف است. در شکل ۱۳ اثر تغییر شعاع مقطع دایره‌ای در نمودار مکمل استاندارد بر تعداد نقاط مورد بررسی قرار داده شده است. همانطور که مشاهده میشود الگوی تغییرات در سالم و اتیسم (شکل ۱۳) کاملاً متفاوت است و پله‌های تغییر و نوسانات هر پله با پله دیگر در قطع پوانکاره ی نمودار مکمل استاندارد معیاری قابل توجه شگفت انگیز در تشخیص است. شکل ۱۴ معیاری بسیار تعیین کننده و گرف را در شناسایی دینامیک اتیسم نشان میدهد و آن تعداد نقاط قطع پوانکاره در تغییر شعاع دایره مقطع با نمودار مکمل گسترش یافته است همانطور که مشاهده می شود رنج تغییرات و دینامیک تغییرات کاملاً متفاوت است. در این تحقیق از ۴ نوع مقطع معرفی شده برای تشخیص تغییر دینامیک در اختلال اتیسم استفاده گردید. (جدول ۲)

جدول ۲ انواع قطع پوانکاره های مورد استفاده در این تحقیق

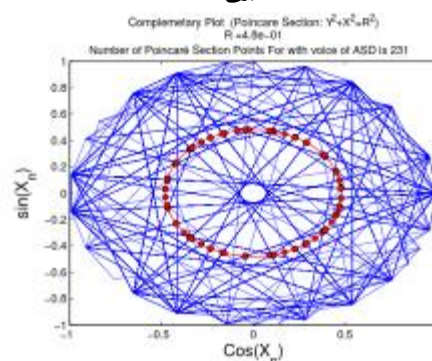
نوع بازنمایی	نوع مقطع
بازنمایی نسبی گرایی	مقطع درجه ۱ (نوع اول) $Y = aX + \beta$
	مقطع درجه ۲ (نوع دوم) $Y = aX^2 + \beta$
بازنمایی نمودار مکمل استاندارد (نوع سوم)	مقطع دایره ای $Y^2 + X^2 = R^2$
بازنمایی نمودار مکمل گسترش یافته (نوع چهارم)	

ویژگیهای مورد استفاده در تشخیص تغییر دینامیک در جدول ۳ آمده است این ویژگیها برای ۴ نوع مقطع معرفی شده و برحسب تعداد نقاط برخورد، میانگین و واریانس فاصله نقاط برخورد تا مبدا، میانگین و واریانس زاویه نقاط برخورد با محور افقی، تعیین شده اند. در واقع بوسیله این ویژگیها کیفیت تغییرات مورد بررسی قرار میگیرد.

در قطعههای مختلف و نتایج مشابهی در تشخیص داده شد که بهترین نتیجه مربوط به بازنمایی نمودار مکمل گسترش یافته (شکل ۵) و قطع دایره ای بوده است. بدین ترتیب که در تحلیل آماری انجام شده بر ویژگیهای ۱۶ گانه بهترین ویژگی $NCPSP_4$ بوده است که در اختلال طیف اتیسم (0.197 ± 0.076) و در گروه کنترل (0.4421 ± 0.1030) است و دارای سطح معناداری بسیار مناسبی است $(P < 0.01)$ است و ویژگیهای $NCPSP_3$ ، M_{PPSP_2} ، M_{PPSP_1} ، V_{PPSP_1} نیز ویژگیهای قابل توجهی با سطح معناداری $(P < 0.03)$ هستند. در تحقیقی که بر روی ASD با استفاده از ابزار مویک و (استخراج همدوسی در توان) و با شرایط ثبت خاص انجام شده بود بهترین نتایج $(P = 0.04)$ گزارش گردیده است. [۶۸] به نظر میرسد علت پاسخ بسیار مناسب $NCPSP_4$

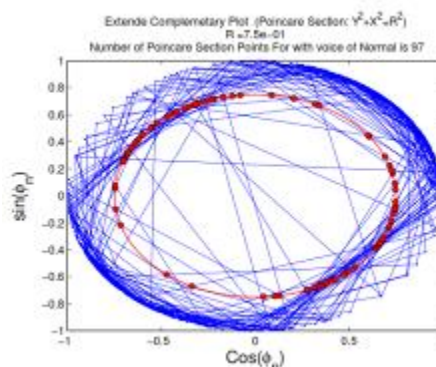


الف

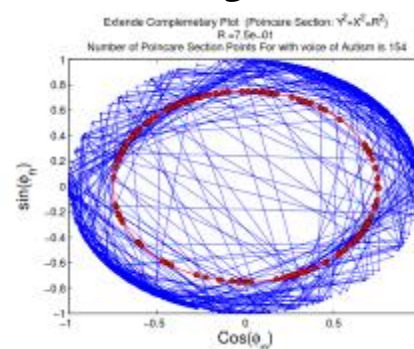


ب

شکل ۱۱ قطع پوانکاره سیگنال EEG با دایره $Y^2 + X^2 = R^2$ در فضای بازسازی شده نمودار مکمل استاندارد الف. سالم ب. ASD.

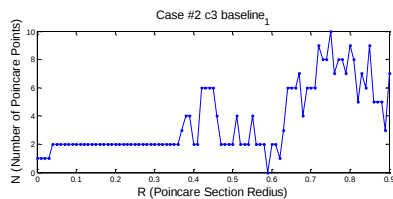


الف

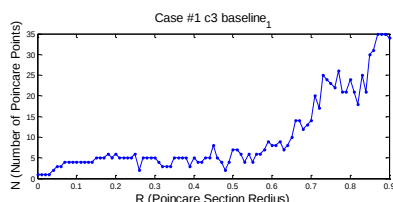


ب

شکل ۱۲ قطع پوانکاره سیگنال EEG با دایره $Y^2 + X^2 = R^2$ در فضای بازسازی شده نمودار مکمل گسترش یافته. الف. سالم ب. ASD.



الف



ب

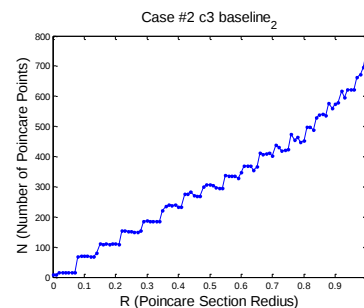
شکل ۱۴ اثر تغییر شعاع مقطع بر تعداد نقاط قطع پوانکاره
 (بازنمایی مکمل گسترش یافته) دو تائیه از سیگنال EEG در حالت اولیه
 الف. سالم ب. ASD

۵- نتیجه گیری و بحث

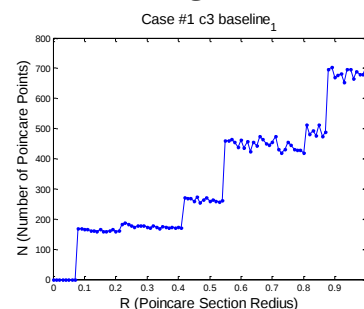
در این تحقیق از ابزارهای جدیدی برای بازنمایی عدم تقارن در سیگنالها و انتقال آنها به فضای کیفیت و اطلاعات مبتنی بر قطع پوانکاره معرفی شدند. اساس این تحقیق بر نگرش اطلاعاتی به دینامیک سیستم مبتنی بر قطع پوانکاره استوار است و یک کاربرد آن برای تشخیص الگوی تغییرات سیگنال الکتروانسفالوگرافی مغز در اختلال اُتسم (که به اعتقاد ما یک بیماری اطلاعاتی در مغز است) نسبت به سالم پیاده سازی گردیده است. اختلال اُتسم یک اختلال خاص با اختلاف نظرهای گوناگون در نتایج تحقیق است [۷] علت آن نیز در مدلسازی انرژی و جزء نگری در روشهای معمول است. در تحقیق اخیر یک روش مدلسازی رفتاری مبتنی بر اطلاعات و کل نگری است. اهمیت نپرداختن یک شیوه-ی پردازشی به انرژی یک سیستم - به طور مطلق یا نسبی- در این است که وقتی انرژی معیار شناخت نباشد، باید شناخت را به بعد سوم سیستم- های سه وجهی یا همان اطلاعات مرتبط دانست. از آنجایی که در سیرنیک اطلاعات به عنوان وجه سوم ماهیتی مجزا از انرژی و ماده و البته در ارتباط و تعامل با آنهاست، مدلسازی اطلاعاتی باید گونه‌ای از مدلسازی باشد که اطلاعات وجه غالب آن است و قطع پوانکاره به این مضمون بسیار نزدیک است. برخی از خصوصیات ویژه این تحقیق عبارتند از: معرفی اصول اعمال قطع پوانکاره با هدف مدلسازی اطلاعاتی، معرفی یک بازنمایی کاملاً اطلاعاتی از سیگنال، معرفی یک پرتکل جدید ثبت سیگنال الکتروانسفالوگراف مبتنی بر تجربیات کار عملی با کودکان اُتسمی که محدودیتها و دشواریهای روشهای معمول را ندارد، اعمال قطع پوانکاره بر سیگنال EEG و بیان مفاهیم آن برای اولین بار در این تحقیق ارایه گردیده است.

نتایج حاصل از پیاده سازی روش مبتنی بر اطلاعات حاکی از پاسخ دقیق بی قید و شرط به این سوال است که تغییر دینامیک الگوی سیگنال EEG اُتسم چگونه است؟ و علت این تغییر دینامیک چیست؟ پاسخ به سوال اول در نقاط قطع پوانکاره (در مقطع کشف شده) است که در

کیفی بودن روش بازنمایی و توجه کامل به فاز در رفتار EEG از یک طرف و شمارش در کمی سازی بجای اندازه گیری است.



الف



ب

شکل ۱۳ اثر تغییر شعاع مقطع بر تعداد نقاط قطع پوانکاره (بازنمایی مکمل استاندارد) دو تائیه از سیگنال EEG در حالت اولیه الف. سالم ب. ASD

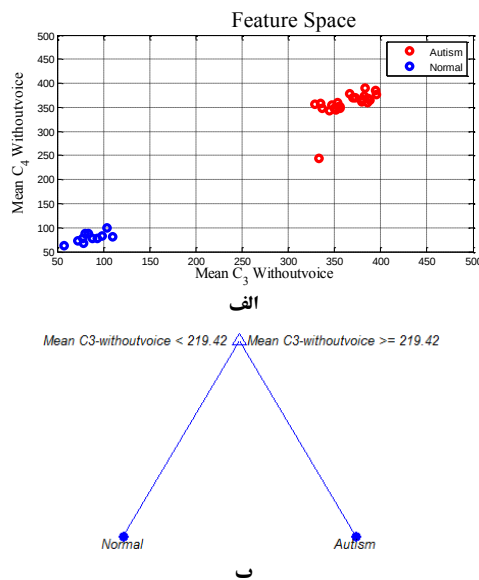
جدول ۳ فضای ویژگی و ویژگیهای استفاده شده در شناسایی تغییر دینامیک

شماره ویژگی	شرح ویژگی	اختصار
۱	تعداد نقاط برخورد با قطع بهینه نوع اول	$NCPSP_1$
۲	تعداد نقاط برخورد با قطع بهینه نوع دوم	$NCPSP_2$
۳	تعداد نقاط برخورد با قطع بهینه نوع سوم	$NCPSP_3$
۴	تعداد نقاط برخورد با قطع بهینه نوع چهارم	$NCPSP_4$
۵ و ۶	میانگین و واریانس فاصله نقاط برخورد قطع نوع اول با مبدا مختصات	M_{DPSP_1} V_{DPSP_1}
۷ و ۸	میانگین و واریانس فاصله نقاط برخورد قطع نوع دوم با مبدا مختصات	M_{DPSP_2} V_{DPSP_2}
۹ و ۱۰	میانگین و واریانس زوایای بردار نقاط برخورد قطع نوع اول با محور افقی	M_{PPSP_1} V_{PPSP_1}
۱۱ و ۱۲	میانگین و واریانس زوایای بردار نقاط برخورد قطع نوع دوم با محور افقی	M_{PPSP_2} V_{PPSP_2}
۱۳ و ۱۴	میانگین و واریانس زوایای بردار نقاط برخورد قطع نوع سوم با محور افقی	M_{PPSP_3} V_{PPSP_3}
۱۵ و ۱۶	میانگین و واریانس زوایای بردار نقاط برخورد قطع نوع چهارم با محور افقی	M_{PPSP_4} V_{PPSP_4}

۷-مراجع

- [1] L. Billeci, F. Sicca, K. Maharatna, F. Apicella, A. Narzisi, G. Campatelli, *et al.*, "On the application of quantitative EEG for characterizing autistic brain: a systematic review," *Frontiers in human neuroscience*, vol. 7, 2013.
- [2] S. E. Schipul, T. A. Keller, and M. A. Just, "Inter-regional brain communication and its disturbance in autism," *Syst. Neurosci*, pp. 5-10, 2011.
- [3] J. M. Kleinman, D. L. Robins, P. E. Ventola, J. Pandey, H. C. Boorstein, E. L. Esser, *et al.*, "The modified checklist for autism in toddlers: a follow-up study investigating the early detection of autism spectrum disorders," *Journal of autism and developmental disorders*, vol. 38, pp. 827-839, 2008.
- [4] J. A. Osterling, G. Dawson, and J. A. Munson, "Early recognition of 1-year-old infants with autism spectrum disorder versus mental retardation," *Development and psychopathology*, vol. 14, pp. 239-251, 2002.
- [5] G. Dawson, "Early behavioral intervention, brain plasticity, and the prevention of autism spectrum disorder," *Development and psychopathology*, vol. 20, pp. 775-803, 2008.
- [6] S. Mitchell, J. Brian, L. Zwaigenbaum, W. Roberts, P. Szatmari, I. Smith, *et al.*, "Early language and communication development of infants later diagnosed with autism spectrum disorder," *Journal of Developmental & Behavioral Pediatrics*, vol. 27, pp. S69-S78, 2006.
- [7] L. Billeci, F. Sicca, K. Maharatna, F. Apicella, A. Narzisi, G. Campatelli, *et al.*, "On the application of quantitative EEG for characterizing autistic brain: a systematic review," *Frontiers in Human Neuroscience*, vol. 7, pp. 1-15, August 2013.
- [8] C. Machado, M. Estévez, G. Leisman, R. Melillo, R. Rodríguez, P. DeFina, *et al.*, "QEEG Spectral and Coherence Assessment of Autistic Children in Three Different Experimental Conditions," *Journal of autism and developmental disorders*, pp. 1-19, 2013.
- [9] M. Linden and J. Gunkelman, "QEEG-guided neurofeedback for autism: Clinical observations and outcomes," in *Imaging the brain in autism*, ed: Springer, 2013, pp. 45-60.
- [10] A. Sheikhan, H. Behnam, M. R. Mohammadi, M. Noroozian, and M. Mohammadi, "Detection of abnormalities for diagnosing of children with autism disorders using of quantitative electroencephalography analysis," *Journal of medical systems*, vol. 36, pp. 957-963, 2012.
- [11] E. Hurt, L. E. Arnold, and N. Lofthouse, "Quantitative EEG Neurofeedback for the Treatment of Pediatric Attention-Deficit/Hyperactivity Disorder, Autism Spectrum Disorders, Learning Disorders, and Epilepsy," *Child and adolescent psychiatric clinics of North America*, vol. 23, pp. 465-486, 2014.
- [12] J. Strzelecka, "Electroencephalographic studies in children with autism spectrum disorders," *Research in Autism Spectrum Disorders*, vol. 8, pp. 317-323, 2014.

اختلال اتیسم نسبت به سالم تعداد نقاط و چیدمان نقاط و حتی ترتیب برخورد با مقطع تفاوت چشم گیری دارد و این تفاوت در سیگنال EEG خام با روش ساخت یافته‌ی معرفی شده و بازنماییهای ذکر شده، به وضوح قابل مشاهده است. در شکل ۱۵-الف فضای ویژگی MPPSP4 روی دو کانال C3 و C4 ترسیم شده است و قدرت تفکیک این ویژگی به نمایش درآمده است و نتیجه تفکیک با استفاده از درخت تصمیم گیری روی کانال C3 در وضعیت بدون صدا در شکل ۱۵-ب نشان داده شده است. و حاکی از کفایت ویژگی MPPSP4 برای دسته بندی دو گروه است.



شکل ۱۵. فضای ویژگی و درخت تصمیم گیری برای تفکیک سالم از ASD
الف. فضای ویژگی MPPSP4 دو کانال C3 و C4 برای سالم و اتیسمی ب.
دسته بندی کننده درخت تصمیم گیری

در پاسخ به سوال دوم بایستی به این نکته اشاره نمود که در اختلال اتیسم جریان اطلاعات در مغز دچار اختلال میگردد - نشانه آن نیز وجود عدم تقارن مغزی است- و علت طیف نامیده شدن این اختلال نیز از این واقعیت است که نمود این تغییر جریان اطلاعات در ماده (بدن) در افراد مختلف متفاوت است.

۶- تقدیر و تشکر

ثبت دادگان الکتروانسفالوگرافی کودکان اتیسمی دارای دشواریهای بسیاری است و این تحقیق با همکاری صمیمانه کلینیک خواب بیمارستان تخصصی روانپزشکی ابن سینای مشهد و متخصص مغز و اعصاب این مرکز جناب آقای دکتر وحید اسدپور، مرکز اتیسم نورهدایت مشهد و روانشناس و مدیریت محترم این مرکز سرکار خانم دکتر مریم حجتی و مرکز جامع توانبخشی و توانمند سازی آرن و مدیریت محترم این مرکز جناب آقای مهندس خاکسار صورت گرفته است از ایشان کمال تقدیر و تشکر را داریم.

- [29] M. R. H. Golpaygani, *System Cybernetic*. Mashhad: Sokhan Gostar, 1386.
- [30] F. Hyligen, "Cybernetics and Second-Order," in *Encyclopedia of Physical Science & Technology* (3rd ed.), ed New York: Mayers, 2001, pp. 155-170.
- [31] P. Berg, Y. Pomeau, and C. Vida, *L'ordre dans le chaos*. Paris: Hermann; Nouv. ed. corr edition, 1988.
- [32] W. J. Heinz Georg Schuster, *Deterministic chaos*: Wiley, March 2006.
- [33] J. Ruelle and P. E. a. D., "Ergodic theory of chaos and strange attractors," *REVIEWS OF MODERN PHYSICS*, vol. 57, p. 617, 1985.
- [34] J. Piskorski and P. Guzik, "Geometry of the Poincaré plot of RR intervals and its asymmetry in healthy adults," *PHYSIOLOGICAL MEASUREMENT*, vol. 28, pp. 287-300, 2007.
- [35] M. BRENNAN, M. PALANISWAMI, and P. KAMEN, "Poincaré plot interpretation using a physiological," *Am J Physiol Heart Circ Physiol*, vol. 283, pp. 1873-1886, 2002.
- [36] X. Jin-yi, Q. Yan-yan, C. Qiong, W. Qing-yi, and W. Yao-han, "Analysis of RR-Lorenz Plot in Patients of Sinus Rhythm With Long RR Interval," *Chinese Circulation Journal*, vol. 29, pp. 529-531, 2014.
- [37] H. GUURUULER, M. SAHIN, and A. FERIKOUGLU, "Feature selection on single-lead ECG for obstructive sleep apnea diagnosis," *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, vol. 22, pp. 465 - 478, 2014.
- [38] A. Voss, C. Fischer, R. Schroeder, H. R. Figulla, and M. Goernig, "Segmented Poincaré Plot Analysis," *Methods Inf Med*, vol. 5, pp. 511-515, 2010.
- [39] M. Toichi, T. Sugiura, T. Murai, and A. Sengoku, "A new method of assessing cardiac autonomic function and its comparison with spectral analysis and coefficient of variation of R-R interval," *J Auton Nerv Syst.*, vol. 62, pp. 79-84, 1997.
- [40] U. R. Acharya, K. P. Joseph, N. K. C. M. Lim, and J. S. Suri, "Heart rate variability: a review," *Med Bio Eng Comput*, vol. 44, pp. 1031-1051, 2006.
- [41] N. J. Dabanloo, S. Moharreri, S. Parvaneh, and A. Nasrabadi, "Application of Novel Mapping for Heart Rate Phase Space and Its Role in Cardiac Arrhythmia Diagnosis," *Computing in Cardiology*, vol. 37, p. 209-212, 2010.
- [42] A. B. a. A. Destexhe, "Is the Normal Heart a Periodic Oscillator?," *Biol. Cybern.*, vol. 58, pp. 203-211, 1988.
- [43] E. Conte, A. Federici, and J. P. Zbilut, "A new method based on fractal variance function for analysis and quantification of sympathetic and vagal activity in variability of R-R time series in ECG signals," *Chaos, Solitons and Fractals*, vol. 41, pp. 1416-1426, 2009.
- [44] T. D. Pham, T. C. Thang, M. Oyama-Higa, and M. Sugiyam, "Mental-disorder detection using chaos and nonlinear dynamical analysis of photoplethysmographic signals," *Chaos, Solitons & Fractals*, vol. 51, pp. 64-74, 2013.
- [45] E. D. ÜBEYL and I. GÜLER, "Statistics over Lyapunov Exponents for Feature Extraction: Electroencephalographic Changes Detection Case," *TRANSACTIONS ON ENGINEERING*, vol. 53, pp. 1-28, 2005/04/01 2005.
- [13] D. S. Cantor, R. W. Thatcher, M. Hrybyk, and H. Kaye, "Computerized EEG analyses of autistic children," *Autism Dev. Disord*, vol. 16, pp. 169-187, 1986.
- [14] E. V. Orekhovaa, T. A. Stroganovac, G. Nygrenb, M. M. Tsetline, I. N. Posikerac, C. Gillbergb, et al., "Excess of High Frequency Electroencephalogram Oscillations in Boys with Autism," *Biological Psychiatry*, vol. 62, pp. 1022-1029, 1 November 2007.
- [15] A. S. Chan, Y. M. Y. Han, S. L. Sze, M. Che-ung, W. W. Leung, and R. C. K. Chan, "Disordered connectivity associated with memory deficits in children with autism spectrum disorders," *Autism Spectr. Disord*, 2011.
- [16] R. Cobena, A. R. Clarke, W. Hudspethc, and R. J. Barryb, "EEG power and coherence in autistic spectrum disorder," *Clinical Neurophysiology*, vol. 119, pp. 1002-1009, May 2008.
- [17] N. Pop-Jordanova, T. Zorcec, A. Demerdzieva, and Z. Gucev, "QEEG characteristics and spectrum weighted frequency for children diagnosed as autistic spectrum disorder," *Nonlinear Biomedical Physics*, vol. 4, 2010.
- [18] K. J. Mathewsona, M. K. Jethaa, I. E. Drmicd, S. E. Brysonc, J. O. Goldbergb, and L. A. Schmidt, "Regional EEG alpha power, coherence, and behavioral symptomatology in autism spectrum disorder," *Clinical Neurophysiology*, vol. 123, pp. 1798-1809, September 2012.
- [19] A. Sheikhan, H. Behnam, M. R. Mohammadi, M. Noroozian, and M. Mohammadi, "Detection of abnormalities for diagnosing of children with autism disorders using of quantitative electroencephalography analysis," *Journal of medical systems*, vol. 36, pp. 957-963, 2012.
- [20] R. W. Thatcher, D. North, and C. Bivera, "EEG and intelligence: Relations between EEG coherence, EEG phase delay and power," *Clinical Neurophysiology*, vol. 116, pp. 2129-2141, September 2005.
- [21] W. Bosl, A. Tierney, H. Tager-Flusberg, and C. Nelson, "EEG complexity as a biomarker for autism spectrum disorder risk," *BMC Medicine*, vol. 9, 2011.
- [22] M. Ahmadlou, H. Adeli, and A. Adeli, "Fractality and a Wavelet-Chaos-Neural Network Methodology for EEG-Based Diagnosis of Autistic Spectrum Disorder," *Journal of Clinical Neurophysiology*, vol. 27 pp. 328-333, October 2010.
- [23] N. Wiener, *Cybernetics or Control and Communication in the Animal and the Machine* vol. 25: MIT press, 1961.
- [24] B. Korzeniewski, "Cybernetic Formulation of the Definition of Life," *Journal of Theoretical Biology*, vol. 209, pp. 275-286, 4/7/ 2001.
- [25] F. Heylighen and C. Joslyn, "Cybernetics and second order cybernetics," *Encyclopedia of physical science & technology*, vol. 4, pp. 155-170, 2001.
- [26] H. W. Franke, "A Cybernetic Approach to Aesthetics," *Leonardo*, vol. 10, pp. 203-206, 1977.
- [27] H. Von Foerster, "Cybernetics of cybernetics," *Understanding understanding*, pp. 283-6, 2003.
- [28] B. Korzeniewski, "Confrontation of the Cybernetic Definition of a Living Individual with the Real World," *Acta Biotheoretica*, vol. 53, pp. 1-28, 2005/04/01 2005.

- [59] I. Dvořák, "Takens versus multichannel reconstruction in EEG correlation exponent estimates," *Physics Letters A*, vol. 151, pp. 225–233, 10 December 1990.
- [60] R. Sharma and R. B. Pachori, "Classification of epileptic seizures in EEG signals based on phase space representation of intrinsic mode functions," *Expert Systems with Applications*, vol. 42, pp. 1106–1117, 15 February 2015.
- [61] J. Gao, J. Hu, and W.-w. Tung, "Complexity measures of brain wave dynamics," vol. 5, 2011.
- [62] O. Sasakia, P.-M. Gageyb, A. M. Ouakninec, J. Martinieried, M. L. V. Quoyend, M. Toupete, *et al.*, "Nonlinear analysis of orthostatic posture in patients with vertigo or balance disorders," *Neuroscience Research*, vol. 41, pp. 185–192, October 2001.
- [63] H. SABELLI, "COMPLEMENT PLOTS: ANALYZING OPPOSITES REVEALS MANDALA-LIKE PATTERNS IN HUMAN HEART BEATS," *International Journal of General Systems*, vol. 29, pp. 799-830, 2000.
- [64] R. Hilborn, *Chaos and Nonlinear Dynamics: An Introduction for Scientists and Engineers*. USA: Oxford University Press, January 11, 2001.
- [65] J. Piskorski and P. Guzik, "Geometry of the Poincaré plot of RR intervals and its asymmetry in healthy adults," *Physiological measurement*, vol. 28, p. 287, 2007.
- [66] A. M. Climent, M. de la Salud Guillem, D. Husser, F. Castells, J. Millet, and A. Bollmann, "Poincare surface profiles of RR intervals: a novel noninvasive method for the evaluation of preferential AV nodal conduction during atrial fibrillation," *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 433-442, 2009.
- [67] J. Piskorski and P. Guzik, "Filtering poincare plots," *Computational methods in science and technology*, vol. 11, pp. 39-48, 2005.
- [68] A. Catarino, A. Andrade, O. Churches, A. P. Wagner, S. Baron-Cohen, and H. Ring, "Task-related functional connectivity in autism spectrum conditions: an EEG study using wavelet transform coherence," *Molecular Autism*, vol. 4, pp. 1-14, 2013// 2013.
- [46] B. Ibarz, J. M. Casado, and M. A. F. Sanjuán, "Map-based models in neuronal dynamics," *Physics Reports*, vol. 501, pp. 1–74, 2011.
- [47] M. Amiri, E. Davoodi-Bojd, F. Bahrami, and M. Raza, "Bifurcation analysis of the Poincaré map function of intracranial EEG signals in temporal lobe epilepsy patients," *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 81, pp. 2471-2491, 2011.
- [48] P. Channell, G. Cymbalyuk, and A. Shilnikov, "Applications of the poincare mapping technique to analysis of neuronal dynamics," *Neurocomputing*, vol. 70, pp. 2107-2111, 2007.
- [49] B. Ibarz, J. M. Casado, and M. A. Sanjuán, "Map-based models in neuronal dynamics," *Physics Reports*, vol. 501, pp. 1-74, 2011.
- [50] N. Rulkov, I. Timofeev, and M. Bazhenov, "Oscillations in large-scale cortical networks: map-based model," *Journal of computational neuroscience*, vol. 17, pp. 203-223, 2004.
- [51] T. A. Denton and G. A. Diamond, "Can the analytic techniques of nonlinear dynamics distinguish periodic, random and chaotic signals?," *Computers in Biology and Medicine*, vol. 21, pp. 243–263, 1991.
- [52] C. J. Stam, "Nonlinear dynamical analysis of EEG and MEG: Review of an emerging field," *Clinical Neurophysiology* 116, pp. 2266–2301, 2005.
- [53] F. Takens, "Detecting strange attractors in turbulence," *Lecture Notes in Mathematics* vol. 898, pp. 366-381, 1981.
- [54] "Review Article Chaotic Time Series Analysis," vol. 2010, 2010.
- [55] A. M. F. a. H. L. Swinney, "Independent coordinates for strange attractors from mutual information," *Phys. Rev. A* 33, 1134, vol. 33, pp. 1134-1140, 1 February 1986.
- [56] P. Grassberger, "GENERALIZED DIMENSIONS OF STRANGE ATTRACTORS," *Physics Letters A*, vol. 97, pp. 227–230, 5 September 1983.
- [57] M. B. Kennel, R. Brown, and H. D. I. Abarbanel, "Determining embedding dimension for phase-space reconstruction using a geometrical construction," *Phys. Rev. A* , 3403 – Published, vol. 45, pp. 3403-3411, 1 March 1992.
- [58] I. Dvorak and J. Siska, "On some problems encountered in the estimation of the correlation dimension of the EEG," *Physics Letters A*, vol. 118, pp. 63–66, September 1986.

¹ **Complement plots** are created by calculating the sine and cosine of each term of a time series, plotting them in the XY plane. and drawing a chord between successive points to represent transitions

کنترل آشوب مبتنی بر ترکیب کنترل مد لغزشی ترمینال انتگرالی هوشمند با یک سطح لغزشی جدید و سیستم استنتاج فازی-عصبی تطبیقی

صفا خاری^۱، زهرا رحمانی^۲، بهروز رضایی^۳، سید جلیل ساداتی^۴

^۱ دانشجوی دکترا مهندسی برق کنترل، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل، s.khari@stu.nit.ac.ir

^۲ استادیار، دانشکده مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل، zrahmani@nit.ac.ir

^۳ استادیار، دانشکده مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل، brezaie@nit.ac.ir

^۴ استادیار، دانشکده مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل، jsadati@nit.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۴/۳/۲۰، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۴/۷/۲۶)

چکیده: در این مقاله کنترل کننده مد لغزشی ترمینال انتگرالی هوشمند با یک سطح لغزشی جدید مبتنی بر سیستم استنتاج فازی-عصبی تطبیقی، برای کنترل آشوب پیشنهاد می گردد. ابتدا برای یک کلاس از سیستم های دارای آشوب با نامعینی و اغتشاش یک کنترل کننده مبتنی بر کنترل مد لغزشی ترمینال بر اساس تئوری لیپانوف با یک سطح لغزش جدید طراحی می گردد. سطح لغزش پیشنهاد شده در این روش، ترکیبی از سطح لغزش مد لغزشی ترمینال متداول و انتگرال تابعی غیرخطی از حالات سیستم است و هدف از انتخاب آن، داشتن سرعت پاسخ مناسب و کاهش چترینگ در کنار مقاومت در برابر اغتشاشات خارجی است. سپس با فرض این که قسمتی از دینامیک سیستم نامعلوم باشد و فقط بخشی از اطلاعات ورودی-خروجی آن در دسترس است، از سیستم استنتاج فازی-عصبی تطبیقی برای تقریب دینامیک نامعلوم سیستم براساس داده های ورودی-خروجی استفاده می گردد. به منظور بهبود عملکرد روش پیشنهادی، از الگوریتم زنبور عسل جهت انتخاب ضرایب کنترل کننده مد لغزشی ترمینال انتگرالی استفاده می گردد. نتایج شبیه سازی نشان دهنده کارایی این کنترل کننده از لحاظ سرعت مناسب، حذف چترینگ، پاسخ گذرای مطلوب و عملکرد قابل قبول در مواجهه با عدم قطعیت های موجود در مدل سیستم می باشد.

کلمات کلیدی: آشوب، کنترل مد لغزشی ترمینال انتگرالی، سیستم استنتاج فازی-عصبی تطبیقی، الگوریتم زنبور، چترینگ

Chaos Control based on Combination of Integral Terminal Sliding Mode with a New Sliding Surface and Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System

Safa Khari, Zahra Rahmani, Behrooz Rezaie, Jalil Sadati

Abstract: In this paper, an intelligent integral terminal sliding mode control method with a new sliding surface is proposed based on adaptive neural-fuzzy inference. First, a terminal sliding mode controller using a novel sliding surface is designed based on Lyapunov's stability theorem for controlling a class of chaotic systems in presence of uncertainty and disturbance. The proposed sliding surface is a combination of the conventional terminal sliding surface and integral of a nonlinear function of the states of the system. The purpose of choosing this surface includes achieving appropriate response speed, removing chattering and robustness against external disturbance. Then, we assume that a nonlinear part of the system is unknown and only input-output data is available. Therefore, an adaptive neuro-fuzzy inference system is used to approximate the unknown part of the system dynamics. Finally, in order to enhance the performance of the proposed method, the honey bee algorithm is utilized for selecting the coefficients of integral terminal sliding mode controller. The simulation results show the effectiveness of the controller due to the improved speed, removed chattering, appropriate transient response and satisfactory performance in the presence of uncertainties in the system model.

Keywords: Chaos, Terminal sliding mode controller, Adaptive neuro-fuzzy inference system, Honey bee algorithm, Chattering.

۱- مقدمه

کنترل پدیده آشوب، به علت رفتار پیچیده و ناپایدار آن و کاربردهای فراوان در بسیاری از سیستم‌های صنعتی و در علوم مختلف از جمله شبکه‌های عصبی [۱]، شبکه‌های غیرخطی [۲]، لیزر [۳] و موارد بسیار دیگر، مورد توجه محققان قرار گرفته است. مفهوم آشوب یکی از مفاهیم بنیادی علم نوین است که پدیده‌ای به ظاهر تصادفی و پیچیده است که در باطن طبیعتی قطعی دارد. به عبارت دیگر از یک معادله دیفرانسیل ساده می‌توان رفتارهای بسیار پیچیده‌ای را انتظار داشت. در سالهای اخیر انواع مختلفی از سیستم‌های آشوبناک به علت اهمیت زیاد این پدیده، معرفی و بررسی شده‌اند که می‌توان به سیستم‌های آشوب لورنز^۱، چن^۲ و ... اشاره نمود [۴و۵]. معادلات دیفرانسیل مربوط به این سیستم‌ها به ظاهر ساده می‌نمایند. ولی طبق تجزیه و تحلیل مربوط به این سیستم‌ها در مراجع مربوطه، دارای رفتار آشوبی و پیچیده می‌باشند.

سیستم‌های آشوبی دارای ویژگی‌های مختلفی هستند که یکی از مهم‌ترین ویژگی‌های آشوب حساسیت زیاد به شرایط اولیه است. در سیستم‌های آشوبناک، تفاوت بسیار کوچکی در شرایط اولیه باعث تفاوت بسیار در وضعیت آن در لحظات بعد خواهد شد. لذا کنترل آن از اهمیت زیادی برخوردار است. روش‌های زیادی برای کنترل پدیده آشوب معرفی گردیده است که با توجه به اهداف کنترلی مورد نظر می‌توان از آن‌ها بهره جست. روش‌هایی مانند کنترل مد لغزشی، کنترل فازی، کنترل عصبی و ... از جمله کنترل‌کننده‌هایی می‌باشند که کاربردهای زیادی در این حوزه دارند.

روش کنترل مد لغزشی^۳ یک روش ساده برای کنترل مقاوم سیستم‌های غیرخطی می‌باشد که روشی مناسب برای مسئله حفظ پایداری و عملکرد بکنواخت در رویارویی با عدم قطعیت در مدل‌سازی است. کنترل مد لغزشی ویژگی‌های قابل توجهی در کنترل سیستم‌ها از جمله سادگی طراحی، پیاده‌سازی آسان و کم‌هزینه و مقاوم بودن در برابر عدم قطعیت غیرساختاریافته دارد [۶].

در سال‌های اخیر روش مد لغزشی به شاخه‌های زیادی تقسیم گشته است. ایده کنترل مد لغزشی با تعریف یک سطح لغزش همراه است که با کنترل مناسب بتوان سیستم را به روی آن همگرا نمود و پایداری سیستم را تضمین کرد. جهت بهبود این روش از نظر کاهش پدیده چترینگ و نیز افزایش پایداری زمان محدود، روش‌های مشابه دیگری از این شاخه پدید آمده است. از روش‌های شاخه مد لغزشی می‌توان به مد لغزشی ترمینال^۴، مد لغزشی انتگرالی^۵ و یا ترکیب‌های دیگری از این قبیل اشاره نمود که هر کدام از آن‌ها با تعریف سطح لغزشی خاص خود، کنترل سیستم را میسر می‌سازند.

همانطور که گفته شد، مد لغزشی ترمینال روشی برای کنترل سیستم بر پایه تعریف سطح لغزش خاص خود است که در این روش برخلاف روش مد لغزشی، سطح لغزش به صورت غیرخطی و نمایی تعریف می‌شود و به همین علت، سرعت بیشتری در همگرایی حالات سیستم به روی سطح لغزش دارد [۷]. همچنین این روش خود به شاخه‌های مختلفی تقسیم‌بندی شده است که هر کدام از این شاخه‌ها با یک هدف کنترلی مشخص ارائه شده است [۸]. با گسترش روش کنترلی مد لغزشی ترمینال، زیرشاخه‌های مختلفی از آن پدید آمد که هر کدام اهداف متفاوتی را دنبال می‌کردند. برای مثال در مرجع [۹] مد لغزشی ترمینال مرتبه اول بر روی سیستم‌های غیرخطی مرتبه دوم اعمال گردید. همچنین در [۱۰] یو و مان روش مد لغزشی ترمینال را به سیستم‌های تک ورودی- تک خروجی خطی و مرتبه بالا تعمیم دادند. سپس مد لغزشی ترمینال کلی برای سیستم‌های چند ورودی- چند خروجی خطی معرفی شد. سپس یو و مان مد لغزشی ترمینال سریع^۶ را معرفی کردند که توانایی همگرایی سریع حالات را بر روی سطح لغزش داشت [۱۱، ۱۲]. در [۱۳، ۱۴] مد لغزشی ترمینال نامنفرد^۷ معرفی شد که باعث اجتناب از رخ دادن تکینی می‌شود. همچنین در سال‌های بعد مد لغزشی ترمینال با ترکیب مفاهیم قبلی بدست آمده معرفی شد که می‌توان به مد لغزشی ترمینال سریع- نامنفرد^۸ برای سیستم‌های مرتبه دوم اشاره کرد که هردو ویژگی گفته شده در این کنترل‌کننده وجود دارد [۸]. همچنین در سال‌های بعد و در [۷] روش مد لغزشی ترمینال نامنفرد با همگرایی زمان محدود برای دو کلاس از سیستم‌های غیرخطی و غیرخودگردان مرتبه بالا ارائه شد.

به عنوان جمع‌بندی مزایا و معایب روش‌های مد لغزشی ترمینال، می‌توان گفت روش‌های نامنفرد، از ویژگی همگرایی زمان محدود برخوردار نیستند و سرعت همگرایی کمی در مقایسه با روش‌های مد لغزشی ترمینال سریع دارند. همچنین روش مد لغزشی ترمینال سریع دارای یک عیب مهم می‌باشد که همان احتمال وقوع تکینی در کنترل سیستم است. همچنین روش‌های کنترل مد لغزشی ترمینال سریع-نامنفرد نیز اغلب برای سیستم‌های مرتبه دوم معرفی گردیده است و برای سیستم‌های مرتبه بالا، روش کنترلی در این شاخه معرفی نشده است. همچنین در روش ارائه شده در [۷]، علیرغم معرفی روش کنترلی نامنفرد و زمان محدود برای سیستم‌های مرتبه بالا، اثر نامعینی و اغتشاش غیرساختاریافته جمعی سازگار در نظر گرفته نشده است که در مرجع [۱۵] این مشکل نیز برطرف گردیده است. اما با وجود تمام مزایایی که روش کنترل مد لغزشی ترمینال معرفی شده در [۱۵] از آن برخوردار است، که از مهمترین آنها می‌توان به همگرایی زمان محدود، در نظر گرفتن اثر نامعینی و اغتشاش غیرساختاریافته و عمومی بودن روش برای سیستم‌های مراتب بالا اشاره نمود، از عیب‌های عمده این روش وجود پدیده چترینگ در این روش کنترلی می‌باشد که این پدیده در تمام روش‌های مد لغزشی و مد

¹ Lorenz system² Chen system³ Sliding mode control⁴ Terminal sliding mode control⁵ Integral sliding mode control⁶ Fast terminal sliding mode control⁷ Nonsingular terminal sliding mode control⁸ Nonsingular fast terminal sliding mode control

حضور عدم قطعیت‌های موجود در مدل سیستم و اغتشاشات ناگهانی است و پاسخی مناسب با نوسانات بسیار کم تولید می‌نماید. در حقیقت با طراحی این کنترل‌کننده ترکیبی هوشمند، سعی بر این است که تمام اهداف کنترلی مطلوب از جمله زمان نشست حالات سیستم، پاسخ گذرا، مسئله چترینگ و پاسخ سیستم در حضور عدم قطعیت‌های موجود، بهبود یابد. به منظور مقایسه‌ای میان روش کنترلی مطرح‌شده در این مقاله و روش‌های کنترل کلاسیک پیشین نظیر مد لغزشی ترمینال، نتایج شبیه‌سازی مربوط به اعمال روش کنترلی مد لغزشی ترمینال بر روی سیستم کولت نیز آورده شده است. نتایج شبیه‌سازی روش‌های کنترلی ذکرشده بر روی سیستم کولت، نشان‌دهنده کارایی و عملکرد مناسب کنترل‌کننده طراحی‌شده در این مقاله خواهد بود.

ساختار مقاله به این صورت می‌باشد که در بخش ۲ سیستم تحت مطالعه توصیف می‌گردد. در بخش ۳ توضیحات مربوط به کنترل مد لغزشی ترمینال انتگرالی هوشمند پیشنهادی آورده می‌شود. در بخش ۴ نتایج شبیه‌سازی ارائه می‌گردد و همچنین بخش ۵ شامل نتیجه‌گیری نهایی از روش تحت مطالعه است.

۲- توصیف سیستم

سیستم کولت الکتریکی از یک سیستم آشوبگونه ارائه می‌دهد که در فضای حالت شامل سه معادله دیفرانسیلی غیرخطی وابسته به چهار متغیر مثبت می‌باشد که توسط کولت و آرندو^۳ معرفی شده است [۱۷]. معادله دینامیکی آرندو-کولت رابطه (۱) را در نظر بگیرید [۱۸].

$$\ddot{X} + b_3 \dot{X} + b_2 \dot{X} + b_1 X + b_4 X^3 = 0 \quad (1)$$

بر اساس پژوهش کاملی که توسط کولت و آرندو انجام شد، این سیستم در برخی از محدوده‌های پارامتری حالات آشوبگونه از خود بروز می‌دهد [۱۷ و ۱۸]. با در نظر گرفتن مقادیر پارامترها بصورت رابطه (۲) عملکرد آشوبگونه در سیستم به‌وجود خواهد آمد که یکی از مجموعه مقادیر پارامترها به صورت زیر است:

$$b_1 = -0.8, b_2 = 1.1, b_3 = 0.45, b_4 = 1 \quad (2)$$

با توجه به رابطه (۱) و با در نظر گرفتن حالات سیستم به صورت $X = X_1, \dot{X} = X_2, \ddot{X} = X_3$ ، معادلات دینامیکی این سیستم را می‌توان به صورت رابطه (۳) و به فرم فضای حالت بازنویسی کرد. همچنین پرتنه فاز سیستم در شکل ۱ آورده شده است.

$$\begin{aligned} \dot{X}_1 &= X_2 \\ \dot{X}_2 &= X_3 \\ \dot{X}_3 &= -b_1 X_1 - b_2 X_2 - b_3 X_3 - b_4 X_1^3 \end{aligned} \quad (3)$$

لغزشی ترمینال نیز دیده می‌شود و ناشی از وجود قسمت ناپیوسته در کنترل سیستم و سوئیچینگ‌های فرکانس بالای سیگنال کنترل می‌باشد که رفع این پدیده در سیستم‌ها از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است [۱۶]. بنابراین با به کارگیری روش‌های مد لغزشی ترمینال و با استفاده از ویژگی‌های مثبتی که در این روش‌ها وجود دارد در کنار رفع عیب مهم آن که همان پدیده چترینگ است، می‌توان سیستم کنترلی مناسبی را در اختیار گرفت.

در این مقاله به منظور کنترل پایدارسازی مطلوب حالات سیستم، در حضور عواملی همچون عدم قطعیت غیرساختاریافته، اغتشاش خارجی و همچنین کاهش پدیده چترینگ در کنار برخورداری از سرعت پاسخ مناسب، کنترل‌کننده مد لغزشی ترمینال انتگرالی هوشمند^۱ طراحی می‌شود که سطح لغزش آن در این روش برای اولین بار در این مقاله پیشنهاد گردیده است. ابتدا به منظور پایدارسازی سیستم، بر اساس تئوری لیاپانوف یک کنترل‌کننده مبتنی بر کنترل مد لغزشی ترمینال انتگرالی پیشنهاد می‌گردد که سطح لغزش پیشنهادشده در این روش، ترکیبی از سطح لغزش مد لغزشی ترمینال و انتگرال تابعی غیرخطی از حالات سیستم در نظر گرفته می‌شود که برای اولین بار در این مقاله پیشنهاد شده است و هدف از انتخاب آن، داشتن سرعت پاسخ مناسب، کاهش چترینگ در کنار مقاومت در برابر اغتشاشات خارجی است. به علاوه به منظور بهبود در حالتی که بخشی از دینامیک سیستم نامعلوم است و فقط به اطلاعات ورودی-خروجی آن دسترسی داریم، این کنترل‌کننده با سیستم استنتاج فازی-عصبی تطبیقی^۲ (ANFIS) برای اولین بار در این مقاله ترکیب می‌گردد. سیستم استنتاج شبکه فازی-عصبی تطبیقی به منظور تقریب بخشی از دینامیک سیستم که نامعلوم است، به کار برده می‌شود و با تقریب آن، کنترل‌کننده مناسب جهت پایدارسازی در سیستم آشوب کولت که می‌تواند بیانگر یک کلاس خاص از سیستم‌های غیرخطی و در عین حال دارای آشوب باشد، ارائه می‌گردد. به منظور بهبود عملکرد کنترلی و صرفه جویی در زمان طراحی، از الگوریتم زنبور عسل جهت انتخاب ضرایب کنترل‌کننده مد لغزشی ترمینال انتگرالی استفاده خواهد شد. در این الگوریتم امکان جستجوی سراسری در هر تکرار وجود دارد و این مزیت باعث می‌شود که علاوه بر نقاط بهینه که در هر تکرار بدست می‌آید، الگوریتم به طور مجدد نقاط جدیدی در کل فضای جستجو را تولید نماید و همواره در کل فضا به دنبال پاسخ مطلوب باشد. بنابراین امکان گرفتن شدن آن در حداقل‌های محلی بسیار کم می‌باشد که از نقاط قوت این الگوریتم می‌باشد.

از مزایای این روش می‌توان به سرعت بالای همگرایی و پاسخ بدون چترینگ آن اشاره نمود که به علت انتخاب سطح لغزش جدید میسر گردیده است. همچنین به علت اعمال شبکه استنتاج فازی-عصبی تطبیقی به منظور تقریب دینامیک نامعلوم، روش پیشنهادی قادر به پایدارسازی در

¹ Intelligent integral terminal sliding mode control

² Adaptive neuro-fuzzy inference system

³ Arneodo and Coullet

که در آن:

$$\underline{X} = [X_1 \ X_2 \ X_3]^T \quad b(\underline{X}) = [0 \ 0 \ 1]^T$$

$$f(\underline{X}) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0.8 & -1.1 & -0.45 \end{bmatrix} \underline{X} \quad (8)$$

۳- کنترل مد لغزشی ترمینال انتگرالی هوشمند

روش کنترل مد لغزشی ترمینال روشی قوی از لحاظ مطلوب بودن زمان نشست، پاسخ مناسب به عدم قطعیت و اغتشاش خارجی و سادگی طراحی و اجرا در سیستم است. اما مشکل عمده آن مسئله چترینگ می-باشد که در سیستم‌های کنترلی ویژگی نامطلوبی است و باید برای کاهش اثرات آن روشی مناسب به کار گرفته شود. به علاوه این روش کنترلی، به مدل نسبتاً دقیق از سیستم نیاز دارد، در واقع و در مواردی که سیستم مورد مطالعه دارای دینامیک نامعلوم است، می‌باشد باید از سیستمی جهت تقریب بخش نامعلوم استفاده شود. در این بخش، ابتدا درباره روش مد لغزشی ترمینال بطور مختصر توضیح داده می‌شود. سپس به بررسی روش مد لغزشی ترمینال انتگرالی هوشمند پرداخته می‌شود.

در روش مد لغزشی ترمینال انتگرالی هوشمند ارائه شده، یک رابطه جدید برای سطح لغزش پیشنهاد شده است که ترکیبی از سطح لغزش مد لغزشی ترمینال و انتگرال تابعی غیرخطی از حالات سیستم است که پارامترهای این رابطه با الگوریتم زنبور محاسبه می‌شود. به منظور حفظ تمام اهداف کنترلی ذکر شده مانند زمان نشست مطلوب حالات و حذف چترینگ در کنار بهبود پاسخ گذرای سیستم و پاسخ مناسب در حضور نامعنی‌های موجود در سیستم، ایده ترکیب کنترل‌کننده مد لغزشی ترمینال انتگرالی و سیستم استنتاج فازی-عصبی تطبیقی مطرح می‌گردد. سیستم استنتاج فازی-عصبی تطبیقی با هدف تقریب بخش نامعلوم سیستم و حذف برخی از ترم‌های نامعلوم سیستم در مشتق تابع لیاپانوف و غلبه بر نامعنی و اغتشاش طراحی خواهد شد. همچنین دینامیک باقی‌مانده توسط کنترل‌کننده مد لغزشی ترمینال انتگرالی همگرا به نقطه تعادل می‌گردد. شکل ۲ دیاگرام بلوکی مربوط به این کنترل‌کننده ترکیبی پیشنهادی را نشان می‌دهد.

۱-۳ کنترل مد لغزشی ترمینال

در سال‌های اخیر انواع مختلفی از روش‌های کنترل مد لغزشی معرفی شده است که هر کدام مزیت‌هایی نسبت به دیگر روش‌ها دارند. در مقاله [۱۵] برای کنترل آشوب از روشی مبتنی بر کنترل مد لغزشی ترمینال برای کلاسی از سیستم‌های غیرخطی مرتبه سه نامتغیر با زمان در حضور نامعنی و اغتشاش خارجی بهره برده شده است. در این روش سطح لغزش، تابعی نامایی از حالت‌های سیستم می‌باشد که توان‌ها کسری و صورت و مخرج کسرها اعدادی فرد می‌باشند. در روش ارائه-

مولفه‌های بردار حالت سیستم، $\underline{X} = [X_1 \ X_2 \ X_3]^T$ می-باشند. نقاط تعادل سیستم توصیف شده، به صورت $[0 \ 0 \ 0]^T$ و $[0 \ 0 \ 0]^T$ و $\pm \sqrt{\frac{b_1}{b_4}} [0 \ 0 \ 0]^T$ و یا در حالت کلی $[X_{1e} \ 0 \ 0]^T$ است.

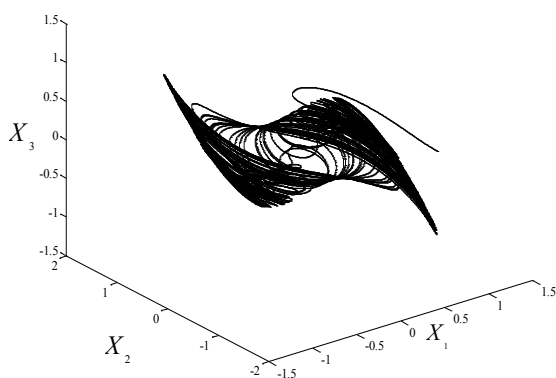
با تشکیل ماتریس ژاکوبین سیستم بصورت

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -b_1 - 3b_4 X_{1e}^2 & -b_2 & -b_3 \end{bmatrix}$$

معادله (۲)، معادله مشخصه سیستم را به صورت رابطه (۴) است.

$$\lambda^3 + 0.45\lambda^2 + 1.1\lambda - 0.8 + 3X_{1e}^2 = 0 \quad (4)$$

با تشکیل جدول راث هرویتس می‌توان مشاهده کرد که نقطه تعادل صفر سیستم ناپایدار است. با اضافه شدن سیگنال کنترل جهت کنترل آشوب و پایداری سازی سیستم، به سومین جمله معادلات حالت سیستم و همچنین با در نظر گرفتن مقادیر پارامترهای رابطه (۲)، سیستم (۵) بدست خواهد آمد.



شکل ۱: پرتو فاز سیستم آشوبناک کولت

$$\begin{aligned} \dot{X}_1 &= X_2 \\ \dot{X}_2 &= X_3 \\ \dot{X}_3 &= 0.8X_1 - 1.1X_2 - 0.45X_3 - X_1^3 + u(t) \end{aligned} \quad (5)$$

به منظور طراحی کنترل‌کننده، سیگنال کنترل $u(t)$ ، به شکل معادله (۶) در نظر گرفته می‌شود. این انتخاب باعث جدا شدن بخش خطی و غیرخطی سیستم کولت می‌شود.

$$\begin{aligned} u(t) &= u_1(t) + u_2(t) \\ u_1(t) &= X_1^3 \end{aligned} \quad (6)$$

بنابراین سیستم می‌تواند به صورت رابطه (۷) بازنویسی شود.

$$\dot{\underline{X}} = f(\underline{X}) + b(\underline{X})(u_2(t)) \quad (7)$$

شده در [۱۵]، برای سیستم غیرخطی رابطه (۹)، سطح لغزش مطابق معادله (۱۰) تعریف می‌شود.

برای سیستم (۹) و $n=3$ ، می‌توان توابع $h(\underline{X})$ و $S(\underline{X})$ را به صورت روابط (۱۴) و (۱۵) در نظر گرفت.

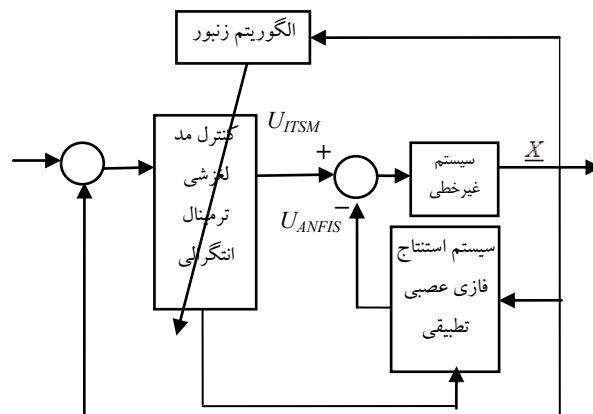
$$h(X_1, X_2) = -aX_1^{q_1} - bX_2^{q_2} \quad (14)$$

$$S(\underline{X}) = X_3^3 + aX_1^{q_1} + bX_2^{q_2} \quad (15)$$

همچنین $p_i < q_i$ و فرد می‌باشد و p_i و q_i اعدادی مثبت و فرد می‌باشد و همچنین

a, b ثابت‌های حقیقی هستند.

در صورتی که قانون کنترل بصورت رابطه (۱۲) در نظر گرفته شود، سیستم در برابر نامعینی و اغتشاشات وارده پایدار مقاوم خواهد بود [۱۵].



شکل ۲: دیاگرام بلوکی کنترل کننده مد لغزشی ترمینال انتگرالی هوشمند

۲-۳ کنترل مد لغزشی ترمینال انتگرالی هوشمند

طراحی کنترل کننده مد لغزشی ترمینال انتگرالی شامل دو گام اساسی شامل انتخاب سطح لغزش مناسب و تعریف قانون کنترل است. سطح لغزش پیشنهادی در این روش که انتخاب جدیدی نیز می‌باشد، برای سیستم رابطه (۱۶)، به صورت رابطه (۱۷) معرفی می‌گردد.

$$\begin{aligned} \dot{X}_1 &= X_2 \\ \dot{X}_2 &= X_3 \\ \dot{X}_3 &= f_3(\underline{X}) + u_{ITSMC}(t) \end{aligned} \quad (16)$$

$$S(t) = X_3(t) + aX_1^{q_1} + bX_2^{q_2} + \int (c_1X_1 + c_2X_1^\beta) dt \quad (17)$$

در رابطه (۱۶)، $f_3(\underline{X})$ تابعی نامعلوم می‌باشد. در رابطه (۱۷)

توان‌های p_1, q_1, p_2, q_2 اعداد مثبت فرد باشند $p_1 < q_1, p_2 < q_2$ می‌باشند. همچنین ضرایب a, b, c_1, c_2, β پارامترهای طراحی می‌باشند که به کمک الگوریتم زنیور تعیین می‌گردند.

سطح لغزش معرفی شده رابطه (۱۷)، ترکیبی از سطح لغزش کنترل مد لغزشی ترمینال بحث شده در بخش قبل و انتگرال تابعی از حالات سیستم در نظر گرفته شده است که در آن $1 < \beta < 2$ در نظر گرفته شده است. قانون کنترل این روش، ترکیبی از قانون کنترل ناشی از ANFIS و کنترل مد لغزشی ترمینال انتگرالی خواهد بود که از تابع لیپانوف سیستم بدست می‌آید.

با در نظر گرفتن سطح لغزش رابطه (۱۷)، مشتق آن بصورت رابطه (۱۸) می‌باشد.

$$\begin{aligned} \dot{X}_1 &= f_1(\underline{X}) \\ &\vdots \\ \dot{X}_{n-1} &= f_{n-1}(\underline{X}) \\ \dot{X}_n &= f_n(\underline{X}) + d(t) + \Delta f + u \end{aligned} \quad (9)$$

$$|d(t)| \leq \gamma, |\Delta f| \leq \alpha$$

$$S(\underline{X}) = X_n - h(X_1, \dots, X_{n-1}) \quad X(0) = 0 \quad (10)$$

که $h(X_1, \dots, X_{n-1})$ تابعی پیوسته است که شرط نامساوی (۱۱) را برآورده می‌سازد.

$$|h(X_1, \dots, X_{n-1})| < K_0 + L_0 \sum_{i=1}^{n-1} |X_i| \quad (11)$$

که در آن K_0, L_0 ثابت‌های مثبت هستند.

طبق این روابط، سیستم (۹) طبق قانون کنترل تعریف شده در رابطه (۱۲)، در زمانی محدود به سطح لغزش رابطه (۱۰) خواهد رسید.

$$u(t) = -f_n(\underline{X}) + v(t) \quad (12)$$

که در آن:

$$v(t) = -K_{TSM} \left(1 + \sum_{i=1}^{n-1} |f_i(\underline{X})| \right) \text{sgn}(S) \quad (13)$$

$$K > \max \{L_0, 1\} \quad S \neq 0$$

$$u_{ANFIS} = -\hat{f} \quad (22)$$

در رابطه (۲۲)، همان سیگنال تخمین زده شده به طور آنلاین در سیستم استنتاج فازی-عصبی تطبیقی می باشد. حال با استفاده از روابط (۱۸) تا (۲۲) رابطه (۲۳) بدست می آید.

$$\begin{aligned} \dot{S}(t) &= f_3(\underline{X}) + \frac{ap_1}{q_1} X_1^{q_1} X_2 + \frac{bp_2}{q_2} X_2^{q_2} X_3 \\ &+ c_1 X_1 + c_2 X_1^\beta + u_{ITSMC} = f + u_{ITSMC} \\ &= f + u_{ANFIS} + u_{ITSM} = f - \hat{f} + u_{ITSM} \\ &= e + u_{ITSM} \end{aligned} \quad (23)$$

بنابراین با توجه به روابط (۲۰) و (۲۳) می توان رابطه (۲۴) را نتیجه گرفت.

$$\dot{S}(t) \leq \varepsilon + u_{ITSM} \quad (24)$$

حال دینامیک باقی مانده در کنترل کننده ترکیبی هوشمند، باید توسط سیگنال کنترل مد لغزشی ترمینال پایدار گردد. اگر u_{ITSM} به صورت رابطه (۲۵) در نظر گرفته شود، همگرایی سیستم به روی سطح لغزش $S(t) = 0$ همان طور که در قضیه (۱) آورده می شود، تضمین خواهد شد.

$$u_{ITSM} = -K_{ITSM} \operatorname{sgn}(s) \quad K_{ITSM} > 0 \quad (25)$$

بنابراین سیگنال کنترل کلی برای رساندن سیستم به روی سطح لغزش و نگاه داشتن آن بر روی آن به صورت رابطه (۲۶) بدست خواهد آمد.

$$u_{ITSMC} = u_{ANFIS} + u_{ITSM} = -\hat{f} - K_{ITSM} \operatorname{sgn}(S) \quad (26)$$

اثبات پایداری مد لغزشی ترمینال انتگرالی هوشمند

بر اساس قضیه ۱ که در زیر آورده شده است، نشان داده ایم که سیگنال کنترل (۲۵) قابلیت رساندن مسیرهای سیستم های آشوبگونه، رابطه (۱۶)، را به سطح لغزش $S(X(t)) = 0$ ، رابطه (۱۷)، دارد. **قضیه ۱-** در صورتی که معادلات سیستم به صورت رابطه (۱۶)، قانون کنترل مطابق با رابطه (۲۵)، سطح لغزش ترمینال انتگرالی بر اساس رابطه (۱۷) و خطای تقریب به صورت رابطه (۲۰) باشد، مسیرهای سیستم آشوبگونه به سطح لغزش ترمینال که به صورت رابطه (۲۷) مشخص شده است، همگرا می شوند.

$$S(X(t)) = 0 \quad (27)$$

$$\dot{S}(t) = f_3(\underline{X}) + \frac{ap_1}{q_1} X_1^{q_1} X_2 + \frac{bp_2}{q_2} X_2^{q_2} X_3 \quad (18)$$

$$+ c_1 X_1 + c_2 X_1^\beta + u_{ITSMC}(t)$$

که در آن سیگنال کنترل $u_{ITSMC}(t)$ ، مجموع سیگنال ناشی از ANFIS و کنترل مد لغزشی ترمینال انتگرالی می باشد که به صورت رابطه (۱۹) نشان داده شده است.

$$u_{ITSMC} = u_{ANFIS} + u_{ITSM} \quad (19)$$

بنا بر خاصیت تقریب گر بودن عمومی سیستم استنتاج فازی-عصبی تطبیقی [۱۹]، این سیستم قادر به تخمین یک تابع پیوسته دلخواه f تعریف شده بر روی یک مجموعه فشرده، با دقت مطلوب می باشد که $\hat{f}$ تقریب دینامیک نامعلوم فرض می شود. درحقیقت این مطلب نشان دهنده این است که با انتخاب تعداد کافی توابع عضویت برای فضای ورودی، حدی بر روی خطای تخمین e ، توسط سیستم استنتاج فازی-عصبی تطبیقی وجود خواهد داشت که این حد با نماد $\varepsilon \rightarrow 0$ تعریف می شود [۲۰]. بطوریکه:

$$|e| = |f - \hat{f}| \leq \varepsilon \quad (20)$$

طبق ویژگی های سیستم که در این مقاله در نظر گرفته شده است، $f_3(\underline{X})$ نامعلوم است. در طراحی کنترل کننده اگر تابع f که باید تقریب زده شود، به صورت رابطه (۲۱) در نظر گرفته شود.

$$\begin{aligned} f &= f_3(\underline{X}) + \frac{ap_1}{q_1} X_1^{q_1} X_2 + \frac{bp_2}{q_2} X_2^{q_2} X_3 \\ &+ c_1 X_1 + c_2 X_1^\beta \end{aligned} \quad (21)$$

اگر سیستم استنتاج فازی-عصبی تطبیقی تابع رابطه (۲۱) را تخمین بزند و u_{ANFIS} ، سیگنال کنترلی در نظر گرفته شود که منفی این تابع تقریب زده شده را به سیستم اعمال نماید، می توان دینامیک باقی مانده را هم با استفاده از u_{ITSM} پایدار نمود. در حقیقت مجموعه ای از ورودی و خروجی ها برای تابع نامعلوم سیستم وجود دارد که سیستم استنتاج فازی عصبی تطبیقی، ابتدا با این مجموعه ورودی-خروجی ها آموزش داده می شود. آموزش اولیه برای جلوگیری از افزایش زمان تخمین و زمان همگرایی حالات در سیستم حلقه بسته کنترلی انجام می شود. سپس شبکه آموزش داده شده در سیستم حلقه بسته کنترلی قرار می گیرد و هم زمان کنترل کننده مد لغزشی ترمینال انتگرالی، وزنه های آن به روز می شود. بنابراین u_{ANFIS} سیگنال تخمین زده شده ای است که توسط سیستم استنتاج فازی-عصبی تطبیقی به طور آنلاین تخمین زده می شود.

$$\dot{V} = \dot{S}S \leq S[\varepsilon - K_{ITSM} \operatorname{sgn}(S)] \quad (35)$$

به دلیل آن که $\operatorname{sgn}(S) = |S|$ است، بنابراین می توان به رابطه (۳۶) دست یافت.

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq S[-K_{ITSM} \operatorname{sgn}(S) + \varepsilon] = -K_{ITSM} |S| \\ + \varepsilon S &\leq -K_{ITSM} |S| + |\varepsilon| |S| \\ &\leq |S| [-K_{ITSM} + |\varepsilon|] \end{aligned} \quad (36)$$

با انتگرال گیری از دو طرف رابطه (۳۶) از زمان صفر تا T داریم:

$$V(T) - V(0) \leq [-K_{ITSM} + |\varepsilon|] \int_0^T |S| dt \quad (37)$$

با توجه به اینکه $V(T) > 0$ است، به کمک رابطه (۳۷) با سوپریم گرفتن از دو طرف آن و با همگرایی $T \rightarrow \infty$ ، همچنین با فرض $K_{ITSM} > |\varepsilon|$ می توان به رابطه (۳۸) رسید.

$$\begin{aligned} \limsup_{T \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{T} \int_0^T |S| dt \right) \\ \leq \left[\frac{1}{K_{ITSM} - |\varepsilon|} \right] V(0) \lim_{T \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{T} \right) \end{aligned} \quad (38)$$

طرف راست ناتساوی رابطه (۳۸) به صفر همگرا می شود. بنابراین طرف چپ آن نیز به صفر متمایل خواهد شد. بنابراین مطابق با رابطه (۳۸) به طور مستقیم $S \xrightarrow{T \rightarrow \infty} 0$ نتیجه می شود. بنابراین مسیرهای سیستم آشوبگونه به سطح لغزش $S(t) = 0$ همگرا خواهند شد.

ساختار و آموزش سیستم استنتاج فازی-عصبی تطبیقی

روابط سیستم استنتاج فازی-عصبی تطبیقی در مراجع مختلفی مورد بررسی قرار گرفته شده است [۱۹، ۲۲، ۲۱]. این سیستم استنتاج فازی-عصبی دارای پنج لایه است و در این مقاله دارای سه ورودی که همان حالات سیستم می باشند، است. ابتدا فرض می کنیم که قوانین به صورت رابطه (۳۹) باشند:

$$\begin{aligned} \text{Rule}(i): \text{if } X_1 \text{ is } A_i \text{ and } X_2 \text{ is } B_i \\ \text{and } X_3 \text{ is } C_i \text{ then } f_i = p_i X_1 \\ + q_i X_2 + r_i X_3 + s_i \end{aligned} \quad (39)$$

و برای غیر فازی ساز از غیر فازی ساز میانگین مراکز استفاده نماییم، خروجی لایه ها به صورت زیر خواهد بود:

لایه اول: در این لایه ورودی ها از توابع عضویت عبور می کنند. اگر برای هریک از سه ورودی، پنج تابع عضویت در نظر گرفته شود، روابط مربوط به خروجیهای متناظر با ورودی X_1 بصورت رابطه (۴۰)

اثبات قضیه ۱- به منظور اثبات پایداری سیستم (۱۶) با قانون کنترل (۲۵)، از تئوری پایداری لیپانوف استفاده می گردد. برای این منظور تابع لیپانوف رابطه (۲۸) که یک تابع مثبت معین است، در نظر گرفته می شود.

$$V = \frac{1}{2} S^2 > 0 \quad (28)$$

با محاسبه مشتق این تابع لیپانوف نسبت به زمان خواهیم داشت:

$$\dot{V} = \dot{S}S = S[f_3(\underline{X}) + \frac{ap_1}{q_1} X_1^{\frac{p_1-1}{q_1}} X_2$$

$$+ \frac{bp_2}{q_2} X_2^{\frac{p_2-1}{q_2}} X_3 + c_1 X_1 + c_2 X_1^\beta + u_{ITSM}] \quad (29)$$

که در آن سیگنال کنترل مجموع سیگنال کنترل سیستم استنتاج فازی-عصبی تطبیقی و کنترل مد لغزشی ترمینال انتگرالی می باشد که به صورت رابطه (۳۰) نشان داده شده است.

$$u_{ITSMC} = u_{ANFIS} + u_{ITSM} \quad (30)$$

سیگنال u_{ANFIS} بخش تقریب زده شده ای است که توسط سیستم استنتاج فازی-عصبی تطبیقی به طور آنلاین تقریب زده می شود.

$$\begin{aligned} f = f_3(\underline{X}) + \frac{ap_1}{q_1} X_1^{\frac{p_1-1}{q_1}} X_2 + \frac{bp_2}{q_2} X_2^{\frac{p_2-1}{q_2}} X_3 \\ + c_1 X_1 + c_2 X_1^\beta \end{aligned} \quad (31)$$

$$u_{ANFIS} = -\hat{f} \quad (32)$$

که در رابطه (۳۲)، $\hat{f}$ همان سیگنال تخمین زده شده در سیستم استنتاج فازی-عصبی تطبیقی است.

$$\begin{aligned} \dot{S}(t) &= f_3(\underline{X}) + \frac{ap_1}{q_1} X_1^{\frac{p_1-1}{q_1}} X_2 + \frac{bp_2}{q_2} X_2^{\frac{p_2-1}{q_2}} X_3 \\ &+ c_1 X_1 + c_2 X_1^\beta + u_{ITSMC} \\ &= f + u_{ITSMC} = f + u_{ANFIS} + u_{ITSM} \\ &= f - \hat{f} + u_{ITSM} \end{aligned} \quad (33)$$

بنابراین با استفاده از رابطه (۲۰) خواهیم داشت:

$$\dot{S}(t) = f - \hat{f} + u_{ITSM} \leq |f - \hat{f}| + u_{ITSM} \leq \varepsilon + u_{ITSM} \quad (34)$$

بنابراین مشتق تابع لیپانوف به صورت رابطه (۳۵) بدست می آید.

$$\frac{\partial E_k}{\partial c_i} = \frac{\partial E_k}{\partial o_{5,i}} \frac{\partial o_{5,i}}{\partial o_{4,i}} \frac{\partial o_{4,i}}{\partial o_{3,i}} \frac{\partial o_{3,i}}{\partial o_{2,i}} \frac{\partial o_{2,i}}{\partial o_{1,i}} \frac{\partial o_{1,i}}{\partial c_i} \quad (۴۷)$$

که در آن

$$\frac{\partial o_{5,i}}{\partial o_{4,i}} = 1$$

$$\frac{\partial o_{4,i}}{\partial o_{3,i}} = f_i \quad (۴۸)$$

برای مشتق لایه سوم به دوم اگر نود مقابل قانون متناظر را در نظر بگیریم به صورت رابطه (۴۹) است:

$$\frac{\partial o_{3,i}}{\partial o_{2,i}} = \frac{\partial}{\partial w_i} \left(\frac{w_i}{\sum_{j=1}^{125} w_j} \right) = \frac{\sum_{j=1}^{125} w_j - w_i}{\left(\sum_{j=1}^{125} w_j \right)^2} \quad (۴۹)$$

برای نودهای غیر متناظر به صورت رابطه (۵۰) است:

$$\frac{\partial o_{3,i}}{\partial o_{2,i}} = \frac{\partial}{\partial w_i} \left(\frac{w_j}{\sum_{j=1}^{125} w_j} \right) = \frac{-w_j}{\left(\sum_{j=1}^{125} w_j \right)^2} \quad (۵۰)$$

مشتق لایه دوم نسبت به لایه اول به صورت رابطه (۵۱) است:

$$\frac{\partial o_{2,i}}{\partial o_{1,i}} = \frac{\partial}{\partial A_m} \prod_{A_j \in R(A_m)} A_j = \prod_{A_j \in R(A_m), A_j \neq A_m} A_j \quad (۵۱)$$

که در فرمول بالا $A_j \in R(A_m)$ مشخص کننده مجموعه‌های فازی است که بخش مقدمه قانونی را تشکیل می‌دهد که شامل مجموعه فازی A_m است. در نتیجه مشتق مجموع مربعات خطا نسبت به پارامترهای اولیه برای نودهای متناظر لایه سوم به دوم به صورت رابطه (۵۲) می‌باشد:

$$\frac{\partial E}{\partial c_i} = -(y_i - o_i) f_i \frac{\sum_{j=1}^{125} w_j - w_i}{\left(\sum_{j=1}^{125} w_j \right)^2} \prod_{A_j \in R(A_m), A_j \neq A_m} A_j$$

$$\cdot \frac{\partial o_{1,i}}{\partial c_i} \quad (۵۲)$$

برای نودهای غیر متناظر لایه سوم نسبت به دوم بصورت رابطه

(۵۳) می‌باشد:

$$\frac{\partial E}{\partial c_i} = -(y_i - o_i) f_i \frac{-w_j}{\left(\sum_{j=1}^{125} w_j \right)^2} \prod_{A_j \in R(A_m), A_j \neq A_m} A_j \cdot \frac{\partial o_{1,i}}{\partial c_i} \quad (۵۳)$$

حال باید مشتق لایه اول به پارامترهای اولیه محاسبه گردد:

می‌باشد که برای بقیه ورودیها با توابع عضویت $B_i(X_2), C_i(X_3)$ نیز به همین شکل می‌باشد.

$$o_{1,i} = \mu A_i(X_1) = \exp(-(X_1 - c_i) / \sigma_i)^2, \quad i = 1, \dots, 5 \quad (۴۰)$$

که $\{c_i, \sigma_i\}$ مجموعه پارامترها هستند. پارامترهای این لایه به پارامترهای اولیه معروف هستند.

لایه دوم: خروجی این لایه ضرب سیگنال‌های ورودی است که در واقع معادل قسمت اگر قوانین هستند. برای سیستمی با ۳ ورودی و ۵ تابع عضویت برای هر کدام از آنها، ۱۲۵ قانون خواهیم داشت:

$$o_{2,i} = w_i = \mu A_i(X_1) \mu B_i(X_2) \mu C_i(X_3); \quad i = 1, \dots, 125 \quad (۴۱)$$

لایه سوم: خروجی این لایه نرمالیزه شده لایه قبلی است:

$$o_{3,i} = \bar{w}_i = \frac{w_i}{\sum_{i=1}^{125} w_i}; \quad i = 1, \dots, 125 \quad (۴۲)$$

لایه چهارم:

$$o_{4,i} = \bar{w}_i f_i = \bar{w}_i (p_i X_1 + q_i X_2 + r_i X_3 + s_i); \quad i = 1, \dots, 125 \quad (۴۳)$$

پارامترهای این لایه، پارامترهای تالی نام دارند.

لایه پنجم: خروجی این لایه، خروجی کلی سیستم است:

$$o_{5,i} = \sum_i \bar{w}_i f_i; \quad i = 1, \dots, 125 \quad (۴۴)$$

آموزش سیستم استنتاج فازی-عصبی تطبیقی، به منظور تخمین آنلاین دینامیک نامعلوم سیستم، از طریق روش آموزش ترکیبی صورت می‌گیرد. در این روش از ترکیب روش‌های گرادیان نزولی و حداقل مربعات خطای بازگشتی، به ترتیب برای تنظیم پارامترهای اولیه و تالی استفاده می‌شود و رابطه بروزرسانی پارامترها استخراج می‌گردد [۲۲].

گرادیان نزولی: در روش آموزش ترکیبی، از گرادیان نزولی برای تنظیم پارامترهای اولیه استفاده می‌شود. در این روش با در نظر گرفتن تابع تعلق گوسین رابطه (۴۵)، معیار کارایی بصورت رابطه (۴۶) می‌باشد:

$$\mu A_i(x) = \exp(-(x - c_i) / \sigma_i)^2 \quad (۴۵)$$

$$E_k = \frac{1}{2} (y_k - o_k)^2 \quad (۴۶)$$

رابطه تنظیم پارامتر برای پارامتر اولیه c_i به صورت رابطه (۴۷) است. همچنین برای پارامتر اولیه σ_i نیز بطور مشابه بدست می‌آید.

$$\theta = A^{-1}Y \quad (60)$$

در حالت کلی داده‌ها ممکن است با نویز همراه باشند یا مدل ممکن است نتواند به طور دقیق خروجی را معین کند. بنابراین رابطه (۶۱) را می‌توان در نظر گرفت.

$$A\theta + e = Y \quad (61)$$

در این حالت ما به دنبال یافتن $\hat{\theta} = \theta$ هستیم که مجموع مربعات خطا را می‌نیمد:

$$E(\theta) = \sum_{i=1}^m (y_i - a_i^T \theta)^2 = e^T e = (y - A\theta)^T (y - A\theta) \quad (62)$$

اگر AA^T معکوس پذیر باشد، آنگاه:

$$\hat{\theta} = (AA^T)^{-1} A^T y \quad (63)$$

روش دیگری نیز برای محاسبه پارامترها وجود دارد که یک روش بازگشتی است (RLSE) این روش به دو دلیل به وجود آمده است. ۱. گاهی ممکن است که ماتریس AA^T معکوس پذیر نباشد. ۲. فرض کنید θ محاسبه گردیده است. اگر یک جفت داده ورودی خروجی جدید به سیستم اضافه شود، در روش قبل باید کل پارامترها محاسبه شوند، ولی در این روش فقط مقدار پارامتر جدید به دست می‌آید.

بنابراین فرمول‌های بازگشتی در روش مربعات خطای بازگشتی بصورت رابطه (۶۴) می‌باشند.

$$S_{k+1} = S_k - \frac{S_k a_{k+1}^T a_{k+1}^T S_k}{1 + a_{k+1}^T S_k a_{k+1}} \quad (64)$$

$$\theta_{k+1} = \theta_k + S_{k+1} a_{k+1} (y_{k+1} - a_{k+1}^T \theta_k)$$

$$k = 0, 1, \dots, m-1$$

برای شرایط اولیه $\theta_0 = 0$ و $S_0 = \gamma I$ در نظر گرفته می‌شود که I ماتریس همانی به ابعاد $m \times m$ است و γ یک عدد صحیح بزرگ است. همچنین a_{k+1} ، سطرهای ماتریس A در لحظه $k+1$ می‌باشد.

۳-۳ الگوریتم زنبور

الگوریتم زنبور یک الگوریتم بهینه سازی بر اساس هوش جمعی و رفتار هوشمندانه جمعیت زنبور عسل است و در واقع در این روش، جمعیت زنبورهای عسل به دنبال بهترین پاسخ ممکن در فضای حل مسئله، بر مبنای تابع هزینه تعریف شده می‌باشند [۲۴، ۲۳]. زنبورهای کاوشگر که در فضای حل مسئله با احتمال یکنواخت، پراکنده می‌شوند، یک حل بهینه را از طریق تابع هزینه ارزیابی می‌کند.

$$\frac{\partial o_{1,i}}{\partial c_i} = \frac{\partial}{\partial c_i} [\exp[-\frac{x-c_i}{\sigma_i}]] \quad (54)$$

$$= 2 \frac{[x-c_i]}{\sigma_i^2} \exp[-\frac{x-c_i}{\sigma_i}]$$

$$\frac{\partial o_{1,i}}{\partial \sigma_i} = \frac{\partial}{\partial \sigma_i} [\exp[-\frac{x-c_i}{\sigma_i}]] \quad (55)$$

$$= 2 \frac{[x-c_i]^2}{\sigma_i^3} \exp[-\frac{x-c_i}{\sigma_i}]$$

بنابراین طبق روابط (۵۲) تا (۵۵)، رابطه بروزرسانی پارامترهای اولیه استخراج می‌گردد.

حد اقل مربعات خطا: در روش آموزش ترکیبی، برای بروزرسانی پارامترهای تالی در رابطه (۳۹)، از حد اقل مربعات خطای بازگشتی استفاده می‌شود. در حالت کلی خروجی یک مدل خطی به صورت رابطه (۵۶) می‌باشد:

$$y = \theta_1 f_1(u) + \theta_2 f_2(u) + \dots + \theta_n f_n(u) \quad (56)$$

که u بردار ورودی است و f ها توابع شناخته شده هستند و θ ها پارامترهای نامعلوم هستند که باید تقریب زده شوند. برای شناسایی پارامترها نیاز به داده های آموزشی داریم که به صورت رابطه (۵۷) بیان می‌شوند.

$$\{(u_i; y_i)\}, i = 1, \dots, m \quad (57)$$

با جایگزینی زوج های ورودی و خروجی در معادله اصلی به m معادله خطی به صورت رابطه (۵۸) می‌رسیم.

$$y_1 = \theta_1 f_1(u_1) + \theta_2 f_2(u_1) + \dots + \theta_n f_n(u_1)$$

$$y_2 = \theta_1 f_1(u_2) + \theta_2 f_2(u_2) + \dots + \theta_n f_n(u_2)$$

$$\vdots$$

$$y_m = \theta_1 f_1(u_m) + \theta_2 f_2(u_m) + \dots + \theta_n f_n(u_m) \quad (58)$$

که در فرم ماتریسی به صورت $A\theta = Y$ می‌باشد که در آن ماتریس A به فرم رابطه (۵۹) است:

$$A = \begin{bmatrix} f_1(u_1) & \dots & f_n(u_1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ f_1(u_m) & \dots & f_n(u_m) \end{bmatrix} \quad (59)$$

θ یک بردار $1 \times n$ و Y بردار خروجی $1 \times m$ است.

حال در این حالت بردار θ به صورت رابطه (۶۰) قابل محاسبه است.

$$\Delta f = 2 \sin(\pi x_1) \sin(\pi x_2) \sin(\pi x_3) \quad (65)$$

$$|d(t)| \leq 0.6, \quad |\Delta f| \leq 2$$

مقادیر مربوط به توانهای سطح لغزشی ترمینال انتگرالی هوشمند در کنترل کننده مد لغزشی ترمینال انتگرالی بصورت زیر انتخاب گردیده است.

$$p_1 = 5, q_1 = 7, p_2 = 3, q_2 = 7 \quad (66)$$

به منظور انتخاب ضرایب مد لغزشی ترمینال انتگرالی از الگوریتم زنبور استفاده شده است که پارامترهای مربوط به تابع هزینه الگوریتم زنبور عسل، بصورت زیر در نظر گرفته شده است.

$$a_1 = 0.3, a_2 = 2, a_3 = 2, a_4 = 2 \quad (67)$$

پارامترهای کنترل کننده مد لغزشی ترمینال انتگرالی هوشمند که توسط الگوریتم زنبور عسل بدست آمده اند بصورت زیر بدست آمده است. این پارامترها با الگوریتم زنبور در شرایط بدون نامعینی و اغتشاش بدست آمده اند.

$$a = 4.5379, b = 3.8963, K_{ITSM} = 144.4525, \quad (68)$$

$$c_1 = 0.1020, c_2 = -0.7325, \beta = 1.30$$

همچنین فرض گردیده است که مجموعه داده هایی از تابع رابطه (۲۱) در اختیار است که با آنها سیستم استنتاج فازی-عصبی تطبیقی آموزش داده می شود. همانطور که در شکل ۳ مشاهده می شود، کنترل کننده هوشمند در حضور اغتشاش خارجی بخوبی سیستم را پایدار نموده است. سرعت پاسخ مناسب است و چترینگ بطور کامل حذف گردیده است. همچنین پاسخ گذرا مناسب می باشد. در حقیقت این کنترل کننده قادر به کنترل مناسب سیستم در حضور نامعینی های موجود در سیستم و نامعلوم بودن دینامیک سیستم می باشد. همچنین در شکل ۴ کنترل کننده هوشمند در حضور نامعینی نیز بخوبی سیستم را کنترل نموده است و دارای سرعت پاسخ مناسب و بدون چترینگ می باشد.

سطح لغزش در نظر گرفته شده در این روش برای داشتن پاسخی مناسب بدون چترینگ، ترکیبی از روش های انتگرالی و مد لغزشی ترمینال می باشد و به منظور مقایسه ای بین روش مد لغزشی ترمینال و روش کنترلی این مقاله، نتایج شبیه سازی برای کنترل مد لغزشی ترمینال نیز انجام شده است. نتایج مربوط به کنترل مد لغزشی ترمینال، مطابق آنچه در [۱۵] مطرح گردیده و در [۲۵] بر روی سیستم کولت با وجود نامعینی و اغتشاش خارجی انجام شده است، در شکل ۵ آورده شده است. مقادیر توانهای سطح لغزش بصورت زیر در نظر گرفته شده است:

$$p_1 = 5, q_1 = 7, p_2 = 3, q_2 = 7 \quad (69)$$

مکان های مشاهده شده توسط زنبورهای کاوشگر، طبق تابع هزینه درجه بندی می شوند و مکان برتر با مقدار حداقل هزینه یا بالاترین برزندگی، برای جستجوی محلی انتخاب می شود. برای هریک از مکان های انتخاب شده، زنبورهای کارگر به طور تصادفی در همسایگی مکان هایی با رتبه بالا، قرار می گیرند. سپس زنبورهای اضافی به طور تصادفی و به عنوان زنبورهای پیشاهنگ برای یافتن گلزارهای جدید، در فضای کلی حل مسئله پراکنده می شوند. در آخر هر تکرار از برنامه، جمعیت جدید کلونی زنبور از دو گروه تشکیل می شوند. اولین گروه شامل زنبور پیشاهنگ که به عنوان مراکز و نماینده هر گلزار و نشان دهنده نتایج جستجوی محلی الگوریتم می باشند. دومین گروه، زنبور پیشاهنگ می باشند که به صورت تصادفی در فضای حل مسئله تولید می شوند و نمایانگر جستجوی سراسری هستند.

تابع هزینه

تابع هزینه مجموع وزن دار میانگین نمایی حالات سیستم و میانگین نمایی سیگنال کنترل، با وزن های مشخص و به منظور پایداری سازی حالات سیستم به سمت نقطه تعادل در نظر گرفته شده است. وزن های مربوط به جملات تابع هزینه طوری در نظر گرفته می شود که در کنار پایداری سازی حالات در کمترین زمان ممکن، تلاش کنترلی قابل قبول، با نقطه شروع مناسب در کنار جلوگیری از افزایش زیاد چترینگ بدست آید. در رابطه (۶۵) تابع هزینه ای که برای مسئله مور نظر در این مقاله استفاده شده است، آورده شده است.

$$J = a_1 \sqrt{\int_0^{t_f} \frac{1}{t_f} u^2} + a_2 \sqrt{\int_0^{t_f} \frac{1}{t_f} x_1^2} \quad (65)$$

$$+ a_3 \sqrt{\int_0^{t_f} \frac{1}{t_f} x_2^2} + a_4 \sqrt{\int_0^{t_f} \frac{1}{t_f} x_3^2}$$

در رابطه فوق، a_1, a_2, a_3, a_4 اعدادی اسکالر هستند و پارامترهای مربوط به الگوریتم زنبور هستند.

۴- نتایج شبیه سازی

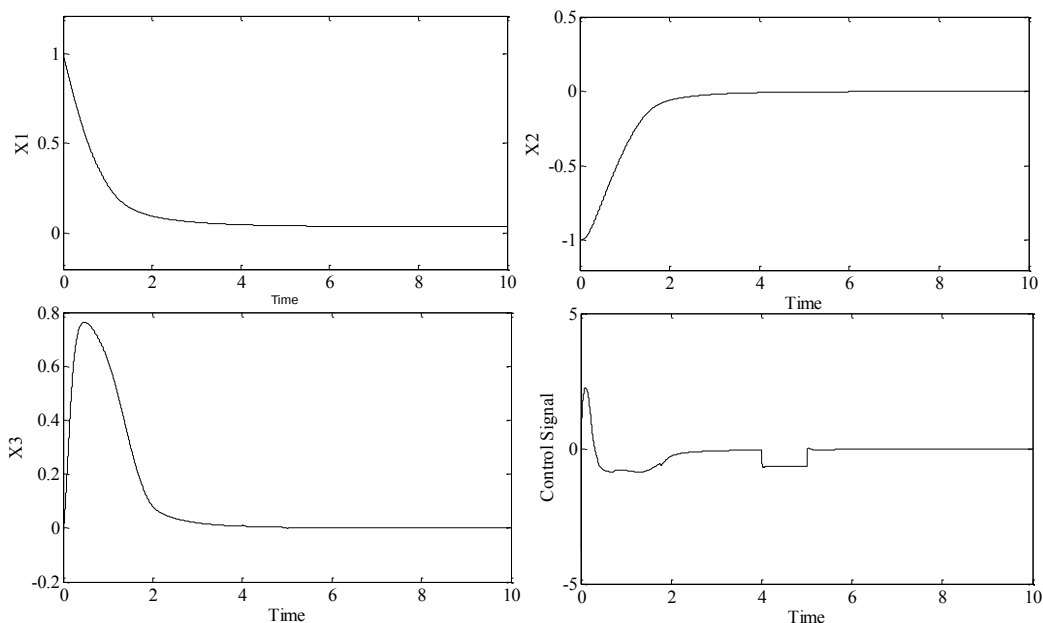
در این بخش کنترل کننده مد لغزشی ترمینال انتگرالی هوشمند بر روی سیستم آشوبگونه کولت اعمال می شود. شرایط اولیه $[1 \ -1 \ 0]$ در نظر گرفته شده است و سیستم تحت نامعینی و اغتشاش خارجی قرار دارد. سیگنال پالس با دامنه ۰٫۶ و پهنای ۱ ثانیه، از ثانیه ۴ تا ۵، به عنوان اغتشاش خارجی به کنترل کننده ها اعمال می شود. همچنین نامعینی جمعی غیر ساختاریافته سازگار، در سیستم حلقه بسته ترکیبی هوشمند مبتنی بر سیستم استنتاج فازی-عصبی تطبیقی، سیگنال سینوسی به صورت زیر در نظر گرفته شده است.

تطبیقی بحث شده در این مقاله روشی موثر و مناسب جهت کنترل سیستم و پایداری حالات می باشد.

به منظور مشاهده تاثیر استفاده از الگوریتم بهینه سازی زنبور در طراحی کنترل کننده، نتایج مربوط به انتخاب تصادفی ضرایب کنترل-کننده مد لغزشی ترمینال در شکل ۶ آورده شده است. ضرایب بصورت تصادفی و دستی مطابق رابطه (۷۱) در نظر گرفته شده است:

$$a = 9.31, \quad b = 2, \quad K_{TSM} = 70.2 \quad (71)$$

همانطور که مشخص است تلاش کنترلی در مقایسه با شکل ۵ بسیار زیاد است و پایداری در حالات سیستم انجام نشده است. بنابراین نیازمند صرف زمان زیادی می باشیم تا با سعی و خطا به پاسخی نسبتاً مطلوب برسیم.

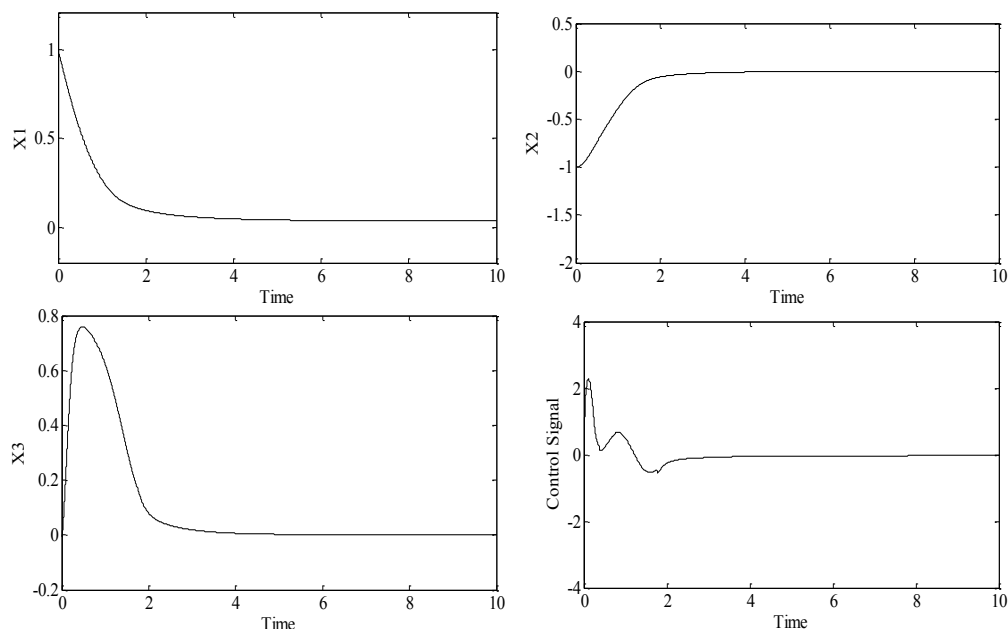


شکل ۳: پاسخ زمانی حالات X_1 ، X_2 و X_3 و سیگنال کنترل u در کنترل مد لغزشی ترمینال انتگرالی هوشمند مبتنی بر سیستم استنتاج فازی-عصبی تطبیقی (IITSM) سیستم کولت در حضور اغتشاش

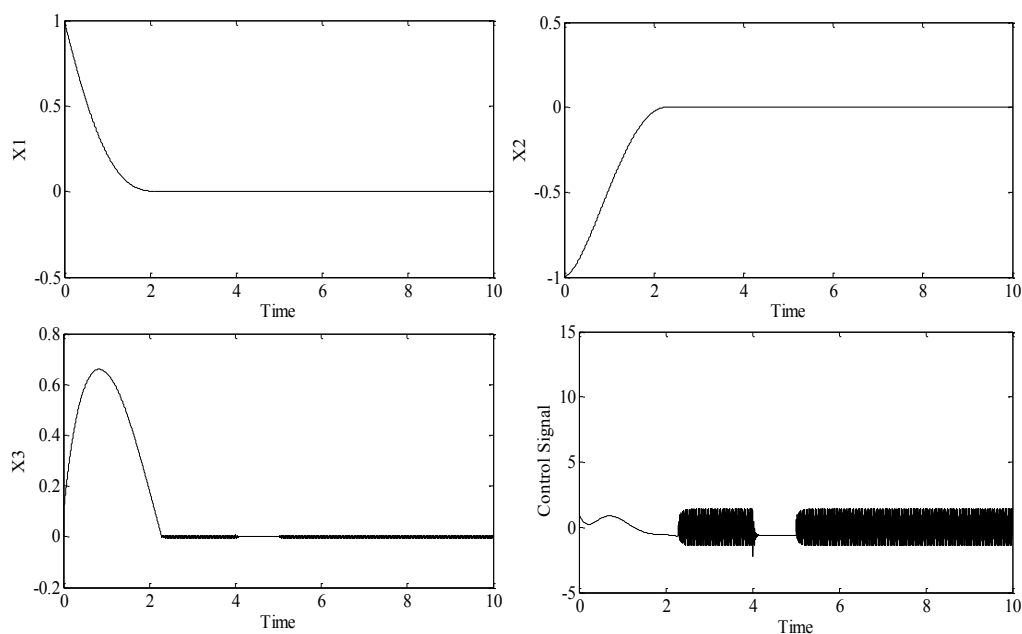
همچنین مقادیر پارامترهای آن با الگوریتم زنبور عسل به صورت زیر بدست آمده است:

$$a = 4.7023, \quad b = 4.7964, \quad K_{TSM} = 126.6199 \quad (70)$$

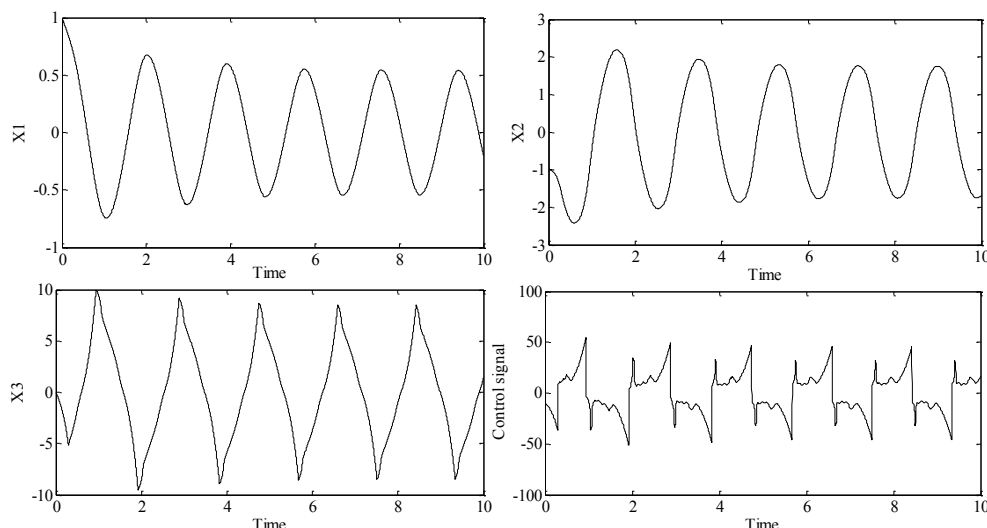
شییه سازی مربوط به مد لغزشی ترمینال نیز در شکل ۵ نشان داده شده است که این روش پیش تر در [۲۵] بر روی سیستم کولت اعمال گردیده بود و به عنوان مقایسه با روش ارائه شده در این مقاله آورده شده است. همانطور که مشاهده می شود، زمان نشست حالات مطلوب می باشد. اما پاسخ دارای چترینگ زیادی می باشد که این مشکل در کنترل کننده طراحی شده در این مقاله برطرف گردیده است. همچنین در مواردی که فقط اطلاعات ورودی خروجی بخشی از دینامیک سیستم در دسترس است، استفاده از سیستم استنتاج فازی-عصبی



شکل ۴: پاسخ زمانی حالات X_1 ، X_2 ، X_3 و سیگنال کنترل u در کنترل مد لغزشی ترمینال انتگرالی هوشمند مبتنی بر سیستم استنتاج فازی-عصبی تطبیقی (IITSM) سیستم کولت در حضور عدم قطعیت



شکل ۵: پاسخ زمانی حالات X_1 ، X_2 ، X_3 و سیگنال کنترل u در کنترل مد لغزشی ترمینال (TSM) سیستم کولت در حضور عدم قطعیت و اغتشاش و با ضرایب بدست آمده توسط الگوریتم زنبور عسل



شکل ۶: پاسخ زمانی حالات X_1 ، X_2 ، X_3 و سیگنال کنترل u در کنترل مد لغزشی ترمینال (TSM) سیستم کولت در حضور عدم قطعیت و اغتشاش و با ضرایب تصادفی

مراجع

- [1] P. Arena, S. Baglio, L. Fortuna, and G. Manganaro, "Hyperchaos from cellular neural networks," *Electronics letters*, vol. 31, pp. 250-251, 1995.
- [2] A. C. Enys, A. Tamas, evic ius and A. Baziliauskas, "Hyperchaos in coupled Colpitts oscillators," *Chaos, Solitons Fractionals*, vol. 17, pp. 349-353, 2003.
- [3] J. P. Goedgebuer, L. Larger, and H. Porle, "Optical cryptosystem based on synchronization of hyperchaos generated by a delayed feedback tunable laser diode," *Physical Review Letters*, vol. 80, pp. 2249-2252, 1998.
- [4] C. Sparrow, "The Lorenz equation: bifurcation, chaos and strange attractors," New York, Springer, 1982.
- [5] G. Chen, and T. Ueta, "Yet another chaotic attractor," *International Journal of Bifurcation and Chaos*, Vol. 12, PP. 1465-1466, 1999.
- [6] S. Dadras, H. R. Momeni, and V. J. Majid, "Sliding mode control for uncertain new chaotic dynamical system," *Chaos, Solitons Fractionals*, vol. 41, pp. 1857-1862, 2009.
- [7] Y. Hong, G. Yang, D. Cheng, S. Spurgeon, "A new approach to terminal sliding mode control design," *Asian Journal of Control*, Vol. 7, pp. 177-181, 2005.
- [8] Yang, Liang and Yang, Jianying, "Nonsingular fast terminal sliding-mode control for nonlinear dynamical systems," *International Journal of*

۵- نتیجه گیری

در این مقاله کنترل کننده مد لغزشی ترمینال انتگرالی هوشمند مبتنی بر سیستم استنتاج فازی-عصبی تطبیقی برای سیستم آشوبگونه کولت طراحی گردید. هدف از ارائه روش پیشنهادی، دستیابی به اهداف مورد نظر از جمله کاهش چترینگ، سرعت پاسخ مناسب و مقاومت نسبت به اغتشاشات و نامعینی یا پاسخ گذرای مطلوب در شرایطی بود که بخشی از سیستم نامعلوم است و فقط به اطلاعات ورودی-خروجی سیستم دسترسی داریم. سطح لغزش در نظر گرفته شده، ترکیب سطح لغزش مد لغزشی ترمینال و انتگرال تابعی از حالات سیستم است که برای اولین بار پیشنهاد شده است. همچنین برای افزایش دقت پاسخ، پارامترها با الگوریتم زنبور محاسبه شده اند. مقایسه روش مطرح شده در این مقاله با روش مد لغزشی ترمینال نشان می دهد که کنترل کننده طراحی شده عملکرد بهتری نسبت به مد لغزشی ترمینال داشته اند و چترینگ در آن حذف گردیده است. همچنین سرعت پاسخ و پاسخ گذرای سیستم نیز مطلوب می باشد. در واقع در روش مد لغزشی ترمینال باید دینامیک سیستم معلوم باشد که در کنار آن، مد لغزشی ترمینال می تواند اثرات وجود نامعینی و اغتشاش را در سیستم بهبود دهد. در روش ارائه شده این مقاله، در صورت داشتن اطلاعات ورودی-خروجی و بدون دسترسی به معادلات دینامیکی سیستم می توان بطور مطلوبی سیستم را کنترل نمود و به اهداف کنترلی مطلوب دست یافت. همچنین روش ارائه شده در این مقاله، قابل اعمال به کلاس وسیعی از سیستم های پیوسته و غیرخطی بدون تاخیر و خودگردان نیز می باشد.

- [17] P. Couillet, C. Tresser, A. Arnodo, "Transition to stochasticity for a class of forced oscillators", *Phys Lett A*, vol. 72, pp. 268-270, 1979.
- [18] A. Arnodo, P. Couillet, C. Tresser, "Possible new strange attractors with spiral structure", *Common Math Phys*, vol. 79, pp. 573-9, 1981.
- [19] J.S.R. Jang, "ANFIS: adaptive-network-based fuzzy inference system. *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*", Vol. 23, No. 3, pp. 665-685, 1993.
- [20] Zhang, Yajun, Chai, Tianyou, Wang, Hong, "A Nonlinear Control Method Based on ANFIS and Multiple Models for a Class of SISO Nonlinear Systems and Its Application", Vol. 22, No. 11, pp. 1783-1795, 2011.
- [21] O. Nelles, "Nonlinear System Identification: From Classical approaches to Neural Networks and Fuzzy Models", Springer-Verlag, Germany, 2001.
- [22] C. Loganathanl, K.V. Girija, "Investigations on Hybrid Learning in ANFIS", *Int. Journal of Engineering Research and Applications*, Vol. 4, Issue 10, pp. 2248-9622, 2014.
- [23] D. T. Pham, M. Castellani, "The Bees Algorithm: modeling foraging behavior to solve continuous optimization problems", *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science*, Vol. 223, No. 12, pp. 2919-2938, 2009.
- [24] R. Gholipour, A. Khosravi, H. Mojallali, "Bees Algorithm based Intelligent Backstepping Controller Tuning for Gyro System", *The Journal of Mathematics and Computer Science*, Vol.5, No. 3, pp. 205-211, 2012.
- [25] S. Khari, Z. Rahmani, B. Rezaie, "chaos control using fuzzy controller based on combination of intelligent terminal sliding mode and state feedback controllers", *international journal of engineering & technology sciences*, vol. 03, issue 04, pp. 317-336, 2015.
- Robust and Nonlinear Control, vol. 21, pp. 1865-1879, 2011.
- [9] S. T. Venkataraman, S. Gulati, "Control of nonlinear systems using terminal sliding modes," *Proceedings American Control Conference*, Chicago, IL, U.S.A., pp. 891-893, 1992.
- [10] X. Yu, Z. Man "Model reference adaptive control systems with terminal sliding modes," *International Journal of Control*, vol. 66, pp. 1165-1176, 1996.
- [11] X. Yu, Z. Man, "Fast terminal sliding mode control for single input systems," *Proceedings of 2000 Asian Control Conference*, Shanghai, China, July 2000.
- [12] X. Yu, Z. Man, "Fast terminal sliding-mode control design for nonlinear dynamical systems," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 49, pp. 261-264, 2002.
- [13] Y. Feng, X. Yu, Z. Man "Non-singular adaptive terminal sliding mode control of rigid manipulators," *Automatica*, vol 38, pp. 2159-2167, 2002.
- [14] X. Yu, Z. Man, Y. Feng, Z. Guan "Nonsingular terminal sliding mode control of a class of nonlinear dynamical systems," *Proceedings of 2002, IFAC 15th Triennial World Congress*, Barcelona, Spain, 2002.
- [15] S. Khari, Z. Rahmani, B. Rezaie, "Designing fuzzy logic controller based on combination of terminal sliding mode and state feedback controllers for stabilizing chaotic behaviour in rod-type plasma torch system," *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, doi:10.1177/0142331214568607, 2015.
- [16] K. Konishi, M. Hirai, and H. Kokame, "Sliding mode control for a class of chaotic systems" *Physics letters A*, vol. 245, pp. 511-517, 1998.

طراحی یک زیر سیستم تعیین وضعیت تحمل پذیر عیب خود کار برای ماهواره سه محوره مبتنی بر استخراج ماتریس های دوران مختلف و محاسبه معیارهای واریانسی

مصطفی عابدی^۱، سعید نصراللهی^۲

^۱ استادیار، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه شهید بهشتی، mo_abedi@sbu.ac.ir

^۲ دانشجوی دکترای مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی امیرکبیر، ss_nasrolahi@aut.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۴/۳/۲۸، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۴/۸/۶)

چکیده: هدف از این مقاله طراحی یک زیرسیستم تعیین وضعیت تحمل پذیر عیب برای یک ماهواره سه محوره می باشد. برای این منظور فرض شده است که تنها داده های حسگرهای خورشید و میدان مغناطیسی در دسترس هستند. با استفاده از الگوریتم طراحی شده می خواهیم یک عملیات پیوسته و مطمئن را برای محاسبه زوایای اوپلر علی رغم رخداد عیب در حسگرهای فوق داشته باشیم. به عبارت دیگر دارای قابلیت تعیین حسگر معیوب و حذف خودکار داده های معیوب از فرایند تعیین وضعیت را داشته باشد. راه حل پیشنهادی در این مقاله یک راهکار مستقل از مدل نوین می باشد که بر مبنای استخراج کلیه دوران های ممکن بین دستگاه های مختصات مداری و بدنه ماهواره می باشد. با محاسبه واریانس های حاصل از این دوران ها و دسته بندی مناسب آنها نشان داده می شود که نه تنها حسگر معیوب بلکه عوامل ایجاد عیب تا چهار سطح قابل تشخیص هستند. هر سطح معرف درصدی از میزان گستردگی عیب رخ داده می باشد. علاوه بر این قابلیت اصلاح اثر عوامل ایجاد عیب در فرایند محاسبه زوایا منظور شده است. بنابراین پیشنهاد فوق یک روش مستقل از مدل را برای مدیریت عیب ارائه می دهد که تحت تأثیر تغییرات دینامیکی و یا عملکرد نادرست عملگرها قرار نمی گیرد و هیچ گونه سخت افزار افزونه را تحمیل نخواهد کرد. در انتهای مقاله با انجام شبیه سازی، عملکرد راهکار پیشنهادی برای سناریوهای مختلف رخداد عیب صحت سنجی می گردد. نتایج بدست آمده خروجی های قابل انتظار از الگوریتم را تأیید می نمایند.

کلمات کلیدی: ماهواره سه محوره، تعیین وضعیت، تحمل پذیر عیب، آشکارسازی عیب، جداسازی عیب، اصلاح عیب.

Design of an Autonomous Fault Tolerant Attitude Determination System for a Three Axis Satellite Based on Derivation of Different Rotation Matrices and Computation of Variance Measures

Mostafa Abedi, Saeed Nasrolahi

Abstract: A fault tolerant attitude determination system for a three axis satellite has been suggested in this paper. For this purpose, the sun sensor and magnetometer data are only available. Using the designed algorithm, it is expected to have a reliable and continues process for computing the Euler angles. In other words, the faulty sensors should be determined and their faulty data are corrected automatically. The solution presented in this paper is a non-model based method that is based on on derivation of all possible rotations between reference and body frames. Using the Euler angles provided by these rotations, some variance measures are computed which utilized as an analytical tool for fault detection. With the development of this idea, it is shown that not only the faulty sensors but also their fault sources could be isolated. These sources are categorized into four levels that each level shows the fault extent. This paper also suggests some solutions for correcting the fault effects. So, the proposed approach is a non-model based methodology for fault management that is not affected by the dynamic variations or the uncorrect performance of the actuators. This suggestion also does not impose any additional hardware. Finally, the presented algorithms are validated using the simulations in different scenarios. The numerical results verify the expected outputs.

Keywords: Three axis satellite, attitude determination, fault tolerant, fault detection, fault isolation, fault correction.

۱- مقدمه

پیشگیری رو به افزایش وسیله های فضائی همانند ماهواره ها و معیارهای کاهش هزینه باعث شده است که امروزه مقوله خودکاری در ماهواره ها بیش از پیش مورد توجه قرار گیرد. یکی از جنبه های خودکاری، قابلیت های آشکارسازی و اصلاح عیب بوده که با توجه به شرایط محیطی خاص حاکم بر فضا و بررسی آمار عیوب رخ داده در این وسیله فضائی دارای اهمیت ویژه ای می باشد. یک مقایسه آماری که حاصل از اطلاعات ۱۵۸۴ ماهواره مابین سال های ۱۹۹۸ تا ۲۰۰۸ می باشد، نشان می دهد که ۳۶ درصد از عیوب حادث شده در ماهواره به زیرسیستم تعیین و کنترل وضعیت مشتمل بر حسگرها، عملگرها و الکترونیک وضعیت اختصاص یافته است [۱]. بسیاری از این حوادث غیر منتظره به از دست رفتن مأموریت و یا مختل شدن سرویس مورد انتظار از آن منجر گردیده است [۲]. نظر به اهمیت ذکر شده، در این مقاله طراحی یک زیرسیستم تعیین وضعیت تحمل پذیر عیب مد نظر قرار گرفته است. تعیین وضعیت به فرایند محاسبه جهت گیری ماهواره نسبت به یک دستگاه مرجع اطلاق می گردد. این جهت گیری توسط زوایای اوپلر نمایش داده می شود که همان زوایای مابین دستگاه مختصات بدنه ماهواره و دستگاه مرجع است. هدف از الگوریتم پیشنهاد شده، دستیابی به یک راهکار تحلیلی جهت محاسبه مطمئن و پیوسته این زوایا می باشد. به عبارت دیگر محاسبه صحیح این زوایا را علی رغم رخداد عیب در حسگرها نتیجه خواهد داد.

امروزه روش های تحلیلی بعنوان یک حوزه تحقیق ساختار یافته و بالغ جهت مدیریت عیب در زیرسیستم تعیین وضعیت ماهواره مطرح می باشد. این روش ها عمدتاً مبتنی بر تخمین گرهای همانند فیلترهای کالمن و یا مشاهده گرها می باشند. [۳-۸] از نمونه های کاربرد فیلترهای کالمن برای برخی مأموریت های شناخته شده همانند SDO، ان کیوب و آ.آ. یوست محسوب می گردند. در این راستا همچنین از ساختار مبتنی بر دو فیلتر کالمن استفاده گردیده است که امکان پیدا کردن حسگر معیوب را فراهم می آورد [۹]. برای حل شدن کاربری فیلترهای کالمن به دینامیک های غیرخطی، استفاده از فیلتر کالمن توسعه یافته [۱۰] و یا فیلتر کالمن خنثی [۱۱] پیشنهاد گردیده است. الگوریتم فیلتر کالمن خنثای مقاوم، راهکار دیگری می باشد که جهت آشکارسازی عیب در حسگرهای ژایرو و مغناطیس سنج بکار گرفته شده است و منجر به همگرایی سریع تر خطای تخمین حالت علی رغم رخداد عیب می گردد [۱۲]. در [۱۳] از یک طرح تطبیقی مبتنی بر ضرایب بهره چندگانه در فیلتر استفاده شده است بگونه ای که تنها داده های حسگرهای معیوب مقیاس دهی می گردند و در نتیجه خطای تخمین حالت محدود باقی می ماند. ساختار بکار گرفته شده در [۱۴] مبتنی بر استفاده از فیلترهای کالمن محلی برای هر یک از حسگرها می باشد، همچنین در [۱۵] یک فیلتر کالمن توسعه یافته تطبیقی محو کننده عیب طراحی شده است. دسته ای دیگر از روش ها مبتنی بر

مشاهده گر می باشند که برخی از آنها بر اساس تولید مانده و مقایسه آن با حد آستانه عمل می کنند. الگوریتم تخصیص ساختار ویژه که در ماهواره هندی IRS مورد استفاده قرار گرفته است، دارای چنین فلسفه عملکردی می باشد [۱۶]. سایر روش ها دارای قابلیت تخمین عیب بوده که شامل فیلترهای پیش بین، تکنیک های هوشمند در ترکیب با روش های تطبیقی و یا روش های مبتنی بر مشاهده گرهای لغزشی می باشند [۱۷-۲۲]. همانطور که بطور ضمنی در بررسی مراجع فوق ملاحظه گردید، برخی از روش های ارائه شده علاوه بر تعیین محل رخداد عیب، دارای قابلیت اصلاح اثر عیب در محاسبات زوایای تعیین وضعیت نیز می باشند. این راهکارها عموماً مبتنی بر دارا بودن مجموعه حسگرهای پشتیبان هم جنس و طراحی مکانیزم های آشکارسازی عیب مستقل برای هر یک از آنها می باشند. استفاده از فیلترهای کالمن محلی برای هر یک از حسگرها [۱۴]، راهکار مبتنی بر فیلترهای کالمن خنثای وابسته [۲۳] و راهکار ارائه شده در [۹] دارای چنین ایده ای می باشند. در این روش ها، حسگرهای معیوب از فرایند تخمین وضعیت کنار گذاشته می شوند، و محاسبه زوایای وضعیت صحیح با استفاده از حسگرهای سالم موجود ادامه می یابد. برخی روش ها نیز همانند [۱۲]، [۱۳] و [۲۴] همچنین مراجع مورد اشاره در [۲۰]، [۲۱] و [۲۲] بدون نیاز به دانستن منشأ عیب ذاتاً روش های تخمین مقاوم محسوب می گردند و علی رغم رخداد عیب، خطای تخمین حالت را محدود نگاه می دارند.

تمامی مکانیزم های تشخیص، جداسازی و اصلاح عیب بررسی شده در فوق، روش های مبتنی بر مدل محسوب گردیده که عملکرد آنها بر اساس تطبیق خروجی حسگرها و عملگرها بر ارتباطات دینامیکی مورد انتظار از سیستم می باشد. بنابراین این روش ها می توانند متأثر از عدم قطعیت های ناخواسته در دینامیک همانند عیب عملگرها قرار گرفته و به اشتباه رخداد عیب را اعلان نمایند. در این مقاله نیز یک راهکار تحلیلی برای تعیین وضعیت ماهواره و مدیریت عیب این زیرسیستم مد نظر می باشد. در این زیرسیستم فرض می گردد که تنها داده حسگر خورشید و حسگر مغناطیسی در دسترس می باشد. حسگر خورشید در هر لحظه وضعیت ماهواره را نسبت به خورشید تعیین می کند و حسگر مغناطیسی، مولفه های میدان مغناطیسی زمین را در هر نقطه مداری حول زمین اندازه گیری می کنند. طبیعتاً به دلیل عدم وجود حسگرهایی همچون ژایرو و یا افق زمین با محدودیت دقت ناشی از خطای این حسگرها روبرو هستیم و لذا کلاس ماهواره های مورد نظر دارای رزولوشن حداکثر ۱۵ متر می باشد. دو مدکاری در این زیرسیستم مد نظر می باشد که شامل مدهای نرمال و تصویربرداری هستند. در مد نرمال از داده های یک حسگر خورشید آنالوگ دو محوره با دقت ۳ درجه و یک حسگر مغناطیسی سه محوره با دقت ۱۲۰ نانوتسلا استفاده می گردد و دقت تعیین وضعیت بهتر از ۳ درجه مد نظر است. در مد تصویربرداری داده های یک حسگر خورشید دیجیتال دو محوره با دقت ۰/۳ درجه و حسگر مغناطیسی اشاره شده در فوق بکار گرفته می شوند و دقت تعیین وضعیت بهتر از ۰/۵

نرم‌افزاری مضاعف هم رخداد عیب و هم منشأ آن را بطور همزمان اعلان می‌نماید. در حوزه اصلاح عیب نیز اکثر مراجع بیشتر بر روی صرفاً اعلان عیب متمرکز هستند. مراجع اندکی چون [۱۴] و [۲۳] به این موضوع پرداخته‌اند که مجدداً همگی دارای اشکال یاد شده در مورد لزوم استفاده از حسگرها و تخمین‌گرهای متعدد می‌باشند. برخی از روش‌ها همچون [۲۴] هر چند ذاتاً تخمین‌گرهای مقاومی هستند اما دارای قابلیت‌های آشکارسازی و جداسازی همانند الگوریتم طراحی شده نمی‌باشند.

در ادامه مقاله در بخش دوم، دستگاه‌های مختصات مورد نیاز معرفی می‌گردند. در بخش سوم روابط کلی زوایای اوایلر و ارتباط آن با ماتریس‌های دوران بررسی می‌گردند. در بخش چهارم مراحل طراحی زیرسیستم تعیین وضعیت تحمل‌پذیر عیب عنوان می‌گردد. در نهایت در بخش پنجم نتایج شبیه‌سازی و ارزیابی الگوریتم‌های طراحی شده ارائه می‌شوند.

۲- دستگاه‌های مختصات تعریف شده

همانطور که پیش از این عنوان گردید، زوایای وضعیت ارتباط میان دستگاه مختصات بدنه ماهواره و دستگاه مرجع را ارائه می‌دهند. از آنجا که در این مقاله حرکت ماهواره در یک مدار حول زمین فرض می‌گردد، دستگاه مختصات مداری به عنوان دستگاه مرجع انتخاب گردیده است. دستگاه‌های فوق که به منظور تحلیل حرکت ماهواره مورد استفاده قرار گرفته‌اند، به شکل زیر تعریف می‌گردند: دستگاه مختصات مداری روی مدار ماهواره در نظر گرفته شده و با تغییر موقعیت مداری ماهواره، مرکز آن جابجا می‌شود. محور X_o این دستگاه در راستای بردار سرعت ماهواره در مدار، Z_o به سمت مرکز زمین و Y_o به گونه‌ای اختیار می‌گردد که دستگاه فوق، راستگرد شود. مرکز دستگاه مختصات بدنه (X_b, Y_b, Z_b) منطبق بر مرکز جرم ماهواره می‌باشد و محورهای آن در راستای محورهای اصلی اینرسی ماهواره در نظر گرفته شده‌اند.

۳- استخراج زوایای اوایلر از ماتریس‌های دوران

همانطور که در بخش گذشته عنوان گردید، زوایای اوایلر ارتباط میان دستگاه‌های مختصات بدنه و مداری (مرجع) ماهواره را توصیف می‌کنند. این ارتباط توسط یک ماتریس دوران نشان داده می‌شود که بردارها را از دستگاه مختصات مداری به دستگاه مختصات بدنه نگاشت می‌کند. این ماتریس شامل برخی توابع مثلثاتی از زوایای اوایلر می‌باشد. در بحث ما، زوایای اوایلر با زوایای دوران حول محورهای بدنه به ترتیب زیر تعریف می‌گردند: φ حول X ، θ حول Y و ψ حول Z (شکل ۱). بنابراین ماتریس تبدیل bT_o با انجام ضرب‌های ماتریسی زیر محاسبه می‌گردد [۲۶]:

درجه مورد نظر است. برای زیرسیستم فوق، هدف معرفی یک روش صرفاً نرم‌افزاری است که بتواند جدا از محاسبه معمول زوایای اوایلر، دارای قابلیت تشخیص خودکار عیب، تعیین محل رخداد عیب و حذف یا اصلاح داده‌های معیوب در فرایند محاسبه زوایا باشند. برای این منظور در ادامه مقاله یک فلسفه نوین معرفی می‌گردد که مبتنی بر استخراج کلیه دوران‌های ممکن مابین دستگاه‌های مختصات مداری و بدنه و محاسبه زوایای اوایلر با استفاده از این دوران‌ها می‌باشد. با استفاده از این زوایای اوایلر، برخی معیارهای واریانسی محاسبه می‌گردند که میزان تغییرات آنها می‌تواند ملاکی برای اعلان رخداد عیب در حسگرها باشد. این راهکار یک ایده کاملاً مستقل از دینامیک ماهواره بوده که بدون نیاز به دانستن وضعیت عملگرها همواره زوایای وضعیت صحیح را محاسبه می‌کنند. راهکار فوق همچنین امکان تعیین حسگر معیوب و مؤلفه معیوب آن را فراهم می‌آورد. در این راستا نشان داده می‌شود که با دسته‌بندی مناسب روش‌های محاسباتی می‌توان تا چهار سطح دسته‌بندی عوامل ایجاد عیب را انجام داد که هر سطح، معرف درصدی از میزان گستردگی عیب رخ داده می‌باشد. در سطح اول، رخداد عیب در فقط یک مؤلفه از حسگرها بررسی می‌گردد. در سطوح دوم و سوم، رخداد عیب در دو مؤلفه از کل حسگرها ارزیابی می‌شود. اگر عیب به هیچ یک از مقوله‌های فوق تعلق نداشت، عیب در حداقل سه مؤلفه از حسگرها روی داده است که به معنای معیوب بودن بیش از ۵۰ درصد از زیر سیستم تعیین وضعیت می‌باشد. در این مقاله همچنین راهکارهایی برای تصحیح زوایای وضعیت برای هر یک از حالت‌های عیب فوق‌الذکر ارائه گردیده است. در حالت سالم بودن حسگرها، تعیین وضعیت توسط روش مبتنی بر کوآرتیون Q [۲۵] صورت می‌گیرد که یک الگوریتم معمول شناخته شده می‌باشد، اما در حالت معیوب شدن، سیستم بر روی الگوریتم طراحی شده در این مقاله سوئیچ می‌گردد که بر اساس طبقه عیب، داده‌های معیوب را از فرایند تعیین وضعیت حذف می‌نماید. این فرایند بطور خودکار و مستقل از فرمان ایستگاه زمینی صورت می‌گیرد. بنابراین توسط یک الگوریتم کلیه قابلیت‌های تشخیص عیب، جداسازی عیب و اصلاح آن بطور همزمان و بدون ایجاد تأخیر جدی صورت خواهد گرفت.

مقایسه کار صورت گرفته در این مقاله با سایر مراجع نشان می‌دهد که تاکنون از چنین ایده‌ای در هیچ یک از مقالات استفاده نشده است. این روش مستقل از دینامیک بوده و بنابراین اعلان عیب مستقل از سایر بخش‌های دیگر سیستم صورت می‌گیرد. همچنین در این مقاله، علت‌یابی عیب تا سطح مؤلفه‌های حسگرها صورت گرفته است. در مراجعی چون [۹] و [۱۴] جداسازی را تا سطح حسگر انجام داده‌اند که مستلزم استفاده از چندین نوع حسگر مشابه و طبقات فیلتر متناظر بوده که به نوعی افزایش سخت‌افزار و بار محاسباتی را به همراه خواهد داشت. روش‌های مبتنی بر مشاهده‌گر چون [۱۸]، [۱۹] و [۲۰] نیز بیشتر بر روی تخمین میزان عیب متمرکز هستند که البته این قابلیت در این مقاله مد نظر نمی‌باشد. روش معرفی شده در این مقاله بدون نیاز به حسگر و یا الگوریتم

نیز وجود داشته باشد. بسیاری از الگوریتم های تعیین وضعیت رایج همانند روش های جبری و مبتنی بر کوانترنئون (Q) که در مأموریت های مختلف مورد استفاده قرار می گیرند در حالت معمول عملکرد قابل قبولی دارند. اما با رخداد عیب، چون قابلیت تفکیک داده های غلط از حسگرها را ندارند، منجر به تولید زوایای وضعیت غیر معتبر می گردند. بنابراین هدف طراحی یک بسته نرم افزاری تعیین وضعیت بوده که به ترتیب دارای قابلیت های زیر باشد:

- (۱) محاسبه زوایای وضعیت در حالت سالم بودن حسگرها
- (۲) اعلان رخداد عیب در کل زیرسیستم تعیین وضعیت که "تشخیص عیب" عنوان می گردد.
- (۳) تعیین حسگر معیوب و مولفه های معیوب حسگر که "جداسازی عیب" اطلاق می گردد.
- قابل توجه است که مجموع مراحل (۳) و (۴) طبقه عیب و سطح گستردگی عیب را نشان می دهند.
- (۴) انجام اقدامات اصلاحی خودکار برای حذف داده معیوب حسگرها از فرایند تعیین وضعیت و تولید زوایای وضعیت معتبر

شکل ۲ بلوک دیاگرام زیرسیستم تعیین وضعیت طراحی شده را جهت دستیابی به اهداف فوق به تصویر می کشد. در این شکل ملاحظه می گردد که ورودی های تعیین وضعیت، اندازه گیری های حسگر خورشید و حسگر میدان مغناطیسی در دستگاه بدنه و همچنین مدلسازی بردارهای خورشید و میدان مغناطیسی در دستگاه مداری می باشد. زوایای وضعیت در حالت سالم بودن حسگرها با استفاده از الگوریتم Q محاسبه می گردد. با رخداد عیب، با توجه به اینکه این روش کارایی لازم را نخواهد داشت، سیستم بر روی راهکار پیشنهادی که یک روش تحمل پذیر نسبت به عیب است سوئیچ می گردد. مکانیزم اعلان عیب مبتنی بر استخراج ۲۵ روش مستقل برای محاسبه زوایای اوپلر و ارائه برخی معیارهای واریانسی می باشد. جزئیات مربوط به این الگوریتم در بخش های آتی عنوان می گردد. مرحله بعد، جداسازی عیب بوده که خروجی آن حسگرهای معیوب و داده های معیوب از آنها می باشد. مکانیزم اصلاح عیب پیشنهادی بگونه ای طراحی شده است که این داده های معیوب از فرایند تعیین وضعیت حذف

$${}^bT_o = T_\phi T_\theta T_\psi = \begin{bmatrix} c\theta c\psi & c\theta s\psi & -s\theta \\ s\phi s\theta c\psi - c\phi s\psi & s\phi s\theta s\psi + c\phi c\psi & s\phi c\theta \\ c\phi s\theta c\psi + s\phi s\psi & c\phi s\theta s\psi - s\phi c\psi & c\phi c\theta \end{bmatrix} \quad (1)$$

که c بیانگر تابع cos و s بیانگر تابع sin می باشد. مرجع [۲۶] نحوه بدست آوردن ماتریس های T_ψ , T_θ و T_ϕ را نشان می دهد. در سیستم تعیین وضعیت سه محوره، ماتریس تبدیل فوق، با استفاده از اندازه گیری های حسگرها بدست آورده می شود. با بدست آوردن این ماتریس تبدیل، زوایای اوپلر (خروجی های تعیین وضعیت) با استفاده از مولفه های bT_o به شکل زیر محاسبه می گردند:

$$\theta = -\arcsin(T_{13}) \quad (2)$$

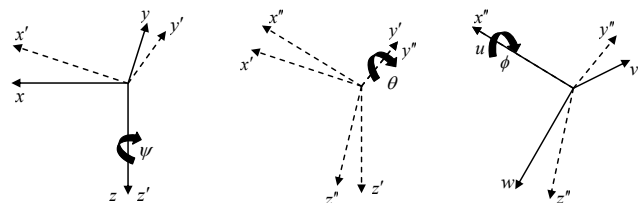
$$\phi = a \tan 2(T_{23}, T_{33}) \quad (3)$$

$$\psi = a \tan 2(T_{12}, T_{11}) \quad (4)$$

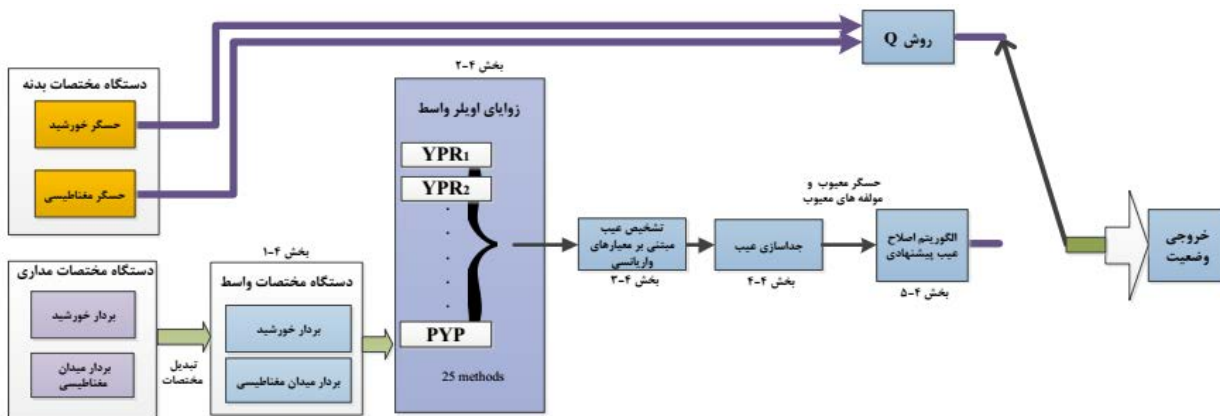
در ادامه با استفاده از مفاهیم فوق مراحل طراحی زیرسیستم تعیین وضعیت پیشنهادی تشریح می گردند.

۴- طراحی زیرسیستم تعیین وضعیت تحمل پذیر عیب

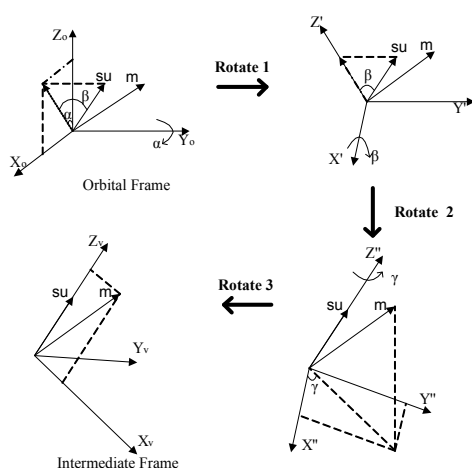
همانطور که پیش از این عنوان گردید، هدف از این مقاله نه تنها محاسبه زوایای وضعیت می باشد بلکه این انتظار وجود دارد که در مواقع رخداد عیب، قابلیت های هشدار و اقدامات اصلاحی خودکار پس از آن



شکل ۱: ارتباط میان زوایای دوران و محورهای دستگاه بدنه



شکل ۲: زیر سیستم تعیین وضعیت طراحی شده



شکل ۳: دوران‌های مورد نیاز برای بدست آوردن دستگاه واسط

مختصات فوق را راستگرد خواهد کرد. دستگاه مختصات مداری تعریف شده در بخش ۲ در این شکل نمایش داده شده است. بردار خورشید و میدان مغناطیسی در این دستگاه به ترتیب با $[su_{xo} \ su_{yo} \ su_{zo}]^T$ و $[m_{xo} \ m_{yo} \ m_{zo}]^T$ نمایش داده می‌شوند. مؤلفه‌های بردار خورشید فوق در دستگاه مداری با مدلسازی موقعیت نسبی ماهواره و خورشید بدست می‌آیند. همچنین مؤلفه‌های بردار میدان مغناطیسی در دستگاه مداری با استفاده از مدل IGRF [۲۵] محاسبه می‌گردند. بنابراین بردارهای ذکر شده بردارهای مدل بوده که همواره معلوم هستند. بعد از انتقال این بردارها به دستگاه مختصات واسط، بردارهای بدست آمده su_v و m_v نیز همچنان معلوم خواهند بود (b_1 و b_3 در (۵) معلوم خواهند بود). بر اساس تعریف دستگاه مختصات واسط فوق، ماتریس تبدیل مابین دستگاه‌های مختصات مداری به بدنه ماهواره مطابق رابطه زیر بدست خواهد آمد:

$$b_o^T = b_v^T \times v_o^T \quad (6)$$

گردند. کلیه این الگوریتم‌ها در کامپیوتر روی برد ماهواره پیاده‌سازی و بصورت زمان حقیقی اجرا می‌گردند. در ادامه مراحل طراحی هر یک از الگوریتم‌های فوق که متناظر با یکی از بلوک‌های شکل ۲ می‌باشد، تشریح می‌گردد.

۴-۱- تعریف دستگاه مختصات واسط

محاسبه زوایای اوپلر با استفاده از رویکرد مورد استفاده در این مقاله در صورتی ساده خواهد بود که بردارهای خورشید su و میدان مغناطیسی زمین m به شکل زیر تبدیل گردند:

$$su_v = [0 \ 0 \ 1]^T, \ m_v = [b_1 \ 0 \ b_3]^T \quad (5)$$

که b_1 و b_3 پارامترهای دلخواهی هستند. از آنجا که دستگاه مختصات مداری بعنوان دستگاه مرجع تعریف شده است، بنابراین شش مؤلفه موجود در بردارهای فوق در این دستگاه در حالت کلی غیرصفر می‌باشند. برای حل این مشکل در این مقاله یک دستگاه مختصات واسط تعریف شده است که در آن بردارهای مذکور به فرم مطلوب تبدیل می‌گردند. این موضوع در شکل ۲ نیز به تصویر کشیده شده است. این دستگاه با اعمال تبدیل‌های متوالی بر روی دستگاه مختصات مداری حاصل می‌گردد. بنابراین در فرایند طراحی زیرسیستم تعیین وضعیت، دستگاه مختصات مرجع با دستگاه مختصات واسط جایگزین می‌گردد و تمامی ماتریس‌های دوران و زوایای اوپلر می‌بایست نسبت به این دستگاه استخراج گردند. در ادامه مقاله به زوایای اوپلر محاسبه شده در این دستگاه، زوایای اوپلر واسط θ_v ، φ_v و ψ_v اطلاق می‌گردند که در مکانیزم‌های تعیین وضعیت طراحی شده مورد استفاده قرار می‌گیرند. شکل ۳ دستگاه مختصات واسط و بردارهای وضعیت در این دستگاه را نمایش می‌دهد. مطابق با شکل فوق، محور Z_v این دستگاه منطبق بر بردار خورشید su ، محور X_v آن بگونه‌ای است که بردار میدان مغناطیسی در صفحه $X_v - Z_v$ قرار گرفته و محور Y_v دستگاه

شده توسط حسگر خورشید در دستگاه بدنه می باشند. همانطور که ملاحظه می گردد، خروجی اندازه گیری شده توسط حسگرها مطابق با روابط (۱۱) و (۱۲) با ماتریس bT_v دارای ارتباط می باشند. در بخش بعد بر روی این تبدیل متمرکز شده و روش های مختلف محاسبه آن استخراج می گردند. همچنین با بکارگیری مولفه های این ماتریس، راهکارهای مختلفی برای بدست آوردن زوایای اوایلر واسط ارائه می گردند.

۴-۲- استخراج ماتریس های دوران مابین دستگاه های مختصات واسط و بدنه

در این بخش می بایست کلیه ماتریس های دوران مابین دستگاه های مختصات واسط و بدنه استخراج گردند که این موضوع به صورت شماتیکی در شکل ۲ نمایش داده شده است. هر یک از این دوران ها به روش های مختلفی برای محاسبه زوایای اوایلر واسط منتج گردیده که بر اساس آنها برخی معیارهای واریانسی برای مقاصد تشخیص و جداسازی عیب تعریف می شوند. روال بکار گرفته شده بدین صورت است که ابتدا ماتریس دوران یاو-پیچ-رول YPR که دوران معمول در کاربردهای هوافضا می باشد، بعنوان دوران مبنا استخراج گردیده و کلیه روابط تعیین زوایای اوایلر واسط متناظر با آن بدست آورده می شوند. سپس با استخراج سایر ماتریس های دوران و مطابقت آنها با ماتریس دوران اصلی فوق، زوایای اوایلر واسط متناظر با آنها نیز محاسبه می گردند. ماتریس دوران یاو-پیچ-رول YPR، که با دوران به ترتیب ψ_v حول Z ، θ_v حول Y و φ_v حول X حاصل می گردد، دارای ساختار زیر می باشد:

$${}^bT_{YPR} = \begin{bmatrix} c\theta_v c\psi_v & c\theta_v s\psi_v & -s\theta_v \\ s\varphi_v s\theta_v c\psi_v - c\varphi_v s\psi_v & s\varphi_v s\theta_v s\psi_v + c\varphi_v c\psi_v & s\varphi_v c\theta_v \\ c\varphi_v s\theta_v c\psi_v + s\varphi_v s\psi_v & c\varphi_v s\theta_v s\psi_v - s\varphi_v c\psi_v & c\varphi_v c\theta_v \end{bmatrix} \quad (13)$$

با توجه به روابط (۱۱)، (۱۲) و (۱۳)، زوایای اوایلر واسط را می توان بصورت زیر محاسبه نمود:

$$\begin{aligned} \theta_v &= -\arcsin(su_x) \\ \varphi_v &= \arcsin(su_y / \cos\theta_v) \\ \psi_v &= \arccos([m_x + b_1 \sin\theta_v] / b_3 \cos\theta_v) \end{aligned} \quad (14)$$

همانطور که مشخص است، در روش فوق، برای تعیین زوایای اوایلر واسط نیازی به در اختیار داشتن تمامی مؤلفه های خروجی حسگرهای وضعیت نمی باشد و تنها با مؤلفه های su_x ، su_y و m_x می توان زوایای دوران را استخراج نمود. روش فوق را YPR_1 می نامیم. به همین ترتیب می توان با استفاده از ترکیبی دیگر از درایه ها در همین دوران YPR، زوایای اوایلر واسط را استخراج نمود:

که bT_v ماتریس تبدیل بین دستگاه های مختصات واسط و بدنه و vT_o ماتریس تبدیل بین دستگاه های مختصات مداری و واسط می باشند. bT_v در رابطه فوق یک ماتریس معلوم بوده که با استفاده از بردارهای مدل در دستگاه مختصات مداری بدست آورده می شود. این ماتریس تبدیل را می توان با اعمال دوران های زیر بر روی دستگاه مختصات مداری و بر اساس بردارهای خورشید و میدان مغناطیسی زمین مدل شده در این دستگاه بدست آورد:

(۱) دوران حول محور Y_o به اندازه α که زاویه بین تصویر بردار خورشید در صفحه $X_o - Z_o$ با محور Z_o می باشد (شکل ۳). این زاویه بر اساس رابطه زیر بدست می آید:

$$\alpha = a \tan 2(su_{x_o}, su_{z_o}) \quad (7)$$

(۲) دوران حول محور X دستگاه دوران یافته به اندازه β که زاویه بین تصویر بردار خورشید در صفحه $X_o - Z_o$ با بردار خورشید می باشد (شکل ۳). این زاویه بر اساس رابطه زیر بدست می آید:

$$\beta = a \tan 2(su_{y_o}, \sqrt{su_{x_o}^2 + su_{z_o}^2}) \quad (8)$$

با اعمال دوران های فوق، بردار خورشید به شکل $su = [0 \ 0 \ 1]^T$ و بردار میدان مغناطیسی به صورت $m = [m'_1 \ m'_2 \ m'_3]^T$ تبدیل می گردند.

(۳) دوران حول محور Z جدید به اندازه γ که زاویه بین تصویر بردار میدان مغناطیسی در صفحه $X-Y$ دستگاه جدید با محور X آن می باشد (شکل ۳). این زاویه بر اساس رابطه زیر بدست می آید:

$$\gamma = a \tan 2(m'_2, m'_1) \quad (9)$$

بدین ترتیب vT_o بر اساس رابطه زیر قابل استخراج می باشد:

$$\begin{aligned} {}^vT_o &= \begin{bmatrix} c\gamma & s\gamma & 0 \\ -s\gamma & c\gamma & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & c\beta & -s\beta \\ 0 & s\beta & c\beta \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} c\alpha & 0 & -s\alpha \\ 0 & 1 & 0 \\ s\alpha & 0 & c\alpha \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} cac\gamma & cas\gamma & -s\alpha \\ -s\gamma c\beta - s\beta sac\gamma & c\gamma c\beta - s\beta sas\gamma & -s\beta c\alpha \\ -s\gamma s\beta + c\beta sac\gamma & c\gamma s\beta + c\beta sac\gamma & c\beta c\alpha \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (10)$$

ماتریس vT_o در (۶) یک رابطه مهم بوده که با اندازه گیری های حسگر به شکل زیر مرتبط می باشد:

$$\begin{bmatrix} su_x & su_y & su_z \end{bmatrix}^T = {}^bT_v \times \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} m_x & m_y & m_z \end{bmatrix}^T = {}^bT_v \times \begin{bmatrix} b_1 & 0 & b_3 \end{bmatrix}^T \quad (12)$$

که $[m_x \ m_y \ m_z]^T$ خروجی اندازه گیری شده توسط حسگر مغناطیسی در دستگاه بدنه و $[su_x \ su_y \ su_z]^T$ خروجی اندازه گیری

با استفاده از رابطه فوق، زوایای اوایلر واسط را می‌توان بصورت زیر محاسبه نمود:

$$\begin{aligned}\theta_v &= \arcsin(\cos \varphi_1 \sin \theta_1 \cos \psi_1 - \sin \varphi_1 \sin \psi_1) \\ \varphi_v &= \arccos(\cos \varphi_1 \cos \theta_1 / \cos \theta_v) \\ \psi_v &= \arccos(\cos \theta_1 \cos \psi_1 / \cos \theta_v)\end{aligned}\quad (20)$$

در دوران RPY نیز می‌توان با استفاده از ترکیبی دیگر از مولفه‌های خروجی حسگرهای وضعیت، زوایای دوران را به صورت زیر بدست آورد:

$$\begin{aligned}\theta_1 &= \arcsin((m_z - b_3 su_z) / b_1) \\ \varphi_1 &= \arccos(su_z / \cos \theta_1) \\ \psi_1 &= \arcsin((Dsu_x - Csu_y) / (C^2 + D^2))\end{aligned}\quad (21)$$

که

$$\begin{aligned}C &= -\sin \theta_1 \cos \varphi_1 \\ D &= \sin \varphi_1\end{aligned}\quad (22)$$

روش فوق را RPY₂ می‌نامیم. در این حالت نیز می‌توان مطابق با رابطه (۲۰)، زوایای اوایلر واسط را محاسبه نمود. می‌توان نشان داد که دوران RPY تنها به روش‌های محاسباتی فوق‌الذکر منتهی می‌گردند. با بررسی تمامی ۱۲ دوران ممکن و استفاده از زیرمجموعه‌های متفاوت از مولفه‌های خروجی حسگرهای وضعیت، مشابه با روال تشریح شده در فوق، می‌توان نشان داد که از ۲۵ روش مستقل، زوایای اوایلر قابل استخراج می‌باشند. در جدول ۱ دوران‌های مختلف و روش‌های محاسبه زوایای اوایلر متناظر و همچنین مؤلفه‌های حسگر دخیل در هر یک ذکر گردیده‌اند. این جدول مبنای طراحی الگوریتم‌های تشخیص، جداسازی و اصلاح عیب در بخش‌های بعد می‌باشد. قابل ذکر است که هر چند برخی از روش‌ها بطور یکسان از عیب حسگرها متأثر می‌گردند (همانند سطور ۱۹ و ۲۱) اما جهت افزایش دقت در مراحل تشخیص و جداسازی عیب مورد استفاده قرار گرفته‌اند که در ادامه تشریح می‌گردند.

۳-۴- الگوریتم تشخیص عیب

در این بخش فلسفه عملکردی مکانیزم تشخیص عیب با استفاده از روش‌های محاسباتی بدست آمده در جدول ۱ عنوان می‌گردد. هدف از این مکانیزم، اعلان رخداد عیب در کل زیرسیستم می‌باشد. در این جدول ملاحظه می‌گردد که با رخداد عیب در هر یک از مولفه‌های حسگرها، روش‌های محاسباتی متناظر تحت تأثیر قرار می‌گیرند. مطابق با این مشاهده، این انگیزه ایجاد گردید که برخی معیارهای واریانسی با بکارگیری زوایای اوایلر واسط حاصل از تمامی ۲۵ روش به شکل زیر تعریف گردند. استفاده از کل روش‌ها دقت تشخیص عیب را افزایش می‌دهد:

$$\begin{aligned}\varphi_v &= a \tan 2(su_y, su_z) \\ \theta_v &= \arccos(su_y / \sin \varphi_v) \\ \psi_v &= \arccos([m_x + b_1 \sin \theta_v] / b_3 \cos \theta_v)\end{aligned}\quad (15)$$

که در این حالت از سه درایه su_y ، su_z و m_x در تعیین زوایای اوایلر واسط استفاده شده است. روش فوق را YPR₂ می‌نامیم. بطور مشابه، زوایای دوران را می‌توان بر اساس چهار روش دیگر و استفاده از ترکیب‌های مختلف از مؤلفه‌های خروجی حسگرها بدست آورد که در اینجا از ذکر روابط آنها چشم‌پوشی می‌گردد. علاوه بر دوران اصلی YPR از ۱۱ دوران دیگر نیز می‌توان استفاده نمود. این دوران‌ها با در نظر گرفتن ترتیب توالی‌های آنها بصورت PYR, YRP, RPY, PRY, RYP, PYP, PRP, RYR, RPR, YPY قابل بیان بوده که R بیانگر دوران رول، Y بیانگر دوران یاو و P بیانگر دوران پیچ می‌باشند. هر یک از دوران‌ها، زوایای دوران متفاوت از یکدیگر دارند که بر اساس آنها زوایای اوایلر واسط محاسبه می‌گردند. به عنوان نمونه، در صورتی که از دوران RPY با دوران به ترتیب φ_1 حول X، θ_1 حول Y و ψ_1 حول Z استفاده شود، ماتریس تبدیل آن بصورت زیر خواهد بود:

$${}^bT_{RPY} = \begin{bmatrix} c\theta_1 c\psi_1 & c\varphi_1 s\psi_1 + s\varphi_1 s\theta_1 c\psi_1 & s\varphi_1 s\psi_1 - c\varphi_1 s\theta_1 c\psi_1 \\ -c\theta_1 s\psi_1 & c\varphi_1 c\psi_1 - s\varphi_1 s\theta_1 s\psi_1 & s\varphi_1 c\psi_1 + c\varphi_1 s\theta_1 s\psi_1 \\ -s\theta_1 & -s\varphi_1 c\theta_1 & c\varphi_1 c\theta_1 \end{bmatrix}\quad (16)$$

مطابق با روابط (۱۱)، (۱۲) و (۱۶) زوایای دوران φ_1 ، θ_1 و ψ_1 را می‌توان با استفاده از مولفه‌های m_x ، m_y ، m_z و su_z به شکل زیر بدست آورد:

$$\begin{aligned}\theta_1 &= -\arcsin((m_z - b_3 su_z) / b_1) \\ \varphi_1 &= \arccos(su_z / \cos \theta_1) \\ \psi_1 &= \arcsin((Bm_x - Am_y) / (A^2 + B^2))\end{aligned}\quad (17)$$

که

$$\begin{aligned}A &= b_3 \cos \theta_1 - b_1 \sin \theta_1 \cos \varphi_1 \\ B &= b_3 \sin \varphi_1\end{aligned}\quad (18)$$

روش فوق را RPY₁ می‌نامیم. در اینجا باید به این نکته مهم توجه کرد که زوایای اوایلر واسط با استفاده از توالی هوافضا بدست آورده می‌شوند. اگر توالی دیگری بکار گرفته شود، زوایای اوایلری که بدست آورده می‌شوند متفاوت از زوایای اوایلر واسط استاندارد می‌باشند. بنابراین زوایای اوایلر باید به زوایای اوایلر واسط تبدیل گردند. برای این منظور، زوایای φ_1 ، θ_1 و ψ_1 حاصل از (۱۷) مطابق با رابطه زیر به زوایای اوایلر واسط استاندارد تبدیل می‌گردند:

$${}^bT_{RPY} = {}^bT_{YPR}\quad (19)$$

و بردارهای مدل را بعنوان ورودی دریافت می کنند. در ادامه هر یک از این مراحل به اختصار توضیح داده شده اند:

جدول ۱: مولفه های موثر در هر یک از روش های محاسبه زوایای اوپلر واسط

مولفه های حسگرهای وضعیت						ردیف	دوران
m_z	m_y	m_x	su_z	su_y	su_x		
		✓		✓	✓	۱	YPR
✓	✓		✓	✓		۲	
		✓	✓		✓	۳	
✓	✓			✓	✓	۴	
✓	✓		✓		✓	۵	
		✓	✓	✓		۶	
✓	✓	✓	✓			۷	RPY
✓			✓	✓	✓	۸	
	✓		✓	✓		۹	YRP
	✓		✓		✓	۱۰	
✓		✓	✓		✓	۱۱	
✓		✓	✓	✓		۱۲	
	✓		✓	✓	✓	۱۳	RYP
✓	✓	✓		✓		۱۴	
✓			✓	✓	✓	۱۵	PRY
✓	✓	✓	✓			۱۶	
✓	✓	✓			✓	۱۷	PYR
		✓	✓	✓	✓	۱۸	
✓				✓	✓	۱۹	YPY
	✓	✓		✓	✓	۲۰	
✓				✓	✓	۲۱	YRY
✓	✓	✓			✓	۲۲	RPR
✓	✓	✓			✓	۲۳	RYR
✓	✓	✓		✓		۲۴	PRP
✓	✓	✓		✓		۲۵	PYP

□ مرحله ۱: ارزیابی رخداد عیب در تنها یک مؤلفه از حسگر خورشید و یا یک مؤلفه از حسگر مغناطیسی (عیب نوع ۱).

□ مرحله ۲: بررسی رخداد عیوب همزمان در یک مؤلفه از حسگر خورشید و یک مؤلفه از حسگر مغناطیسی (عیب نوع ۲).

$$\sigma_{\bar{q}_i}^2 = \frac{\sum_{i=1}^{25} (q_{v_i} - \bar{q}_v)^2}{25} \quad (23)$$

$$\sigma_{\bar{q}_i}^2 = \frac{\sum_{i=1}^{25} (q_{v_i} - \bar{q}_v)^2}{25} \quad (24)$$

$$\sigma_{\bar{q}_i}^2 = \frac{\sum_{i=1}^{25} (q_{v_i} - \bar{q}_v)^2}{25} \quad (25)$$

در رابطه فوق q_{v_i} زوایای اوپلر محاسبه شده از روش آم بر اساس روابطی همانند (۱۷) یا (۲۰) و $\bar{q}_v$ مقدار میانگین زوایای q_{v_i} می باشد. در صورتی که حسگر خورشید و یا حسگر مغناطیسی معیوب نباشند، زوایای اوپلر واسط حاصل از ۲۵ روش فوق با یکدیگر سازگار بوده و بنابراین واریانس های موجود در معادلات فوق دارای مقادیری نزدیک صفر می باشند. در حقیقت با توجه به اینکه خروجی حسگرها آغشته به نویز است، واریانس ها دقیقاً صفر نیستند و در یک باند باریک حول صفر تغییر می کنند. وقتی که عیب در مولفه های حسگرها رخ می دهد، روش هایی (جدول ۱) که شامل مولفه های معیوب می باشند به زوایای اوپلر نادرست منتج می گردند. این زوایای اوپلر نادرست نیز نوسان های قابل توجه در واریانس ها را ایجاد می کنند. بنابراین، میزان تغییرات واریانس ها بعنوان معیاری برای تشخیص عیب مورد استفاده قرار می گیرند. در این راستا برای جلوگیری از اثرات نویز در اعلان نادرست عیب، یک حد آستانه تعریف می گردد. با تعریف این حد آستانه، فرایند تصمیم گیری برای اعلان رخداد عیب در زیرسیستم مطابق زیر خواهد بود:

$$IF \max(\sigma_{\bar{q}_v}^2, \sigma_{\bar{q}_v}^2, \sigma_{\bar{q}_v}^2) > threshold \quad (26)$$

$$\Rightarrow Fault \text{ Is Declared}$$

۴-۴- الگوریتم جداسازی عیب

همانطور که پیش از این عنوان گردید، ایده پیشنهادی در این مقاله این قابلیت را ایجاد می کند که بتوان پس از اعلان رخداد عیب در زیرسیستم، نه تنها حسگر یا حسگرهای معیوب بلکه مولفه های معیوب از آن را نیز تعیین نمود. بنابراین با استفاده از این راهکار، علت عیب رخ داده بطور کامل شفاف سازی می گردد. برای این منظور، چهار مرحله جهت تفکیک کلاس عیوب رخ داده توسعه داده شده است که شکل ۴ توالی اجرای آنها را به نمایش می گذارد. این توالی بطور مکرر و بصورت زمان حقیقی اجرا شده و نوع عیب حادث شده را هشدار می دهد. مراحل جداسازی عیب پس از اعلان رخداد عیب در زیرسیستم (اعلان عیب توسط الگوریتم تشخیص عیب) اجرا می گردند و داده های اندازه گیری حسگرها

مؤلفه معیوب	روش‌هایی که مؤلفه در آنها حضور ندارد
su_x	$\{RPY_1, YPR_6, YPR_2, PYP, PRP, PRY_2, RYP_2, YRP_4, YRP_1\}$
su_y	$\{RPY_1, YPR_5, YPR_3, RYR, RPR, PYR_1, PRY_2, YRP_3, YRP_2\}$
su_z	$\{PYR_1, RYP_2, YPR_4, YPR_1, PYP, PRP, RYR, RPR, YRY, YPY_2, YPY_1\}$
m_x	$\{RPY_2, YPR_5, YPR_4, YPR_2, YRY, YPY_1, PRY_1, RYP_1, YRP_2, YRP_1\}$
m_y	$\{RPY_2, YPR_6, YPR_3, YPR_1, YRY, YPY_1, PYR_2, PRY_1, YRP_4, YRP_3\}$
m_z	$\{YPR_6, YPR_3, YPR_1, YPY_2, PYR_2, RYP_1, YRP_2, YRP_1\}$

صحیح و سازگار با یکدیگر خواهند بود. بنابراین می‌بایست پارامترهای واریانس با استفاده از روشهای ارائه شده در ستون دوم از جدول ۲ توسعه داده شوند. بعنوان نمونه، معادله زیر واریانس‌های بدست آمده متناظر با مؤلفه x از حسگر خورشید را نشان می‌دهد:

$$\sigma_{su_x}^2 = \frac{\sum (\varphi_i - \bar{\varphi}_{su_x})^2}{9} \quad (27)$$

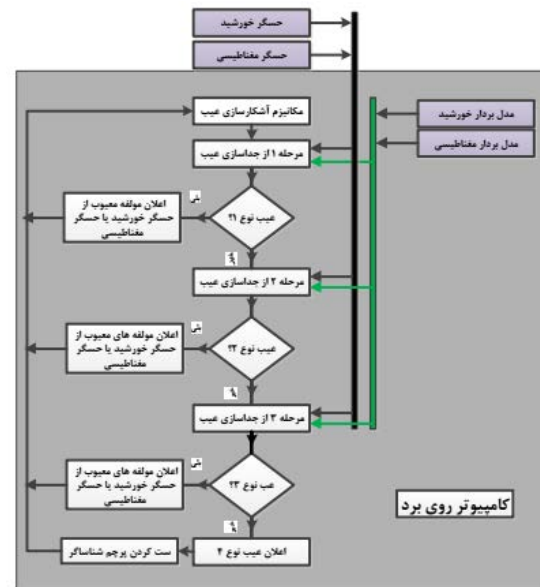
φ_i در رابطه فوق باید به ترتیب با $\{\varphi_{RYP2}, \varphi_{PRY2}, \varphi_{PRP}, \varphi_{PYP}\}$ جایگزین گردد. $\bar{\varphi}_{su_x}$ از رابطه زیر بدست آورده می‌شود:

$$\bar{\varphi}_{su_x} = \frac{\sum \varphi_i}{9} \quad (28)$$

عبارت‌های مشابهی را می‌توان برای $\sigma_{\psi_{su_x}}^2$ و $\sigma_{\theta_{su_x}}^2$ بدست آورد که در اینجا از ذکر آنها خودداری می‌گردد. همانطور که جدول ۲ نشان می‌دهد، حداکثر مقدار واریانس‌های فوق بعنوان واریانس متناظر با آن روش مدنظر قرار می‌گیرد.

اگر یک مؤلفه از حسگر خورشید و یک مؤلفه از حسگر مغناطیسی (عیوب نوع ۲) دچار اختلال گردند، در این صورت لازم است که روشهای محاسباتی جستجو گردند که در آنها مؤلفه‌های معیوب ذکر شده حضور نداشته باشند. بعبارت دیگر، روشهایی مورد نیاز است که توسط عیوب فوق تحت تأثیر قرار نگیرند. با بررسی جدول ۱ می‌توان نشان داد که بیش از یک روش محاسباتی متناظر با این نوع عیوب وجود دارد. جدول ۳ چنین طبقه‌بندی از رخدادهای عیب مذکور را نشان می‌دهد (سطرهای ۱ تا ۹). در این حالت نیز باید معیارهای واریانس با استفاده از روشهای موجود در جدول فوق توسعه داده شوند که دارای روابطی مشابه (۲۷) و (۲۸) می‌باشند.

در حالتی که دو عیب در حسگر مغناطیسی و یا دو عیب در حسگر خورشید روی می‌دهد (عیوب نوع ۳)، روشهای محاسباتی مشابهی باید



شکل ۴: مراحل جداسازی عیب در الگوریتم پیشنهاد شده

□ **مرحله ۳:** بررسی رخداد عیب در دو مؤلفه از یک حسگر که بیان‌کننده سطح بالای عیب در آن حسگر و یا بعبارت دیگر خرابی آن می‌باشد (عیب نوع ۳).

□ **مرحله ۴:** اگر عیب به هیچ یک از دسته‌بندی‌های فوق تعلق نداشت، یک عیب نوع ۴ اعلان می‌گردد. بدین معنی که حداقل سه مؤلفه از حسگرها معیوب شده‌اند. در این حالت، زیر سیستم تعیین وضعیت با بیش از ۵۰٪ خرابی روبرو می‌باشد که برای هشدار این وضعیت یک پرچم اختصاص داده شده است.

پیش از توصیف بیشتر هر یک از مراحل فوق، ابتدا باید روش‌های محاسباتی موجود در جدول ۱ به یک شیوه خاص دسته‌بندی گردند که اساس ایده بکار گرفته شده در این مقاله برای تعیین کلاس عیب رخ داده می‌باشد. اگر یکی از مؤلفه‌های حسگرها (عیب نوع ۱) در اثر بروز عیب دچار اختلال گردند، زوایای اوپلر واسط در روش‌هایی از جدول ۱ که مؤلفه معیوب در آنها حضور ندارد، تحت تأثیر عیب قرار نمی‌گیرند. بعنوان نمونه، در صورتی که مؤلفه x از حسگر مغناطیسی معیوب شود، زوایای اوپلر واسط θ_v ، φ_v و ψ_v محاسبه شده از ۱۵ روش $\{PRY_2, RYP_2, YRP_4, YRP_3, RPY_1, YPR_6, YPR_3, YPR_1, PYP_1, PRP_1, RYR_1, RPR_1, YPY_2, PYR_2, PYR_1\}$ تحت تأثیر مؤلفه معیوب مذکور قرار می‌گیرند. این در حالی است که ۱۰ روش باقیمانده تأثیری از عیب نخواهند گرفت. بر این اساس، جهت استفاده از ایده فوق در جداسازی عیب، لازم است روش‌هایی که هر یک از مؤلفه‌های خروجی حسگرهای وضعیت در آنها حضور ندارند، مطابق جدول ۲ طبقه‌بندی گردند. مطابق با این جدول، اگر یک عیب در یکی از داده‌های اندازه‌گیری حسگرها روی دهد، فقط زوایای اوپلر واسط تولید شده توسط روشهای متناظر (که در ستون دوم از جدول نشان داده شده است) جدول ۲: دسته‌بندی روش‌های محاسباتی زوایای اوپلر برای عیوب نوع ۱

بررسی کردند. این روشها نیز در جدول ۳ ارائه گردیده اند (سطرهای ۱۰ تا ۱۵).

□ عیب نوع ۱: رخداد عیب در تنها یک مؤلفه از یک حسگر

با بررسی جدول ۳ (که بروز عیب در دو مؤلفه از حسگرها را نشان می دهد) ملاحظه می گردد که اگر عیب در تنها یک مؤلفه از یک حسگر روی دهد، پنج واریانس از تعداد کل ۱۵ واریانس دارای تغییر محسوسی نبوده در صورتی که سایر واریانس ها دارای تغییرات شدیدی خواهند بود. بعنوان نمونه، اگر su_x در اثر رخداد عیب دچار اختلال گردد، واریانس های متناظر در سطرهای ۱، ۲، ۳، ۱۰ و ۱۱ از جدول فوق تغییر نمی کنند. در مقابل اگر دو مؤلفه از حسگرها در معرض عیب قرار گیرند، فقط یک واریانس وجود دارد که دارای تغییر محسوسی نمی باشد. مثلاً، پس از رخداد عیب در su_y و m_x ، فقط واریانس نشان داده شده در سطر ۴ از جدول ۳ تغییر نخواهد کرد. در حقیقت، مشاهدات فوق معیاری را در اختیار ما قرار می دهند تا تمایز حالت بروز عیب در تنها یک مؤلفه با حالت بروز عیب در دو مؤلفه امکان پذیر باشد. بنابراین در این مرحله از جداسازی عیب، ابتدا می بایست واریانس های محاسبه شده در جدول ۳ بررسی گردند. اگر تعداد ۵ واریانس تغییر محسوسی نکرده اند به معنای بروز عیب نوع ۱ می باشد، در غیر اینصورت عیب دارای طبقه دیگری می باشد. در صورت رخداد عیب نوع ۱، برای تعیین تک مؤلفه معیوب باید بلافاصله واریانس های محاسبه شده در جدول ۲ بررسی گردند. مطابق با این جدول، مؤلفه متناظر با واریانسی که دارای حداقل مقدار مابین کلیه واریانس ها می باشد، همان مؤلفه معیوب است. بعنوان نمونه در حالتی که عیب در su_x رخ می دهد، واریانس محاسبه شده در سطر ۱ از جدول ۲ می بایست دارای حداقل مقدار باشد. لازم به ذکر است که در حالتیکه عیب از نوع ۱ تشخیص داده شود، نیازی نیست که سایر مراحل در چارت جداسازی عیب چک گردند.

□ عیب نوع ۲: رخداد عیب های همزمان در یک مؤلفه از حسگر مغناطیسی و یک مؤلفه از حسگر خورشید

در صورتی که عیب از نوع ۱ نباشد، بررسی های این مرحله صورت می گیرد. برای این منظور، پس از محاسبه واریانس های محاسبه شده در جدول ۳، اگر ملاحظه گردد که فقط یک واریانس دارای تغییرات محسوس نمی باشد بدین معنا می باشد که دو مؤلفه در معرض عیب قرار گرفته اند. اگر این واریانس مربوط به سطور ۱ تا ۹ از جدول باشد یک عیب نوع ۲ اعلان می گردد (سطور ۱۰ تا ۱۵ مربوط به عیب نوع ۳ است). در این حالت، مؤلفه های متناظر با این واریانس حداقل در جدول فوق همان مؤلفه های معیوب می باشند.

جدول ۳: دسته بندی روش های محاسباتی زوایای اوپلر برای عیوب نوع ۲ و ۳

شماره سطر	مؤلفه های معیوب حسگر	روش هایی که در آنها مؤلفه ها حضور ندارند
۱	$su_x - m_x$	YPR_2, YRP
۲	$su_x - m_y$	YPR_6, YRP_4
۳	$su_x - m_z$	YPR_6, YRP
۴	$su_y - m_x$	YPR_5, YRP_2
۵	$su_y - m_y$	YPR_3, YRP_3
۶	$su_y - m_z$	YPR_3, YRP_2
۷	$su_z - m_x$	YPR_4, YPY
۸	$su_z - m_y$	YPR, YPY
۹	$su_z - m_z$	YPR, YPY_2
۱۰	$su_x - su_y$	YPR_2, YRP
۱۱	$su_x - su_z$	YPR_6, YRP_4
۱۲	$su_y - su_z$	YPR_6, YRP
۱۳	$m_x - m_y$	YPR_5, YRP_2
۱۴	$m_x - m_z$	YPR_3, YRP_3
۱۵	$m_y - m_z$	YPR_3, YRP_2

□ عیب نوع ۳: رخداد عیب در دو مؤلفه از یک حسگر

همانطور که در بخش قبل توضیح داده شد، پس از اینکه این موضوع تأیید گردید که تنها یک واریانس حداقل گردیده است، به معنای رخداد عیب در دو مؤلفه از حسگرها می باشد. اگر این واریانس متناظر با سطرهای ۱۰ تا ۱۵ از جدول ۳ باشد، عیب نوع ۳ اعلان می گردد. این موضوع بدین معنی می باشد که دو مؤلفه معیوب، به یک حسگر (حسگر خورشید یا حسگر مغناطیسی) تعلق دارند.

□ عیب نوع ۴: رخداد عیب در بیش از دو مؤلفه از حسگرها

یک عیب نوع ۴ در صورتی اعلان می گردد که به هیچ یک از انواع ۱، ۲ و ۳ تعلق نداشته باشد. توجه گردد که در این حالت امکان تعیین مؤلفه های معیوب وجود ندارد و صرفاً معیوب بودن بیش از دو مؤلفه اعلان می گردد. بنابراین، ست شدن پرچم اختصاص داده شده برای این منظور گویای این واقعیت می باشد.

۴-۵- الگوریتم اصلاح عیب

همانطور که شکل ۲ نشان می دهد، با رخداد عیب، الگوریتم های رایج همانند Q قادر به مدیریت عیب حادث شده نبوده و لازم است که تعیین وضعیت توسط راهکارهای تحمل پذیر عیب پیشنهاد شده در این مقاله ادامه یابد. برای این منظور وابسته به طبقه یا کلاس عیب (مؤلفه های معیوب) یکی از راهکارهای زیر اتخاذ می گردند:

جدول ۴: مشخصات مداری مأموریت و کمیت‌های دینامیکی مورد نیاز

پارامتر	مقدار
ارتفاع مداری	700 Km
شیب مداری	55°
زاویه گره صعود	4°
ممان‌های اینرسی ماهواره	$I_x = 5kg.m^2, I_y = 5kg.m^2, I_z = 1.5kg.m^2$

جدول ۵: عدم قطعیت‌های منظور شده در زیر سیستم تعیین وضعیت

کمیت دینامیکی یا مشخصه مد نظر	میزان عدم قطعیت منظور شده
خطای ممان اینرسی ماهواره	٪۱۰
خطای ممان اینرسی چرخ‌های عکس‌العملی	٪۱۰
خطای نصب حسگرها	۰/۱ درجه
خطای شیب مداری	۰/۱ درجه

قبل از بیان سناریوی طراحی شده در ابتدا باید حدود آستانه مناسب برای الگوریتم‌های پیشنهادی انتخاب گردند. برای این منظور باید تغییرات میانگین واریانس‌ها در دو حالت مود نرمال و تصویربرداری در شرایطی که عیب در حسگرها رخ نداده‌اند نمایش داده شده و برای هر مورد حد آستانه مناسب اختیار گردند. شکل ۶ مقدار میانگین واریانس‌ها برای مود نرمال در حالتی که عیب در حسگرها رخ نداده است را نشان می‌دهد. در این شکل، تغییرات میانگین واریانس‌ها ناشی از اندازه‌گیری-های نویزی حسگرها می‌باشند. همانطور که ملاحظه می‌گردد، حد آستانه بگونه‌ای انتخاب شده است که بتوانیم اثرات ناشی از عیب حسگرها را از اثرات ناشی از نویز آنها تفکیک نماییم که برای این منظور مقدار (0.04 deg^2) اختیار شده است. شکل ۷ نیز مقدار میانگین واریانس‌ها برای مود تصویربرداری را نشان می‌دهد. با توجه به اینکه در این حالت حسگر خورشید دیجیتال دارای خطای خروجی کمتری می‌باشد، میانگین واریانس‌ها نیز دارای محدوده تغییرات کمتری می‌باشد. مقدار حد آستانه در این حالت برابر (0.006 deg^2) منظور گردیده است. همانطور که انتظار می‌رود چون حسگر خورشید آنالوگ با دقت کمتری در مود نرمال استفاده گردیده است، دارای سطح نویز بالاتری بوده که در شبیه‌سازی‌های فوق نیز قابل رؤیت است. با انجام شبیه‌سازی‌های متعدد می‌توان نشان داد که ۱۷ پرپود نمونه‌برداری (علاوه بر تعداد پرپود نمونه-برداری مورد نیاز برای تشخیص عیب) جهت تحلیل واریانس‌ها و انتخاب واریانس حداقل مورد نیاز است.

(۱) رخداد عیب در یک مؤلفه از حسگرها: روش پیشنهادی در این مقاله دارای این قابلیت می‌باشد که در صورت کنار گذاشتن زوایای اوایلر واسط ψ_v ، θ_v و φ_v حاصل از روش‌هایی که در آنها مؤلفه معیوب حضور دارد، می‌توان عملیات تعیین وضعیت را همچنان بطور صحیح ادامه داد. برای این منظور تنها کافی است که در هر یک از موارد مؤلفه-های معیوب موجود در جدول ۲، زوایای اوایلر واسط تنها با استفاده از روش‌های موجود در ستون دوم از این جدول محاسبه گردند. طبق این روش‌ها زوایای اوایلر صحیح را تولید می‌کنند چرا که در آنها مؤلفه‌های معیوب استفاده نگردیده است. شایان ذکر است که برای تخفیف اثر نویز، میانگین زوایای اوایلر واسط حاصل از روش‌های محاسباتی مختلف مد نظر قرار گرفته است.

(۲) رخداد عیب در دو مؤلفه از یک حسگر: در اینجا نیز از ایده‌ای کاملاً مشابه با بند ۱ استفاده می‌گردد؛ با این تفاوت که باید روش‌هایی را برای محاسبه زوایای اوایلر انتخاب کرد که شامل هر دو مؤلفه معیوب نباشند. برای این منظور کافی است که از روش‌های موجود در ستون دوم از جدول ۳ (سطرهای ۱ تا ۹) جهت محاسبه زوایای اوایلر واسط استفاده نمود.

(۳) رخداد عیب در دو مؤلفه از دو حسگر: در این حالت نیز همانند بند ۲ باید از روش‌های موجود در ستون دوم از جدول ۳ (سطرهای ۱۰ تا ۱۵) جهت محاسبه زوایای اوایلر واسط استفاده نمود.

۵- نتایج شبیه‌سازی

در این بخش نتایج شبیه‌سازی جهت صحت‌سنجی الگوریتم‌های طراحی شده ارائه می‌گردند. برای این منظور یک ماهواره سه محوره با مد نرمال و تصویربرداری مد نظر قرار گرفته است. هدف از مد نرمال پایدارسازی ماهواره و قرار گرفتن در یک باند دقت کنترل وضعیت ۱۰ درجه (تعیین وضعیت ۵ درجه) می‌باشد و در مد تصویربرداری ماهواره در یک باند دقت ۱ درجه (تعیین وضعیت ۰/۵ درجه) قرار می‌گیرد که برای محموله‌های سنجشی ماهواره مناسب می‌باشد. در موارد فوق، دقت تعیین وضعیت مورد نیاز نصف دقت کنترل وضعیت لحاظ گردیده است. جدول ۴ کمیت‌های دینامیکی و مشخصات مداری مأموریت در نظر گرفته شده را ارائه می‌دهد. همانطور که ذکر گردید جهت انجام تعیین وضعیت در مد نرمال از حسگر خورشید آنالوگ و حسگر مغناطیسی فلاکس گیت به ترتیب با دقت‌های ۳ درجه (سه سیگما) و ۱۲۰ نانوتسلا (سه سیگما) استفاده می‌گردند. در مد تصویربرداری، حسگر خورشید دیجیتال با دقت ۰/۳ درجه جایگزین حسگر خورشید آنالوگ می‌گردد تا بتوان دقت تعیین وضعیت مد تصویربرداری را فراهم کرد. برای انجام شبیه‌سازی عدم قطعیت‌های موجود در جدول ۵ در نظر گرفته شده‌اند.

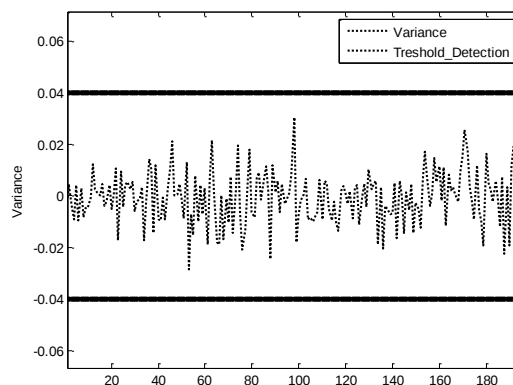
جدول ۶: پرچم F_2 و مقادیر اختصاص داده شده به آن

مقادیر اختصاصی به پرچم F_2	نوع عیب	توضیح نوع عیب
۱	عیب نوع ۱	رخداد عیب در تنها یک مولفه از یک حسگر
۲	عیب نوع ۲	رخداد عیب در یک مولفه از حسگر خورشید و یک مولفه از حسگر مغناطیسی
۳	عیب نوع ۳	رخداد عیب در دو مولفه از حسگر خورشید و یا دو مولفه از حسگر مغناطیسی

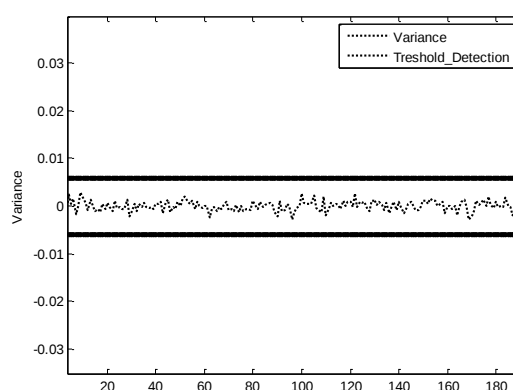
جدول ۷: پرچم F_3 و مقادیر اختصاص داده شده به آن

نوع عیب (مقدار پرچم F_2)	مقدار اختصاصی به پرچم F_3	مؤلفه های معیوب حسگرها
نوع ۱	۱	su_x
	۲	su_y
	۳	su_z
	۴	m_x
	۵	m_y
	۶	m_z
نوع ۲	۱	$su_x - m_x$
	۲	$su_x - m_y$
	۳	$su_x - m_z$
	۴	$su_y - m_x$
	۵	$su_y - m_y$
	۶	$su_y - m_z$
	۷	$su_z - m_x$
	۸	$su_z - m_y$
	۹	$su_z - m_z$
نوع ۳	۱	$su_x - su_y$
	۲	$su_x - su_z$
	۳	$su_y - su_z$
	۴	$m_x - m_y$
	۵	$m_x - m_z$
	۶	$m_y - m_z$

لحظه $t = 3000 \text{ sec}$ تا لحظه $t = 3600 \text{ sec}$ (به مدت ده دقیقه) ماهواره در حال تصویربرداری می باشد. در خارج از زمان های فوق ماهواره در مد نرمال خواهد بود. شکل ۸ زوایای وضعیت ماهواره در حالتی که حسگرها سالم هستند را نشان می دهد. همانطور که عنوان گردید در مد نرمال از حسگرهای خورشید آنالوگ و حسگر مغناطیسی فلاکس گیت و در مد تصویربرداری از حسگرهای خورشید دیجیتال و حسگر مغناطیسی فلاکس گیت استفاده گردیده اند. شکل فوق نشان می دهد که با استفاده از الگوریتم Q در مد نرمال نیازمندی ۵ درجه در کلیه زوایا و در مد تصویربرداری نیازمندی ۵/۵ درجه محقق شده است. در این شکل ملاحظه می گردد که با حضور حسگر خورشید دیجیتال به جای حسگر آنالوگ، دقت تعیین وضعیت حدود ده برابر بهتر شده است که مورد انتظار می باشد.



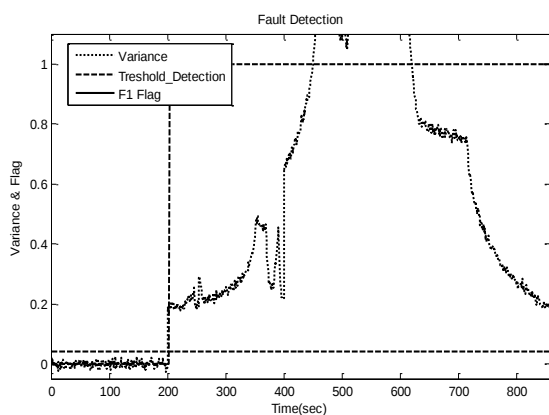
شکل ۶: مقدار حد آستانه و مقدار میانگین واریانس ها در غیاب عیب حسگرها برای مود نرمال



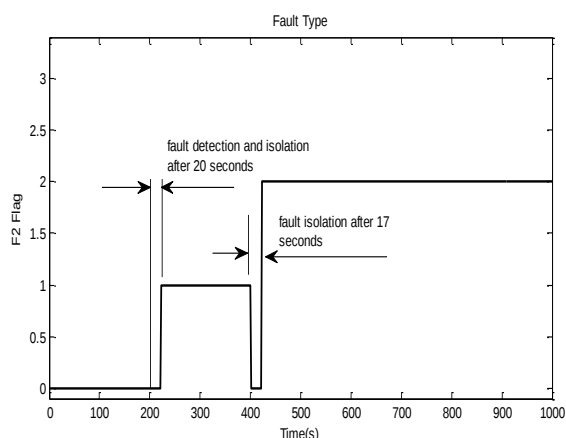
شکل ۷: مقدار حد آستانه و مقدار میانگین واریانس ها در غیاب عیب حسگرها برای مود تصویربرداری

در شبیه سازی های انجام شده پرچم های F_1 ، F_2 ، F_3 و F_4 مورد استفاده قرار گرفته اند. F_1 برای اعلان رخداد عیب در زیرسیستم تعیین وضعیت اختصاص داده شده است که توسط مکانیزم تشخیص عیب مقداردهی می گردد. F_2 برای مرحله جداسازی عیب اختصاص داده شده است که مطابق با جدول ۶ برای نشان دادن نوع عیب مقداردهی می گردد. پس از تعیین نوع عیب، المان های معیوب از حسگرها باید تعیین گردند. پرچم F_3 برای این منظور اختصاص داده شده است و مطابق با جدول ۷ برای انواع عیوب مختلف مقداردهی می گردد. در نهایت، پرچم F_4 یک رخداد عیب نوع چهارم را نشان می دهد. در ادامه سناریوهای عملیاتی برای ارزیابی عملکرد الگوریتم ها ارائه گردیده اند.

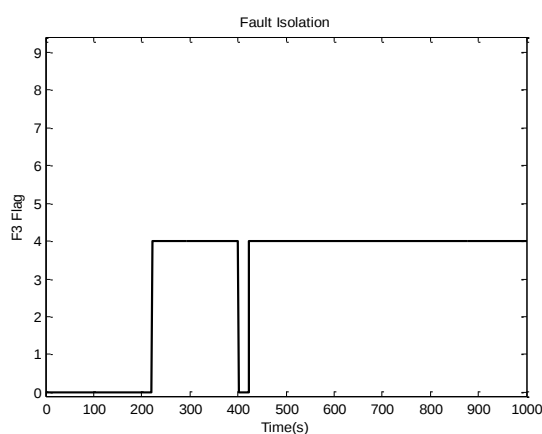
سناریوی اول- ارزیابی عملکرد زیرسیستم تعیین وضعیت در حالت صحت حسگرها: در این سناریو فرض می گردد که هیچ یک از حسگرها دارای اختلال نمی باشند. در این شرایط همانطور که پیشتر در شکل ۲ به آن اشاره گردید تعیین وضعیت توسط الگوریتم Q صورت می گیرد. برای این منظور پریود زمانی برابر با یک دوره مداری ماهواره مد نظر قرار گرفته است که از زمان $t = 0 \text{ sec}$ تا $t = 6000 \text{ sec}$ (برابر با یک دور چرخش ماهواره) گسترش یافته است. همچنین فرض می گردد که از



شکل ۹: تشخیص عیب در سناریوی ۲ با استفاده از تغییر مقدار واریانس



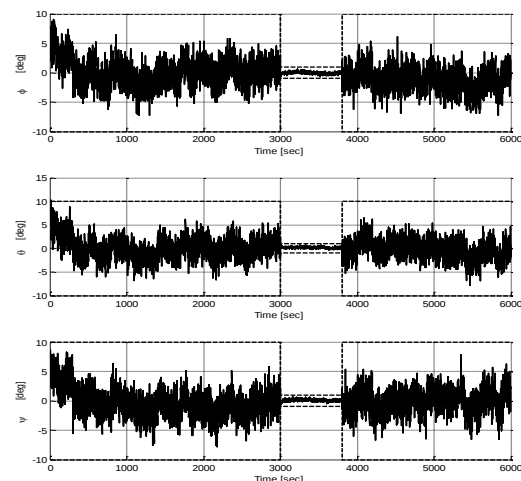
(الف)



(ب)

شکل (۱۱) مقادیر اختصاص داده شده به پرچم‌ها (الف) F_2 (ب) F_3 در

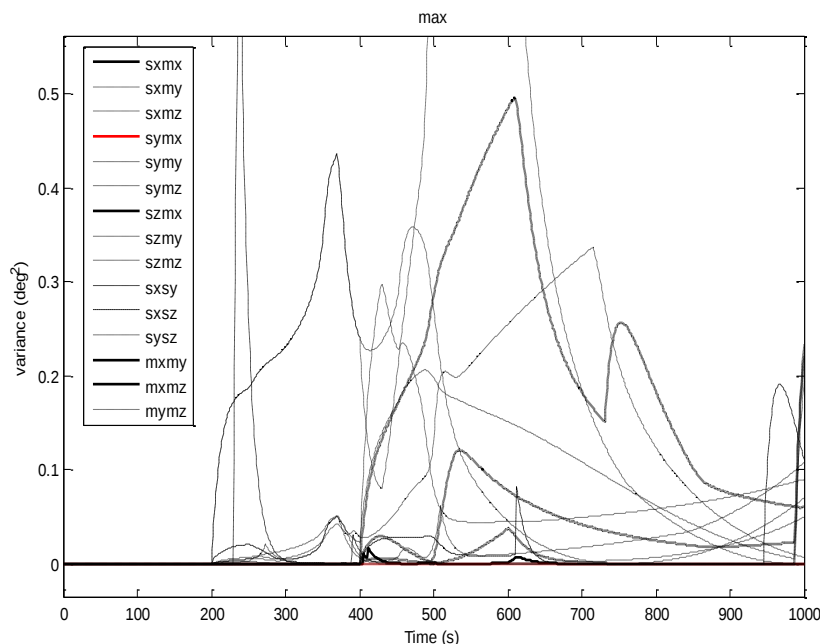
سناریوی ۲



شکل ۸: سناریوی تعیین وضعیت در حالت سالم بودن حسگرها

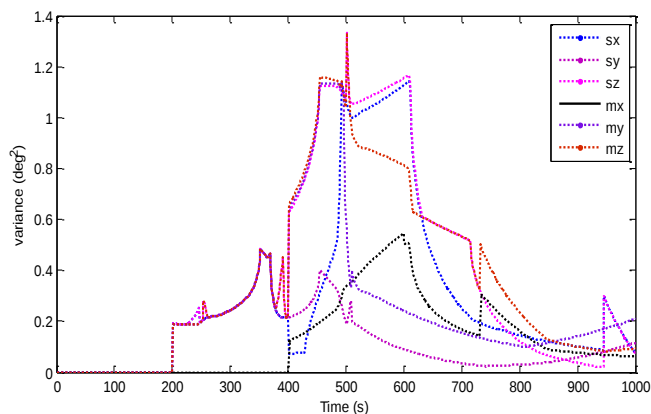
این شبیه‌سازی در واقع مدل‌سازی صورت گرفته برای ماهواره و حسگرها و همچنین عدم قطعیت‌های مرتبط را مورد تأیید قرار می‌دهد. در سناریوی‌های بعد، عملکرد زیرسیستم تعیین وضعیت برای حالت‌های رخداد عیب ارزیابی می‌گردند. در این سناریوها نشان داده می‌شود که الگوریتم Q در مواقع رخداد عیب عملکرد مطلوب خود را از دست می‌دهد.

سناریوی دوم- ارزیابی عملکرد زیرسیستم تعیین وضعیت در حالت رخداد عیب در مد نرمال: در این مد از حسگرهای خورشید آنالوگ و حسگر مغناطیسی فلاکس گیت استفاده می‌گردد. در این سناریو فرض می‌گردد که یک عیب از نوع بایاس با اندازه 2000nT در مولفه x از حسگر مغناطیسی در ثانیه $t = 200\text{sec}$ در مود نرمال رخ می‌دهد. پس از آن در زمان $t = 400\text{sec}$ عیب دیگری از نوع بایاس با بزرگی 3° در مولفه y از حسگر خورشید رخ می‌دهد. قابل توجه است که با اعمال عیوب فوق، عملکرد الگوریتم‌ها هم برای حالت رخداد عیب در یک مؤلفه و هم در دو مؤلفه از دو حسگر مختلف ارزیابی می‌گردد. در ابتدا قابلیت‌های تشخیص و جداسازی عیب از زیرسیستم تعیین وضعیت طراحی شده ارزیابی می‌گردند. شکل ۹ نشان می‌دهد که پس از بروز اولین عیب، حداقل واریانس زوایای اوایلر واسطه به میزان قابل ملاحظه‌ای تغییر یافته‌اند. بنابراین F_1 در زمان $t = 203\text{sec}$ ست شده است و پس از آن در این وضعیت باقی مانده است. دقت گردد که سه ثانیه زمان مورد نیاز است تا عملیات تشخیص عیب صورت گیرد. بر این اساس، مکانیزم تشخیص عیب به درستی عمل کرده است و مکانیزم جداسازی عیب در مرحله ۱ باید اجرا گردد.



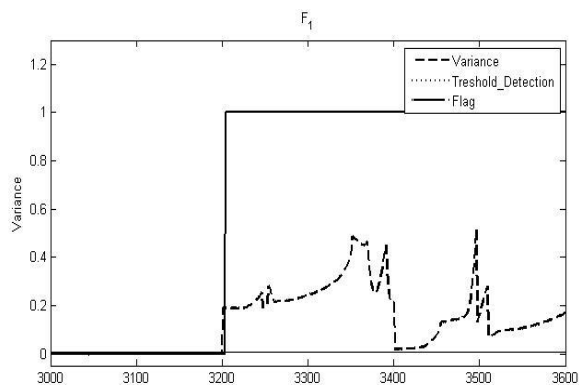
شکل ۱۰: واریانس دو مؤلفه ای در سناریوی ۲

پرچم F_3 دارای مقدار ۴ گردیده است (قسمت ب از شکل ۱۱) که با توجه به تخصیص مقادیر موجود در جدول ۷ به درستی مقداردهی شده است. با مراجعه مجدد به شکل ۱۰ ملاحظه می گردد که پس از زمان $t = 400 \text{ sec}$ ، فقط یک واریانس بطور قابل ملاحظه تغییر نکرده است (خط پر قرمز که متناظر با مولفه های $m_x - su_y$ می باشد). این موضوع بدین معنی می باشد که از این لحظه به بعد دو مولفه فوق دچار اختلال شده اند. بنابراین مقدار ۲ به پرچم F_2 اختصاص داده شده است (عیب نوع ۲) و مقدار ۴ به پرچم F_3 داده شده است (شکل ۱۱) که مولفه های فوق را بعنوان داده های معیوب نشان می دهد. شکل ۱۳ زوایای اوایلر حاصل از روش Q را نشان می دهد که پس از وقوع عیب به نتایج نادرستی منجر گردیده است. اما پس از سوئیچ بر روی مکانیزم اصلاح عیب پیشنهادی، زوایای اوایلر به درستی اصلاح گردیده اند و مجدداً به باند مطلوب ۵ درجه برای مد نرمال بازگشته اند. بر این اساس پس از طی شرایط گذرا و قبل از شروع مود تصویربرداری زوایای وضعیت به سوی مقادیر واقعی میل کرده اند و ماهواره علی رغم بروز عیب آماده تصویربرداری می باشد. توجه گردد که به دلیل کمبود فضا، در شکل ۱۳ فقط یکی از زوایای اوایلر نمایش داده شده اند. برای سایر زوایا نیز نتایج مشابهی بدست آمده است.

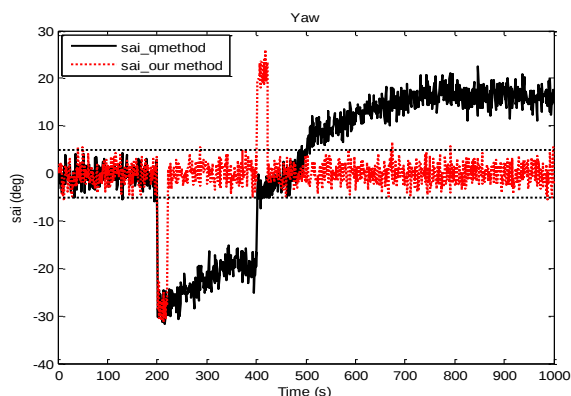


شکل ۱۲: واریانس های تک مؤلفه ای در سناریوی ۲

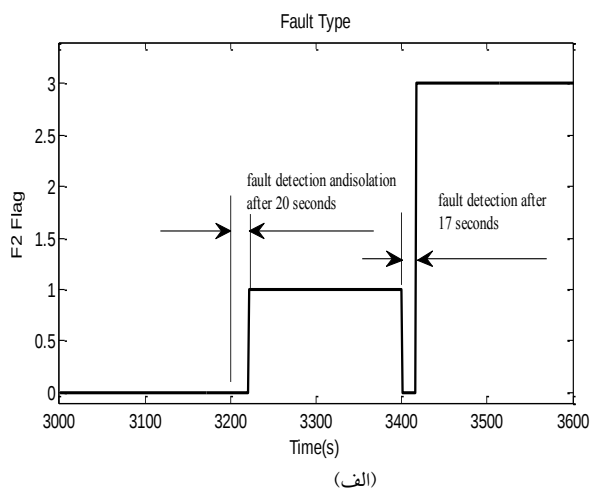
شکل ۱۰ واریانس های محاسبه شده در جدول ۳ را نشان می دهد. در این شکل، مابین زمان های $t = 200 \text{ sec}$ و $t = 400 \text{ sec}$ ، تعداد پنج واریانس (خطوط پر) تغییر نکرده اند (تقریباً صفر می باشند). این موضوع بدین معنی می باشد که در این بازه تنها یک مولفه از مجموعه کل مولفه های حسگرها معیوب گردیده است (مطابق با طراحی صورت گرفته در بخش ۴-۴). بنابراین مقدار ۱ به پرچم F_2 (عیب نوع ۱، قسمت الف از شکل ۱۱) در زمان $t = 220 \text{ sec}$ اختصاص داده شده است (شامل سه دوره نمونه برداری برای تشخیص عیب و ۱۷ دوره نمونه برداری برای جداسازی عیب). واریانس های موجود در شکل ۱۲ (همان واریانس های جدول ۲) نشان می دهند که مولفه m_x معیوب است (خط پر سیاه که نشان می دهد دارای حداقل مقدار است) و لذا در بازه زمانی مربوطه،



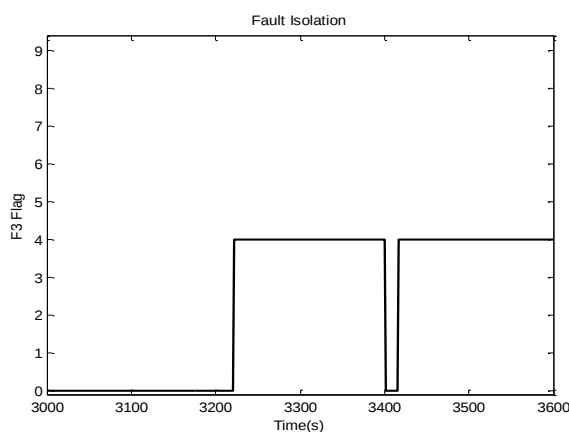
شکل ۱۴: تشخیص عیب در سناریوی ۳ با استفاده از تغییر مقدار واریانس



شکل ۱۳: عملکرد الگوریتم اصلاح عیب در سناریوی ۲



(الف)

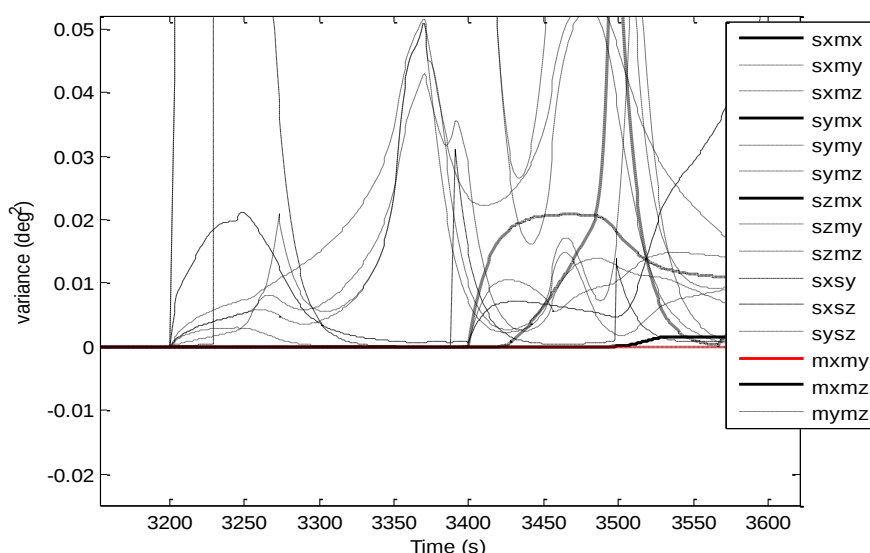


(ب)

شکل ۱۶: مقادیر اختصاص داده شده به پرچم‌ها (الف) F_2 (ب) F_3 در سناریوی ۳

سناریوی سوم- ارزیابی عملکرد زیرسیستم تعیین وضعیت در حالت

رخداد عیب در مد تصویربرداری: در این سناریو از حسگر خورشید دیجیتال به جای حسگر خورشید آنالوگ استفاده می‌گردد. پیش از این عنوان گردید که تصویربرداری ماهواره مابین زمان‌های ۳۰۰۰ تا ۳۶۰۰ ثانیه رخ می‌دهد؛ بنابراین عیوب حادث شده در این محدوده زمانی خواهند بود. در این سناریو فرض می‌گردد که یک عیب از نوع بایاس با بزرگی ۲۰۰۰nT در مولفه x از حسگر مغناطیسی در ثانیه $t = 3200\text{sec}$ در مود تصویربرداری رخ می‌دهد. پس از آن در زمان $t = 3400\text{sec}$ عیب دیگری با بزرگی ۲۵۰۰nT در مولفه y از این حسگر رخ می‌دهد. بنابراین الگوریتم‌ها در این سناریو در حالت رخداد دو مؤلفه معیوب در یک حسگر ارزیابی می‌گردند. شکل ۱۴ نشان می‌دهد که پس از بروز اولین عیب، حداقل واریانس زوایای اوپلر واسط به میزان قابل ملاحظه‌ای تغییر یافته‌اند. این موضوع نشان می‌دهد که پس از زمان $t = 3200\text{sec}$ حسگرهای تعیین وضعیت با عیب مواجه شده‌اند و لذا F_1 پس از ۳ دوره نمونه‌برداری تریگر شده است. مشابه با حالت نرمال، شکل‌های ۱۵ و ۱۶ نحوه جداسازی مولفه‌های معیوب را نشان می‌دهند که دارای تحلیلی مشابه سناریوی قبل می‌باشد. مقدار پرچم F_2 در شکل ۱۶ نشان می‌دهد که به درستی ابتدا عیب نوع ۱ و سپس عیب نوع ۳ اعلان گردیده است. مقدار پرچم F_3 نیز نشان می‌دهد که ابتدا مولفه m_x و سپس مولفه‌های m_y و m_z به عنوان مولفه‌های معیوب معرفی گردیده‌اند. شکل ۱۷ به طریقی دیگر رخداد های عیب متوالی در بازه تصویربرداری را نمایش می‌دهد. ملاحظه می‌گردد که پس از انجام جبران‌سازی‌های مورد نیاز، زوایای اوپلر به درستی اصلاح گردیده‌اند و مجدداً به باند مطلوب ۰/۵ درجه بازگشته‌اند در حالیکه در روش Q زوایا دارای انحراف شدیدی می‌باشند. همچنین ذکر این نکته مهم است که کل پروسه تشخیص، جداسازی و اصلاح عیب حتی قبل از اتمام زمان تصویربرداری به پایان می‌رسد که برای یک مأموریت فضائی حائز توجه است.

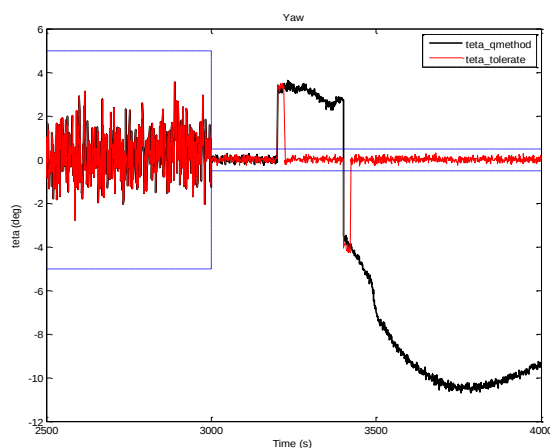


شکل ۱۵: واریانس های دو مؤلفه ای در سناریوی ۳

اعلان وقوع عیب در زیر سیستم می باشد بلکه قابلیت دسته بندی عیوب نیز موجود می باشد. برای این منظور چهار طبقه عیب منظور گردیده است که حسگر معیوب و عوامل ایجاد عیب در آن را تعیین می کنند. با توجه به اینکه هدف غائی این مقاله افزایش قابلیت اطمینان زیر سیستم تعیین وضعیت در حد استانداردهای فضائی می باشد، برای حالت های رخداد عیب احتمالی راهکارهای اصلاحی در نظر گرفته شده است که البته روش های سنتی فاقد این قابلیت می باشند. در این راستا پس از رخداد عیب، سیستم بطور خودکار بر روی الگوریتم های طراحی شده سوئیچ می گردد و شرایط محاسبه صحیح زوایای وضعیت را فراهم می آورد. توجه گردد که کلیه روش های فوق، کاملاً نرم افزاری بوده که هیچ گونه حسگر یدک یا سخت افزار مضاعف را طلب نمی کند. در ادامه کار مقاله پیشنهاد می گردد که برای حالت رخداد عیب در بیش از دو مؤلفه نیز راهکار ارائه گردد. همچنین ایده ارائه شده را برای سایر انواع حسگرها نیز تعمیم داد.

مراجع

- [1] J. F. Castet and J. H. Saleh, "Satellite and satellite subsystems reliability: Statistical data analysis and modeling," Reliability Engineering and System Safety, vol. 94, pp. 1718-1728, 2009.
- [2] I. Hwang and S. Kim, 2010, "A Survey of Fault Detection, Isolation and Reconfiguration Methods," IEEE Trans. on Control Systems Technology, vol. 18, No 3, pp. 636-653.
- [3] M. Steinberg, "Historical overview of research in reconfigurable flight control," Proc. of IMechE, Part G: Journal of Aerospace Engineering, vol. 219, pp. 263-275, 2005.



شکل ۱۷: عملکرد الگوریتم اصلاح عیب در سناریوی ۳

شبیه سازی های صورت گرفته در این بخش نشان دادند که راهکار پیشنهادی در این مقاله نه تنها دارای قابلیت اعلان رخداد عیب در زیر سیستم است بلکه منشأ آن و دسته بندی عیوب را نیز انجام می دهد که الگوریتم های سنتی فاقد چنین قابلیت می باشند. همچنین برای تمامی موارد خرابی های احتمالی، راهکارهای اصلاح کننده قرار داده شده است. توجه شود که تمامی این راهکارها نرم افزاری بوده که بدون نیاز به حسگر یدک افزایش قابلیت اطمینان را در پی خواهد داشت.

۸- نتیجه گیری

در این مقاله ایده جدیدی جهت تشخیص عیب در زیر سیستم تعیین وضعیت پیشنهاد گردیده است که مبتنی بر استخراج ماتریس های دوران و روش های متنوع برای محاسبه زوایای اوپلر می باشد. همانطور که نتایج موجود در این مقاله نشان دادند، با استفاده از راهکار فوق، نه تنها امکان

- [15] J. K. Lim and C.G. Park, "Satellite Fault Detection and Isolation Scheme with Modified Adaptive Fading EKF," *Journal of Electrical Engineering & Technology*, vol. 9, pp. 742-751, 2014.
- [16] N. Venkateswaran, M.S. Siva and P.S. Goel, "Analytical Redundancy Based Fault Detection of Gyroscopes in Spacecraft Applications," *Acta Astronautica*, vol. 50, no 9, pp. 535-545, 2002.
- [17] J. Li, C.W. Chan and H.Y. Zhang, "Asymptotic Local Approach in Fault Detection Based on Predictive Filters," *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, vol. 28, no. 6, pp. 1112-1122, 2005.
- [18] H.A. Talebi and K. Khorasani, "An Intelligent Sensor and Actuator Fault Detection and Isolation Scheme for Nonlinear Systems," *Proc. of the 46th IEEE Conference on Decision and Control*, New Orleans, LA, USA, pp. 2620-2625, 2007.
- [19] R. Wang, Y. Cheng and M. Xu, "Analytical Redundancy Based Fault Diagnosis Scheme for Satellite Attitude Control Systems," *Journal of Franklin Institute*, vol. 352, issue 5, pp. 1906-1931, 2015.
- [20] Q. Wu and M. Saif, "Robust Fault Diagnosis of a Satellite System Using a Learning Strategy and Second Order Sliding Mode Observer," *IEEE Systems Journal*, vol. 4, no. 1, pp. 112-121, 2010.
- [21] J. Zhang, A.K. Swain and S.K. Nguang, "Robust Sensor Fault Estimation Scheme for Satellite Attitude Control Systems," *Journal of Franklin Institute*, vol. 350, issue 9, pp. 2581-2604, 2013.
- [22] W. Jiaolong, C. Zhaohui and J. Rui, "Sensor Fault Tolerant Observer Applied in Satellite Attitude Control," *Journal of System Engineering and Electronics*, vol. 23, issue 1, pp. 99-107, 2012.
- [23] J. Bae and Y. Kim, "Attitude Estimation for Satellite Fault Tolerant System Using Federated Unscented Kalman Filter," *Int'l J. of Aeronautical & Space Science*, vol. 11, no. 2, pp. 80-86, 2010.
- [24] H.X. Le, S. Matunaga, "A Residual Based Adaptive Unscented Kalman Filter for Fault Recovery in Attitude Determination System of Microsatellites," *Acta Astronautica*, vol. 105, issue 1, pp. 30-39, 2014.
- [25] J.R. Wertz, *Spacecraft Attitude Determination and Control*, Ed. Norwell, MA: Kluwer, 1995.
- [26] M. J. Sidi, *Spacecraft Dynamics and Control: A Practical Engineering Approach*, Cambridge University Press, New York, 1997.
- [4] M. Blanke, R. Izadi-zamanababdi, S.A. Bogh and C. P. Lunnau, "Fault Tolerant Control Systems-A Holistic View," *Control Engineering Practice*, vol. 5, No. 5, pp. 693-702, 1997.
- [5] R. Izadi-zamanababdi and M. Straosweicki, "A Structural Analysis Method Formulation for Fault Tolerant Control System Design," *39th IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 4901-4902, 2000.
- [6] Andrews S. F. and Morgenstern W. M., 2005, "Attitude Control System Design for the Solar Dynamics Observatory," *Flight Mechanics Symposium*.
- [7] K. Svartveit, "Attitude Determination of the NCUBE Satellite," *Master Thesis*, NTNU University, Norway, 2003.
- [8] E. Napoleon and B. Cornejo, "Fault Detection for Delfi Nanosatellite Programme," *Master Thesis*, Delf University, Netherlands, 2009.
- [9] F.N. Pirmoradi, F. Sassani and C.W.D. Silva, "Fault Detection and Diagnosis in a Spacecraft Attitude Determination System," *Acta Astronautica*, vol. 65, pp. 710-729, 2009.
- [10] A. Okatan, C. Hajyev and U. Hajiyeva, "Kalman Filter Innovation Sequence Based Fault Detection in Leo Satellite Attitude Determination and Control System," *3rd International Conference on Recent Advances in Space Technologies RAST '07*, Istanbul, pp. 411-416, 2007.
- [11] K. Xiong, C.W. Chan and H.Y. Zhang, "Detection of Satellites Attitude Sensor Faults using the UKF," *IEEE Trans. on Aerospace and Electronics Systems*, vol. 43, no. 2, pp. 480-491, 2007.
- [12] H.E. Soken and C. Hajiyev, "Pico Satellite Attitude Estimation via Robust Unscented Kalman Filter in the presence of measurement faults," *ISA Transactions*, vol. 49, 249-256, 2010.
- [13] Y. Jiang, Q. Hu and G. Ma, "Adaptive Backstepping fault-tolerant control for flexible spacecraft with unknown bounded disturbances and actuator failures," *ISA Transactions*, vol. 49, pp. 57-69, 2010.
- [14] H. E. Soken, C. Hajiyev and S.I. Sakai, "Robust Kalman Filtering for Small Satellite Attitude Estimation in the Presence of Measurement Faults," *European Journal of Control*, vol. 20, issue 2, pp. 64-72, 2014.

طراحی یک الگوریتم کنترل تطبیقی-لغزشی بدون چرخش، تکینگی و نقطه تعادل ناپایدار جهت ردیابی وضعیت مقاوم ماهواره

محمدرضا عابدینی^۱، مصطفی عابدی^۲

^۱ فارغ التحصیل کارشناسی ارشد مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه علم و صنعت، Abedini@gmail.com

^۲ استادیار، دانشکده مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه شهید بهشتی، Mo_abedi@sbu.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۴/۴/۵، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۴/۸/۱۹)

چکیده: هدف از این مقاله ارائه یک الگوریتم کنترل ردیابی وضعیت مقاوم برای ماهواره صلب در حضور اغتشاشات محیطی و رخداد عیب در عملگرها می باشد. در این راستا فرض می گردد که لختی دورانی ماهواره و حد بالای اغتشاشات نامعلوم هستند. همچنین هیچ اطلاعی از نوع عیب حادث شده وجود ندارد. راه حل ارائه شده ساختار جدیدی را ارائه می دهد که در آن پارامترهای نامعلوم و قسمت ثابت و یا با تغییر آهسته اغتشاشات، شامل اغتشاشات محیطی و اغتشاش ناشی از عیب عملگرها، توسط قانون به روز رسانی تطبیقی به دست آورده می شوند و قسمت متغیر با زمان اغتشاشات از طریق کنترل لغزشی جبران می گردند. قانون کنترل پیشنهاد شده دارای مشکل چرخش^۱ و تکینگی نمی باشد و نسبت به زمان پیوسته است. همچنین مسئله عدم دارا بودن نقطه تعادل ناپایدار و اثرپذیری از دوگانگی در نمایش وضعیت (توسط کوآترنیون ها) در آن حل گردیده است. جهت توسعه این الگوریتم، یک سناریوی سه مرحله ای ارائه گردیده است که در طی آن لختی دورانی ماهواره و حد بالای اغتشاشات و لذا حدود آستانه رخداد عیب به دست آورده می شوند. این الگوریتم همچنین دارای قابلیت تعیین عملگر معیوب نیز می باشد. طراحی این قابلیت بگونه ای خواهد بود که بتوان میزان رخداد عیب در چرخ ها را مشخص نمود و بر اساس آن راهکار مناسب برای جبران عیب انتخاب گردد. در این مقاله، پایداری کلیه الگوریتم های طراحی شده اثبات شده است. در انتها نیز سناریوهای شبیه سازی مختلف برای ارزیابی الگوریتم ها ارائه گردیده اند. نتایج این شبیه سازی ها صحت عملکرد آنها را به تأیید می رسانند.

کلمات کلیدی: کنترل ردیابی وضعیت ماهواره، کنترل تطبیقی-لغزشی، پدیده چرخش، تکینگی، تشخیص عیب.

Design of an Adaptive Sliding Control Algorithm without Unwinding, Singularity and Unstable Equilibrium Point Problems for Robust Attitude Tracking of a Satellite

Mohammadreza Abedini, Mostafa Abedi

Abstract: A robust attitude tracking control algorithm is suggested in this paper in the presence of environmental disturbances and fault occurrence in the actuators. For this, it is assumed that the moments of inertia and the upper bounds of disturbances are unknown. Also, there is no data about the fault type. The presented solution is a novel idea in which the unknown parameters and the constant or slow changing disturbances (including the environmental effects and the actuators faults) are obtained using the adaptive updating law. The variable part of disturbances is compensated by the sliding mode control. The suggested control algorithm is continuous and has no unwinding and singularity problems. Also, the unstable equilibrium point and the ambiguity problem in the display of attitude determination outputs (the quaternions) have been solved. To develop this methodology, a three stages scenario is presented to calculate the satellite moment of inertia, the disturbances and the fault detection thresholds. This algorithm can also determine the faulty actuator. Using this feature, the fault extent in the wheels are determined and based on, the

suitable correction actions are selected. In this paper, the stability of all designed algorithms is proved. At the end, different simulations are conducted to validate the algorithms. The results of these simulations verify the expected performance.

Keywords: Attitude tracking control of satellite, adaptive-sliding control, unwinding problem, singularity, fault detection.

نمادها و اختصارات

α, β	زوایای نصب چرخ ها
ω	سرعت زاویه ای
ω_d	سرعت زاویه ای مطلوب
$\tilde{\omega}$	خطای سرعت زاویه ای
ω_w	سرعت زاویه ای چرخ عکس‌العملی
η	بخش اسکالر کواترنیون
ε	بخش برداری کواترنیون
a	بردار پارامترهای ماهواره
$\hat{a}$	بردار تخمین پارامترها
$\tilde{a}$	خطای تخمین پارامترها
H	اندازه حرکت زاویه ای ماهواره
h_w	اندازه حرکت زاویه ای چرخ
I_s	لختی دورانی ماهواره
I_w	لختی دورانی چرخ عکس‌العملی
q	بردار کواترنیون
q_d	کواترنیون مطلوب
$\tilde{q}$	خطای کواترنیون
S	سطح لغزش
T_c	گشتاور فرمان
T_d	گشتاور اغتشاشی
T_{com}	گشتاور جبران ساز

۱- مقدمه

هدف از این مقاله، طراحی یک سامانه کنترل وضعیت برای یک ماهواره سه محوره می‌باشد. کنترل وضعیت، وظیفه نشانه‌روی دقیق یک محموله را نسبت به یک مرجع مشخص بر عهده دارد. امروزه پیچیدگی انواع محموله‌ها اعم از مخابراتی و یا سنجشی به افزایش جرم و اندازه ماهواره‌ها و حجم بالای ارتباطات و اتصالات داخلی آن منجر گردیده است. از سوی دیگر محیط فضا دارای انواع اغتشاشات شامل اغتشاشات آیرودینامیکی، تشعشعات خورشیدی، جاذبه زمین و غیره می‌باشد. بنابراین یک محیط چالش‌زا محسوب می‌گردد که در آن ماهواره بدون دسترسی و یا قابلیت تعمیر باید مأموریت خود را به انجام برساند. مجموعه موارد ذکر شده این الزام را ایجاد می‌کنند که نیازمندی کنترل وضعیت که بعضاً ممکن است بهتر از دهم درجه باشد با وجود مسائلی همچون اغتشاشات، غیرخطی بودن دینامیک ماهواره و عدم قطعیت‌های پارامتری خصوصاً در ممان‌های اینرسی محقق گردند [۱]. علاوه بر این، علی‌رغم

اتخاذ تدابیری همچون انتخاب ادوات نزدیک به ایده‌ال، انجام مراحل تضمین محصول و تست‌های محیطی، رخداد عیب در زیرسیستم کنترل وضعیت گریزناپذیر است [۲]. یک مقایسه آماری که حاصل از اطلاعات ۱۵۸۴ ماهواره مابین سال‌های ۱۹۹۸ تا ۲۰۰۸ می‌باشد، نشان می‌دهد که ۳۶٪ از عیوب حادث شده در ماهواره به سامانه کنترل وضعیت اختصاص یافته است [۳]. بسیاری از این حوادث غیرمنتظره به از دست رفتن مأموریت و یا مختل شدن سرویس مورد انتظار از آن منجر گردیده است. بر این اساس، طراحی یک سیستم کنترل وضعیت مقاوم با قابلیت محاسبه انواع اغتشاشات و عدم قطعیت‌های پارامتری (ممان‌های اینرسی) برای یک ماهواره سه محوره مد نظر قرار گرفته است. این سامانه بگونه‌ای طراحی شده است که دارای قابلیت آشکارسازی عیب عملکردها و اصلاح خودکار آن نیز می‌باشد. امروزه مراجع مختلفی به مقوله کنترل وضعیت ماهواره پرداخته‌اند. یکی از روش‌های مرسوم که در مراجع مختلف مورد بررسی قرار گرفته است، کنترل مود لغزشی می‌باشد. این روش دارای ویژگی‌هایی همچون مقاوم بودن در برابر عدم قطعیت‌های دینامیکی و اغتشاشات خارجی می‌باشد. در این راستا در [۴] یک کنترل کننده هیبرید بر اساس کواترنیون پیشنهاد شده است. [۵] و [۶] راهکاری را برای ردیابی وضعیت ماهواره در زمان محدود با استفاده از کنترل کننده لغزشی^۱ TSM ارائه داده‌اند. در [۷] کنترل مود لغزشی به روش TSM و با استفاده از ماتریس دوران مورد بررسی قرار گرفته است. قابل ذکر است که تمامی مراجع فوق نیاز به دانستن حد بالای اغتشاشات و ممان‌های اینرسی ماهواره در مراحل طراحی خود می‌باشند. جهت حذف یا کاهش عدم قطعیت‌های پارامتری و عدم نیاز به دانستن مقادیر لختی دورانی از راهکار تلفیق الگوریتم‌های تطبیقی و لغزشی بهره‌گیری می‌شود که برخی مراجع به این موضوع پرداخته‌اند. بعنوان نمونه در [۸] و [۹] از این ایده استفاده شده است و در آنها حد بالای اغتشاشات توسط الگوریتم تطبیقی به دست آورده می‌شود. در این مراجع فرض شده است که ممان‌های اینرسی ماهواره معلوم می‌باشد. در [۱۰] یک روش کنترل وضعیت مبتنی بر کواترنیون معرفی شده است و مقادیر لختی دورانی ماهواره توسط یک مشاهده‌گر تطبیقی محاسبه می‌گردد. استفاده از محاسبه تطبیقی پارامترها در مجاورت الگوریتم لغزشی باعث کوچک‌تر شدن بهره کنترل و در نتیجه چترینگ کمتر و تلاش کنترل کمتر می‌گردد و استهلاک کمتر عملکردها را در پی خواهد داشت. با توجه به اهمیت مقاوم بودن نسبت به عیب، برخی مراجع این موضوع را مورد تأکید قرار داده‌اند. در این راستا

^۱ Terminal Sliding Mode

[۱۱] یک روش کنترل برای ماهواره شامل چهار چرخ عکس‌العملی را پیشنهاد داده است که در آن عیب به صورت دینامیک‌های ناشناخته جمعی و ضربی مدل شده است. [۱۲] یک کنترل مد لغزشی مبتنی بر نمایش^۱ MRP را ارائه داده است که نسبت به اغتشاشات خارجی و عیب عملگرها مقاوم می‌باشد. در این روش، اغتشاشات و عدم قطعیت توسط مشاهده گر تخمین زده می‌شوند. قابل ذکر است که در مراجع فوق، اطلاعات لختی دورانی ماهواره مورد نیاز می‌باشند. در [۱۳] یک کنترل-کننده لغزشی نوع انتگرالی استفاده شده است که دارای قابلیت به روزرسانی پارامترهای کنترلی می‌باشد. یک کنترل‌کننده TSM تحمل-پذیر نسبت به عیب در [۱۴] ایجاد شده است تا علی‌رغم رخداد عیب، همگرایی خطا به صفر در زمان محدود محقق گردد. در [۱۵] نیز از ایده مشابهی برای یک ماهواره منعطف استفاده شده است. ردیابی وضعیت ماهواره با رهیافت کنترل تطبیقی غیرمستقیم در [۱۶] بررسی گردیده است. برای این منظور یک سطح لغزشی مبتنی بر کوآترینیون تعریف شده است و عدم قطعیت‌ها و عیب عملگرها به شکل تطبیقی جبران می‌گردند. در مراجع [۱۶-۱۲] حد بالای عدم قطعیت‌ها تخمین زده شده‌اند. در این مقالات برای قابلیت اصلاح عیب، تمامی عملگرها بطور همزمان روشن نگاه داشته می‌شوند که البته جدا از ریسک بالای این روش، اتلاف انرژی را به همراه خواهد داشت.

در این مقاله همانطور که عنوان گردید، طراحی یک الگوریتم کنترل ردیابی وضعیت مقاوم مد نظر قرار گرفته است. سیستم کنترل وضعیت مد نظر برای یک ماهواره سه محوره مشتمل بر چهار چرخ عکس‌العملی می‌باشد. برای این منظور فرض شده است که لختی دورانی ماهواره و حد بالای عدم قطعیت‌ها (شامل اغتشاشات محیطی) نامعلوم هستند. همچنین احتمال رخداد عیب در عملگرها وجود دارد و شرط روشن بودن همزمان کلیه عملگرها در نظر گرفته نشده است. بنابراین با عیب عملگرها به عنوان یک اغتشاش داخلی رفتار شده است. راه‌حل ارائه شده، ساختار جدیدی را ارائه می‌دهد که در آن لختی دورانی و قسمت ثابت و یا با تغییرات آهسته اغتشاشات شامل اغتشاشات محیطی و اغتشاش ناشی از عیب عملگرها توسط قانون به روزرسانی تطبیقی استخراج می‌گردد. قسمت متغیر با زمان اغتشاشات از طریق کنترل لغزشی جبران می‌گردد. کنترل‌کننده لغزشی فرمان مرجع مورد نیاز برای ردیابی وضعیت ماهواره تولید می‌کند. تلفیق الگوریتم‌های مذکور بگونه‌ای صورت گرفته است که مسئله چرخش حل گردد. با وجود حل مسئله چرخش، این قانون پیوسته بوده و فاقد تکنیکی و نقطه تعادل ناپایدار می‌باشد. در واقع، کنترل‌کننده دارای یک بخش جبران‌ساز است که از قرار گرفتن سیستم در نقطه تعادل ناپایدار ممانعت به عمل می‌آورد. علاوه بر این، الگوریتم‌های فوق به گونه‌ای توسعه داده شده‌اند که قابلیت مدیریت عیب در سامانه کنترل وضعیت ایجاد گردد. در این راستا، یک بلوک مدیریت عیب مد نظر قرار گرفته است که فرمان مرجع تولیدی توسط

کنترل‌کننده لغزشی را به عنوان ورودی دریافت می‌کند. طراحی این بلوک، ایده‌ای است که برای تعیین عملگرهای سالم پیشنهاد شده است و سهم هر یک از این عملگرها جهت دستیابی به گشتاورهای فرمان تولیدی توسط کنترل لغزشی را تعیین می‌نماید. این بخش همچنین وظیفه اصلاح اثر عیب حادث شده در زیرسیستم را برعهده دارد. برای این منظور یک راهکار سه مرحله‌ای در نظر گرفته شده است که به موجب آن، پس از محاسبه اغتشاشات، حد آستانه هر یک از چرخ‌ها در ابتدای هر سناریو محاسبه می‌گردد. وضعیت سالم یا معیوب بودن چرخ‌ها در هر لحظه، نسبت به این حد آستانه سنجیده می‌شود. در صورت معیوب بودن چرخ، پیکربندی جدید از عملگرها توسط بلوک مدیریت عیب فعال می‌گردد تا اثر عیب رخ داده اصلاح گردد. قابل ذکر است که این روش برای هر چرخ، حد آستانه منحصر به فردی را به دست می‌آورد که در ابتدای هر سناریو قابل اصلاح است. به عبارت دیگر نیاز به فرض یک حد آستانه ثابت و محافظه‌کارانه را که بعضاً به خطا در تشخیص عیب منجر می‌گردد، نخواهد داشت.

کار صورت گرفته در این مقاله راهکار جامع و نوینی را در قیاس با کارهای مشابه از نقطه نظر حل همزمان مسئله چرخش، حذف نقطه تعادل ناپایدار و مقاوم بودن نسبت به عیوب حادث شده در عملگرها را ارائه می‌دهد. این روش مشکلات فوق را بدون وجود تکنیکی مرتفع کرده است و یک کنترل‌کننده پیوسته را ارائه می‌دهد. به عنوان نمونه، در مراجع [۸-۱۲] علی‌رغم اینکه از الگوریتم تطبیقی استفاده شده است اما دارای مشکل چرخش و نقطه تعادل ناپایدار می‌باشند. مراجع [۱۳]، [۱۴] و [۱۵] نیز دارای مشکل چرخش می‌باشند. روش موجود در [۶] علی-رغم اینکه دارای نقطه تعادل ناپایدار و مسئله چرخش نیست، اما دارای تکنیکی است که این موضوع می‌تواند باعث اشباع عملگرها و کاهش عملکرد سیستم گردد. مراجع [۱۰-۱۲] نیز دارای نقطه تکنیکی برای کنترل می‌باشد. در قانون تطبیقی ارائه شده در این مقاله، نیاز به مقادیر دقیق لختی دورانی و حد بالای اغتشاشات ندارد. کلیه این مقادیر با دقت مناسب بطور یکجا استخراج گردیده‌اند و همگرایی آنها به مقادیر واقعی اثبات گردیده است. در مراجعی همانند [۷-۴] مقادیر دقیق لختی دورانی مورد نیاز است. همچنین در [۸] بجای مقدار دقیق اغتشاشات، حد بالای آنها به دست آورده شده است که این موضوع باعث افزایش چترینگ می‌گردد. قابلیت تخمین ارائه شده در مراجع [۱۰] و [۱۱] با حضور مشاهده‌گر میسر شده است اما راهکار پیشنهادی نیاز به مشاهده‌گر ندارد. همچنین از نقطه نظر مقاوم بودن نسبت به عیب، در اکثریت مراجع از جمله [۱۵-۱۰] این قابلیت با فرض روشن بودن همزمان عملگرها فراهم شده است و لذا در صورت رخداد عیب در یک عملگر، همچنان روشن نگاه داشته می‌شود که می‌تواند دارای ریسک قابل ملاحظه‌ای باشد. در کار حاضر چنین فرضی مد نظر قرار نگرفته است. علاوه بر آن، قابلیت آشکارسازی و تعیین محل رخداد عیب قرار داده شده است. لذا عملگر معیوب در کمترین زمان ممکن شناسایی و خاموش می‌گردد. این راه‌حل

¹ Modified Rodriguez Parameters

$$q_d^{-1} = \begin{bmatrix} -d \\ \eta_d \end{bmatrix} \quad (5)$$

و عملگر $\otimes$ نشان دهنده ضرب کواترنیون، تعریف شده به صورت زیر است:

$$q_1 \otimes q_2 = F(q_1)q_2 \quad (6)$$

بر اساس رابطه سینماتیک (۱)، سینماتیک خطای ردیابی زیر را خواهیم داشت:

$$\dot{\tilde{q}} = \begin{bmatrix} \dot{\tilde{\epsilon}} \\ \dot{\tilde{\eta}} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} F(\tilde{q}) \begin{bmatrix} \tilde{\omega} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

که

$$\tilde{\omega} = \omega - R(\tilde{q})\omega_d \quad (8)$$

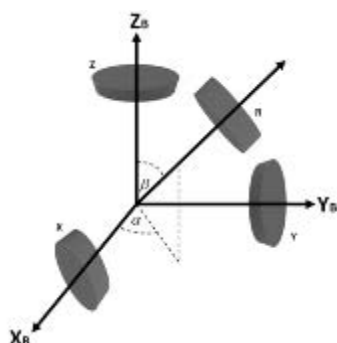
که $\tilde{\omega}$ نرخ خطای ردیابی است. ماتریس $R(\tilde{q})$ ماتریس دوران بین دستگاه بدنه و دستگاه مطلوب می باشد که مطابق زیر محاسبه می گردد:

$$R(\tilde{q}) = (\tilde{\eta}^2 - \tilde{\eta}^T) \mathbf{I}_{3 \times 3} + 2 \tilde{\eta} \tilde{\eta}^T - 2 \tilde{\eta} [\tilde{\eta}]^\times \quad (9)$$

و ω_d نیز سرعت زاویه ای چرخش دستگاه مطلوب نسبت به دستگاه لخت، بیان شده در دستگاه مطلوب است.

۳- دینامیک ماهواره

برای بدست آوردن دینامیک ماهواره، ساختار عملگرها همانند شکل ۱ در نظر گرفته می شود که دارای چهار چرخ عکس العملی (عملگر) در راستاهای مختلف می باشد. چرخ های اصلی X ، Y و Z در راستای محورهای بدنه ماهواره و چرخ یدک R دارای زوایای α و β نسبت به این محورها می باشد. بر اساس این ساختار، دینامیک ماهواره توسط روابط زیر قابل بیان می باشد [۱۷]:



شکل ۱: ساختار در نظر گرفته شده برای چرخ های عکس العملی ماهواره [۱۸]

دارای قابلیت اطمینان بالاتری می باشد. در انتهای مقاله، قابلیت های فوق توسط نتایج شبیه سازی مورد تأیید قرار خواهند گرفت.

در ادامه، مقاله دارای ساختار زیر می باشد. در بخش ۲ سینماتیک ماهواره عنوان می گردد. در ادامه در بخش ۳ معادلات دینامیک ماهواره تشریح می گردد. بخش ۴ به مراحل طراحی الگوریتم تطبیقی-لغزشی اعم از انتخاب سطح لغزشی، طراحی خود الگوریتم و بخش مدیریت عب اختصا داده شده است. در بخش ۵ نتایج شبیه سازی و در نهایت جمع بندی مقاله در بخش ۶ ارائه گردیده اند.

۲- سینماتیک ماهواره

در این مقاله سه دستگاه مختصات در نظر گرفته شده است: دستگاه مختصات بدنه ماهواره که نسبت به ماهواره ثابت است، دستگاه مختصات اینرسی ECI و دستگاه مختصات مطلوب. هدف، کنترل وضعیت ماهواره به گونه ای است که دستگاه بدنه بر دستگاه مطلوب منطبق شود و آن را دنبال کند. روابط سینماتیک ماهواره را می توان به فرم کواترنیون به صورت زیر بیان کرد [۱۷]:

$$\dot{q} = \begin{bmatrix} \dot{\epsilon} \\ \dot{\eta} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} F(q) \begin{bmatrix} \omega \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

که ω سرعت زاویه دستگاه بدنه نسبت به دستگاه لخت و $q = \begin{bmatrix} \epsilon \\ \eta \end{bmatrix}$ بردار کواترنیون وضعیت ماهواره با قسمت اسکالر η و برداری می باشد. ماتریس $F(q)$ یک ماتریس 4×4 به صورت زیر است:

$$F(q) = \begin{bmatrix} \eta \mathbf{I}_{3 \times 3} + [\epsilon]^\times & \\ -\epsilon^\times & \eta \end{bmatrix} \quad (2)$$

که $\mathbf{I}_{3 \times 3}$ ماتریس یکه با ابعاد 3×3 است و ماتریس $[\epsilon]^\times$ به شکل زیر تعریف می گردد:

$$[\epsilon]^\times = \begin{bmatrix} 0 & -\epsilon_3 & \epsilon_2 \\ \epsilon_3 & 0 & -\epsilon_1 \\ -\epsilon_2 & \epsilon_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

که ϵ_i ها مؤلفه های بردار هستند. جهت ردیابی وضعیت مطلوب که با بردار کواترنیون q_d نشان داده می شود، بردار کواترنیون خطای ردیابی $\tilde{q}$ از رابطه زیر محاسبه می شود:

$$\tilde{q} = q_d^{-1} \otimes q \quad (4)$$

که q_d^{-1} بردار کواترنیون مطلوب معکوس است و با رابطه زیر تعریف می گردد:

$$W_1(\omega) = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_x \omega_z & \omega_x \omega_y & -\omega_y \omega_z & \omega_y^2 - \omega_z^2 & \omega_y \omega_z \\ \omega_x \omega_z & \omega_y \omega_z & \omega_z^2 - \omega_x^2 & 0 & -\omega_x \omega_y & -\omega_x \omega_z \\ -\omega_x \omega_y & \omega_x^2 - \omega_y^2 & -\omega_y \omega_z & -\omega_x \omega_y & \omega_x \omega_z & 0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$W_2(\dot{\omega}) = \begin{bmatrix} \omega_x & \omega_y & \omega_z & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega_x & 0 & \omega_y & \omega_z & 0 \\ 0 & 0 & \omega_x & 0 & \omega_y & \omega_z \end{bmatrix} \quad (21)$$

که ω_x ، ω_y و ω_z به ترتیب مولفه‌های x ، y و z بردار سرعت زاویه‌ای ماهواره ω هستند. اما رابطه (۱۷) عملاً قابل استفاده نیست زیرا $\dot{\omega}$ اندازه‌گیری نمی‌شود و با توجه به اینکه بردار اندازه‌گیری شده ω در عمل دارای نویز است مشتق‌گیری از آن نویز را به صورت قابل توجهی در $\dot{\omega}$ افزایش می‌دهد و باعث کاهش شدید دقت در تخمین پارامتر a می‌شود. برای غلبه بر این مشکل دو طرف رابطه را در فیلتر پایین گذر $\frac{\lambda}{s + \lambda}$ ضرب می‌کنیم. به همین منظور پس از گذراندن $\dot{\omega}$ از فیلتر ذکر شده رابطه زیر حاصل می‌شود:

$$\dot{\omega}_f = \frac{\lambda}{s + \lambda} \dot{\omega} = \frac{s\lambda}{s + \lambda} \omega \quad (22)$$

بنابراین با پیاده سازی فیلتر $\frac{s\lambda}{s + \lambda}$ به صورت شکل ۲ که ورودی آن ω و خروجی آن $\dot{\omega}_f$ است، دیگر نیازی به داشتن مقدار $\dot{\omega}$ نیست. بنابراین رابطه فیلتر شده (۱۷) مطابق زیر بدست آورده می‌شود:

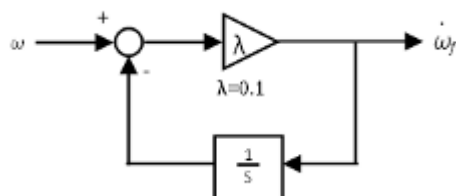
$$Y_f(\omega, \omega_w) = W_f(\omega) a \quad (23)$$

که:

$$Y_f(\omega, \omega_w) = \frac{\lambda}{s + \lambda} Y(\omega, \omega_w) \quad (24)$$

$$W_f(\omega) = \left[W_{1f}(\omega) + W_{2f}(\omega) \quad \frac{\lambda}{s + \lambda} \mathbf{I}_{3 \times 3} \right] \quad (25)$$

$$W_{1f}(\omega) = \frac{\lambda}{s + \lambda} W_1(\omega) \quad (26)$$



شکل ۲: پیاده سازی فیلتر $\frac{s\lambda}{s + \lambda}$ به ازای $\lambda=0.1$

$$\begin{aligned} W_{2f}(\omega) &= \frac{\lambda}{s + \lambda} W_2(\dot{\omega}) \\ &= W_2\left(\frac{s\lambda}{s + \lambda} \omega\right) = W_2(\dot{\omega}_f) \end{aligned} \quad (27)$$

$$\dot{\omega} = I_s^{-1} (T - \omega \times H - T_d) \quad (10)$$

$$H = I_s \omega + Ch_w \quad (11)$$

$$h_w = I_w \omega_w \quad (12)$$

$$T = -C \dot{h}_w \quad (13)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \sin\beta\cos\alpha \\ 0 & 1 & 0 & \sin\beta\sin\alpha \\ 0 & 0 & 1 & \cos\beta \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$I_s = \begin{bmatrix} I_{xx} & I_{xy} & I_{xz} \\ I_{xy} & I_{yy} & I_{yz} \\ I_{xz} & I_{yz} & I_{zz} \end{bmatrix} \quad (15)$$

که ω سرعت زاویه‌ای چرخش ماهواره نسبت به دستگاه لخت، ω_w سرعت زاویه‌ای چرخ‌های عکس‌العملی، I_w لختی دورانی چرخ‌های عکس‌العملی، C ماتریس پیکربندی چرخ‌های عکس‌العملی که برای پیکربندی چرخ‌های عکس‌العملی شکل (۱) بدست آورده شده است، $\dot{h}_w$ گشتاور کنترل اعمالی به ماهواره توسط چرخ‌های عکس‌العملی، h_w اندازه حرکت زاویه‌ای چرخ‌های عکس‌العملی، H اندازه حرکت زاویه‌ای کل ماهواره، I_s لختی دورانی ماهواره و T_d گشتاور اغتشاشی می‌باشند. تمام بردارها در دستگاه بدنه ماهواره بیان شده‌اند.

۳-۱- استخراج دینامیک ماهواره بر حسب پارامترها

در صورتیکه بردار پارامترهای ماهواره را a بنامیم، این بردار شامل عناصر بردار لختی دورانی ماهواره و اغتشاشات خارجی مطابق رابطه زیر خواهد بود [۱۹]:

$$a = \begin{bmatrix} I_{xx} & I_{xy} & I_{xz} & I_{yy} & I_{yz} & I_{zz} & T_{dx} & T_{dy} & T_{dz} \end{bmatrix}^T \quad (16)$$

که T_{dx} ، T_{dy} و T_{dz} به ترتیب مولفه‌های x ، y و z بردار T_d هستند. دینامیک ماهواره (۱۰) را می‌توان بر حسب پارامتر a مطابق روابط زیر بازنویسی کرد:

$$Y(\omega, \omega_w) = W(\dot{\omega}, \omega) a \quad (17)$$

که:

$$Y(\omega, \omega_w) = Ch_w \times \omega + T \quad (18)$$

$$W(\dot{\omega}, \omega) = \begin{bmatrix} W_1(\omega) + W_2(\dot{\omega}) & \mathbf{I}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \quad (19)$$

بنابراین نیاز به اختصاص گشتاور مجدد به عملگرها در پیکربندی جدید می باشد تا بتوان فرمان های مرجع درخواست شده را ردیابی کرد. بر این اساس، طراحی الگوریتم مدیریت عیب قابلیت های کنترل تطبیقی-لغزشی پایه را بگونه ای توسعه داده است که بتوان نه تنها عملگرهای معیوب را شناسایی کرد بلکه یک کنترل بدون وقفه و پایدار را علی رغم رخداد عیب در عملگرها فراهم آورد. در ادامه ابتدا در بخش ۴-۱ سطح لغزشی پیشنهاد شده بررسی می گردد. سپس در بخش ۴-۲ مراحل طراحی قانون کنترل تطبیقی-لغزشی تشریح می شود. در نهایت در بخش ۴-۳ به الگوریتم مدیریت عیب پرداخته می شود.

۴-۱- استخراج سطح لغزش

در این بخش، سطح لغزشی به گونه ای استخراج می گردد که اگر حالتها بر روی سطح لغزشی قرار گرفتند و بر روی آن باقی ماندند، تضمین شود که خطای ردیابی وضعیت، بطور مجانبی به صفر میل کند. برای این منظور لم زیر بیان و اثبات می شود:

لم ۱: سطح لغزشی S مطابق زیر را در نظر بگیرید:

$$S = \tilde{\omega} + \lambda \tilde{\eta} \quad (31)$$

که λ یک عدد مثبت دلخواه است. در اینصورت اگر شرط زیر برقرار باشد:

$$\exists t_1 > 0, \forall t > t_1: S(t) \equiv 0 \quad (32)$$

و همچنین اگر حالت های اولیه در لحظه t_1 متعلق به مجموعه $\Omega = \{(\tilde{\omega}, \tilde{q}) | \tilde{\omega} = 0, \tilde{\eta} = 0\}$ نباشند؛ آنگاه خطای ردیابی $\tilde{q}$ بطور مجانبی به سمت $[000 \pm 1]^T$ میل می کند. مجموعه Ω شامل نقاط تعادل ناپایدار $S(t) \equiv 0$ است. اثبات این قضیه در [۲۰] تشریح گردیده است.

در جدول ۱ ملاحظات مربوط به سطوح لغزش مختلف ارائه گردیده است. در این ارتباط نکات زیر قابل ملاحظه می باشند:

نکته ۱: اگر برای خطای کوآرنیون از عبارت $\tilde{q} = q - q_d$ استفاده گردد (همانند مرجع [۵])، با توجه به اینکه این احتمال وجود دارد که اندازه گیری q توسط زیرسیستم تعیین وضعیت دارای علائم مثبت یا منفی باشد (چون مقادیر $\pm q$ دقیقاً نشان دهنده وضعیت فیزیکی واحدی از ماهواره می باشند)، در این صورت تغییر علامت q مقادیر مختلفی از $\tilde{q}$ را ایجاد می کند. یکی از مقادیر به مسیر کوتاه تر و مقدار دیگر به مسیر طولانی تر جهت رسیدن به نقطه تعادل (راستای ندری ماهواره جهت عکسبرداری) منتج می گردد. این موضوع می تواند باعث چرخش های ناخواسته در ماهواره گردد. مشکل فوق اصطلاحاً مسئله چرخش نامیده می شود. اما تغییر علامت q در عبارت $\tilde{q} = q_d^{-1} \otimes q$ که در این مقاله نیز مد نظر است، مقادیر مختلفی را نتیجه نمی دهد و تنها علامت آن

همانطور که در رابطه (۲۳) دیده می شود دیگر مقدار $\hat{\omega}$ جهت تخمین a مورد نیاز نمی باشد. بر این اساس، خطای پیش بینی e مطابق زیر تعریف می گردد:

$$\hat{Y}_f(\omega, \omega_w) = W_f(\omega) \hat{a} \quad (28)$$

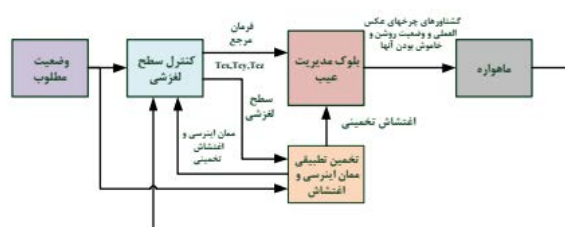
$$e = \hat{Y}_f(\omega, \omega_w) - Y_f(\omega, \omega_w) = W_f(\omega) \tilde{a} \quad (29)$$

$$\tilde{a} = \hat{a} - a \quad (30)$$

که $\hat{a}$ تخمین بردار a و $\tilde{a}$ خطای تخمین پارامترها است. در ادامه ساختار کنترل کننده تطبیقی-لغزشی تشریح می گردد و همگرایی خطای ردیابی و پارامترها با استفاده از تئوری لیاپانوف اثبات می شود.

۴-۲ طراحی قانون کنترل تطبیقی-لغزشی

هدف از این بخش بدست آوردن قانون کنترلی است که در حضور اغتشاشات محیطی و بروز عیب یا خرابی در چرخ های عکس العملی، علاوه بر همگرایی خطای ردیابی، همگرایی خطای تخمین پارامترها را به صفر تضمین کند. همچنین، از پدیده چرخش و ناپیوستگی ناشی از دوگانگی در نمایش کوآرنیون جلوگیری شود و سیستم حلقه بسته دارای نقاط تعادل ناپایدار نیز نباشد. ساختار کنترلی پیشنهادی به صورت دیاگرام جعبه ای در شکل ۳ نشان داده شده است. هسته اصلی کنترل کننده، کنترل کننده لغزشی است. لختی دورانی ماهواره و اغتشاشات وارد بر ماهواره که شامل اغتشاشات محیطی و اغتشاش ناشی از عیب و یا خرابی چرخ های عکس العملی است، توسط بخش تطبیقی به صورت لحظه ای به دست آورده می شود و در اختیار کنترل کننده لغزشی قرار داده می شود تا اثر آنها را جبران کند. این کنترل کننده فرمان مرجع مورد نیاز برای ردیابی وضعیت ماهواره را تولید می کند. وظیفه بلوک مدیریت عیب، تعیین عملگرهای سالم در هر لحظه و مشخص نمودن سهم گشتاور هر یک از آنها جهت دستیابی به گشتاورهای فرمان T_{cz} ، T_{cy} ، T_{cx} تولیدی توسط الگوریتم لغزشی می باشد.



شکل ۳: دیاگرام جعبه ای روش کنترل پیشنهادی

یکی دیگر از وظایف این بلوک، اتخاذ راهکار جبران عیب در مواقع رخداد عیب در یکی از عملگرها می باشد. در این راستا جهت جبران عیب ممکن است به پیکربندی جدید از عملگرها نیاز باشد که لازمه آن ارسال فرمان روشن و خاموش شدن به این عملگرها می باشد.

نداشتن تکنیکی در قانون کنترل	✓	✓	در $\tilde{\eta} = 0$ (تکنیکی)	✓
مسئله چرخش	✓	×	✓	✓
پیوستگی قانون کنترل	×	✓	✓	✓

نکته ۵: در سطح لغزش $\tilde{\omega} + \lambda \tilde{\eta}$ که در این مقاله مد نظر می-باشد، مسئله چرخش حل شده است که این موضوع با توجه به طی کردن مسیر کوتاه تر به سمت نقطه تعادل، باعث مصرف کمتر انرژی می گردد. حل مسئله فوق در حالی است که این سطح لغزش دارای پیوستگی می-باشد. اما این سطح دارای نقطه تعادل ناپایدار $\tilde{\eta} = 0, \tilde{\omega} = 0$ می باشد. برای جبران این مسئله، در بخش بعد قانون کنترل بگونه ای پیشنهاد گردیده است که این نقطه تعادل از نقاط تعادل سیستم حلقه بسته حذف گردد. علاوه بر این، همانطور که در بخش بعد توضیح داده می شود، این قانون کنترل فاقد تکنیکی خواهد بود. بنابراین، سطح لغزش انتخاب شده به همراه قانون کنترل پیشنهادی، مشکلات مطرح شده در بندهای فوق را حل خواهند کرد.

۴-۲- استخراج قانون کنترل تطبیقی-لغزشی و اثبات همگرایی

در این بخش مراحل طراحی قانون کنترل تطبیقی-لغزشی ارائه شده و اثبات می گردد. قبل از بیان قضیه، فرض های زیر و لم ۲ در نظر گرفته می شوند.

فرض ۱: بردارهای وضعیت مطلوب، سرعت زاویه ای مطلوب و مشتق آن ($\dot{q}_d, \dot{\omega}_d$) معلوم هستند و $\dot{\omega}_d$ محدود است.

فرض ۲: بردارهای وضعیت و سرعت زاویه ای ماهواره و همچنین سرعت زاویه ای چرخ های عکس العملی (q, ω) قابل اندازه گیری هستند.

لم ۲: فرض کنید $b \in C^1$ (فضای اعداد مختلط یک بعدی) یک تابع تعریف شده روی یک همسایگی $U \subset \mathbb{R}^n$ از مبدا باشد. همچنین فرض کنید شرایط زیر برای اعداد حقیقی و مثبت $\alpha > 0$ و $0 < c < 1$ برقرار باشد:

$$-1 \quad b \text{ روی } U \text{ مثبت معین است؛}$$

$$-2 \quad \dot{b} + \alpha b^c \text{ روی } U \text{ نیمه معین مثبت است؛}$$

تغییر خواهد داشت که اثر آن را می توان با انتخاب مناسب سطح لغزش حذف کرد.

نکته ۲: در مورد سطوح لغزشی همانند ستون های ۱ و ۲ از جدول (۱) $\tilde{\omega} + \lambda \tilde{\eta}$ یا $\tilde{\omega} - \lambda \tilde{\eta}$ ، علاوه بر نقطه تعادل پایدار، نقطه تعادل ناپایدار نیز وجود دارد. اگر ماهواره در لحظه اولیه و یا در حین طی کردن مسیر از این نقطه بگذرد، چون حول این نقطه، گشتاور کنترل به سمت صفر میل می کند ($S = 0$ است)، در این وضعیت باقی خواهد ماند (نقطه تعادل ناپایدار می تواند یک اختلاف 180° درجه ای با نقطه تعادل پایدار داشته باشد). مگر اینکه ماهواره توسط نویز یا اغتشاشات (در صورت دارا بودن مقدار لازم) به آرامی منحرف گردد و گشتاور کنترل مخالف صفر شود که البته مستلزم صرف زمان زیاد برای خروج از این نقطه خواهد بود جدا از اینکه دارای ریسک بالائی خواهد بود. در مورد سطوح فوق همچنین تغییر علامت در $q \otimes q_d^{-1}$ باعث تغییر مقدار سطح لغزش S می گردد و لذا مسئله چرخش در آن حل نشده است. مراجع [۷]، [۸]، [۹] و [۱۲] از سطوح لغزش مشابهی استفاده کرده اند که دقیقاً دارای مشکلات فوق می باشد.

نکته ۳: روش موجود در ستون سوم ($\tilde{\omega} + \lambda \tilde{\eta}$) هر چند دارای نقطه تعادل ناپایدار نیست اما کنترل آن دارای تکنیکی است (مقدار آن بینهایت می شود) که باعث اشباع عملگر و کاهش عملکرد سیستم و یا حتی ناپایداری می گردد. روش ارائه شده در مرجع [۶] دارای مشکل مشابهی می باشد.

نکته ۴: مشکلات عنوان شده در بندهای فوق، در سطح لغزش $\tilde{\omega} + \lambda \overline{\text{sgn}}(\tilde{\eta})$ حل شده است، اما به دلیل اینکه از تابع ناپیوسته $\overline{\text{sgn}}(\tilde{\eta})$ در سطح لغزش استفاده شده است باعث ناپیوستگی در قانون کنترل می گردد و در هنگام عبور از $\tilde{\eta} = 0$ مؤلفه ضربه ای تولید گردیده که در عمل اشباع عملگرها و فرسایش آنها را در پی خواهد داشت.

جدول ۱: مقایسه سطوح لغزش مختلف

روش	۱	۲	۳	۴
سطح لغزشی S	$\tilde{\omega} + \lambda \tilde{\eta}$	$\tilde{\omega} - \lambda \tilde{\eta}$	$\tilde{\omega} + \lambda \tilde{\eta}$	$\tilde{\omega} + \lambda \overline{\text{sgn}}(\tilde{\eta}) \tilde{\eta}$
نقطه تعادل پایدار حلقه بسته	$\tilde{\omega} = 0$ $\tilde{\eta} = 0$ [000]	$\tilde{\omega} = 0$ $\tilde{\eta} = 0$ [000]	$\tilde{\omega} = 0$ $\tilde{\eta} = 0$ [000]	$\tilde{\omega} = 0$ $\tilde{\eta} = 0$ [000]
نقطه تعادل ناپایدار حلقه بسته	$\tilde{\omega} = 0$ $\tilde{\eta} = 1$	$\tilde{\omega} = 0$ $\tilde{\eta} = -1$	$\tilde{\omega} = 0$ $\tilde{\eta} = 1$	$\tilde{\omega} = 0$ $\tilde{\eta} = -1$

یافته و غیر ساختار یافته در هر محور است، $L_{2 \times 3}$ و $\Gamma_{9 \times 9}$ ماتریس-های مثبت معین و متقارن هستند، $\dot{\tilde{\eta}}$ و $\tilde{\eta}$ از رابطه (۷) بدست می آیند. تابع $sgn(S)$ نیز نشان دهنده تابع علامت است که به صورت زیر تعریف می گردد:

$$sgn(S) = sgn \left(\begin{bmatrix} S_x & S_y & S_z \end{bmatrix}^T \right) = \begin{bmatrix} sgn(S_x) & sgn(S_y) & sgn(S_z) \end{bmatrix}^T \quad (40)$$

$$sgn(x) = \begin{cases} 1 & \text{if } x > 0 \\ 0 & \text{if } x = 0 \\ -1 & \text{if } x < 0 \end{cases} \quad x \in \mathbb{R} \quad (41)$$

و تابع $\overline{sgn}(x)$ همان تابع علامت است به استثنای اینکه در صفر مقدار آن برابر ۱ است.

اثبات: یک تابع لیپانوف بصورت زیر انتخاب می گردد:

$$V = \frac{1}{2} \left(S^T I_s S + \tilde{a}^T \Gamma^{-1} \tilde{a} \right) + \gamma_1 \left(1 - |\tilde{\eta}|^{1+b} \right) \quad (42)$$

با گرفتن مشتق از آن داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S^T I_s \dot{S} + \tilde{a}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{a}} - \\ &\gamma_1 (1+b) |\tilde{\eta}|^b sgn(\tilde{\eta}) \dot{\tilde{\eta}} - \\ &\gamma_1 |\tilde{\eta}|^{1+b} \log(|\tilde{\eta}|) \dot{b} \end{aligned} \quad (43)$$

با جایگذاری $\dot{b}$ از رابطه (۳۷) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S^T I_s \dot{S} + \tilde{a}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{a}} \\ &- \gamma_1 (1+b) |\tilde{\eta}|^b sgn(\tilde{\eta}) \dot{\tilde{\eta}} + \\ &\alpha \gamma_1 |\tilde{\eta}|^{1+b} \log(|\tilde{\eta}|) b^c \\ &- \gamma_1 \gamma_2 |\tilde{\eta}|^{1+b} \log(|\tilde{\eta}|) S^T S \end{aligned} \quad (44)$$

با در نظر گرفتن اینکه $\dot{\tilde{\eta}} = -\frac{1}{2} \tilde{\omega}^T \tilde{\omega}$ و $\tilde{\omega} = S - \tilde{\lambda} \tilde{\eta}$ خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S^T I_s \dot{S} + \tilde{a}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{a}} + \\ &\alpha \gamma_1 |\tilde{\eta}|^{1+b} \log(|\tilde{\eta}|) b^c - \\ &\gamma_1 \gamma_2 |\tilde{\eta}|^{1+b} \log(|\tilde{\eta}|) S^T S - \frac{\gamma_1}{2} \lambda (1+b) |\tilde{\eta}|^{1+b} \sim - \\ &+ \frac{\gamma_1}{2} (1+b) |\tilde{\eta}|^b sgn(\tilde{\eta}) \sim -T S \end{aligned} \quad (45)$$

در اینصورت، ناحیه $U_0 \subset \mathbb{R}^n$ وجود دارد بطوریکه هر b که از U_0 شروع شود، در زمان محدود به q می رسد. زمان رسیدن T_{reach} در رابطه زیر صدق می کند:

$$T_{reach} \leq \frac{b_0^{1-\alpha}}{c(1-\alpha)} \quad (33)$$

که b_0 مقدار اولیه b است [۲۱].

قضیه ۱: ماهواره صلب با دینامیک (۱۰) را در نظر بگیرید. در اینصورت با در نظر گرفتن فرضهای (۱) و (۲) و قانون کنترل زیر:

$$\begin{aligned} T_c &= W(\dot{\omega}_r, \omega) \hat{a} - h_w \times \omega - \\ &-\gamma_3 S - F sgn(S) + T_{com} \end{aligned} \quad (34)$$

$$\begin{aligned} T_{com} &= -\frac{\gamma_1}{2} (1+b) |\tilde{\eta}|^b \overline{sgn}(\tilde{\eta}) \sim - \\ &+ \gamma_1 \gamma_2 |\tilde{\eta}|^{1+b} \log(|\tilde{\eta}|) S \end{aligned} \quad (35)$$

که T_{com} بخش جبران ساز بوده که جهت حذف نقطه تعادل ناپایدار اضافه شده است و $\dot{\omega}_r$ و b مطابق زیر محاسبه می گردند:

$$\begin{aligned} \dot{\omega}_r &= R(\tilde{q}) \dot{\omega}_d + [-\tilde{\omega}]^\times R(\tilde{q}) \omega_d \\ -\lambda \tilde{\eta} \sim -\lambda \tilde{\eta} \sim \end{aligned} \quad (36)$$

$$\dot{b} = -\alpha b^c + \gamma_2 S^T S, b(0) = 1, 0 < c < 1 \quad (37)$$

به همراه قانون تخمین پارامترهای زیر:

$$\dot{\hat{a}} = -\Gamma (W(\dot{\omega}_r, \omega))^T S + W_f^T(\omega) L_2 e \quad (38)$$

خطای ردیابی وضعیت ماهواره بطور مجانبی و کلی به صفر میل می کند. همچنین با ثابت فرض کردن پارامترهای ماهواره a ، خطای تخمین پارامترها محدود باقی می ماند و اگر سیگنال $W_f(\omega_d)$ دارای تحریک پایا باشد، یعنی اگر شرط زیر برقرار باشد:

$$\begin{aligned} \exists \beta, T > 0 : \\ \forall t \geq 0 \quad \int_t^{t+T} W_f(\omega_d)^T W_f(\omega_d) dt \geq \beta I_{9 \times 9} \end{aligned} \quad (39)$$

این خطا بطور مجانبی و کلی به صفر میل می کند.

در روابط فوق، $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \alpha$ اعداد مثبت دلخواه هستند، ماتریس $F = \text{diag}(F_x, F_y, F_z)$ یک ماتریس قطری مثبت معین است که عناصر قطری آن برابر حداکثر اندازه عدم قطعیت های ساختار

آن بر اساس تئوری پایداری لیاپانوف همگرایی $S \rightarrow 0$ و $e \rightarrow 0$ تضمین شده است. در صورتیکه پس از زمان t_1 ، $S(t) \equiv 0$ شود، و حالتها در زمان t_1 متعلق به Ω نباشند در اینصورت مطابق لم ۱ خطای ردیابی وضعیت بطور مجانی به صفر میل می کند. اگر در زمان t_1 ، حالتها متعلق به Ω باشند، نشان داده می شود که مجموعه Ω جزء نقاط تعادل سیستم حلقه بسته نیست. برای این منظور با جایگذاری قانون کنترلی (۳۴) در دینامیک حلقه بسته (۴۸) و در نظر گرفتن اینکه در نقطه تعادل، $\dot{V} \equiv 0$ است و می توان از آن نتیجه گرفت که $S \equiv 0$ ، $e \equiv 0$ است، داریم:

$$\frac{\gamma_1}{2}(1+b)|\tilde{\eta}|^b \overline{\text{sgn}}(\tilde{\eta}) \sim \equiv 0 \quad (51)$$

با توجه به اینکه $S \equiv 0$ است و در نظر گرفتن رابطه (۳۷) و لم ۲، مقدار b در زمان محدود برابر صفر می شود و رابطه (۵۱) نتیجه می دهد که $\tilde{\eta} \equiv 0$ است که این با $\tilde{\eta} \equiv 0$ مربوط به مجموعه Ω در تناقض است. بنابراین مجموعه Ω جزء نقاط تعادل سیستم حلقه بسته نیست و خطای ردیابی وضعیت بطور مجانی و کلی به صفر میل می کند.

از طرفی بر اساس رابطه (۵۰)، زمانی $\dot{V} \equiv 0$ می شود که همزمان $S \equiv 0$ و $e \equiv 0$ شود. در اینصورت طبق رابطه (۳۰) داریم:

$$e = W_f(\omega) \tilde{a} \equiv 0 \quad (52)$$

با ضرب طرفین رابطه بالا در $W_f(\omega)^T$ و انتگرالگیری داریم:

$$\int_t^{t+T} W_f(\omega)^T W_f(\omega) \tilde{a} dt \equiv 0 \quad (53)$$

از طرفی چون $S \equiv 0$ و $e \equiv 0$ است بر اساس رابطه (۳۸) $\dot{a} \equiv 0$ است و در نتیجه مقدار بردار $\tilde{a}$ ثابت است و می توان آنرا از انتگرال گیری خارج نمود:

$$\left(\int_t^{t+T} W_f(\omega)^T W_f(\omega) dt \right) \tilde{a} \equiv 0 \quad (54)$$

از آنجایی که همگرایی خطای ردیابی به صفر تضمین شده است، از رابطه بالا میتوان نتیجه گرفت:

$$\left(\int_t^{t+T} W_f(\omega_d)^T W_f(\omega_d) dt \right) \tilde{a} \equiv 0 \quad (55)$$

اگر مسیر مطلوب، تحریک پایا باشد، یعنی اگر شرط (۳۹) برقرار باشد، در اینصورت این شرط الزام می کند که تنها جواب رابطه (۵۵)،

با جایگذاری $\tilde{\omega}$ از رابطه (۸)، عبارت $I_s \dot{S}$ را می توان بصورت زیر نوشت:

$$I_s \dot{S} = I_s \left(\dot{\tilde{\omega}} + \lambda \tilde{\eta} \sim + \lambda \tilde{\eta} \sim \right) = I_s \left(\dot{\omega} - R(\tilde{q}) \dot{\omega}_d + \dot{R}(\tilde{q}) \omega_d + \lambda \tilde{\eta} \sim + \lambda \tilde{\eta} \sim \right) \quad (46)$$

از طرفی مشتق ماتریس دوران $R(\tilde{q})$ را می توان مطابق زیر محاسبه نمود:

$$\dot{R}(\tilde{q}) = [-\tilde{\omega}]^\times R(\tilde{q}) \quad (47)$$

با در نظر گرفتن این رابطه و جایگذاری آن در رابطه (۴۶) و همچنین جایگذاری $\dot{\omega}$ از رابطه دینامیک ماهواره (۱۰) داریم:

$$\begin{aligned} I_s \dot{S} &= T_c - \omega \times H - I_s \dot{\omega}_r + T_d \\ &= T_c - W_1(\omega) a - W_2(\dot{\omega}_r) a + h_w \times \omega + T_d \\ &= T_c - W(\dot{\omega}_r, \omega) a + h_w \times \omega \end{aligned} \quad (48)$$

با جایگذاری قانون کنترلی (۳۴) در (۴۸) خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S^T W(\dot{\omega}_r, \omega) \tilde{a} - S^T L_1 S - S^T F \text{sgn}(S) \\ &\quad - \frac{\gamma_1}{2} \lambda (1+b) |\tilde{\eta}|^{1+b} \sim T \sim_{\neq} \\ &\quad \alpha \gamma_1 |\tilde{\eta}|^{1+b} \log(|\tilde{\eta}|) b^c + \dot{a}^T \Gamma^{-1} \tilde{a} \end{aligned} \quad (49)$$

حال اگر قانون تطبیقی (۳۸) را در رابطه بالا جایگذاری کنیم رابطه زیر حاصل می شود:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S^T W(\dot{\omega}_r, \omega) \tilde{a} - S^T L_1 S - S^T F \text{sgn}(S) \\ &\quad - \frac{\gamma_1}{2} \lambda (1+b) |\tilde{\eta}|^{1+b} \sim T \sim_{\neq} \\ &\quad \alpha \gamma_1 |\tilde{\eta}|^{1+b} \log(|\tilde{\eta}|) b^c + \dot{a}^T \Gamma^{-1} \tilde{a} \end{aligned} \quad (50)$$

مطابق رابطه (۳۷) مقدار b همواره بزرگتر یا مساوی صفر است در نتیجه مقدار $-\frac{\gamma_1}{2} \lambda (1+b) |\tilde{\eta}|^{1+b} \sim T \sim_{\neq}$ همواره کوچکتر یا مساوی صفر است. از طرفی چون $|\tilde{\eta}| \leq 1$ است مقدار عبارت $\alpha \gamma_1 |\tilde{\eta}|^{1+b} \log(|\tilde{\eta}|) b^c$ نیز کوچکتر یا مساوی صفر است؛ بنابراین مقدار $\dot{V}$ کوچکتر یا مساوی صفر است، که نتیجه می دهد خطای تخمین پارامترها محدود باقی می ماند. تا زمانی که $S \neq 0$ باشد یا $e \neq 0$ باشد $\dot{V} < 0$ خواهد بود و بنابراین V به سمت صفر میل می کند و متعاقب

$0 \equiv \tilde{a}$ باشد، یعنی همگرایی خطای پارامترها به صفر تضمین می-شود. ■

در ارتباط با قانون کنترل فوق نکات زیر قابل طرح هستند:

نکته ۱: قانون کنترل پیشنهاد شده دارای ساختار جدیدی است و خصوصا با توجه به ترم پیوسته T_{com} در این قانون، کلیه نقاط تعادل ناپایدار آن حذف شده است. در واقع یک گشتاور جبران ساز حول این نقطه تولید می شود تا ماهواره خیلی سریع از آن دور شود و به نقطه تعادل پایدار خود برسد و لذا سرعت همگرایی را اصلاح خواهد کرد. این قانون کنترل همچنین دارای تکنیکی و مشکل چرخش نمی باشد.

نکته ۲: در قانون تطبیقی (۴۱) علاوه بر مقدار دقیق اغتشاشات، مقادیر لختی دورانی نیز به دست آورده می شوند. در حالی که در مراجعی همانند [۷] و [۹] علی رغم استفاده از الگوریتم تطبیقی، نیاز به مقدار لختی دورانی دارند. همچنین در این مراجع و یا در [۸] بجای مقدار دقیق اغتشاشات، حد بالای آنها استخراج می گردد که این موضوع باعث افزایش چترینگ می گردد.

نکته ۳: در اثبات ارائه شده، همگرایی پارامترهای تخمین به مقادیر واقعی تضمین شده است.

نکته ۴: در صورتیکه پارامترهای ماهواره، a ، ثابت باشد؛ نیاز به هیچگونه اطلاعات قبلی از پارامترهای ماهواره از جمله لختی دورانی ماهواره و حد بالای اغتشاشات خارجی نیست. در صورتیکه پارامترهای ماهواره متغیر با زمان باشد، در اینصورت ماتریس F تنها لازم است که عدم قطعیت ناشی از دامنه تغییرات پارامترها حول یک مقدار ثابت را جبران کند و لذا همگرایی مجانی و کلی خطای ردیابی به صفر همچنان تضمین شده است. این امر باعث می شود که نیاز به ترم ناپیوسته کوچکتری باشد که به نوبه خود منجر به کاهش چترینگ و تلاش کنترلی کمتر می شود.

۴-۳ الگوریتم مدیریت عیب و تخصیص گشتاور به

عملگرها

راهمانطور که در بخش گذشته عنوان گردید، قانون کنترل تطبیقی-لغزشی پیشنهادی دارای قابلیت محاسبه اغتشاشات ثابت و متغیر و امکان جبران اثر آنها می باشد. در این بخش، با پیشنهاد یک سناریوی کنترل، از قابلیت این قانون کنترل بگونه ای استفاده شده است که بتوان در هر لحظه

عملگرهای سالم را انتخاب نمود و توزیع گشتاور را میان آنها بگونه ای صورت داد تا امکان دستیابی به فرامین گشتاور مرجع فراهم گردد. برای این کار لازم است که در هر مرحله تنظیمات ویژه ای را در کنترل پایه ماهواره صورت دهیم تا امکان کنترل بدون وقفه و پایدار ماهواره علی-رغم افزایش ناگهانی اغتشاشات منتج از عیوب عملگرها ایجاد شود. روندنمای موجود در شکل ۴ مراحل انجام کار را به تصویر می کشد. این

مراحل بطور مکرر در کامپیوتر روی برد ماهواره اجرا می گردد تا امکان رصد تغییرات سریع و انجام تصمیم گیری های آنی فراهم گردد.

در ادامه هر یک از این مراحل تشریح می گردند. در مود کنترلی نخست، فرض می شود که چرخ های عکس العملی سالم هستند. این فرض، فرض معقولی است زیرا احتمال معیوب شدن چرخ های عکس-العملی در همان ابتدای پرتاب ماهواره، بسیار اندک است. در این حالت با اجرای قانون کنترلی پیشنهادی (تطبیقی-لغزشی) و با اعمال مانورهای مختلف در زمان محدود، پارامترهای ماهواره تخمین زده می شوند. بعد از اینکه با وجود مانورهای مختلف، پارامترهای تخمینی تقریبا ثابت بودند، می توان اطمینان حاصل کرد که پارامترها به مقادیر واقعی خود همگرا شده اند.

در مود کنترلی بعد، هدف بدست آوردن حد بالای اغتشاشات هر یک از عملگرها با فرض عدم رخداد عیب در آنها از روی استخراج اغتشاشات حاصل از الگوریتم تطبیقی می باشد. در این مود، در ماتریس قطری Γ ، که نرخ به روز رسانی پارامترها را در رابطه (۳۸) تعیین می کند، ضرایب مربوط به پارامترهای لختی دورانی صفر می شوند تا مقادیر تخمینی لختی دورانی تغییر نکنند و ضرایب مربوط به اغتشاشات، نسبت به قبل بیشتر می شوند. این کار بدین دلیل انجام می شود که تغییرات در اغتشاش ماهواره به دلیل ایجاد عیب در چرخ عکس العملی، در لختی دورانی تخمین زده شده ماهواره تاثیر نگذارد و اغتشاشات ماهواره با سرعت بیشتری به دست آورده می شوند. در انتهای این مود اغتشاشات متناظر با هر چرخ در پیکربندی موجود برای حالت بدون عیب و در یک دوره زمانی مشخص بدست آورده می شود. پس از بدست آوردن اغتشاشات فوق، به هر چرخ حد آستانه ای به شکل زیر جهت اعلان رخداد عیب اختصاص می یابد:

$$\left| \overline{T}_{di} \right| + 4\sigma_{T_{di}} \quad (56)$$

پیکربندی‌های مختلف عملگرها که لازمه ارسال‌های مکرر فرمان‌های روشن و خاموش می‌باشد انجام می‌گردد و در مورد هر پیکربندی حدود آستانه عملگرها بدست آورده می‌شوند.

بنابراین در کارکرد عادی ماهواره، وابسته به نوع پیکربندی مورد استفاده از عملگرها از یکی از حدود آستانه از پیش محاسبه شده فوق استفاده می‌گردد. قابلیت فوق، حدود آستانه مطلوب و منطقی را برای هر شرایط و هر تغییر در نوع عملگرهای بکار گرفته شده را محاسبه می‌نماید و لذا از انتخاب حدود آستانه ثابت و محافظه کارانه اجتناب می‌گردد.

در مود کنترلی آخر، دقیقاً از همان مقدار Γ در مرحله دوم برای قانون کنترل استفاده می‌شود. با توجه به اینکه حد آستانه تشخیص عیب از مود دوم بدست آمده است، از این حد آستانه جهت تشخیص عیب در چرخ‌های عکس‌العملی استفاده می‌گردد. برای این منظور در ابتدا توسط الگوریتم تطبیقی، سه مؤلفه اغتشاش T_{dx} ، T_{dy} ، T_{dz} (سه مؤلفه آخر پارامتر تخمینی $\hat{a}$ در رابطه (۱۶)) در راستای محورهای بدنه ماهواره تخمین زده می‌شوند و از روی آنها سهم گشتاورهای اغتشاش هر یک از چرخ‌های روشن موجود بدست آورده می‌شوند. سپس هر یک از مقادیر فوق با حدود آستانه فوق‌الذکر مقایسه می‌گردد و در مورد سالم یا معیوب بودن هر چرخ در پیکربندی موجود تصمیم‌گیری می‌شود. جهت تعیین سهم گشتاورهای اغتشاش هر یک از چرخ‌ها از رابطه زیر استفاده می‌گردد که ارتباط میان گشتاورهای سه محور بدنه و گشتاورهای هر چرخ را ارائه می‌دهند:

$$T_{cx} = \dot{h}_{wx} + \sin\beta \cos\alpha \dot{h}_{wr} \quad (57)$$

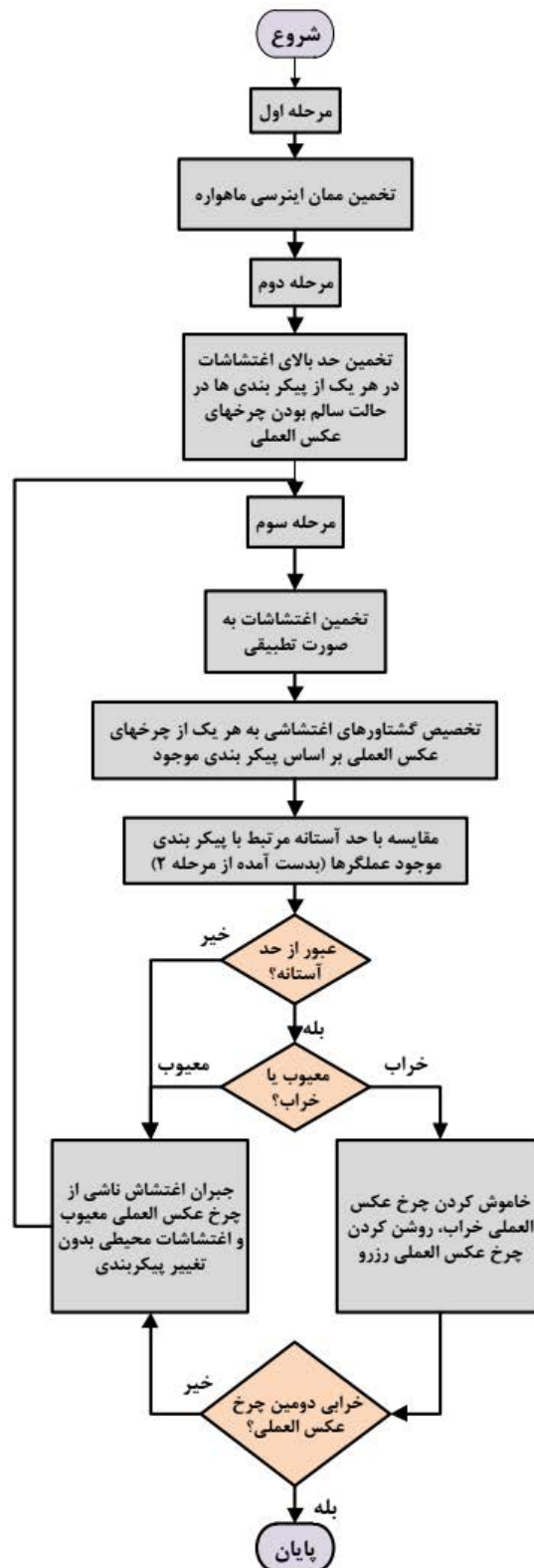
$$T_{cy} = \dot{h}_{wy} + \sin\beta \sin\alpha \dot{h}_{wr} \quad (58)$$

$$T_{cz} = \dot{h}_{wz} + \cos\beta \dot{h}_{wr} \quad (59)$$

که T_{cx} ، T_{cy} و T_{cz} به ترتیب مؤلفه‌های x ، y و z گشتاور کنترلی T_c بدست آمده در (۳۴) است. فرض می‌شود که هر چهار چرخ عکس‌العملی بطور همزمان با هم روشن نیستند، بنابراین با معلوم بودن T_{cx} ، T_{cy} و T_{cz} و با توجه به اینکه یکی از مقادیر $\dot{h}_{wx}$ ، $\dot{h}_{wy}$ ، $\dot{h}_{wz}$ یا $\dot{h}_{wr}$ برابر صفر است؛ می‌توان بقیه مؤلفه‌های $\dot{h}_{wv}$ را محاسبه نمود. در اینجا فرض شده است که چرخ عکس‌العملی رزرو طوری نصب شده است که زاویه یکسان از هر سه محور x ، y و z دارد یعنی

$\alpha = 45(\text{deg})$ و $\beta = \arccos\left(\frac{\sqrt{3}}{3}\right)$ است. با در نظر گرفتن این

فرض پیکربندی‌های مختلف چرخ عکس‌العملی همراه با اختصاص گشتاور به هر یک از چرخ‌ها در هر پیکربندی در جدول ۲ آمده است. البته برای زوایای نصب متفاوت برای چرخ عکس‌العملی رزرو می‌توان



شکل ۴: ساختار سه مرحله‌ای تشخیص، جداسازی و پیکربندی مجدد

که T_{di} نمایانگر T_{dx} ، T_{dy} یا T_{dz} (وابسته به نوع عملگرهای روشن) می‌باشند. مقدار متوسط و $\sigma_{T_{di}}$ انحراف معیار تغییرات اغتشاشات می‌باشد. عملیات فوق بطور متوالی برای کلیه

عیب رخ داده در چرخ (عملگر) کم باشد و به عبارتی چرخ فرمان‌پذیر باشد، همچنان از چرخ موجود استفاده می‌شود و تغییر پیکربندی صورت نمی‌گیرد. در واقع در این حالت گشتاورهای اغتشاشی شامل هر دوی گشتاورهای محیطی و اغتشاش ناشی از عیب عملگرها می‌باشد که توسط جدول ۳: سهم گشتاور تولیدی هر یک از چرخهای عکس‌العملی در پیکربندی-

های مختلف جهت دستیابی به گشتاور فرمان

پیکربندی	گشتاورهای اغتشاشی چرخهای عکس‌العملی
xyz	$\begin{cases} \dot{h}_{wx} = T_{cx} \\ \dot{h}_{wy} = T_{cy} \\ \dot{h}_{wz} = T_{cz} \\ \dot{h}_{wr} = 0 \end{cases}$
yzr	$\begin{cases} \dot{h}_{wx} = 0 \\ \dot{h}_{wy} = T_{cy} - T_{cx} \\ \dot{h}_{wz} = T_{cz} - T_{cx} \\ \dot{h}_{wr} = \sqrt{3} T_{cx} \end{cases}$
xzr	$\begin{cases} \dot{h}_{wx} = T_{cx} - T_{cy} \\ \dot{h}_{wy} = 0 \\ \dot{h}_{wz} = T_{cz} - T_{cy} \\ \dot{h}_{wr} = \sqrt{3} T_{cy} \end{cases}$
xyr	$\begin{cases} \dot{h}_{wx} = T_{cx} - T_{cz} \\ \dot{h}_{wy} = T_{cy} - T_{cz} \\ \dot{h}_{wz} = 0 \\ \dot{h}_{wr} = \sqrt{3} T_{cz} \end{cases}$

الگوریتم کنترل موجود در رابطه (۳۴) قابل جبران می‌باشد. در این راستا اغتشاشات T_{dx} ، T_{dy} ، T_{dz} در سه مؤلفه آخر پارامتر تخمینی $\hat{a}$ در رابطه (۱۶) تخمین زده می‌شود؛ خطای تخمین اغتشاش با مقدار واقعی نیز (قسمت متغیر با زمان اغتشاش) توسط ترم ناپیوسته $Fsgn(S)$ (قانون کنترل (۳۴)) جبران می‌شود. بنابراین در صورتیکه چرخ عکس‌العملی کاملاً معیوب نگردیده باشد مثلاً اگر این گشتاور اغتشاشی ناشی از اصطکاک باشد، می‌توان این گشتاور اغتشاشی را جبران کرد.

اگر شدت عیب بالا باشد به معنای خراب بودن چرخ می‌باشد و باید پیکربندی موجود تغییر یابد و چرخ یدک به جای چرخ خراب جایگزین گردد. در جدول ۳ برای هر پیکربندی، سهم گشتاور هر یک از چرخ‌ها جهت تولید گشتاورهای فرمان T_{cx} ، T_{cy} ، T_{cz} در راستای محورهای بدنه ماهواره محاسبه گردیده است. این گشتاورهای فرمان توسط الگوریتم تطبیقی-لغزشی (رابطه (۳۴)) درخواست می‌گردد. جهت محاسبه این گشتاورها مجدداً از روابط (۵۷)، (۵۸) و (۵۹) استفاده گردیده است. قابل ذکر است که در پیکربندی پایه xyz هر چرخ باید گشتاوری به اندازه گشتاور فرمان در راستای محور بدنه متناظر تولید کند.

روابط مشابهی را بدست آورد. نتیجه اینکه با معلوم بودن مؤلفه‌های گشتاور اغتشاشی و اینکه کدامیک از چهار چرخ عکس‌العملی خاموش است، می‌توان سهم هر یک از چرخ‌های عکس‌العملی را از این گشتاور اغتشاشی محاسبه نمود و با مقدار آستانه مقایسه کرد و در صورتی که از

جدول ۲: اختصاص گشتاورهای اغتشاشی چرخهای عکس‌العملی در پیکربندی-

پیکربندی	گشتاورهای اغتشاشی چرخهای عکس‌العملی
xyz	$\begin{cases} u_{fx} = \hat{T}_{dx} \\ u_{fy} = \hat{T}_{dy} \\ u_{fz} = \hat{T}_{dz} \\ u_{fr} = 0 \end{cases}$
yzr	$\begin{cases} u_{fx} = 0 \\ u_{fy} = \hat{T}_{dy} - \hat{T}_{dx} \\ u_{fz} = \hat{T}_{dz} - \hat{T}_{dx} \\ u_{fr} = \sqrt{3} \hat{T}_{dx} \end{cases}$
xzr	$\begin{cases} u_{fx} = \hat{T}_{dx} - \hat{T}_{dy} \\ u_{fy} = 0 \\ u_{fz} = \hat{T}_{dz} - \hat{T}_{dy} \\ \dot{h}_{wr} = \sqrt{3} \hat{T}_{dy} \end{cases}$
xyr	$\begin{cases} u_{fx} = \hat{T}_{dx} - \hat{T}_{dz} \\ u_{fy} = \hat{T}_{dy} - \hat{T}_{dz} \\ u_{fz} = 0 \\ u_{fr} = \sqrt{3} \hat{T}_{dz} \end{cases}$

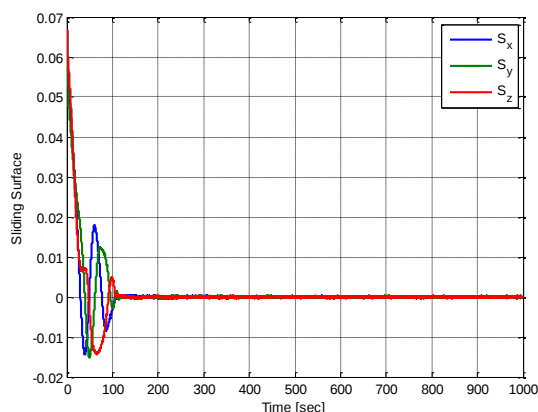
مقدار آستانه خارج شد، بطور همزمان هم عیب تشخیص داده می‌شود و هم مشخص می‌شود که کدام چرخ عکس‌العملی معیوب است.

تکته ۱: در صورت رخداد عیب در چرخ یدک، هر سه مؤلفه T_{dx} ، T_{dy} ، T_{dz} تغییر را نشان می‌دهند، بنابراین صرفاً بر اساس این داده‌ها امکان تعیین چرخ معیوب وجود ندارد. اما اگر از روابط موجود در جدول ۲ استفاده شود، برای حالت‌های مختلف رخداد عیب و از جمله برای چرخ یدک، امکان تعیین محل رخداد عیب وجود خواهد داشت. پیکربندی پایه عملگرها در ماهواره، پیکربندی xyz می‌باشد.

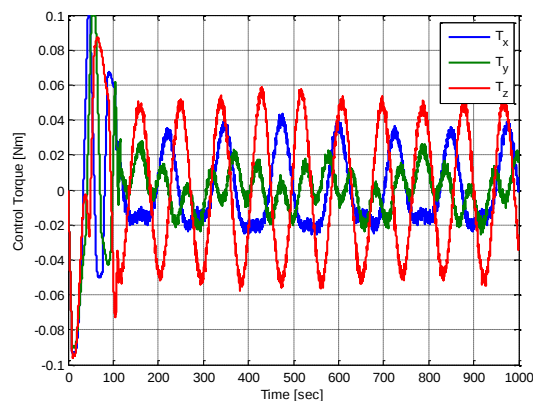
تا زمانی که عیبی در هیچ یک از عملگرها رخ نداده است از همین پیکربندی استفاده می‌گردد و الگوریتم کنترل موجود در رابطه (۳۴) صرفاً جهت غلبه بر اغتشاشات محیطی بکار گرفته می‌شود. اما با رخداد عیب در مورد راهکار جبران آن تصمیم‌گیری می‌گردد. این موضوع در روندنمای موجود در شکل ۴ نیز ارائه گردیده است. معیار مورد نظر برای انتخاب راهکار، میزان عیب حادث شده در عملگر می‌باشد. اگر شدت

ناگهانی، دامنه خیلی زیاد و چترینگ نیستند. خروجی کنترل کننده توسط محدود کننده اندازه و نرخ محدود شده‌اند تا تأثیر محدودیت‌های عملگر نیز در کارایی کنترل کننده دیده شود. محدودیت اندازه برابر 0.1 نیوتن-متر و محدودیت نرخ تغییرات برابر 0.1 نیوتن-متر بر ثانیه برای گشتاورهای کنترلی اعمال گردیده است.

شکل ۷ تخمین پارامترهای لختی دورانی ماهواره را نشان می‌دهد. مقادیر نهایی تخمین پارامترها به همراه مقادیر واقعی آنها در جدول ۸ مقایسه شده‌اند. همانطور که دیده می‌شود، پارامترها به مقادیر واقعی آنها با دقت خوبی همگرا شده‌اند. شکل ۸ خطای کواترنیون وضعیت را نشان می‌دهد. این خطا در نهایت به کمتر از 4×10^{-4} می‌رسد که معادل 0.05 درجه است. خطای سرعت زاویه‌ای ماهواره نیز در شکل ۹ نشان داده شده است. خطای سرعت زاویه‌ای ماهواره در نهایت به کمتر از 1×10^{-4} رادیان بر ثانیه می‌رسد. بنابراین نتایج فوق عملکرد قانون تطبیقی و دقت ردیابی زوایای وضعیت و سرعت‌های زاویه‌ای عملکرد الگوریتم لغزشی طراحی شده را به تأیید می‌رسانند.



شکل ۵: سطح لغزشی بدست آمده در مود ۱



شکل ۶: گشتاور کنترل بدست آمده در مود ۱

اما در پیکربندی‌های دیگر بدلیل حضور یدک این تناظر وجود نخواهد داشت. در بخش بعد با انجام شبیه‌سازی، الگوریتم‌های طراحی شده مورد ارزیابی قرار می‌گیرند.

۵- شبیه‌سازی

ماهواره مورد نظر در این مقاله یک ماهواره پایدارشونده سه محوره می‌باشد. در جدول ۴ مشخصات مداری و کمیت‌های دینامیکی مد نظر برای مأموریت که در شبیه‌سازی‌های سیستم کنترل مورد نیاز بوده، ارائه گردیده‌اند. جدول ۵ نیز حسگرها و عملگرهای مورد نیاز را ارائه می‌دهد.

خطای مجاز جهت ردیابی وضعیت برابر 0.05 درجه و پایداری وضعیت بهتر از $10^{-4} \times 1/4$ رادیان بر ثانیه در نظر گرفته شده‌اند. فرض شده است که وضعیت ماهواره توسط حسگر ستاره اندازه‌گیری می‌شود و خطای این حسگر به صورت نویز با توزیع گوسی با میانگین صفر و انحراف معیار 0.03 درجه مدل شده است. همچنین فرض شده است که جهت اندازه‌گیری سرعت زاویه‌ای ماهواره از ژایرو FOG200 مربوط به شرکت Northrop Grumman با مشخصات فنی ارائه شده در جدول ۶ استفاده شده است. تمام خطاهای ذکر شده مطابق با جدول فوق که برگرفته شده از مرجع [۲۲] می‌باشند، لحاظ گردیده‌اند. در ادامه نتایج شبیه‌سازی‌های صورت گرفته ارائه می‌گردند.

مود ۱: استخراج لختی دورانی

در ابتدا مود کنترلی نخست شبیه‌سازی شده است. همانطور که قبلاً ذکر شد، هدف از این مود کنترلی استخراج لختی دورانی ماهواره است. مقادیر پارامترهای کنترلی استفاده شده در شبیه‌سازی در جدول ۷ ارائه

گردیده‌اند. در این جدول $I_{6 \times 6}$ نشاندهنده ماتریس واحد با ابعاد 6×6 است. به دلیل اجتناب از اثر چترینگ، از تابع اشباع به جای تابع علامت با ضخامت لایه مرزی $\Phi = 0.001$ استفاده می‌گردد. برای تخمین پارامترها لازم است که تعدادی مانور متوالی توسط ماهواره بصورت خودکار صورت گیرد تا امکان همگرایی سریع‌تر این پارامترها فراهم گردد. این مانورها بصورت چرخش‌های سینوسی با دامنه 15 درجه، فاز صفر و فرکانسهای 0.05 ، 0.03 و 0.07 رادیان بر ثانیه به ترتیب برای رول، پیچ و یاو در نظر گرفته شده‌اند. وضعیت اولیه ماهواره $q_0 = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} & 0 \end{bmatrix}$ و سرعت زاویه‌ای اولیه ماهواره در هر سه محور 0.5 درجه بر ثانیه است. جهت شبیه‌سازی از محیط سیمولینک با روش حل معادلات دیفرانسیل ode3 و دوره زمانی ثابت 0.1 ثانیه استفاده شده است.

نتایج شبیه‌سازی در شکل‌های ۵ تا ۹ نمایش داده شده‌اند. همانطور که از شکل ۵ دیده می‌شود سطح لغزشی حدوداً پس از 120 ثانیه صفر می‌شود و در صفر باقی می‌ماند. شکل ۶ نشان‌دهنده گشتاورهای کنترلی است که مقادیر معقولی را دارند و دارای تغییرات

جدول ۴: مشخصات مداری مأموریت و کمیت‌های دینامیکی مورد نیاز

پارامتر	مقدار
ارتفاع مداری	700km
شیب مداری	55(deg)
زاویه گره صعود	4(deg)
ممان‌های اینرسی ماهواره (Kg.m ²)	$I_s = \begin{bmatrix} 40.45 & -0.2 & -0.5 \\ -0.2 & 42.09 & 0.4 \\ -0.5 & 0.4 & 41.36 \end{bmatrix}$
لختی دورانی چرخ‌ها (Kg.m ²)	$I_w = \text{diag}([3 \ 3 \ 3 \ 3]) \times 10^{-2}$

جدول ۵: حسگرها و عملگرهای بکار گرفته شده در سیستم کنترل وضعیت

حسگرها	عملگرها
حسگر ستاره	چهار چرخ عکس‌العملی
حسگر ژایرو	سه عملگر مغناطیسی

جدول ۶: مشخصات ژایرو مدل NG FOG-200 [۲۲]

کمیت‌ها	NG FOG 200
بایاس روشن شدن	۰/۰۱ درجه بر ساعت
پایداری بایاس	بین ۰/۲۵ تا ۳ درجه بر ساعت
نویز تصادفی	۰/۰۱۲ درجه بر ساعت
پهنای باند نویز	۵۰۰ هرتز
خطای فاکتور مقیاس ^۱	۱۰۰ ppm تا ۲۰۰۰ ppm
خطای نصب	۱ درجه

- مود ۲: تخمین حد بالای اغتشاشات

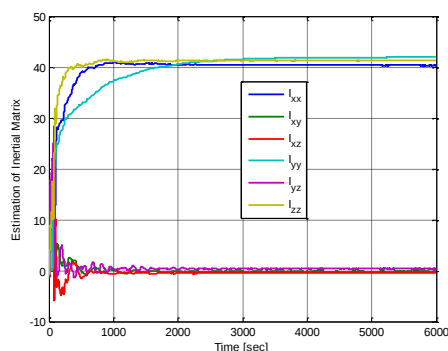
حال که لختی دورانی ماهواره تخمین زده شده است وارد مرحله بعد می‌شویم که تعیین حد آستانه اغتشاش است. برای این منظور مقادیر تخمین زده شده در جدول ۸ برای لختی دورانی ماهواره انتخاب می‌شود و ثابت در نظر گرفته می‌شود و از این به بعد تنها مقدار اغتشاش تخمین زده می‌شود. برای اعمال کمترین تغییرات در قانون کنترلی، تنها نیاز است که ماتریس Γ و مقدار L_2 به ترتیب به $\Gamma = \text{diag}(0_{6 \times 6}, I_{3 \times 3})$ و $L_2 = 1$ تغییر یابند و مؤلفه اول تا ششم بردار تخمین پارامترهای $\hat{a}$ مساوی با مقادیر تخمین زده شده در جدول ۷ قرار داده شوند. تخمین اولیه اغتشاش نیز برابر صفر در نظر گرفته می‌شود.

همانطور که قبلاً ذکر شد، فرض شده است که چرخ عکس‌العملی رزرو طوری نصب شده است که زاویه یکسان از هر سه محور X ، Y و Z دارد، بنابراین برای اغتشاش تخمین زده شده توسط تخمین گر، روابط جدول ۲ را اعمال می‌کنیم تا سهم هر یک از چرخ‌های عکس‌العملی از این اغتشاش معلوم گردد.

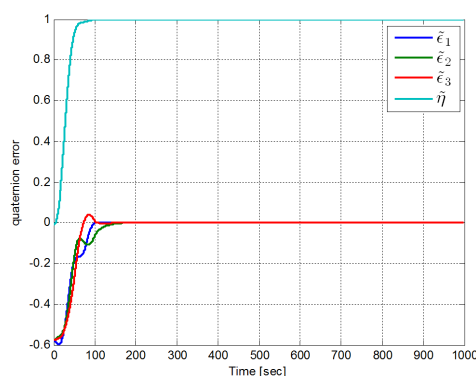
^۱ - scale factor

جدول ۷: مقادیر پارامترهای کنترلی استفاده شده در شبیه‌سازی

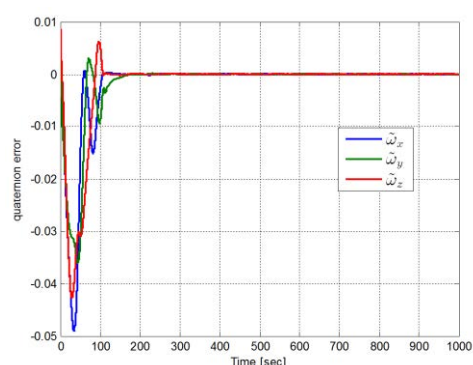
پارامتر	مقدار
λ	0.1
F	$0.05[1 \ 1 \ 1]^T$
Γ	$500\text{diag}(I_{6 \times 6}, 0_{3 \times 3})$
ϕ (ضخامت لایه مرزی)	0.001
L_2	60
c	0.8
α	0.1
γ_1	0.1
γ_2	10
γ_3	1



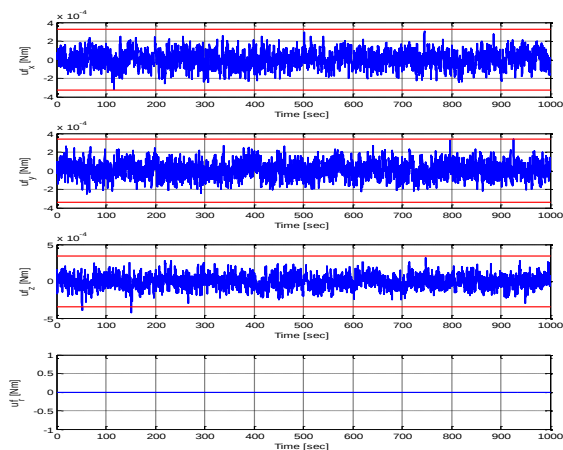
شکل ۷: تخمین لختی دورانی ماهواره در مود ۱



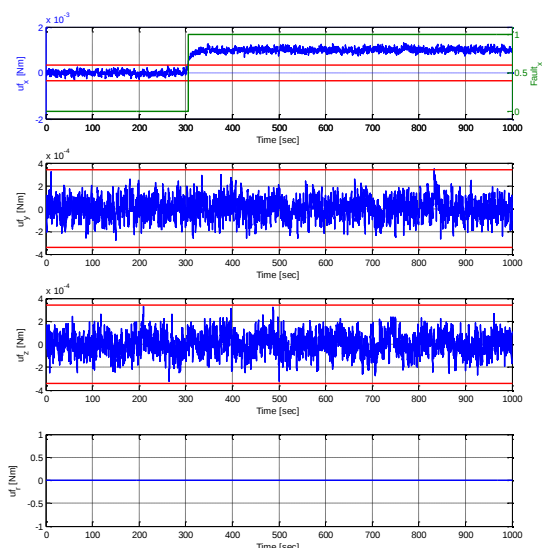
شکل ۸: خطای وضعیت ماهواره به شکل کوآترنیون در مود ۱



شکل ۹: خطای سرعت زاویه‌ای در مود ۱



شکل ۱۰: اغتشاش تخمین زده شده در حالت پیکربندی XYZ در مود ۲



شکل ۱۱: تخمین اغتشاش چرخ‌های عکس‌العملی در مود ۳

را به تصویر می‌کشد. حال فرض می‌گردد که چرخ عکس‌العملی x در زمان ۳۰۰ ثانیه دچار خرابی می‌شود، بدین‌صورت که مقدار گشتاور آن برابر صفر می‌شود. جهت تشخیص خرابی می‌توان اینگونه عمل کرد که در صورتیکه مقدار تخمین اغتشاش از یک دهم مقدار ماکزیمم گشتاور قابل تولید که در اینجا ۰/۰۱ نیوتن-متر است، بیشتر شود خرابی رخ داده است و دیگر امکان جبران‌سازی وجود ندارد و باید چرخ عکس‌العملی خراب خاموش شود و چرخ عکس‌العملی رزرو روشن شود. شکل‌های ۱۳ و ۱۴ نشان‌دهنده تخمین اغتشاش چرخ‌های عکس‌العملی هستند. همان‌طور که دیده می‌شود، ۱۴ ثانیه پس از رخ دادن خرابی، خرابی تشخیص داده شده است و یک ثانیه بعد چرخ عکس‌العملی خراب خاموش و چرخ عکس‌العملی یدک جایگزین شده است. شکل ۱۵ نحوه خاموش کردن چرخ x و روشن کردن همزمان چرخ R را نشان می‌دهد.

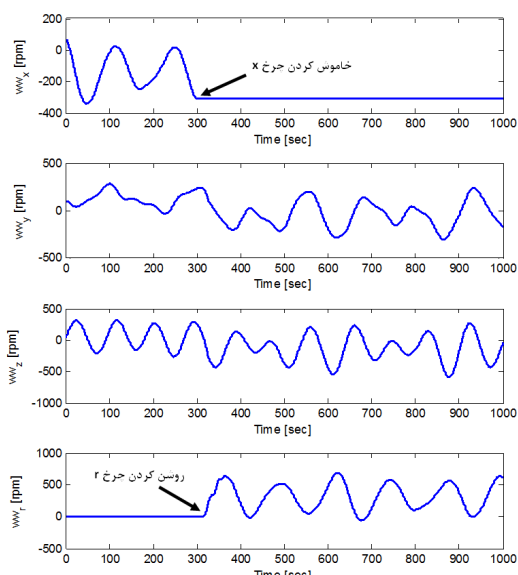
جدول ۸: مقادیر واقعی و تخمین زده شده لغزشی دورانی ماهواره

	I_{xx}	I_{xy}	I_{xz}	I_{yy}	I_{yz}	I_{zz}
مقادیر تخمین زده شده	۴۰/۳۶۴۲	-۰/۱۶۸۲	-۰/۴۸۲۹	۴۱/۹۵۱۲	۰/۳۶۷۷	۴۱/۲۷۱۶
مقادیر واقعی	۴۰/۴۵	-۰/۲	-۰/۵	۴۲/۰۹	۰/۴	۴۱/۳۶

شکل ۱۰ اغتشاش تخمین زده شده را در حالت پیکربندی XYZ نشان می‌دهد. شرایط شبیه‌سازی دقیقاً مانند قبل است همچنین فرض می‌گردد که یک مانور مرجع سینوسی با دامنه ۱۰ درجه درخواست شده است. برای بدست آوردن حد بالای اغتشاش، در تمام بازه زمانی تخمین زده شده که در اینجا ۱۰۰۰ ثانیه است، مقدار متوسط و انحراف معیار استاندارد محاسبه می‌شود و مقدار آستانه برابر قدر مطلق متوسط به‌علاوه ۴ برابر انحراف معیار تعیین می‌گردد. این مقدار برابر 0.3293×10^{-3} و 0.3420×10^{-3} متناظر با چرخ‌های محوره‌های X ، Y ، Z و R تعیین شده است. چون چرخ R خاموش است، حد آستانه آن صفر بدست آمده است. با توجه به وجود نویز اندازه‌گیری، جهت ممانعت از بروز اشتباه اعلان عیب در صورتی انجام می‌شود که حداقل ۵ نمونه پشت سر هم اغتشاش تخمینی از حد آستانه بیشتر باشند. برای تعیین حد آستانه برای هر پیکربندی، زمانی حدود ۱۰۰۰ ثانیه مورد نیاز است که کسری از یک دور مداری ماهواره می‌باشد. لذا حد آستانه هر چهار پیکربندی در کمتر از یک دور مداری (معادل ۶۰۰۰ ثانیه) محاسبه می‌گردد.

-مود ۳: صحت‌سنجی الگوریتم مدیریت عیب

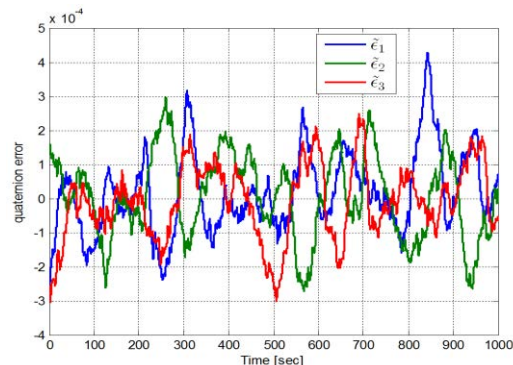
حال در این مرحله از شبیه‌سازی، با ایجاد حالت‌های مختلف عیب و یا خرابی در چرخ‌های عکس‌العملی، روال‌های تشخیص عیب، اصلاح عیب، تشخیص خرابی، تعیین منبع عیب و پیکربندی مجدد چرخ‌های عکس‌العملی ارزیابی می‌گردند. برای این منظور، در ابتدا فرض می‌شود که یک عیب به صورت پله‌ای با دامنه 1×10^{-3} نیوتن-متر در چرخ عکس‌العملی x در زمان ۳۰۰ ثانیه رخ دهد. شکل ۱۱ تخمین اغتشاش چرخ‌های عکس‌العملی را نشان می‌دهد. در این حالت نیز سهم اغتشاش هر یک از چرخ‌ها با استفاده از روابط موجود در جدول ۲ بدست آمده‌اند. مطابق با شکل فوق، پرچم $Fault_x$ که نشان‌دهنده وجود عیب در چرخ عکس‌العملی x است، ۵ ثانیه بعد از رخداد عیب، فعال شده است. این فعال‌سازی با فراتر رفتن سطح گشتاورهای اغتشاشی چرخ فوق از حد آستانه صورت گرفته است. زمان ۵ ثانیه، تأخیر اجرای الگوریتم بوده که البته برای یک مأموریت فضائی قابل قبول می‌باشد. با توجه به اینکه میزان عیب کوچک است نیاز به تغییر پیکربندی نمی‌باشد و لذا با لحاظ کردن عیب بعنوان اغتشاش، اثر آن توسط الگوریتم کنترل موجود در رابطه (۳۴) جبران می‌گردد. شکل ۱۲ نشان دهنده خطای کواترنیون ردیابی مسیر مطلوب است که عدم تغییر دقت ردیابی علی‌رغم رخداد عیب فوق



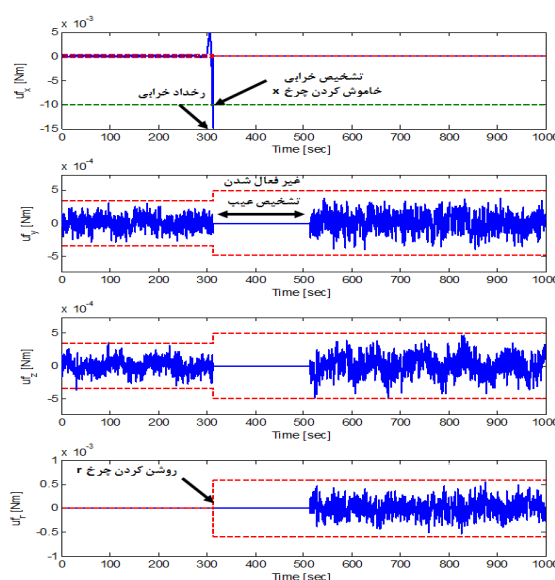
شکل ۱۵: سرعت دوران چرخ‌های عکس‌العملی در مود ۳

۶- نتیجه‌گیری

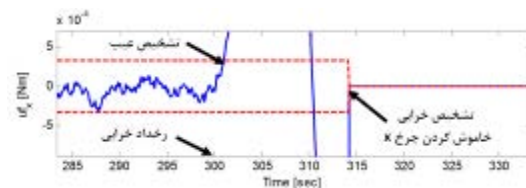
در این مقاله، مراحل طراحی یک الگوریتم تطبیقی-لغزشی برای کنترل ردیابی وضعیت ماهواره ارائه گردید. در این راستا، در حضور اغتشاشات ثابت و لختی دورانی ثابت ماهواره، بدون نیاز به هیچگونه اطلاعات قبلی از لختی دورانی ماهواره و حد بالای اغتشاشات، همگرایی خطای ردیابی وضعیت به صورت کلی و مجانبی اثبات گردید. همچنین نشان داده شد که در صورتی که مسیر مطلوب، تحریک پایا باشد، همگرایی پارامترهای تخمینی محقق می‌گردد. قانون کنترل پیشنهاد شده به گونه‌ای است که از پدیده ناخواسته چرخش بطور مؤثری جلوگیری می‌گردد، در عین حال پیوسته و بدون تکنیکی بوده و سیستم حلقه بسته دارای نقطه تعادل ناپایدار نمی‌باشد. در این راستا همچنین الگوریتم تطبیقی-لغزشی بگونه‌ای توسعه داده شد که رخداد عیب در زیر سیستم و محل رخداد عیب تشخیص داده شود، علاوه بر این راهکارهایی برای جبران اثر عیوب حادث شده پیشنهاد گردید. نتایج شبیه‌سازی ارائه شده در این مقاله، استخراج صحیح و با دقت مناسب ممان‌های اینرسی و اغتشاشات محیطی توسط بخش تطبیقی را نشان دادند. همچنین برای پیکربندی‌های مختلف، نحوه محاسبه حدود آستانه بر اساس گشتاورهای اختصاص یافته به هر عملگر تشریح گردید. با اعمال عیب در عملگرها، قابلیت جبران اثر عیب علاوه بر اغتشاشات محیطی توسط قانون کنترل نشان داده شد. در حالت رخداد خرابی نیز نشان داده شد که با تغییر موفقیت‌آمیز پیکربندی، امکان انجام یک کنترل پیوسته و پایدار مقدور می‌گردد.



شکل ۱۲: خطای کواترنیون ردیابی مسیر مطلوب در مود ۳



شکل ۱۳: تخمین اغتشاش چرخ‌های عکس‌العملی در مود ۳



شکل ۱۴: تخمین اغتشاش چرخ عکس‌العملی x (نمای نزدیک) در مود ۳

جهت پرهیز از تشخیص عیب اشتباه ناشی از حالت گذرای تغییر پیکربندی و همگرایی تخمین اغتشاشات، به مدت ۲۰۰ ثانیه تشخیص عیب غیر فعال شده است (شکل ۱۴). تشخیص عیب پس از ۲۰۰ ثانیه مجدداً فعال شده است و اینبار مقدار اغتشاش هر یک از چرخ‌های عکس‌العملی بر اساس پیکربندی جدید و مطابق با جدول ۲ با حدود آستانه مرتبط با آن تعیین می‌گردند. همانطور که گفته شد، حدود آستانه برای پیکربندی YZR در ابتدای سناریو محاسبه گردیده بود و در اینجا با فعال شدن این پیکربندی برای ارزیابی رخداد عیب بارگذاری شده است (شکل ۱۴ این مقدار را نشان می‌دهد).

مراجع

- [12] B. Xiao and Q. Hu, "Reaction wheel fault compensation and disturbance rejection for spacecraft attitude tracking", *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, vol. 36, no. 6, pp. 1565-1575, 2013.
- [13] H. Qinglei, Z. Youmin, H. Xing, and X. Bing, "Adaptive integral-type sliding mode control for spacecraft attitude maneuvering under actuator stuck failures", *Chinese Journal of Aeronautics*, vol. 24, issue 1, pp. 32-45, 2011.
- [14] Q. Hu, X. Huo and B. Xiao, "Reaction wheel fault tolerant control for spacecraft attitude stabilization with finite-time convergence", *International Journal of Robust Nonlinear Control*, vol. 23, issue 15, pp. 1737-1752, 2013.
- [15] Q. Hu, "Robust adaptive sliding-mode fault-tolerant control with L2-gain performance for flexible spacecraft using redundant reaction wheels", *IET Control Theory and Applications*, vol. 4, no. 6, pp. 1055 – 1070, 2009.
- [16] W. Cai, X. H. Liao, and Y. D. Song, "Indirect robust adaptive fault-tolerant control for attitude tracking of spacecraft", *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, vol. 31, no. 5, pp. 1456-1463, 2008.
- [17] Sidi M. J., *Spacecraft dynamics and control: a practical engineering approach*, Cambridge University Press, New York, 1997.
- [18] H. Bolandi, M. Abedi and M. Haghparast, "Fault detection, isolation and accommodation for attitude control system of a three axis satellite using interval linear parametric varying observers and fault tree analysis", *Proceeding of IMechE Part G: Journal of Aerospace Engineering*, vol. 228, no 8, pp. 1403-1424, 2014.
- [19] Slotine, Jean-Jacques E., and Weiping Li, *Applied nonlinear control*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1991.
- [20] SP. Bhat and DS. Bernstein, "Finite-time stability of continuous autonomous systems", *SIAM Journal on Control and Optimization*, vol. 38, no. 8, pp. 751–766, 2000.
- [21] A. Kutlu and O. Tekinalp, "Design of Kalman filter based attitude determination algorithms for a LEO satellite and for a satellite attitude control test Setup", Ankara, Turkey, Master's Thesis, Department of Aero Space Engineering, Middle East Technical University 2008.
- [22] O. Fjellstad and T. I. Fossen, "Singularity free tracking of unmanned underwater vehicles in 6DOF", *proceedings of the 33rd IEEE conference on decision and control* (vol. 2), Lake Buea Vista, 14-16 Dec., pp. 1128-1133, 1994.
- [1] J. R. Wertz, *Spacecraft attitude determination and control*, Ed. Norwell, MA: Kluwer, 1995.
- [2] N. Venkateswaran, M. S. Siva and P. S. Goel, "Analytical redundancy based fault detection of gyroscopes in spacecraft applications", *Acta Astronautica*, vol. 50, no 9, pp. 535-545, 2002.
- [3] J. F. Castet and J. H. Saleh, "Satellite and satellite subsystems reliability: statistical data analysis and modeling", *Reliability Engineering and System Safety*, vol. 94, issue 11, pp. 1718-1728, 2009.
- [4] W. C. Cai and Y. D. Song, "New intermediate quaternion based control of spacecraft: part II – global attitude tracking", *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, vol. 8, no. 11, pp. 7853-7864, 2012.
- [5] C. Pukdeboon and P. Siricharuanun, "Nonsingular terminal sliding mode based finite-time control for spacecraft attitude tracking", *International Journal of Control, Automation, and Systems*, vol. 12, no. 3, pp. 530-540, 2014.
- [6] S. Wu, G. Radice, Y. Gao, and Z. Sun, "quaternion-based finite time control for spacecraft attitude tracking", *Acta Astronautica*, vol. 69, issues 1-2, pp. 48–58, 2011.
- [7] G. Yong, S. S. Min, and L. X. Hui, "Terminal sliding mode control for attitude tracking of spacecraft based on rotation matrix," *Mathematical Problems in Engineering*, vol. 2015, pp. 1-9, 2015.
- [8] Z. Zhu, Y. Xia and M. Fu, "Attitude stabilization of rigid spacecraft with finite-time convergence", *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 21, issue 6, pp. 686–702, 2011.
- [9] X. Zhang, X. Liu, and Q. Zhu, "Chattering-free adaptive sliding mode control for attitude tracking of spacecraft with external disturbance", *Mathematical Problems in Engineering*, vol. 2014, pp. 1-7, 2014.
- [10] F. K. Yeh, "Sliding-mode adaptive attitude controller design for spacecrafts with thrusters", *IET Control Theory and Applications*, vol. 4, no. 7, pp. 1254 – 1264, 2010.
- [11] J. Jin, S. Ko, and C. K. Ryoo, "Fault tolerant control for satellites with four reaction wheels", *Control Engineering Practice*, vol. 16, issue 10, pp. 1250 – 1258, 2008.

طراحی کنترل گر بازخورد خروجی پویای نامتمرکز از مرتبه‌ی ثابت جهت تحقق توافق جمعی در سامانه‌های چندعاملی تأخیر دار

امید نیکویی زاده، امیر امینی^۱، مهدی سجودی^۲

^۱ دانشجوی کارشناسی ارشد مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه تربیت مدرس، {o.nikouyizadeh, amir.amini}@modares.ac.ir

^۲ استادیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، گروه کنترل، دانشگاه تربیت مدرس، sojooodi@modares.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۴/۴/۱۰، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۴/۹/۱)

چکیده: در این پژوهش با استفاده از کنترل گر بازخورد خروجی پویا و مرتبه ثابت، الگوریتم توافق جمعی وابسته به تأخیر نوینی به منظور حل مسئله‌ی توافق جمعی در سامانه‌های چندعاملی خطی و دارای تأخیرهای ورودی و ارتباطی متغیر با زمان در قالب نامساوی‌های ماتریسی خطی ارائه گردیده است. در طرح پیشنهادی، هر عامل، خود را بر اساس اطلاعات خروجی خود و همسایه‌ها به‌نگام می‌کند و لذا از این منظر، طراحی کنترل گر نامتمرکز می‌باشد. جهت تضمین توافق جمعی، ابتدا مبتنی بر قضیه‌ی گراف و با تبدیل‌های مناسب سامانه، مسئله‌ی توافق جمعی به مسئله‌ی پایداری یک سامانه‌ی خطی دارای تأخیر در حالت تبدیل می‌شود. سپس با در نظر گرفتن یک تابع لیاپانوف-کراسوفسکی مناسب و اعمال شرایطی خاص برای ماتریس‌های مثبت معین و متقارن آن، معیارهای توافق جمعی وابسته به تأخیر و ضرایب مجهول کنترل گر در قالب نامساوی‌های ماتریسی خطی برای سامانه با توپولوژی ارتباطی ثابت بدست می‌آیند که با استفاده از الگوریتم‌های بهینه‌سازی محدب کارآمد موجود قابل حل می‌باشند. یک ویژگی مهم رویکرد پیشنهادی، انتخاب دلخواه مرتبه‌ی کنترل گرها بر طبق شرایط و محدودیت‌های سامانه است. در نهایت، یک مثال عددی برای نشان دادن قابلیت اعمال روش و اثربخشی و بهبود صورت پذیرفته در مقایسه با کارهای پیشین آورده شده است.

کلمات کلیدی: سامانه‌ی چندعاملی، توافق جمعی، بازخورد خروجی پویا، تأخیر زمانی، نامساوی ماتریسی خطی.

Fixed-Order Decentralized Dynamic Output Feedback Controller Design for Consensus of Multi-Agent Systems with Time Delay

Omid Nikouei Zadeh, Amir Amini, Mahdi Sojooodi

Abstract: This paper presents a novel delay-dependent consensus algorithm within the linear matrix inequality (LMI) framework to solve consensus problem of linear multi-agent systems with time-varying communication and input delays using fixed-order dynamic output feedback controller. The proposed scheme is decentralized in the sense that each agent updates its state according to the output information of itself and its neighbors. To guarantee consensus in this method, first based on graph theory and by proper system transformations, the consensus problem is converted to the stability problem of an equivalent state-delayed linear system. Then, by considering a suitable Lyapunov-Krasovskii function and applying special conditions on symmetric positive definite matrices, new delay-dependent consensus criteria in LMI form and the unknown controller coefficients are obtained for the system under fixed interconnection topology which can be easily solved by various effective optimization algorithms. As a main feature of the proposed approach, the order of decentralized controllers can be chosen arbitrarily according to the system conditions and limitations. Finally, a numerical example is presented to show the applicability and effectiveness of the proposed method.

Keywords: Multi-Agent Systems, Consensus, Dynamic Output Feedback, Time Delay, Linear Matrix Inequality (LMI).

۱- مقدمه

در سال‌های اخیر، سامانه‌های چندعاملی^۱ به دلیل کاربردهای گسترده‌ای که در بسیاری از زمینه‌ها از جمله زیست‌شناسی، ریاضیات، فیزیک، اقتصاد، علوم کامپیوتر، رباتیک و مهندسی کنترل دارند توجه زیادی را به خود جلب نموده و تحلیل، طراحی و بهینه‌سازی انواع گوناگون رفتارهای هماهنگ گروهی در این سامانه‌ها مورد مطالعه بسیاری از محققان قرار گرفته است. سامانه‌ی چندعاملی متشکل از چندین عامل^۲ هوشمند و مستقل می‌باشد که با همدیگر دارای تعامل و همکاری هستند [۱]. به طور کلی به هر سامانه‌ی محاسباتی که دارای حس‌گرهایی برای درک و دریافت اطلاعات از محیط و سایر عامل‌ها و واحدهای پردازنده‌ای برای پردازش آن اطلاعات باشد و به واسطه‌ی محرک‌هایی روی محیط تأثیر بگذارد عامل (هوشمند) اطلاق می‌شود [۲]. در بسیاری از کاربردهای عملی لازم است چندین عامل با رفتارهای ساده در کنار یکدیگر قرار بگیرند و ضمن انجام دادن اهداف و مسئولیت‌های مستقل خویش، با یکدیگر در ارتباط و همکاری باشند و هدف مشترک کلی‌تری را برای سامانه‌ای با رفتار پیچیده دنبال کنند.

مسئله‌ی توافق جمعی یکی از مهم‌ترین مسائل کنترل مشارکتی^۳ در سامانه‌های چندعاملی است. به طور کلی، توافق جمعی به معنای به توافق رسیدن عامل‌های مختلف بر سر موضوعی خاص است که این موضوع خاص می‌تواند حالت عامل‌ها یا خروجی آن‌ها باشد. در واقع در توافق جمعی، با توجه به اطلاعات توزیعی که در اختیار عامل‌ها قرار دارد، گروه به یک ارزیابی و تصمیم مشترک برای انجام هدفی خاص می‌رسد. از جمله کاربردهای توافق جمعی می‌توان به الگوریتم زمان‌بندی بار موثر و حذف بار در سامانه‌های قدرت، همگام‌سازی^۴ در شبکه‌های سنسوری مقیاس وسیع^۵ و بدون سیم، همگام‌سازی نوسان‌گرهای زیستی ترویج شده و توافق جمعی در دسته‌ی ربات‌ها اشاره کرد [۱]، [۳]. توافق جمعی در سامانه‌های رباتیکی شاید از دسته‌های دیگر پرکاربردتر باشد. برای مثال در صنعت، جابه‌جایی یک شی یا بارگیری یک قطعه بزرگ ایجاب می‌کند که بازوهای مکانیکی^۶ موقعیت یکسانی داشته باشند. در این حالت راهبری^۷ وجود ندارد و خود عامل‌ها در مورد مقدار نهایی حالات خود به توافق می‌رسند اما در وضعیتی دیگر نیز، یک عامل به عنوان راهبر وجود دارد و عامل‌های دیگر خود را پیرو آن می‌سازند. وضعیت دوم هنگامی کاربرد دارد که چند بازوی مکانیکی دور از هم با یکدیگر شبکه هستند و هنگامی که اپراتور یکی از ربات‌ها را تنظیم می‌کند، ربات‌های دورتر نیز از موقعیت و حالات آن پیروی کنند [۴].

تعیین الگوریتم کنترلی با هدف توافق جمعی عامل‌ها، از مهم‌ترین موضوعات مورد بحث در سامانه‌های چندعاملی است و تاکنون الگوریتم‌های گوناگون روی شبکه‌های مختلف بررسی شده‌اند و این روش‌ها هر روز در حال بهبود می‌باشند و شرایط پیچیده‌تری را پوشش می‌دهند. از زمان مطرح شدن مسئله‌ی توافق، به فراخور محدودیت‌های فیزیکی سامانه‌ی چندعاملی مورد مطالعه، استراتژی‌های کنترلی متفاوتی نظیر بازخورد حالت^۸، بازخورد خروجی^۹، مد لغزشی^{۱۰}، کنترل تطبیقی^{۱۱}، کنترل مقاوم^{۱۲}، کنترل پیش‌بین مدل^{۱۳} و کنترل گرهای غیرخطی با اهداف مختلف کنترلی طراحی و فرموله شده‌اند [۵]. از اولین پژوهش‌های جدی در جهت تئوری مسئله‌ی توافق جمعی برای سامانه‌های شبکه‌ای می‌توان به [۶] و [۷] اشاره کرد که در آن مفهوم توافق جمعی و اثبات الگوریتم برای عامل‌های ساده‌ی مرتبه اول بیان شده است. مسئله‌ی توافق جمعی عامل‌ها با دینامیک مرتبه دو و بالاتر نسبت به دینامیک مرتبه اول پیچیده‌گی بیشتری دارد، زیرا علاوه بر نحوه‌ی تعاملات بین عامل‌ها به پارامترهای کنترلی استفاده شده در پروتکل توافق جمعی نیز بستگی دارد. در [۸]، با استفاده از تبدیل لاپلاس چندین پروتکل توافق جمعی برای سامانه‌های مرتبه اول و مرتبه دوم ارائه شده است که باعث توافق عامل‌ها در زمان مناسب می‌شود ولی در مورد سامانه‌ها با دینامیک بالاتر صحبتی نشده است. در [۹]، توافق جمعی سامانه‌های چندعاملی مرتبه دو با اغتشاش خارجی بررسی شده و یک پروتکل توافق جمعی مبتنی بر رویت‌گر اغتشاش ارائه شده است. در [۱۰]، مسئله‌ی توافق جمعی مقاوم سامانه‌های چندعاملی خطی با مرتبه‌ی کسری^{۱۴} دارای نامعینی حقیقی مثبت بررسی شده و شرایط توافق جمعی مقاوم بر مبنای نامساوی ماتریسی خطی بدست آمده است. در [۱۱]، مسئله‌ی توافق جمعی مقاوم برای عامل‌های خطی با دینامیک یکسان تحت توپولوژی ارتباطی ثابت مطالعه شده و ضمن پیشنهاد کنترل گر بازخورد خروجی پویای توزیعی، شرایط کافی جهت رسیدن به توافق جمعی با عملکرد H_∞ ارائه شده است.

در سامانه‌های چندعاملی، هر عامل دارای تأخیر زمانی در ورودی خاص خودش جهت دریافت و پردازش اطلاعات است و تأخیرهای ارتباطی بین عامل‌های همسایه هنگام تبادل اطلاعات نیز غیرقابل چشم‌پوشی هستند. تأخیر زمانی منجر به رفتارهای دینامیکی نامطلوب از قبیل نوسان، تنزل کارآیی، ناپایداری شبکه و پیچیدگی بیشتر در پروتکل توافق جمعی می‌شود، بنابراین باید اثر تأخیر بر همگرایی پروتکل‌های توافق جمعی را مورد توجه قرار داد. بررسی تأخیر ورودی و تأخیر ارتباطی متغیر با زمان یا ثابت یا تأخیر نامعلوم هر یک چالشی جداگانه

⁸ State Feedback⁹ Output Feedback¹⁰ Sliding Mode¹¹ Adaptive¹² Robust¹³ Model Predictive Control¹⁴ Fractional-Order¹ Multi-Agent² Agent³ Cooperative Control⁴ Synchronization⁵ Large Scale⁶ Manipulator⁷ Leader

است باید تمامی حالت‌های سامانه اندازه‌گیری شود و یا باید جهت استخراج حالات، ریت گر طراحی شود. بنابراین، نظر به عملی‌تر بودن کنترل گر بازخورد خروجی نسبت به بازخورد حالت و همچنین انعطاف بیشتر کنترل گر پویا نسبت به کنترل گر ایستا، در این نوشتار کنترل گر بازخورد خروجی پویا برای طراحی انتخاب گردیده است. برخلاف کارهای گذشته، پیکربندی مسئله و طراحی به نحوی است که انتخاب مرتبه‌ی کنترل گر در اختیار طراح بوده و به راحتی می‌توان نتایج کنترل-گرهای مرتبه‌های مختلف را مقایسه و مورد ایده‌ال را انتخاب نمود. ضمناً نامساوی ماتریسی نهایی نیز خطی بوده و می‌توان پارامترهای کنترل گر را با استفاده از الگوریتم‌های کارآمد پیاده‌سازی شده در نرم‌افزارهای موجود تعیین نمود.

در ادامه این مقاله، در بخش دوم پیش‌نیازهای لازم مطرح می‌شود. در بخش سوم به بیان مسئله پرداخته و کنترل گر بازخورد خروجی پویای نامتمرکز مرتبه‌ی ثابت طراحی می‌شود. نتایج اصلی کار تحت دو قضیه در بخش چهارم بیان شده است و بخش پنجم به ارائه یک مثال عددی جهت بررسی کارایی و بهبود صورت گرفته در مقایسه با کارهای پیشین اختصاص یافته است. در نهایت در بخش ششم جمع‌بندی و نتیجه‌گیری مقاله ارائه شده است.

۲- مقدمات ریاضی

عبارت $x \in \mathbb{R}^n$ معرف بردار ستونی حقیقی n عضوی، علامت $\otimes$ بیان گر ضرب کرونکر بین دو ماتریس، عبارت I_n ماتریس قطری واحد $n \times n$ و J_n ماتریس $n \times n$ با تمامی درایه‌ها برابر با واحد می-باشند. برای نمایش بردار ستونی $n \times 1$ که تمام اعضای آن واحد یا تمامی درایه‌های آن صفر می‌باشد، به ترتیب از 1_n و 0_n استفاده شده است. علامت $*$ استفاده شده در آرایه‌های ماتریس، نشان گر ترانهاده‌ی درایه‌ی متقارن آن عضو، نسبت به قطر اصلی است. همچنین برای ماتریس متقارن A ، نماد $A > 0$ به معنی مثبت معین بودن آن است. نماد $\| \cdot \|$ معرف نرم ماتریسی و $\text{diag}\{A, B\}$ بیان گر ماتریس بلوکی قطری ساخته شده از A و B است. همچنین برای دو ماتریس A و B با ابعاد یکسان $m \times n$ ، ضرب هادامارد به صورت $A \circ B$ و جهت نمایش شبه معکوس ماتریس $A_{m \times n}$ نیز از نماد $A^\dagger$ استفاده گردیده است.

مدل‌سازی نحوه‌ی ارتباطات بین N عامل در شبکه را می‌توان از طریق گراف جهت‌دار $g = (V, E, A)$ از مرتبه‌ی N نشان داد. این گراف، یک گراف وزن‌دار با مجموعه گره‌های $V = \{v_1, \dots, v_N\}$ ، مجموعه یال‌های $E \subseteq V \times V$ و ماتریس مجاورت^۲ نامنفی $A = [a_{ij}] \in \mathbb{R}^{N \times N}$ است. هر رأس یا گره در گراف نماینده‌ی یک

در طراحی الگوریتم توافق جمعی است. در [۱۲] توافق جمعی با راهبر و بدون آن، با شمای کنترل توزیعی برای مدل خطی پیوسته زمان و عمومی فضای حالت عامل‌ها با در نظر گرفتن تأثیر تأخیر ورودی ثابت و متغیر با زمان بررسی شده است. در [۱۳]، به بررسی مسئله‌ی توافق جمعی سامانه-های چندعاملی متشکل از عامل‌های مرتبه اول و مرتبه دوم تحت توپولوژی‌های ارتباطی ثابت و متغیر و در حضور تأخیر ارتباطی و تأخیر ورودی متغیر با زمان پرداخته شده است و با استفاده از قضیه‌ی لیاپانوف-کراسوفسکی، پروتکل توافق جمعی با راهبر در قالب نامساوی‌های ماتریسی خطی ارائه شده است. در [۱۴]، اثبات شده که توافق جمعی در عامل‌های مرتبه دو دست یافتنی است اگر تأخیر ارتباطی در توپولوژی ارتباطی بین عامل‌ها از حد معینی کمتر باشد. در [۱۵] و [۱۶] بدون در نظر گرفتن تأخیر زمانی و عدم قطعیت‌ها، مسئله‌ی توافق جمعی برای سامانه-های خطی با استفاده از کنترل گر بازخورد خروجی پویا مورد بررسی قرار گرفته است و با بکارگیری تبدیلات مناسب، مسئله‌ی توافق جمعی به حل یک نامساوی ماتریسی تقلیل یافته است و در نهایت، یافتن ضرایب کنترل گر بازخورد خروجی پویای نامتمرکز منجر به حل یک نامساوی ماتریسی دوسویه گشته و روش‌های تکرار شونده از قبیل روش هموتپی برای حل آن بکار گرفته شده است. محاسبات عددی در نامساوی ماتریسی دوسویه نسبت به نامساوی ماتریسی خطی به مراتب دشوارتر بوده و الگوریتم کلی موثری برای حل انواع این گونه نابرابری‌ها وجود ندارد.

با ظهور ابزار قدرتمند بهینه‌سازی محدب، حل مسائل طراحی با استفاده از این روش بسیار جذابیت پیدا کرده است. در [۱۷] با در نظر گرفتن شرایطی از پیش تعیین شده برای ضرایب کنترل گر و ماتریس‌های بلوکی مثبت معین در قضیه‌ی لیاپانوف، روشی مناسب جهت تبدیل نامساوی‌های ماتریسی دوسویه به نامساوی‌های ماتریسی خطی پیشنهاد شده است که در ادامه از آن استفاده خواهد شد.

با توجه به بررسی‌ها و مطالعات انجام شده، مسئله‌ی توافق جمعی در شبکه‌ای از عامل‌ها با دینامیک زمان پیوسته و مرتبه بالا در حضور تأخیرهای دلخواه و متغیر با زمان در ورودی و یا شبکه‌ی ارتباطی، با استفاده از کنترل گر بازخورد خروجی پویای نامتمرکز مرتبه‌ی ثابت، مورد بررسی قرار نگرفته است. با این پیش زمینه، در این نوشتار به بررسی و حل مسئله‌ی توافق جمعی سامانه‌های چندعاملی دارای تأخیر زمانی با استفاده از کنترل گر بازخورد خروجی پویای نامتمرکز مرتبه ثابت از طریق رویکرد نامساوی ماتریسی خطی خواهیم پرداخت. در این پژوهش، همگرایی عامل‌ها به میانگین شرایط اولیه‌ی عامل‌ها مدنظر نیست و مقدار توافق جمعی از نقاط موجود در پوش محدب^۱ عامل‌ها خواهد بود. همچنین مشابه مقالاتی که تاکنون به بررسی تأخیر ارتباطی پرداخته‌اند [۱۳]، تأخیر متغیر با زمان در تمامی کانال‌های ارتباطی یکسان فرض شده است. در الگوریتم‌هایی که از کنترل گر بازخورد حالت ایستا استفاده شده

^۲ Adjacency Matrix^۱ Convex Hull

لم ۲ [۲۰]: برای ماتریس‌های ثابت دلخواه $E \in R^{n \times m}$ ، $D \in R^{n \times m}$ ماتریس متغیر با زمان $F(t) \in R^{m \times m}$ با $\|F(t)\| \leq 1$ و هر اسکالر $\varepsilon > 0$ رابطه‌ی زیر برقرار است:

$$DF(t)E + E^T F^T(t)D^T \leq \varepsilon^{-1} DD^T + \varepsilon E^T E \quad (۴)$$

همچنین برای هر ماتریس G و $R > 0$ با ابعاد مناسب رابطه (۵) برقرار است.

$$G^T R^{-1} G \geq G + G^T - R \quad (۵)$$

۳- تعریف مسئله

در این بخش به پیکربندی مسئله و طراحی کنترل گر پرداخته می‌شود.

۳-۱ سامانه چندعاملی با تأخیر در ورودی

دینامیک هر عامل در یک سامانه چندعاملی خطی با تأخیر ورودی به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{pi}(t) &= Ax_{pi}(t) + B_i u_i(t - \tau(t)) \\ y_{pi}(t) &= Cx_{pi}(t) \quad i = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (۶)$$

که در آن N تعداد عامل‌های سامانه‌ی چندعاملی در نظر گرفته شده است. همچنین $x_{pi}(t) \in \mathbb{R}^n$ ، $u_i(t) \in \mathbb{R}^m$ و $y_{pi}(t) \in \mathbb{R}^q$ به ترتیب بردار حالات، ورودی کنترلی و خروجی می‌باشند. A ، B_i و C نیز ماتریس‌های ثابت و نامتغیر با زمان با ابعاد مناسب بوده و (A, B_i) کنترل‌پذیر می‌باشند. تأخیر متغیر با زمان $\tau(t)$ برای همه‌ی عامل‌ها یکسان بوده و در رابطه زیر صدق می‌کند.

$$0 < \tau(t) < \tau, \quad \dot{\tau}(t) < \mu \quad (۷)$$

می‌توان سامانه‌ی چندعاملی به هم پیوسته^۹ را به صورت زیر نشان داد:

$$\begin{aligned} \dot{x}_p(t) &= \bar{A}x_p(t) + \bar{B}u(t - \tau(t)) \\ y_p(t) &= \bar{C}x_p(t) \end{aligned} \quad (۸)$$

که در آن $x_p(t) = [x_{p1}^T(t) \dots x_{pN}^T(t)]^T$ بردار حالات، $u(t) = [u_1^T(t) \dots u_N^T(t)]^T$ بردار ورودی و $y_p(t) = [y_{p1}^T(t) \dots y_{pN}^T(t)]^T$ بردار خروجی سامانه به هم پیوسته هستند. همچنین $\bar{A} = I_N \otimes A$ ماتریس سامانه، $\bar{C} = I_N \otimes C$ و $\bar{B} = \text{diag}\{B_1, \dots, B_N\}$ ماتریس خروجی سامانه تشکیل شده از تجمع عامل‌ها می‌باشند.

مسئله‌ی توافق جمعی به معنی طراحی کنترل‌گریست که با توجه به نحوه‌ی ارتباط عامل‌ها با یک‌دیگر، بتواند حالات عامل‌ها را به بردار مشترکی همگرا کند. به بیان ریاضی یعنی [۱۵]:

عامل و هر یال^۱ گراف نشان‌دهنده‌ی لینک^۲ ارتباطی بین دو عامل است. یک یال جهت‌دار از گراف جهت‌دار G با $e_{ij} = (v_i, v_j)$ نشان داده می‌شود که بیان‌گر دریافت اطلاعات عامل j توسط عامل i می‌باشد. یک زیرگراف از G در حقیقت خود یک گراف است که رئوس و مجموعه یال‌های آن زیرمجموعه‌ای از رئوس و مجموعه یال‌های گراف اصلی است؛ همچنین پوشا بودن^۳ یک زیرگراف به معنی در برداشتن تمام رئوس گراف اصلی می‌باشد. مجموعه‌ی همسایه‌های داخلی^۴ گره i عبارت است از مجموعه‌ی تمام گره‌هایی مانند j که گره i از آن‌ها یال ورودی دارد، به عبارت دیگر $N_{in}(i) = \{j \in V : (j, i) \in E\}$. ماتریس لاپلاسی $L = [l_{ij}] \in \mathbb{R}^{N \times N}$ مرتبط با گراف $g = (V, E, A)$ به صورت رابطه (۱) تعریف می‌گردد [۱۸]:

$$l_{ii} = \sum_{j \in N_i} a_{ij}; \quad l_{ij} = -a_{ij} \quad \forall i \neq j; i, j = 1, \dots, N \quad (۱)$$

درخت‌ها^۵ زیرمجموعه‌ای از گراف‌های بدون حلقه هستند که در آن‌ها هر گره فقط و فقط یک یال ورودی دارد، به غیر از یک گره که هیچ ورودی ندارد و پایه‌ی درخت^۶ نامیده می‌شود. یک گراف در بردارنده یک درخت پوشا^۷ است اگر بتوان زیرمجموعه‌ای از یال‌های آن (زیرگراف) یافت که یک درخت تشکیل دهند به گونه‌ای که تمامی گره‌ها را شامل شود. باید توجه داشت که شرط لازم برای تحقق توافق جمعی در یک سامانه‌ی چندعاملی وجود حداقل یک درخت پوشا در گراف ارتباطی عامل‌هاست [۱۶]. این فرض نیز برای سامانه‌ی چندعاملی مورد نظر، صادق است. تحت این فرض، عدد صفر حتماً از مقادیر ویژه‌ی ماتریس لاپلاسی و بردار واحد $1_N = [1, \dots, 1]^T$ بردار ویژه‌ی متناظر با آن است و سایر مقادیر ویژه‌ی ماتریس لاپلاسی همگی دارای قسمت حقیقی مثبت می‌باشند. بنابراین، رتبه‌ی ماتریس لاپلاسی L برابر با $N-1$ می‌باشد، یا به طور معادل، $N-1$ سطر مستقل خطی در وجود دارد.

لم ۱ (مکمل شور^۸) [۱۹]: با در نظر گرفتن ماتریس‌های $R(x) = R(x)^T$ ، $Q(x) = Q(x)^T$ با ابعاد مناسب، مکمل شور نابرابری غیرخطی زیر را:

$$R(x) > 0, \quad Q(x) - S(x)R(x)^{-1}S(x)^T > 0 \quad (۲)$$

به نابرابری خطی (۳) تبدیل می‌کند.

$$\begin{bmatrix} Q(x) & S(x) \\ S(x)^T & R(x) \end{bmatrix} > 0 \quad (۳)$$

^۱ Edge

^۲ Link

^۳ Spanning

^۴ In-neighbor

^۵ Tree

^۶ Root

^۷ Spanning Tree

^۸ Schur Complement

^۹ Augmented

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_p(t) \\ \dot{x}_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{A} & \bar{B}C_c \\ 0 & A_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{B}D_c L_c \bar{C} & 0 \\ B_c L_c \bar{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p(t-\tau(t)) \\ x_c(t-\tau(t)) \end{bmatrix} \quad (15)$$

ایده‌ی اصلی برای یافتن شرط توافق جمعی عامل‌ها و پارامترهای کنترل گر، تبدیل مسئله‌ی توافق جمعی به مسئله‌ی پایداری یک سامانه‌ی حلقه بسته واحد می‌باشد. در ادامه چالش‌ها، لم‌ها و نحوه‌ی تبدیل مسئله توافق جمعی به مسئله پایداری بررسی می‌گردد.

۳-۳ تبدیل مسئله‌ی توافق جمعی به مسئله‌ی پایداری

هدف از بدست آوردن A_c ، B_c ، C_c و D_c بر طبق رابطه (۹)، همگرا کردن همه‌ی حالات عامل‌ها به برداری یکسان یا معادلاً همگرایی تفاضل بین بردار حالت عامل‌ها به صفر برای تحقق توافق جمعی است و همگرایی حالات خود عامل‌ها به مقدار صفر مد نظر نیست. این در حالی است که هرگونه تلاش برای بدست آوردن شرایط پایداری برای سامانه‌های (۱۲) و (۱۵) ممکن است منجر به همگرایی همه‌ی حالات خود عامل‌ها (نه تفاضل بین حالات عامل‌های مختلف) به مقدار صفر شود. بدین منظور، متغیرهای حالت جدیدی به صورت زیر تعریف می‌شود [۱۶]:

$$\hat{x}(t) = L_c x_p(t), \quad L_c = L \otimes I_n \quad (16)$$

با توجه به رابطه‌ی فوق، متغیرهای حالت جدید $\hat{x}(t)$ اختلاف بردار حالت هر عامل با عامل‌های همسایه را نشان می‌دهد. بنابراین، اگر بتوان پارامترهای کنترل گر را به گونه‌ای طراحی کرد که سامانه‌های حلقه بسته (۱۲) و (۱۵) با جایگزینی $\hat{x}(t)$ به جای $x_p(t)$ دارای پایداری مجانبی گردند، با گذشت زمان متغیرهای حالت $\hat{x}(t)$ که بیان گر اختلاف بین بردار حالات عامل‌هاست به صفر میل نموده و طبق رابطه (۹) توافق جمعی محقق می‌گردد. اما همان‌طور که گفته شد به دلیل وجود مقدار ویژه صفر در ماتریس لاپلاسی شبکه‌ی عامل‌ها، ماتریس L رتبه‌ی کامل ندارد و دارای $N-1$ سطر مستقل خطی می‌باشد و در نتیجه آن وجود ماتریس L_c در معادله سامانه‌های (۱۲) و (۱۵) باعث ایجاد معادلات اضافی شده است. بنابراین، متغیر حالت $\hat{x}(t)$ دارای اطلاعات تکراری بوده و در نتیجه سامانه‌ی جایگزین شامل آن نیز از مرتبه کامل نمی‌باشد و قضیه پایداری لیاپانوف-کراسوفسکی را نمی‌توان برای تضمین پایداری چنین سامانه‌ی دارای افزونگی^۱ به کار گرفت. برای حل مشکل افزونگی، $N-1$ سطر مستقل خطی از L را استخراج کرده و با نشان دادن آن‌ها با ماتریس جدید و مرتبه کامل $\tilde{L} \in \mathbb{R}^{(N-1) \times N}$ نتیجه می‌شود:

$$\tilde{x}(t) = \tilde{L}_c x_p(t), \quad \tilde{L}_c = \tilde{L} \otimes I_n \quad (17)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|x_i(t) - x_j(t)\| = 0, \quad \forall i \neq j \quad (9)$$

اکنون به منظور رسیدن به توافق جمعی، کنترل گر بازخورد خروجی پویای نامتمرکز در مرجع [۱۶] مبتنی بر خواص ماتریس لاپلاسی شبکه‌ی در رابطه (۱۰) به کار گرفته می‌شود. n_c عامل‌ها و از مرتبه‌ی ثابت

$$\begin{aligned} \dot{x}_c(t) &= A_c x_c(t) + B_c L_c y_p(t) \\ u(t) &= C_c x_c(t) + D_c L_c y_p(t) \end{aligned} \quad (10)$$

که در آن $x_c(t) = [x_{c1}^T(t) \dots x_{cN}^T(t)]^T \in \mathbb{R}^{n_c N}$ بردار حالت‌های همه‌ی کنترل گرهای محلی و $L_c = L \otimes I_q$ می‌باشد. همچنین A_c ، B_c ، C_c و D_c به صورت زیر هستند که A_{Ci} ، B_{Ci} ، C_{Ci} و D_{Ci} پارامترهای نامشخص کنترل گر محلی عامل i ام می‌باشند:

$$\begin{aligned} A_c &= \text{diag}\{A_{C1}, A_{C2}, \dots, A_{CN}\} \\ B_c &= \text{diag}\{B_{C1}, B_{C2}, \dots, B_{CN}\} \\ C_c &= \text{diag}\{C_{C1}, C_{C2}, \dots, C_{CN}\} \\ D_c &= \text{diag}\{D_{C1}, D_{C2}, \dots, D_{CN}\} \end{aligned} \quad (11)$$

با در نظر گرفتن سامانه‌ی چندعاملی به هم پیوسته در (۸) و کنترل گر پیشنهادی در (۱۰) به صورت توأم، سامانه حلقه بسته را می‌توان به فرم زیر بازنویسی کرد:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_p(t) \\ \dot{x}_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{A} & 0 \\ B_c L_c \bar{C} & A_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{B}D_c L_c \bar{C} & \bar{B}C_c \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p(t-\tau(t)) \\ x_c(t-\tau(t)) \end{bmatrix} \quad (12)$$

۳-۲ سامانه چندعاملی با تأخیر در توپولوژی ارتباطی

در این قسمت برای بررسی تأثیر تأخیر در ارتباط بین عامل‌ها، با در نظر گرفتن سامانه (۶) بدون داشتن تأخیر زمانی در ورودی، سامانه‌ی به هم پیوسته به صورت زیر حاصل می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{x}_p(t) &= \bar{A} x_p(t) + \bar{B} u(t) \\ y_p(t) &= \bar{C} x_p(t) \end{aligned} \quad (13)$$

تأخیر ارتباطی موجود در شبکه‌ی عامل‌ها در همه‌ی کانال‌های ارتباطی یکسان و به صورت رابطه (۷) فرض می‌شود. بنابراین به منظور تحقق توافق جمعی (۹)، با در نظر گرفتن تأخیر متغیر با زمان $\tau(t)$ در همه‌ی کانال‌های ارتباطی شبکه‌ی عامل‌ها، بر طبق رویکرد [۲۱] با استفاده از ماتریس لاپلاسی شبکه، کنترل گر بازخورد خروجی پویای به هم پیوسته برای کنترل گرهای محلی به صورت (۱۴) نتیجه می‌شود.

$$\begin{aligned} \dot{x}_c(t) &= A_c x_c(t) + B_c L_c y_p(t - \tau(t)) \\ u(t) &= C_c x_c(t) + D_c L_c y_p(t - \tau(t)) \end{aligned} \quad (14)$$

حال با در نظر گرفتن سامانه‌ی چندعاملی به هم پیوسته در (۱۳) و کنترل گر پیشنهادی در (۱۴) به صورت توأم، سامانه حلقه بسته را می‌توان به فرم زیر بازنویسی کرد:

^۱ Redundancy

قضیه ۱: با مشخص بودن مقادیر مثبت τ و μ ، کنترل گر بازخورد خروجی پویای پیشنهاد شده در رابطه (۱۰)، سامانه‌ی چندعاملی تعریف شده در (۸) را ضمن حفظ نمودن پایداری سامانه به توافق جمعی می‌رساند اگر ماتریس‌های $Q_1 > 0$ ، $Q_2 > 0$ ، $R > 0$ ، T ، $i=1,2,\dots,N$ برای k_i و f_i ، $S_{ij}(i,j=1,2,3,4)$ ، $W = \text{diag}\{w_1, \dots, w_N\}$ ، $Q = \text{diag}\{q_1, \dots, q_N\}$ و ماتریس $P = P^T > 0$ به فرم

$$P = \text{diag}\{P_S, P_C\}, P_S = I_{N-1} \otimes \bar{p}_s \quad (20)$$

$$P_C = \text{diag}\{P_{C_1}, \dots, P_{C_N}\}$$

وجود داشته باشند، به طوری که نامساوی‌های ماتریسی خطی زیر:

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ * & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ * & * & S_{33} & S_{34} \\ * & * & * & R \end{bmatrix} > 0 \quad (21)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{11} & \Phi_{12} & \Phi_{13} & 0 & \Phi_{15} \\ * & \Phi_{22} & \Phi_{23} & \tau T & \Phi_{25} \\ * & * & \Phi_{33} & 0 & 0 \\ * & * & * & -\tau R & 0 \\ * & * & * & * & -2\tau(2P - R) \end{bmatrix} < 0 \quad (22)$$

که در آن

$$\Phi_{11} = \begin{bmatrix} \tilde{A}^T P_S + P_S \tilde{A} & \tilde{C}^T W^T \\ * & Q + Q^T \end{bmatrix} + Q_1 + Q_2 + \tau S_{11}$$

$$+ S_{14} + S_{14}^T$$

$$\Phi_{12} = \begin{bmatrix} \Pi_D \tilde{C} & \Pi_C \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \tau S_{12} + S_{24}^T + T^T$$

$$\Phi_{13} = \tau S_{13} - S_{14} + S_{34}^T$$

$$\Phi_{15} = 2\tau \begin{bmatrix} \tilde{A}^T P_S & \tilde{C}^T W^T \\ 0 & Q^T \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\Phi_{22} = -(1-\mu)Q_1 - T - T^T + \tau S_{22}$$

$$\Phi_{23} = \tau S_{23} - S_{24}, \Phi_{25} = 2\tau \begin{bmatrix} \Pi_D \tilde{C} & \Pi_C \\ 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$\Phi_{33} = -Q_2 + \tau S_{33} - S_{34} - S_{34}^T$$

$$\Pi_C = (\tilde{L} \otimes J_{n \times n_c}) \circ (I_{N-1} \otimes [f_1, \dots, f_N])$$

$$\Pi_D = (\tilde{L} \otimes I_n) \circ (I_{N-1} \otimes [k_1, \dots, k_N])$$

دارای جواب باشند. در این صورت ضرایب کنترل گر بازخورد خروجی A_C ، B_C ، C_C و D_C از روابط زیر بدست می‌آیند:

$$A_C = P_C^{-1} Q, \quad B_C = P_C^{-1} W$$

$$C_{C1} = B_1^T \bar{p}_s^{-1} f_1, \dots, C_{CN} = B_N^T \bar{p}_s^{-1} f_N \quad (24)$$

$$D_{C1} = B_1^T \bar{p}_s^{-1} k_1, \dots, D_{CN} = B_N^T \bar{p}_s^{-1} k_N$$

با توجه به روابط (۱۶) و (۱۷)، درایه‌های $\tilde{x}(t)$ نسبت به هم کاملاً مستقل خطی بوده و اختلاف بین حالات عامل‌ها را نشان می‌دهند، در نتیجه امکان استفاده از قضایای تحلیل پایداری لیاپانوف-کراسوفسکی وجود داشته و با توجه به تعریف توافق جمعی در (۹)، مسئله‌ی توافق جمعی در بین عامل‌ها با همگرایی $\tilde{x}(t)$ به مقدار صفر تضمین شده است. با توجه به تغییرات انجام شده، در ادامه لم زیر برای بازنویسی سامانه‌ی حلقه بسته بکار گرفته می‌شود.

$$\text{لم ۳ [۱۶]: } L_C \bar{A} = \bar{A} L_C, L_C \bar{C} = \bar{C} L_C$$

با توجه به کاهش تعداد حالات سامانه در نتیجه بکارگیری ماتریس $\tilde{L}$ و بردار حالت جدید $\tilde{x}(t) \in \mathbb{R}^{n \times (N-1)}$ ، ابعاد ماتریس‌های A و C در نمایش فضای حالت جدید با ابعاد حالات سامانه همخوانی ندارد؛ بنابراین برای تطبیق ابعاد ماتریس‌های سامانه، ماتریس‌های $\tilde{A} = I_{N-1} \otimes A$ و $\tilde{C} = I_{N-1} \otimes C$ به ترتیب جایگزین ماتریس‌های A و C می‌شوند. به طوری که ماتریس $\tilde{C}$ از رابطه‌ی $\tilde{C} L_C = \bar{C} L_C$ محاسبه می‌شود. در نهایت با اعمال تغییرات بیان شده، سامانه‌های حلقه بسته (۱۲) و (۱۵) به ترتیب به صورت سامانه‌های تقلیل یافته و بدون افزونگی (۱۸) و (۱۹) بازنویسی می‌شوند.

$$\dot{x}(t) = A_{clp} x(t) + B_{clp} x(t - \tau(t))$$

$$y(t) = C_{clp} x(t)$$

$$A_{clp} = \begin{bmatrix} \tilde{A} & 0 \\ B_C \tilde{C} & A_C \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$B_{clp} = \begin{bmatrix} \tilde{L}_C \bar{B} D_C \tilde{C} & \tilde{L}_C \bar{B} C_C \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

و

$$\dot{x}(t) = A_{clp} x(t) + B_{clp} x(t - \tau(t))$$

$$y(t) = C_{clp} x(t) \quad (19)$$

$$A_{clp} = \begin{bmatrix} \tilde{A} & \tilde{L}_C \bar{B} C_C \\ 0 & A_C \end{bmatrix}, B_{clp} = \begin{bmatrix} \tilde{L}_C \bar{B} D_C \tilde{C} & 0 \\ B_C \tilde{C} & 0 \end{bmatrix}$$

که در آن‌ها $x(t) = [\tilde{x}^T(t) \quad x_c^T(t)]^T$ و $C_{lp} = \text{diag}\{\tilde{C}, 0\}$ می‌باشد.

با تغییرات اعمال شده، مسئله‌ی توافق جمعی سامانه‌های (۸) و (۱۳) به مسئله‌ی پایداری‌سازی سامانه‌های (۱۸) و (۱۹) تبدیل شده و اگر بتوان پارامترهای کنترل گر را به گونه‌ای یافت که این سامانه‌ها پایدار مجانبی باشند، حالت‌های $\tilde{x}(t)$ به صفر میل خواهند کرد و توافق جمعی بین عامل‌ها محقق می‌شود. برای بدست آوردن شرایط پایداری‌سازی سامانه‌های (۱۸) و (۱۹) که معادل با مسئله‌ی توافق جمعی بین عامل‌هاست، از قضیه‌ی لیاپانوف-کراسوفسکی استفاده می‌شود.

۴- نتایج اصلی

که در آن

$$\Xi = \begin{bmatrix} \Omega_{11} & \Omega_{12} & \tau S_{13} - S_{14} + S_{34}^T \\ * & \Omega_{22} & \tau S_{23} - S_{24} \\ * & * & -Q_2 + \tau S_{33} - S_{34} - S_{34}^T \end{bmatrix}$$

$$\Omega_{11} = A_{clp}^T P + P A_{clp} + Q_1 + Q_2 + \tau S_{11} + S_{14} + S_{14}^T + 2\tau A_{clp}^T R A_{clp} \quad (31)$$

$$\Omega_{12} = P B_{clp} + \tau S_{12} + S_{24}^T + T^T + 2\tau A_{clp}^T R B_{clp}$$

$$\Omega_{22} = -(1-\mu)Q_1 + \tau S_{22} - T - T^T + \tau T R^{-1} T^T + 2\tau B_{clp}^T R B_{clp}$$

طبق معیار پایداری لیاپانوف-کراسوفسکی، از آنجایی که ماتریس های مجهول را به گونه ای در نظر گرفتیم که $V(t) > 0$ باشد، برای تضمین $\dot{V}(t) < 0$ و حصول پایداری مجانی باید $\Xi < 0$ برقرار باشد. نامعادله ماتریسی $\Xi < 0$ به فرم خطی نیست و با اعمال تکنیک مکمل شور خواهیم داشت:

$$\begin{bmatrix} \bar{\Omega}_{11} & \bar{\Omega}_{12} & \tau S_{13} - S_{14} + S_{34}^T & 0 & 2\tau A_{clp}^T \\ * & \bar{\Omega}_{22} & \tau S_{23} - S_{24} & \tau T & 2\tau B_{clp}^T \\ * & * & -Q_2 + \tau S_{33} - S_{34} - S_{34}^T & 0 & 0 \\ * & * & * & -\tau R & 0 \\ * & * & * & * & -2\tau R^{-1} \end{bmatrix} < 0 \quad (32)$$

$$\bar{\Omega}_{11} = A_{clp}^T P + P A_{clp} + Q_1 + Q_2 + \tau S_{11} + S_{14} + S_{14}^T$$

$$\bar{\Omega}_{12} = P B_{clp} + \tau S_{12} + S_{24}^T + T^T$$

$$\bar{\Omega}_{22} = -(1-\mu)Q_1 + \tau S_{22} - T - T^T$$

ابتدا با ضرب نامعادله ی غیرخطی (۳۲) از چپ و راست در ماتریس $\{diag\{I, I, I, I, P\}\}$ درایه ی $-2\tau R^{-1}$ به درایه ی غیرخطی $-2\tau P R^{-1} P$ تبدیل شده و سپس با بکارگیری رابطه (۵) در لم ۲ معادله ماتریسی زیر نتیجه خواهد شد:

$$\begin{bmatrix} \bar{\Omega}_{11} & \bar{\Omega}_{12} & \tau S_{13} - S_{14} + S_{34}^T & 0 & 2\tau A_{clp}^T P \\ * & \bar{\Omega}_{22} & \tau S_{23} - S_{24} & \tau T & 2\tau B_{clp}^T P \\ * & * & -Q_2 + \tau S_{33} - S_{34} - S_{34}^T & 0 & 0 \\ * & * & * & -\tau R & 0 \\ * & * & * & * & -2\tau(2P - R) \end{bmatrix} < 0 \quad (33)$$

$$\bar{\Omega}_{11} = A_{clp}^T P + P A_{clp} + Q_1 + Q_2 + \tau S_{11} + S_{14} + S_{14}^T$$

$$\bar{\Omega}_{12} = P B_{clp} + \tau S_{12} + S_{24}^T + T^T$$

$$\bar{\Omega}_{22} = -(1-\mu)Q_1 + \tau S_{22} - T - T^T$$

نامعادله ماتریسی (۳۳) به دلیل ضرب ماتریس مجهول P در پارامترهای مجهول کنترل گرهای موجود در A_{clp} و B_{clp} خطی نیست. در ادامه بر اساس ساختار فرض شده برای ماتریس P در (۲۰)، جمله های $P B_{clp} + P A_{clp}$ به فرم زیر بسط داده می شوند:

$$A_{clp}^T P + P A_{clp} = \begin{bmatrix} \tilde{A}^T P_S + P_S \tilde{A} & \tilde{C}^T B_C^T P_C \\ * & A_C^T P_C + P_C A_C \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$P B_{clp} = \begin{bmatrix} P_S \tilde{L}_C \tilde{B} D_C \tilde{C} & P_S \tilde{L}_C \tilde{B} C_C \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

اثبات: برای اینکه سامانه حلقه بسته (۱۸) پایدار باشد و ضمن برآورده سازی معیار قضیه ی پایداری لیاپانوف-کراسوفسکی، پارامترهای مجهول کنترل گر بدست آیند، لیاپانوف-کراسوفسکی تابعی (LKF) به صورت زیر در نظر گرفته می شود [۲۰]:

$$V(t) = x^T(t) P x(t) + \int_{t-\tau(t)}^t x^T(s) Q_1 x(s) ds + \int_{t-\tau}^t x^T(s) Q_2 x(s) ds + 2 \int_{-\tau}^0 \int_{t+\theta}^t \dot{x}^T(s) R \dot{x}(s) ds d\theta + \int_0^t \int_{\theta-\tau}^{\theta} \xi^T(s, \theta) S \xi(s, \theta) ds d\theta \quad (25)$$

که $\xi^T(s, \theta) = [x^T(\theta) \quad x^T(\theta - \tau(t)) \quad x^T(\theta - \tau) \quad \dot{x}^T(s)]$ و ماتریس های P, Q_2, Q_1, R, S به فرم

$$S = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ * & R \end{bmatrix}, S_1 = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ * & S_{22} & S_{23} \\ * & * & S_{33} \end{bmatrix}, S_2 = \begin{bmatrix} S_{14} \\ S_{24} \\ S_{34} \end{bmatrix} \quad (26)$$

ماتریس هایی مثبت معین هستند که باید مشخص شوند. از فرمول نیوتون-لینیز^۱، برای هر ماتریس T با ابعاد مناسب، رابطه ی زیر برقرار است:

$$2x^T(t - \tau(t)) T [x(t) - x(t - \tau(t))] - \int_{t-\tau(t)}^t \dot{x}(s) ds = 0 \quad (27)$$

با در نظر گرفتن $\xi_0^T(t, \theta) = [x^T(\theta) \quad x^T(\theta - \tau(t)) \quad x^T(\theta - \tau) \quad \dot{x}^T(s)]$ مشتق گیری از (۲۵) نسبت به زمان و (۲۷) خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= \dot{x}^T(t) P x(t) + x^T(t) P \dot{x}(t) + x^T(t) Q_1 x(t) \\ &\quad - (1 - \dot{\tau}(t)) x^T(t - \tau(t)) Q_1 x(t - \tau(t)) \\ &\quad + x^T(t) Q_2 x(t) - x^T(t - \tau) Q_2 x(t - \tau) \\ &\quad + 2\tau \dot{x}^T(t) R \dot{x}(t) - 2 \int_{t-\tau}^t \dot{x}^T(s) R \dot{x}(s) ds \\ &\quad + \int_{t-\tau}^t \xi^T(s, t) S \xi(s, t) ds \\ &\leq x^T(t) P x(t) + x^T(t) P \dot{x}(t) + x^T(t) (Q_1 + Q_2) x(t) \\ &\quad - (1 - \mu) x^T(t - \tau(t)) Q_1 x(t - \tau(t)) \\ &\quad - x^T(t - \tau) Q_2 x(t - \tau) + 2\tau \dot{x}^T(t) R \dot{x}(t) \\ &\quad + \xi_0^T(t, t) (\tau S_1 + S_2 \bar{I} + \bar{I}^T S_2^T) \xi_0(t, t) \\ &\quad + 2x^T(t - \tau(t)) T [x(t) - x(t - \tau(t))] - \int_{t-\tau(t)}^t \dot{x}(s) ds \\ &\quad - \int_{t-\tau}^t \dot{x}^T(s) R \dot{x}(s) ds \end{aligned} \quad (28)$$

که $\bar{I} = [I \quad 0 \quad -I]$. با توجه به لم ۲ رابطه زیر برقرار است:

$$-2x^T(t - \tau(t)) T \int_{t-\tau(t)}^t \dot{x}(s) ds \leq x^T(t - \tau(t)) T R^{-1} T^T x(t - \tau(t)) + \int_{t-\tau(t)}^t \dot{x}^T(s) R \dot{x}(s) ds \quad (29)$$

با در نظر گرفتن بردار حالت $\Phi^T = [x^T(t) \quad x^T(t - \tau(t)) \quad x^T(t - \tau)]$ از (۱۸)، (۲۸) و (۲۹) رابطه ی زیر نتیجه می شود:

$$\dot{V}(t) \leq \Phi^T \Xi \Phi \quad (30)$$

¹ Newton-Leibniz Formula

$$\# \text{diag}\{w_1, \dots, w_N\}, \quad \mathcal{Q} \text{diag}\{q_1, \dots, q_N\}, \quad i=1, \dots, N$$

و ماتریس $P = P^T > 0$ به فرم (۲۰) وجود داشته باشند، به طوری که نامعادله ماتریسی خطی (۲۱) و نامعادله ماتریسی خطی زیر:

$$\begin{bmatrix} \bar{\Phi}_{11} & \bar{\Phi}_{12} & \bar{\Phi}_{13} & 0 & \bar{\Phi}_{15} \\ * & \bar{\Phi}_{22} & \bar{\Phi}_{23} & \tau T & \bar{\Phi}_{25} \\ * & * & \bar{\Phi}_{33} & 0 & 0 \\ * & * & * & -\tau R & 0 \\ * & * & * & * & -2\tau(2P-R) \end{bmatrix} < 0 \quad (39)$$

که در آن

$$\begin{aligned} \bar{\Phi}_{11} &= \begin{bmatrix} \tilde{A}^T P_S + P_S \tilde{A} & \Pi_C \\ * & Q + Q^T \end{bmatrix} + Q_1 + Q_2 + \tau S_{11} \\ &\quad + S_{14} + S_{14}^T \\ \bar{\Phi}_{12} &= \begin{bmatrix} \Pi_D \tilde{C} & 0 \\ W \tilde{C} & 0 \end{bmatrix} + \tau S_{12} + S_{24}^T + T^T \\ \bar{\Phi}_{15} &= 2\tau \begin{bmatrix} \tilde{A}^T P_S & 0 \\ \Pi_C^T & Q^T \end{bmatrix}, \quad \bar{\Phi}_{25} = 2\tau \begin{bmatrix} \tilde{C}^T \Pi_D^T & \tilde{C}^T W^T \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (40)$$

و بقیه درایه‌ها در (۲۳) بیان شده‌اند، دارای جواب باشند. ضرایب کنترل-گر نامتمرکز نیز از رابطه (۲۴) بدست می‌آیند.

اثبات: مطابق روند اثبات در قضیه ۱ و تنها با در نظر گرفتن تفاوت‌های زیر، قضیه ۲ اثبات می‌شود.

$$\begin{aligned} PA_{clp} &= \begin{bmatrix} P_S & 0 \\ 0 & P_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{A} & \tilde{L}_C \bar{B} C_C \\ 0 & A_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_S \tilde{A} & P_S \tilde{L}_C \bar{B} C_C \\ 0 & P_C A_C \end{bmatrix} \\ PB_{clp} &= \begin{bmatrix} P_S & 0 \\ 0 & P_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{L}_C \bar{B} D_C \tilde{C} & 0 \\ P_C B_C \tilde{C} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_S \tilde{L}_C \bar{B} D_C \tilde{C} & 0 \\ P_C B_C \tilde{C} & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (41)$$

توجه ۱: با صفر در نظر گرفتن مرتبه‌ی کنترل گر خروجی پویا یعنی $n_c = 0$ ، کنترل گر بازخورد خروجی پویای ارائه شده در قضیه ۱ و قضیه ۲ به کنترل گر بازخورد خروجی ایستا تقلیل می‌یابد. علاوه بر این، اگر $C = I$ در نظر گرفته شود، آنگاه مسئله‌ی طراحی کنترل گر خروجی پویا، به یک مسئله‌ی طراحی کنترل گر بازخورد حالت تغییر می‌یابد.

توجه ۲: باید توجه داشت که مشابه با نتیجه فرعی ۱، برای قضیه ۲ نیز نتیجه‌ای فرعی قابل استنتاج است که به جهت اختصار بیان نگردیده است.

۵- مثال عددی

تحلیل و کنترل رفتارهای هماهنگ در سامانه‌های چندعاملی رباتیکی، از موضوعات مورد علاقه‌ی پژوهشگران در سال‌های اخیر به شمار می‌رود. کنترل ربات‌های همکار به عنوان نمونه‌ای از سامانه‌های چندعاملی از مباحث چالش برانگیز در رباتیک است. عملیات پیچیده و سختی را که ممکن است با یک ربات بزرگ، گران، درجه آزادی بالا و طراحی پیچیده صورت پذیرد می‌توان با همکاری گروهی از ربات‌های کوچک و مشابه انجام داد. عملیات مونتاژ قطعاتی که هندسه‌ی پیچیده‌ای

بلوک‌های غیرصفر ماتریس PB_{clp} در (۳۴) را می‌توان با ترکیبی از ضرب‌های هادامارد و کرونکر به صورت زیر بازنوشت:

$$\begin{aligned} P_S \tilde{L}_C \bar{B} D_C &= (\tilde{L} \otimes I_n) \circ (I_{N-1} \otimes [\bar{p}_s B_1 D_{C1}, \dots, \bar{p}_s B_N D_{CN}]) \\ P_S \tilde{L}_C \bar{B} C_C &= (\tilde{L} \otimes J_{n \times nc}) \circ (I_{N-1} \otimes [\bar{p}_s B_1 C_{C1}, \dots, \bar{p}_s B_N C_{CN}]) \end{aligned} \quad (35)$$

اکنون با اعمال تغییر متغیرهایی به صورت زیر:

$$\begin{aligned} Q &= P_C A_C, \quad W = P_C B_C \\ k_i &= \bar{p}_s B_i D_{Ci}, \quad f_i = \bar{p}_s B_i C_{Ci}, \quad i=1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (36)$$

Π_D ، Π_C به صورت بیان شده در (۲۳) بدست می‌آیند و نامعادله (۳۳) به ازای f_i ، k_i ، W ، Q ، خطی شده و نامعادله ماتریسی (۲۲) حاصل می‌شود. با استفاده از الگوریتم‌های موجود در نرم‌افزارها و افزونه‌های CVX و YALMIP می‌توان جواب سراسری برای متغیرها یافت [۲۲]. بنابراین، با مشخص شدن ماتریس‌های Q ، W ، k_i ، f_i و P و در نتیجه $\bar{p}_s$ ، P_C ، ضرایب کنترل گر بازخورد خروجی پویا طبق روابط بیان شده در (۲۴) حاصل خواهند شد و بدین ترتیب اثبات قضیه کامل می‌گردد. □

نتیجه فرعی ۱: اگر برای سامانه خطی (۱۸)، تأخیر زمانی در ورودی مقدار ثابت τ باشد، با قرار دادن $S_{13} = 0$ ، $S_{12} = 0$ ، $S_{34} = 0$ ، $S_{33} = 0$ ، $S_{24} = 0$ ، $S_{23} = 0$ ، $S_{22} = 0$ (۲۵)، ضمن حفظ پایداری، توافق جمعی بین عامل‌ها محقق می‌شود اگر ماتریس‌های S_{14} ، S_{11} ، $R > 0$ ، $Q_2 > 0$ ، f_i و k_i برای $\# \text{diag}\{w_1, \dots, w_N\}$ ، $\mathcal{Q} \text{diag}\{q_1, \dots, q_N\}$ ، $i=1, \dots, N$ و ماتریس $P = P^T > 0$ به فرم (۲۰) وجود داشته باشند، به طوری که نامعادله‌های ماتریسی خطی زیر:

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{14} \\ * & R \end{bmatrix} > 0 \quad (37)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi & \begin{bmatrix} \Pi_D \tilde{C} & \Pi_C \\ 0 & 0 \end{bmatrix} - S_{14} & \tau \begin{bmatrix} \tilde{A}^T P_S & \tilde{C}^T W^T \\ 0 & Q^T \end{bmatrix} \\ * & -Q_2 & \tau \begin{bmatrix} \Pi_D \tilde{C} & \Pi_C \\ 0 & 0 \end{bmatrix}^T \\ * & * & -\tau(2P-R) \end{bmatrix} < 0 \quad (38)$$

$$\Psi = \begin{bmatrix} \tilde{A}^T P_S + P_S \tilde{A} & \tilde{C}^T W^T \\ * & Q + Q^T \end{bmatrix} + Q_2 + \tau S_{11} + S_{14} + S_{14}^T$$

دارای جواب باشند. در این صورت ضرایب کنترل گر بازخورد خروجی A_C ، B_C ، C_C و D_C از رابطه (۲۴) بدست می‌آیند.

قضیه ۲: با مشخص بودن مقادیر مثبت μ و τ ، کنترل گر بازخورد خروجی پویای پیشنهاد شده در رابطه (۱۴)، سامانه‌ی چندعاملی تعریف شده در (۱۳) را در حضور تأخیر متغیر با زمان (۷) در کله‌ی کانال‌های ارتباطی عامل‌ها به توافق جمعی می‌رساند اگر ماتریس‌های $Q_1 > 0$ ، $Q_2 > 0$ ، $R > 0$ ، T ، f_i و k_i برای $\# \text{diag}\{w_1, \dots, w_N\}$ ، $\mathcal{Q} \text{diag}\{q_1, \dots, q_N\}$ ، $i=1, \dots, N$

$$L = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (44)$$

با فرض $k_1 = 0.1 \text{ Nm/V}$ ، $B = 0.1 \text{ kgm}^2 / \text{s}$ ، $J = 0.03 \text{ kgm}^2$ و $k_2 = 0.5 \text{ Nm/V}$ و $k_3 = 1 \text{ Nm/V}$ برای مدل (۴۳)، توافق جمعی با استفاده از کنترل گر بازخورد خروجی پویای نامتمرکز طراحی شده در [۱۶] محقق شده و موقعیت بازوهای مکانیکی از شرایط اولیه‌ی مختلف به نقطه‌ای غیر از صفر همگرا می‌شود.

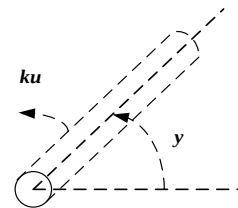
به منظور مقایسه و بهبود عملکرد الگوریتم [۱۶]، با افزودن تأخیر زمانی به ورودی کنترلی و توپولوژی ارتباطی مدل (۴۳) و اعمال قضیه ۱ و قضیه ۲ در شرایط اولیه و دینامیکی کاملاً مشابه با [۱۶]، نتایج زیر با کمک جعبه‌ابزار YALMIP در نرم‌افزار MATLAB حاصل می‌شود.

نتایج حاصل از قضیه ۱: با اعمال تأخیر متغیر با زمان $0.5 + 0.5 \cos(t)$ به ورودی کنترلی عامل‌ها در (۴۳) و با توجه به این که در قضیه ۱ امکان انتخاب مرتبه‌ی کنترلی قبل از طراحی وجود دارد ولی الگوریتم [۱۶] تنها از کنترل گر مرتبه‌ی دو بهره می‌برد، لازم است نتایج خروجی و تلاش کنترلی برای مرتبه‌های مختلف کنترل گر علاوه بر مرتبه‌ی دو مورد بررسی قرار گیرد تا مزیت استفاده از کنترل گر مرتبه ثابت در مقایسه با سایر کنترل گر‌ها به بحث گذاشته شود. در ادامه به جهت اختصار، پارامترهای کنترل گر، نحوه‌ی توافق جمعی بین عامل‌ها و تلاش کنترلی برای کنترل گر مرتبه‌ی دو آورده شده است.

جدول ۱: پارامترهای کنترل گر مرتبه دو استخراج شده از قضیه ۱.

پارامتر	عامل اول	عامل دوم	عامل سوم
A_C	$\begin{bmatrix} -0.2745 & -0.0096 \\ -0.0095 & -0.2708 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -0.2757 & -0.0065 \\ -0.0060 & -0.2760 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -0.2718 & -0.0013 \\ -0.0015 & -0.2703 \end{bmatrix}$
B_C	$\begin{bmatrix} 0.0006 \\ 0.0006 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.0007 \\ 0.0007 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.0004 \\ 0.0004 \end{bmatrix}$
C_C	$\begin{bmatrix} -0.5472 & -0.5180 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -0.0536 & -0.0507 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -0.0265 & -0.0290 \end{bmatrix}$
D_C	$[-0.4288]$	$[-0.0356]$	$[-0.0137]$

دارند، از مواردی است که اهمیت همکاری در ربات‌ها را نشان می‌دهد. گستره‌ی کاربرد بازوهای مکانیکی در عملیات مختلف، به صورتی روزافزون رو به افزایش است و وسعت تحقیقات و پژوهش‌های انجام شده در این زمینه به خوبی نمایان گر این واقعیت می‌باشد. از جمله‌ی این عملیات می‌توان به مونتاژ، جوشکاری، برشکاری، رنگریزی، بازوهای جرقه‌یابی، میکروسکوپ اتمی و صنایع دفاعی و امنیتی اشاره کرد [۲۳]. در [۱۶] با معرفی مدل خطی یک بازو مکانیکی مرتبه اول، توافق جمعی در یک سامانه چندعاملی متشکل از سه عدد بازو مرتبه اول نشان داده شده در شکل ۱ با استفاده از کنترل گر بازخورد خروجی پویای نامتمرکز مورد بررسی قرار گرفته و شرط توافق جمعی به صورت نامساوی ماتریسی دوسویه بیان شده است، لذا استخراج پارامترهای کنترل گر در این فرم، پیچیده و بدون استفاده از روش‌های تکراری و تقریبی ناممکن است.



شکل ۱: بازو مکانیکی و جهت حرکت و نیرو [۱۶].

مدل مفروض برای این بازو، با توجه به قوانین نیوتون به فرم خطی زیر به دست می‌آید:

$$J \ddot{y}_i + \dot{y}_i = k_i u_i, \quad i = 1, 2, 3 \quad (42)$$

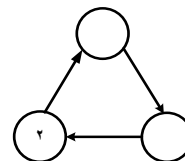
با توجه به (۴۲)، مدل فضای حالت، به فرم زیر قابل بازنویسی است:

$$\dot{x}_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -B/J \end{bmatrix} x_i + \begin{bmatrix} 0 \\ k_i/J \end{bmatrix} u_i, \quad (43)$$

$$y_i = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} x_i$$

که در آن $x_i = [y_i \quad \dot{y}_i]^T$ ، J اینرسی بازو، B ضریب اصطکاک و k_i ضریب گشتاور موتور هستند [۱۶].

این سه بازو به عنوان سه عامل با توپولوژی مثلثی نشان داده شده در یک دیگر ارتباط دارند:



شکل ۲: توپولوژی شبکه‌ی سامانه‌ای با سه عامل.

با توجه به شکل ۲ ماتریس لاپلاسی این سامانه به فرم زیر نوشته می‌شود:

جمع‌آوری شده‌اند تا دید بهتری از چگونگی عملکرد کنترل‌گرهای طراحی شده با مرتبه‌های مختلف در قضیه ۱ به دست آید.

جدول ۲: شاخص‌های عملکرد کنترلی برای روش ارائه شده در قضیه ۱.

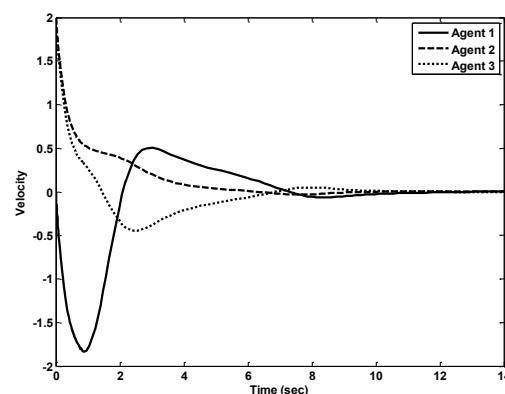
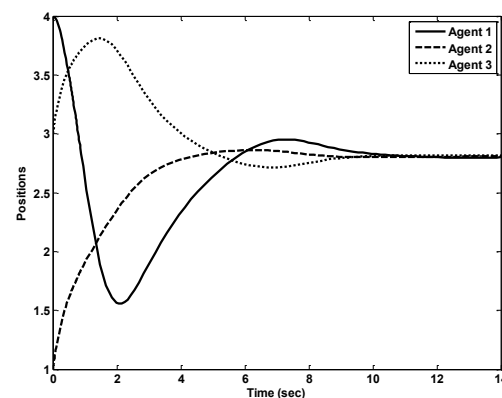
مرتبه کنترل‌گر	ISU	IAU	ITSU	ITAU
الگوریتم [۱۶]	6.7685	3.6550	2.9549	3.3815
صفر	2.8834	3.6777	3.1575	8.4815
یک	2.2270	3.1968	2.1679	7.4104
دو	2.2611	3.2250	2.2148	7.4836
سه	2.5607	3.4534	2.6486	8.0133
چهار	2.6046	3.4808	2.7011	8.0634
پنج	2.5844	3.4729	2.6835	8.0729
شش	2.6686	3.5307	2.8119	8.1903

سرعت همگرایی کنترل‌گرهای استخراج شده از قضیه ۱ نسبت به الگوریتم [۱۶] کمتر و نوسان بیشتر است. همچنین کنترل‌گرهای مرتبه ثابت پیشنهاد شده با جبران‌سازی تأخیر زمانی، عامل‌های دارای تأخیر ثابت و متغیر با زمان در ورودی کنترلی را به توافق جمعی می‌رسانند و با اعمال مرتبه‌های کم و حتی صفر به کنترل‌گر، پاسخی مناسب برای سامانه‌ی چندعاملی تأخیردار حاصل می‌گردد و این بدین معنی است که می‌توان با توجه به امکانات و شرایط موجود، حداقل مرتبه را برای کنترل‌گرهای مرتبه ثابت انتخاب نمود تا علاوه بر نائل آمدن به یک پاسخ مطلوب، هزینه‌های کنترلی نیز کاهش یابد. با افزایش مرتبه‌ی کنترل‌گر از صفر به یک، فراجش و میرایی حالات عامل‌ها و تلاش کنترل‌گرها کاهش یافته و توافق جمعی نیز سریعتر محقق می‌گردد و در این مورد افزایش مرتبه‌ی کنترل‌گر پاسخ بهتری را نتیجه می‌دهد، ولی با افزایش مرتبه‌ی کنترل‌گر از یک به مرتبه‌های بالاتر، طراح می‌تواند با توجه به تلاش کنترلی مرتبه‌های مختلف در جدول ۲ و نحوه‌ی همگرایی حالات عامل‌ها به مقدار مورد توافق، مرتبه‌ی دلخواه را انتخاب نماید.

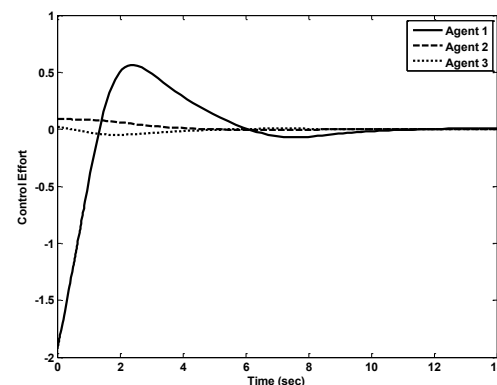
نتایج حاصل از قضیه ۲: برای سامانه (۴۳) با در نظر گرفتن تأخیر متغیر با زمان $0.5\cos(t)$ در همه‌ی کانال‌های ارتباطی شکل ۲، نتایج حاصل از قضیه ۲ برای کنترل‌گر مرتبه‌ی دو مانند قضیه ۱ در ادامه آمده است.

جدول ۳: پارامترهای کنترل‌گر مرتبه دو استخراج شده از قضیه ۲.

پارامتر	عامل اول	عامل دوم	عامل سوم
A_C	$\begin{bmatrix} -0.7238 & 0.0012 \\ 0.0013 & -0.7225 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -0.7232 & 0.0015 \\ 0.0016 & -0.7239 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -0.7223 & 0.0034 \\ 0.0035 & -0.7224 \end{bmatrix}$
B_C	$\begin{bmatrix} 0.0148 \\ 0.0137 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.0181 \\ 0.0202 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -0.0203 \\ -0.0185 \end{bmatrix}$
C_C	$\begin{bmatrix} 0.0043 & -0.0093 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.0001 & 0.0002 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -0.0003 & 0.0008 \end{bmatrix}$
D_C	$[-0.4356]$	$[-0.0118]$	$[-0.0270]$



شکل ۳: تحقق توافق جمعی با کنترل‌گر مرتبه دو حاصل از قضیه ۱.



شکل ۴: تلاش کنترلی با کنترل‌گر مرتبه دو حاصل از قضیه ۱.

به منظور مقایسه‌ی مناسب‌تر کنترل‌گرها با مرتبه‌های مختلف با یکدیگر و با کنترل‌گر بدست آمده در [۱۶]، شاخص‌های عملکرد کنترلی ISU ، IAU و $ITSU$ را برای مجموع تغییرات تلاش کنترل‌گرها در هر سه عامل مطابق روابط زیر تعریف می‌کنیم:

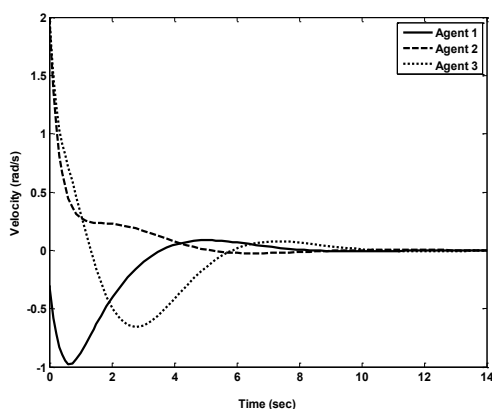
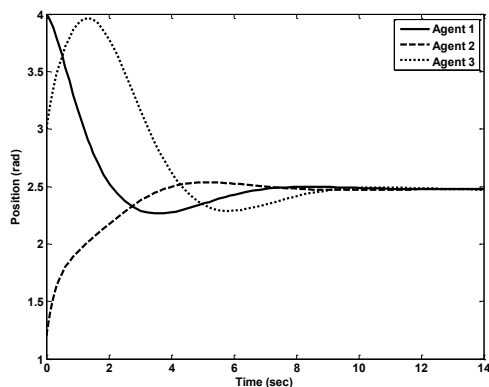
$$ISU = \int_0^\infty u^2(t)dt, IAU = \int_0^\infty |u(t)|dt$$

$$ITSU = \int_0^\infty t u^2(t)dt, ITAU = \int_0^\infty t |u(t)|dt \quad (45)$$

با این تعاریف به جهت اختصار برای کنترل‌گرهای مرتبه‌ی صفر تا شش، نتایج مربوط به تغییرات کنترلی‌گر به صورت عددی در جدول ۲

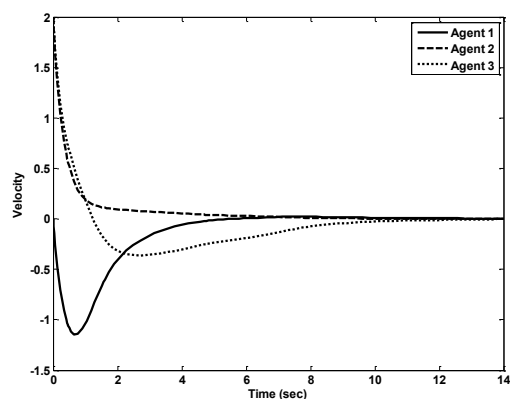
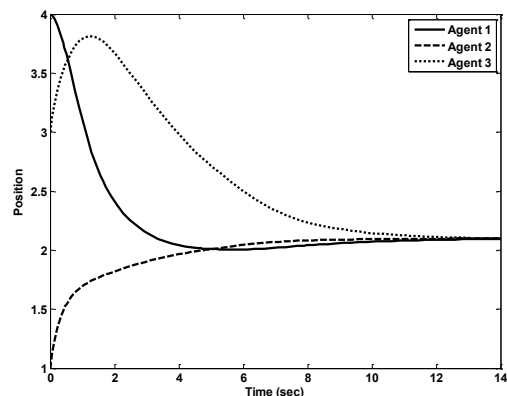
در شکل ۵ مشاهده می‌شود که کنترل گر استخراجی از قضیه ۲ ضمن کاهش محافظه‌کاری و جبران‌سازی تأخیر متغیر با زمان اجتناب ناپذیر در کانال‌های ارتباطی عامل‌ها، توافق جمعی را با نوسانات و زمان همگرایی بیشتر و تلاش کنترلی کمتر نسبت به الگوریتم [۱۰] محقق می‌سازد. کنترل گر مرتبه‌ی یک دارای پاسخی با مشخصه‌های عملکردی تقریباً یکسان در تحقق توافق جمعی نسبت به مرتبه‌های بالاتر می‌باشد، لذا کنترل گر مرتبه‌ی یک نسبت به کنترل گرهای مرتبه‌ی بالاتر ضعف محسوسی ندارد و مناسب‌ترین مرتبه برای انتخاب کنترل گر پویای مرتبه ثابت است. مزیت اصلی روش فعلی پایین بودن مرتبه‌ی کنترل گر است که به تبع آن پیاده‌سازی و مصرف انرژی و همچنین تعمیر و نگهداری آسان‌تر و کم‌هزینه‌تری را به دنبال دارد.

همچنین با در نظر گرفتن تأخیر ثابت ۰.۵ ثانیه در ورودی کنترلی (۴۲)، نحوه‌ی توافق جمعی بین عامل‌ها حاصل از اعمال نتیجه فرعی ۱ در شکل ۷ آمده است.

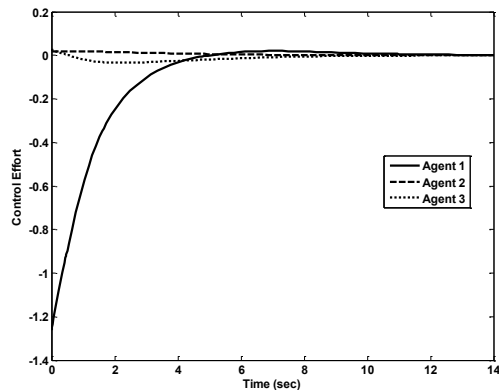


شکل ۷: تحقق توافق جمعی با کنترل گر مرتبه دو حاصل از نتیجه فرعی ۱.

لازم به ذکر است که کنترل گر بازخورد خروجی پویای نامتمرکز در [۱۶]، وجود تأخیرات اجتناب‌ناپذیر در مدل سامانه را که می‌تواند منجر به تضعیف عملکرد و حتی ناپایداری شود در نظر نمی‌گیرد و از روش‌های تکراری و کم دقت برای بدست آوردن ضرایب مجهول کنترل گر استفاده می‌کند ولی کنترل گرهای استخراج شده از قضیه ۱ و ۲ با بهبود کنترل گر [۱۶]، ضمن کاهش محافظه‌کاری، توافق جمعی را در حضور



شکل ۵: تحقق توافق جمعی با کنترل گر مرتبه دو حاصل از قضیه ۲.



شکل ۶: تلاش کنترلی با کنترل گر مرتبه دو حاصل از قضیه ۲.

جدول ۴: شاخص‌های عملکرد کنترلی برای روش ارائه شده در قضیه ۲.

مرتبۀ کنترل گر	ISU	IAU	ITSU	ITAU
الگوریتم [۱۶]	6.7685	3.6550	2.9549	3.3815
صفر	1.1550	1.9117	0.7175	3.3273
یک	1.1279	1.9149	0.7380	3.3217
دو	1.1111	1.9132	0.7231	3.4369
سه	1.0630	1.9050	0.7050	3.5359
چهار	1.0442	1.9204	0.7018	3.7873
پنج	1.0153	1.9180	0.6858	3.8952
شش	0.9932	1.9270	0.6801	4.0871

[5] Y. Cao, W. Yu, W. Ren, and G. Chen, "An overview of recent progress in the study of distributed multi-agent coordination," *Ind. Informatics, IEEE Trans.*, vol. 9, no. 1, pp. 427–438, 2013.

[6] J. A. Fax, "Optimal and cooperative control of vehicle formations," California Institute of Technology, 2001.

[7] R. Olfati-Saber and R. M. Murray, "Consensus problems in networks of agents with switching topology and time-delays," *Autom. Control. IEEE Trans.*, vol. 49, no. 9, pp. 1520–1533, 2004.

[8] X.-L. Feng, T.-Z. Huang, and J.-L. Shao, "Several consensus protocols with memory of multi-agent systems," *Math. Comput. Model.*, vol. 58, no. 9, pp. 1625–1633, 2013.

[9] X. Zhang and X. Liu, "Further results on consensus of second-order multi-agent systems with exogenous disturbance," *Circuits Syst. I Regul. Pap. IEEE Trans.*, vol. 60, no. 12, pp. 3215–3226, 2013.

[10] C. Song, J. Cao, and Y. Liu, "Robust consensus of fractional-order multi-agent systems with positive real uncertainty via second-order neighbors information," *Neurocomputing*, 2015.

[11] X. Yang and J. Wang, "Distributed Robust Consensus Control of Multiagent Systems with Communication Errors Using Dynamic Output Feedback Protocol," *Math. Probl. Eng.*, vol. 2013, 2013.

[12] Z. Li, W. Ren, X. Liu, and L. Xie, "Distributed consensus of linear multi-agent systems with adaptive dynamic protocols," *Automatica*, vol. 49, no. 7, pp. 1986–1995, 2013.

[13] P.-P. Dai, C.-L. Liu, and F. Liu, "Consensus Problem of Heterogeneous Multi-agent Systems with Time Delay under Fixed and Switching Topologies," *Automation and Computing*, vol. 11, no. 3, pp. 340–346, 2014.

[14] W. Yu, G. Chen, and M. Cao, "Some necessary and sufficient conditions for second-order consensus in multi-agent dynamical systems," *Automatica*, vol. 46, no. 6, pp. 1089–1095, 2010.

[15] J. Xu, L. Xie, T. Li, and K. Y. Lum, "Consensus of multi-agent systems with general linear dynamics via dynamic output feedback control," *Control Theory Appl. IET*, vol. 7, no. 1, pp. 108–115, 2013.

[16] G. Zhai, S. Okuno, J. Imae, and T. Kobayashi, "A new consensus algorithm for multi-agent systems via decentralized dynamic output feedback," *J. Intell. Robot. Syst.*, vol. 63, no. 2, pp. 309–322, 2011.

[17] M. Sojoodi and V. J. Majd, "A Fixed-Order Robust Decentralized Dynamic Output Feedback Controller Design for Large Scale Systems with Nonlinear Uncertainty," *JOC*, vol. 4, no. 3, 2010.

تأخیر ثابت و متغیر با زمان در ورودی یا توپولوژی ارتباطی و نیز در بعضی مرتبه‌های کنترل‌گر با تلاش کنترلی کمتری با ابزار نامساوی ماتریسی خطی تحقق می‌بخشد.

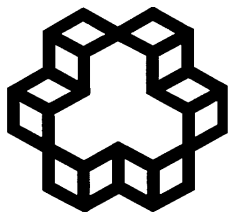
۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک روش نوین به منظور طراحی کنترل‌گر بازخورد خروجی پویای نامتمرکز با مرتبه‌ی دلخواه ثابت جهت تحقق توافق جمعی در سامانه‌های چندعاملی دارای تأخیر زمانی در ورودی کنترلی و توپولوژی ارتباطی با رویکرد نامساوی‌های ماتریسی خطی ارائه شده است. با اعمال تبدیلات مناسب، مسئله‌ی توافق جمعی به مسئله‌ی پایدارسازی یک سامانه‌ی حلقه بسته‌ی واحد تأخیردار تقلیل یافته و با انتخاب تابع لیاپانوف-کراسوفسکی مناسب، علاوه بر تضمین پایداری، ضرایب مجهول کنترل‌گر و شروط توافق جمعی به صورت وابسته به تأخیر بدست آمده است. بر خلاف کارهای مشابه پیشین، اتخاذ فرم قطری برای ماتریس‌های موجود در تابع لیاپانوف-کراسوفسکی، مشکل حل نامساوی‌های ماتریسی دو سویه را مرتفع نموده و قید نهایی به فرم نامساوی‌های ماتریسی خطی نمایان شده است. از مهم‌ترین ویژگی‌های روش طراحی پیشنهادی، دلخواه بودن مرتبه‌ی کنترل‌گر و انتخاب آن با توجه به محدودیت‌های پیاده‌سازی و اهداف کنترلی مدنظر طراح است که برای عامل‌های مرتبه‌ی بالا، امکان دست‌یابی به توافق جمعی با کنترل‌گرهای نامتمرکز مرتبه پایین را محقق می‌سازد. نتایج شبیه‌سازی برای بازوی مکانیکی، کارایی روش ارائه شده را به خوبی نشان داده است. در تمام طول پژوهش فرض بر این است که شبکه‌ی ارتباطی عامل‌ها ثابت و نامتغیر بوده و در نتیجه ماتریسی لاپلاسی شبکه‌ی ارتباطی عامل‌ها ثابت است. این در حالی است که توپولوژی شبکه در عمل و در سامانه‌هایی با عامل‌های زیاد متغیر و دارای عدم قطعیت است. بنابراین تعمیم رویکرد پیشنهادی به سامانه‌های چندعاملی با توپولوژی ارتباطی متغیر با زمان و غیرقطعی جهت کاهش محافظه‌کاری می‌تواند ادامه منطقی پژوهش باشد.

مراجع

- [1] D. J. Hill, "Multi-Agent Systems with Dynamical Topologies: Consensus and Applications," *IEEE Circuits Syst. Mag.*, vol. 13, no. 3, pp. 21–34, 2013.
- [2] L. Padgham and M. Winikoff, *Developing intelligent agent systems: A practical guide*, vol. 13. John Wiley & Sons, 2005.
- [3] R. Olfati-Saber, J. A. Fax, and R. M. Murray, "Consensus and Cooperation in Networked Multi-Agent Systems," *Proc. IEEE*, vol. 95, no. 1, pp. 215–233, Jan. 2007.
- [4] G. Xiong and S. Kishore, "Discrete-time second-order distributed consensus time synchronization algorithm for wireless sensor networks," *EURASIP J. Wirel. Commun. Netw.*, vol. 2009, p. 1, 2009.

- [21] G. Wen, Z. Duan, G. Chen, and W. Yu, "Consensus tracking of multi-agent systems with Lipschitz-type node dynamics and switching topologies," *Circuits Syst. I Regul. Pap. IEEE Trans.*, vol. 61, no. 2, pp. 499–511, 2014.
- [22] J. Lofberg, "YALMIP: a toolbox for modeling and optimization in MATLAB," in *2004 IEEE International Conference on Robotics and Automation (IEEE Cat. No.04CH37508)*, pp. 284–289.
- [23] D. Zhao, W. Ni, and Q. Zhu, "A framework of neural networks based consensus control for multiple robotic manipulators," *Neurocomputing*, vol. 140, pp. 8–18, 2014.
- [24] S. M. Shinnars, "Modern Control System Theory and Design." John Wiley & Sons, p. 748, May-1998.
- [18] J. Wu and Y. Shi, "Consensus in multi-agent systems with random delays governed by a Markov chain," *Syst. Control Lett.*, vol. 60, no. 10, pp. 863–870, 2011.
- [19] S. P. Boyd, L. El Ghaoui, E. Feron, and V. Balakrishnan, *Linear matrix inequalities in system and control theory*, vol. 15. SIAM, 1994.
- [20] L. Li and Y. Jia, "Non-fragile dynamic output feedback control for linear systems with time-varying delay," *Control Theory Appl. IET*, vol. 3, no. 8, pp. 995–1005, 2009.



Industrial Control Center of Excellence
K.N. Toosi University of Technology

Journal of Control (ISSN 2008-8345)



A Joint Publication of the Iranian Society of Instrument and Control Engineers and the Industrial Control Center of Excellence of K.N. Toosi University of Technology, Vol. 9, No. 3, Fall 2015.

Publisher: Iranian Society of Instrumentation and Control Engineers

Managing Director: Prof. Iraj Goodarznia

Editor-in-Chief: Prof. Ali Khaki-Sedigh

Tel: 84062317

Email: sedigh@kntu.ac.ir

Assistant Editor: Prof. Hamid Khaloozadeh, Dr. Mahdi Aliyari Shoorehdeli

Executive Director: Dr. Mahdi Aliyari Shoorehdeli, Tel: 84062403, Email: aliari@kntu.ac.ir

Editorial Board:

Prof. A. Khaki-Sedigh, Prof. I. Goodarznia, Prof. H. Khaloozadeh, Prof. P. Jabedar-Maralani, Prof. A. Ghafari, Dr. H.R. Momeni (Associate Prof), Prof. S.K. Nikraves, Prof. M. Shafiee, Prof. B. Moshiri.

Advisory Board:

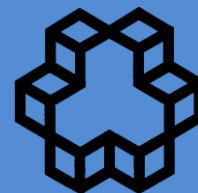
Dr. H.R. Momeni, Prof. B. Moshiri, Prof. M. Shafiee, Prof. A. Khaki-Sedigh, Prof. P. Jabedar-Maralani, Prof. A. Ghaffari, Prof. H. Khaloozadeh, Prof. H.R. Taghirad, Dr. K. Masroori, Dr. M.T. Bathaei, Dr. M.T. Hamidi-Beheshti, Dr. F. Jafarkazemi, Dr. R. Amjadifard, Prof. S.A. Moosavian, Prof. M. Teshnelab, Prof. M. Haeri, Prof. S.A. Safavi, Dr. A. Fatehi, Prof. M.R. Akbarzadeh-Toutounchi, Prof. M. Golkar, Prof. N. Pariz, Dr. M. Javadi, Dr. J. Heirani-Nobari, Prof. F. Hossein-Babaei, Dr. B. Moaveni, Dr. M. Aliyari Sh., Dr. M. Arvan, Prof. M. Tavakoli-Bina, Dr. M. Ahmadi-Khanehsar, Dr. F. Farivar, Dr. M. Ayati.

The ISICE Board of Director:

Prof. Masoud Shafiee., Dr. Mohammad Reza Jahed Motlagh, Prof. Iraj Goodarznia, Prof. Behzad Moshiri, Prof. Ali Akbar Safavi, Dr. Mehrdad Javadi, Dr. Iman Mohammadzaman, Dr. Ali Ashrafmodarres, Ali Kiani.

Site Manager: Nasibeh Farahani

Page Editor: Kiyan Khaloozadeh



**A Joint Publication of the Iranian Society of Instrument and Control Engineers and
the Industrial Control Center of Excellence of K.N. Toosi University of Technology**

Vol. 9, No. 3, Fall 2015

Contents

- | | |
|--|-----------|
| Designing Model Reference Fuzzy Controller Based on State Feedback
Integral Control for Nonlinear Systems | 1 |
| Vahid Bahrami, Mohammad Mansouri, Mohammad Teshnehlab | |
| Extraction of Dynamic Variations in Electroencephalogram Signal Pattern of
Autistic Children using Poincare Section | 19 |
| Ghasem Sadeghi Bajestani, Ali Sheikhani, Mohammadreza Hashemi Golpayegani,
Farah Ashrafzadeh, Parya Hebrani | |
| Chaos Control based on Combination of Integral Terminal Sliding Mode with a
New Sliding Surface and Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System | 37 |
| Safa Khari, Zahra Rahmani, Behrooz Rezaie, Jalil Sadati | |
| Design of an Autonomous Fault Tolerant Attitude Determination System for
a Three Axis Satellite Based on Derivation of Different Rotation Matrices
and Computation of Variance Measures | 51 |
| Mostafa Abedi, Saeed Nasrolahi | |
| Design of an Adaptive Sliding Control Algorithm without Unwinding,
Singularity and Unstable Equilibrium Point Problems for Robust Attitude
Tracking of a Satellite | 69 |
| Mohammadreza Abedini, Mostafa Abedi | |
| Fixed-Order Decentralized Dynamic Output Feedback Controller Design for
Consensus of Multi-Agent Systems with Time Delay | 87 |
| Omid Nikouei Zadeh, Amir Amini, Mahdi Sojoodi | |