مجله کنترل

ISSN (print) 2008-8345
ISSN (online) 2538-3752

نشریه علمی- پژوهشی

انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق ایران- قطب علمی کنترل صنعتی دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

جلد ۱۳، شماره ۴، زمستان ۱۳۹۸

فهرست مقالات

بهبود مدیریت انرژی در خودروی هیبرید الکتریکی موازی به روش برنامه‌ریزی پویا با استفاده از مدل الکتریکی-گرمایی باتری ۱

مجتبی حسن زاده، زهرا رحمانی

خواص ساختاری سیستم‌های نمونه‌برداری چند نرخی ۱۵

محمد مهدی شرع پسند، محسن منتظری

کنترل هماهنگ یک تراکتور- تریلر و ماشین برداشت محصول کمباین با استفاده از کنترل مقاوم تطبیقی عصبی ۲۳

پریسا مهر محمدی، خوشنام شجاعی

مدل‌سازی غیرخطی درام - بویلر نیروگاه سیکل ترکیبی کرمان و کنترل سطح درام به ویژه در شرایط تریپ ۳۷

محمد مقصودی، ابراهیم سالاری زاده، میثم یحیی زاده، ملیحه مغفوری، حسن فاتحی مرج

طراحی کنترل همزمان‌سازی وضعیت در یک ساختار آرایش پرواز ماهواره و در حضور خطای اندازه گیری حسگرها ۴۹

سید سعید نصرالهی، فرزانه عبدالهی

طراحی سیستم مقاوم ردیابی سیگنال حامل در شرایط دینامیک و نویز بالا با تاکید بر ردیابی از طریق کنترل کننده فازی-عصبی ۶۵

مهدی احسانیان، محی الدین مرادی

طراحی یک روش جدید هدایت موشک مبتنی بر راهبرد نقطه برخورد و منطق فازی در برابر اهداف مانور بالا ۷۷

امین آدینه اهری، علی کارساز

مجله کنترل

ISSN (print) 2008-8345
ISSN (online) 2538-3752

نشریه علمی- پژوهشی، انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق ایران- قطب کنترل صنعتی دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، جلد ۱۳، شماره ۴ ، زمستان ۱۳۹۸

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 الکترونیکی: sedigh@kntu.ac.ir

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

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

دبیر اجرایی: دکتر مهدی علیاری شوره دلی -تلفن ۸۴۰۶۲۴۰۳ - پست الکترونیکی 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 جعفرکاظمی، 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 علیرضا فاتحی، دکتر محمدرضا اکبرزاده توتونچی، دکتر مسعود علی اکبر گلکار، دکتر ناصر پریز، دکتر مهرداد جوادی، دکتر جعفر حیرانی نوبری، پروفسور فرامرز حسین بابایی، دکتر بیژن معاونی، دکتر مهدی علیاری شوره دلی، دکتر محمد عاروان، پروفسور محمد توکلی بینا، دکتر فائزه فریور، دکتر موسی آیتی، دکتر محمد منثوری، دکتر رمضان هاونگی، دکتر امین رمضانی، دکتر عبدالرسول قاسمی، پروفسور محمد فرخی، دکتر یزدان باتمانی.

هیأت مدیره انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق:

مهندس مرتضی محسنی هماگرانی، دکتر فرزاد جعفر کاظمی، مهندس بهروز خلیلی، مهندس محمد حسن موحدی، دکتر سید علی اکبر صفوی، دکتر حمیدرضا مومنی، مهندس نور محمد رئیسی

مدیر سایت: مهندس نسیبه فراهانی

به نام خدا

فهرست مقالات

بهبود مدیریت انرژی در خودروی هیبرید الکتریکی موازی به روش برنامه‌ریزی پویا با استفاده از مدل الکتریکی-گرمایی باتری ۱

مجتبی حسن زاده، زهرا رحمانی

خواص ساختاری سیستم‌های نمونه‌برداری چند نرخی ۱۵

محمد مهدی شرع پسند، محسن منتظری

کنترل هماهنگ یک تراکتور- تریلر و ماشین برداشت محصول کمباین با استفاده از کنترل مقاوم تطبیقی عصبی ۲۳

پریسا مهر محمدی، خوشنام شجاعی

مدل‌سازی غیرخطی درام - بویلر نیروگاه سیکل ترکیبی کرمان و کنترل سطح درام به ویژه در شرایط تریپ ۳۷

محمد مقصودی، ابراهیم سالاری زاده، میثم یحیی زاده، ملیحه مغفوری، حسن فاتحی مرج

طراحی کنترل همزمان‌سازی وضعیت در یک ساختار آرایش پرواز ماهواره و در حضور خطای اندازه گیری حسگرها ٤۹

سید سعید نصرالهی، فرزانه عبدالهی

طراحی سیستم مقاوم ردیابی سیگنال حامل در شرایط دینامیک و نویز بالا با تاکید بر ردیابی از طریق کنترل کننده فازی-عصبی ٦٥

مهدی احسانیان، محی الدین مرادی

طراحی یک روش جدید هدایت موشک مبتنی بر راهبرد نقطه برخورد و منطق فازی در برابر اهداف مانور بالا ۷۷

امین آدینه اهری، علی کارساز

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، شبیه سازی، پیش بینی، بهینه سازی 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 می تواند 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) انرژی های تجدیدپذیر.
۵) مهندسی محیط زیست و هواشناسی.
۶) سیستم‌های اقتصادی و مالی.
۷) سیستم‌های اطلاعاتی، مخابراتی و شبکه های صنعتی.
۸) مهندسی پزشکی، مهندسی زیستی و سامانه‌های زیستی.
۹) نانو کنترل.
۱۰) پردازش داده.
۱۱) مهندسی خودرو.
۱۲) سیستم های حمل و نقل.

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

شیوه تدوین

متن مقالات شامل چکیده، بدنه مقاله، مراجع و زیرنویس‌ها باید با فونت B Zar ۱۲ 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 مستقلی 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 ۱۰۱۰۰۰۰ 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.
- درصورتی‌که نیاز به تصحیح مقاله باشد، تصحیحات باید تنها محدود به موارد ذکرشده باشد. در سایر موارد نویسنده لازم است سردبیر را در جریان هرگونه تغییر و یا تصحیح دیگری قرار دهد. درهرصورت 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 ابزاردقیق ایران" را تکمیل و به همراه اصل مقاله ارسال نماید. 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.

مجله کنترل
ISSN (print) 2008-8345
ISSN (online) 2538-3752
جلد ۱۳، شماره ۴، زمستان ۱۳۹۸، صفحه ۱۴-۱

بهبود مدیریت انرژی در خودروی هیبرید الکتریکی موازی به روش برنامه‌ریزی پویا با استفاده از مدل الکتریکی-گرمایی باتری

مجتبی حسن زاده[۱]، زهرا رحمانی [۲]

[۱] دانشجوی دکتری مهندسی برق و کامپیوتر، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل، m.hassanzadeh@stu.nit.ac.ir

[۲] دانشیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل، zrahmani@nit.ac.ir

دریافت: ۱۳۹۶/۱۲/۲۷ ویرایش: ۱۳۹۷/۰۳/۲۶ پذیرش: ۱۳۹۷/۰۴/۳۱

چکیده: در این مقاله، روشی برای مدیریت انرژی آفلاین در خودروهای هیبرید الکتریکی با ساختار موازی پیشنهاد شده است. داشتن یک سیستم مدیریت انرژی مناسب برای تقسیم گشتاور موردنیاز بین موتورهای الکتریکی و درونسوز برای این خودروها ضروری است. باتری خودروهای هیبرید الکتریکی یکی از اساسی‌ترین اجزای این خودروها است. سلامت باتری تأثیر زیادی بر عملکرد کلی خودرو دارد، و میزان شارژ و دمای بالای باتری مهمترین عوامل تشدید فرسودگی آن می‌باشند. در اکثر مطالعات در بحث مدیریت انرژی، حالت شارژ باتری مهمترین متغیر آن و معمولاً تنها متغیر دینامیک سیستم است و دمای باتری برای سادگی ثابت در نظر گرفته می‌شود. در این مقاله ابتدا با استفاده از برنامه‌ریزی پویا و بدون در نظر گرفتن تغییرات دمای باتری، مدیریت انرژی یک خودوری هیبرید الکتریکی موازی انجام می‌شود. سپس با مدل‌سازی سیستم خنک کننده باتری خودرو، مدل خودرو به منظور مشاهده تغییرات دما بهبود داده شده و نشان داده می‌شود که ثابت در نظر گرفتن دمای باتری غیر عملی است. سپس با افزودن دمای باتری به عنوان متغیر حالت دوم به مسئله بهینه‌سازی، روشی برای مدیریت انرژی خودروهای هیبرید الکتریکی با کنترل محدوده تغییرات دمای باتری به همراه کنترل تغییرات حالت شارژ پیشنهاد می‌گردد. نتایج شبیه‌سازی بر روی مدل خودروی مورد مطالعه نشان می‌دهند که در روش پیشنهادی شارژ و دمای باتری بصورت همزمان کنترل شده و به این ترتیب در روش مدیریت انرژی پیشنهادی از افزایش کنترل‌نشده دمای باتری جلوگیری می‌شود و سرعت فرسودگی آن کاهش می‌یابد.

کلمات کلیدی: برنامه‌ریزی پویا، خودروهای هیبرید الکتریکی، دمای باتری ، مدیریت انرژی ، مدیریت گرمایی.

Improving the Energy Management of Parallel Hybrid Electric Vehicle by Dynamic Programming Using Electro-Thermal Model of Battery

Mojtaba Hassanzadeh, Zahra Rahmani

Abstract: In this paper, an offline energy management system (EMS) is proposed for parallel hybrid electric vehicles (HEVs). The proper energy management system is necessary for dividing torque between electrical motor and Internal Combustion Engine (ICE). The battery is a crucial component of hybrid electric vehicles and affects significantly the cost and the performance of the whole vehicle. The primary factors accelerating battery aging are high temperatures and high states of charge (SOC) of the battery. SOC is the most important state variable in EMS, and usually considered as the only dynamic variable in past researches, but the battery temperature is often considered to be constant for simplicity and the effects of EMS on the temperature variations are

neglected. In this paper, first, dynamic programming is applied to a parallel HEV without considering variation of the temperature of the battery. Then, the model of battery is improved by modelling the cooling system to take into account temperature variations and show how neglecting thermal dynamics of the battery in EMS is impractical. Finally, by integrating the battery temperature as a state variable in the optimization problem, a new energy management strategy controlling variations of the battery temperature and SOC is proposed. The simulation results on tested vehicle show that in the proposed method charge and temperature of the battery is controlled so that the proposed EMS method prevents uncontrolled variations of the battery temperature and reduces the degradation rate of it.

Keywords: Battery Temperature, Dynamic Programming, Energy Management, Hybrid Electric Vehicles, Thermal Management.

۱- مقدمه

دو سوم از مواد نفتی مصرفی در دنیا توسط خودروها مصرف می‌شود که حدود نیمی از این مقدار مربوط به خودروهای سواری می‌باشد. آلودگی‌های ناشی از مصرف سوخت و وابستگی به منابع خارجی انگیزه تحقیقات و پیشرفت‌های زیادی در زمینه جایگزینی سیستم‌های تولید و انتقال نیروی[1] متداول مبتنی بر موتور درونسوز[2] با منابع تجدیدپذیر و پاک شده است. از طرفی قدرت خودروهای الکتریکی خالص، به علت هزینه زیاد و ظرفیت کم باتری‌های فعلی، جوابگوی نیازهای عمومی به جز برای کاربردهای خاص نیست. در نتیجه یکی از انگیزه‌های اصلی تولید خودروهای هیبرید الکتریکی[3] بهره بردن از قدرت بالای خودروهای معمولی و آلایندگی ناچیز خودروهای الکتریکی بوده است [۱] .

خودروهای هیبرید الکتریکی دارای دو مسیر برای تأمین نیروی رانشی خود شامل مسیر مخزن سوخت و موتور درونسوز، و مسیر موتور الکتریکی و باتری می‌باشند. مهمترین مسئله قابل توجه مهندسان کنترل در این خودروها، مسئله مدیریت انرژی یا کنترل نظارتی است. عملکرد مناسب خودروهای هیبرید الکتریکی صرف نظر از نوع ساختار و ویژگی‌های اجزای مختلف، به مقدار زیادی وابسته به سیستم مدیریت انرژی است. الگوریتم کنترلی مدیریت انرژی در خودروهای هیبرید مشخص می‌کند که برای دنبال کردن یک سیکل رانندگی[4]، توان یا گشتاور درخواستی راننده چگونه بین واحدهای الکتریکی و گرمایی خودرو تقسیم شود، به‌طوری‌که مصرف سوخت و انتشار آلاینده‌ها حداقل، و نیازهای رانندگی برآورده شود [۱ و ۲].

در دو دهه اخیر روش‌های مختلفی برای مدیریت انرژی این خودروها ارائه شده است [۷-۱]. از دیدگاه تئوری کنترل، روش‌های مدیریت انرژی به دو دسته مبتنی بر قواعد و مبتنی بر کنترل بهینه تقسیم می‌شوند. روش‌های مبتنی بر قواعد اگرچه ساده‌تر هستند، اما پاسخ بهینه از آنها حاصل نمی‌شود و برای به دست آوردن پاسخ بهینه کلی از روش‌های مبتنی بر کنترل بهینه استفاده می‌شود [۱].

یک دسته‌بندی رایج در روش‌های مبتنی بر کنترل بهینه تقسیم آنها به روش‌های آفلاین و آنلاین می‌باشد. فرض مشترک همه روش‌های آفلاین، مشخص بودن همه شرایط جاده و رانندگی است. این فرض لازمه رسیدن به پاسخ بهینه کلی است. اگرچه روش‌های آفلاین به دلیل زمان محاسبات زیاد و فرض مشخص بودن شرایط و داشتن محاسبات بازگشتی مستقیماً برای کنترل آنلاین خودروها قابل اجرا نیستند، اما می‌توان از پاسخ آنها به عنوان معیاری برای بهترین عملکرد قابل حصول به منظور مقایسه روش‌های آنلاین و همچنین برای تعریف مسیرهای مرجع در حالت آنلاین استفاده کرد. در روش‌های آنلاین معمولاً یک تابع هزینه لحظه‌ای حداقل می‌شود. بنابراین همه روش‌های آنلاین زیر- بهینه هستند و معیار سنجش آنها نزدیکی به نتایج بهینه کلی است که با روش‌های آفلاین به دست می‌آید. روش‌های آنلاینی که فقط از اطلاعات لحظه‌ای استفاده می‌کنند، پاسخی دور از پاسخ بهینه دارند. روش‌هایی هم که از شناسایی الگو و پردازش اطلاعات ذخیره شده قبلی استفاده می‌کنند، شدیداً وابسته به شرایط و سیکل رانندگی که برای آن طرحی شده‌اند هستند و برای سیکل‌های رانندگی دیگر پاسخ مناسبی ندارند [۱ و ۸]. مهمترین روش‌های مبتنی بر کنترل بهینه، برنامه‌ریزی پویا[5] (DP) [۳ و ۹] برای مدیریت انرژی آفلاین و اصل حداقل پونتریاگین[6] (PMP) [۴ و ۹] برای مدیریت انرژی آنلاین می‌باشد [۸].

در روش مدیریت انرژی استاندارد تابع هزینه میزان مصرف سوخت و تنها متغیر دینامیک حالت شارژ[7] (SOC) باتری است. بنابراین سایر بخش‌های خودرو از جمله باتری با استفاده از جدول‌های ارجاع و نقشه‌های استاتیک مدل می‌شوند. این درحالی است که باتری خودروها در مقابل دمای زیاد و شرایط کاری نامناسب شدیداً آسیب‌پذیر است و مخصوصاً در خودروهای پلاگین به علت بزرگتر بودن باتری و در نتیجه بالا رفتن هزینه آن، و همچنین استفاده زیاد از باتری به دلیل قابل شارژ بودن از طریق شبکه و شارژ و تخلیه پیاپی آن، استفاده بهینه از باتری بسیار لازم و حیاتی است [۵].

[1] Powertrain
[2] Internal Combustion Engine (ICE)
[3] Hybrid Electric Vehicle (HEV)
[4] Driving cycle
5 Dynamic Programming (DP)
6 Pontryagin's Minimum Principle (PMP)
7 State of Charge (SOC)

مطالعات زیادی با هدف استفاده بهینه از باتری در خودروهای هیبریدی انجام شده است. از آن جمله، مراجع [۸ و ۱۰-۱۱] مدل‌سازی تغییرات دمای باتری را مورد بررسی قرار داده‌اند. دسته‌ای از مراجع در این زمینه تغییرات دمای را مدل نموده‌اند بدون آنکه آن را در مسئله مدیریت انرژی وارد کنند. دسته دیگری از مقالات نیز سلامت باتری را در مسئله بهینه‌سازی در نظر گرفته‌اند اما دمای باتری را ثابت فرض کرده‌اند. در [۱۴-۱۲] عمر باتری و درجه سلامت[1] آن مدل‌سازی شده است. شرایط کاری نامناسب سبب کاهش عمر باتری می‌شود که به صورت افزایش مقاومت داخلی و کاهش ظرفیت نمود پیدا می‌کند. [۱۲ و ۱۴] به مدل‌سازی کاهش ظرفیت و افزایش مقاومت داخلی باتری پرداخته‌اند. در [۷] عمر باتری در مسئله مدیریت انرژی در نظر گرفته شده، اما دمای باتری ثابت فرض شده است. طراحی سیستم‌های مختلف برای مدیریت گرمایی باتری‌ها در [۱۵ و ۱۶] مورد مطالعه قرار گرفته است. مراجع [۱۷ و ۱۸] روش‌هایی برای تخمین SOC باتری ارائه کرده‌اند ودر [۱۹] محدوده بهینه دمای باتری بررسی شده است. [۲۰] یکی از نخستین پژوهش‌ها برای در نظر گرفتن عمر باتری در مسئله بهینه‌سازی است. در این مقاله عمر باتری تنها وابسته به جریان عبوری از آن است، اما برای یک نتیجه‌گیری کلی به مدل دقیق‌تری نیاز است که در آن پارمترهای دیگر تأثیرگذار بر کارکرد باتری در نظر گرفته شود. در [۲۱] به جای در نظر گرفتن سلامت باتری در تابع هزینه، متغیر SOH به عنوان یک متغیر حالت در نظر گرفته شد. به دلیل اینکه دامنه متغیرهای SOH و SOC تفاوت زیادی با یکدیگر دارد، دو کنترل‌کننده برای ردیابی نقاط مرجع به کار گرفته شد، اما بهینه بودن پاسخ تضمین نشد. با توجه به اینکه دمای باتری عامل بسیار مهم و اساسی در فرسایش باتری است، در [۲۲] جریمه‌ای برای دمای باتری در نظر گرفته شد. اما دمای باتری تنها عاملی است که در این مرجع در نظر گرفته شده و این در حالی است که عوامل دیگر حتی در دماهای متوسط هم شدیداً در کاهش عمر باتری تأثیرگذار هستند. در [۲۳] مدیریت انرژی بهینه با تابع هزینه‌ای که شامل میزان مصرف سوخت و سلامت باتری است انجام شد. این مقاله از مدلی برای فرسودگی باتری استفاده می‌کند که وابسته به دمای باتری و جریان عبوری از آن است. محدویت این مقاله در این است که باتری خودرو را بصورت استاتیک مدل نموده و دمای باتری را ثابت فرض کرده است. در [۲۴] نشان داده شده که عمر باتری خودروها در مناطق معتدل از ۷۳ تا ۹۴ درصد بیشتر از مناطق بسیار گرم می‌باشد. همچنین با مدلسازی باتری و یک سیستم خنک کننده نشان داده که وجود چنین سیستمی عمر باتری را بیش از ۱/۵ برابر افزایش خواهد داد. عوامل موثر بر باتری به دما و جریان و نحوه شارژ و دشارژ محدود نمی‌شود. از جمله [۲۵] روشی برای تخمین عمر باتری ارائه کرد و علاوه بر دما و جریان، تأثیر شیوه رانندگی را نیز بر باتری مورد بررسی قرار داد.

در مراجع بررسی شده، آثار مخرب افزایش دمای باتری بر خود باتری و همچنین بر عملکرد خودرو نشان داده شده است، اما در قالب مدیریت انرژی بیان نشده است. همچنین مراجعی که به مسئله مدیریت انرژی پرداخته اند، دمای باتری را ثابت در نظر گرفته و یا وابستگی پارامترها به دمای باتری را نادیده گرفته‌اند.

در این مقاله، ابتدا برای یک خودروی هیبرید الکتریکی که مدل آن در [۱] ارائه شده است، یک سیستم مدیریت انرژی آفلاین با استفاده از برنامه‌ریزی پویا پیاده می‌شود. در این مدل از خودروی هیبریدی، یک سیستم خنک کننده که از هوا به عنوان سیال انتقال حرارت استفاده می‌کند، به کار گرفته شده است. با مدل‌سازی این سیستم خنک‌کننده، مدل باتری بهبود داده می‌شود، که این مدل شامل دینامیک الکتریکی و گرمایی باتری می‌باشد. با این کار تغییرات دمای باتری به عنوان یک متغیر دینامیک مدل می‌شود و سپس دمای باتری به عنوان متغیر حالت تحت کنترل به سیستم بهینه‌سازی مصرف سوخت افزوده می‌شود. به این ترتیب سیستم مدیریت انرژی پیشنهادی دارای دو متغیر حالت خواهد بود که عبارت از SOC و دمای باتری است. نشان داده خواهد شد که در حین فرآیند مدیریت انرژی، دمای باتری و SOC تحت کنترل است و از محدوده مطلوب خارج نمی‌شود.

بنابراین نوآوری‌های این مقاله عبارت است از :

۱- بهبود مدل خودرو با مدل سازی سیستم خنک کننده باتری و در نظر گرفتن تغییرات دمای باتری برای یک خودروی هیبرید الکتریکی

۲- مدیریت انرژی آفلاین به روش برنامه‌ریزی پویا با دو متغیر حالت شامل SOC و دمای باتری در مسئله بهینه‌سازی بر اساس مدل بهبودیافته

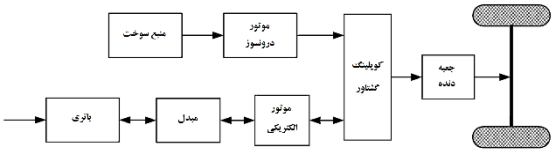
در ادامه، ابتدا ساختار خودروهای هیبرید الکتریکی و مدل‌سازی اجزای مختلف آن مورد بررسی قرار می‌گیرد. سپس روش پیشنهادی برای مدیریت انرژی در بخش سوم شرح داده می‌شود. بخش چهارم شامل نتایج شبیه‌سازی است و در انتها بخش پنجم به نتیجه‌گیری اختصاص دارد.

۲- خودروهای هیبرید الکتریکی

برخلاف خودروهای معمولی و الکتریکی، خودروهای هیبرید دارای حداقل دو منبع قدرت یا دو محرک برای تأمین نیروی رانشی هستند. یک خودروی هیبرید الکتریکی دارای یک موتور درونسوز یا یک پیل سوختی به عنوان مبدل سوخت یا منبع اصلی برگشت ناپذیر است. منبع کمکی یک ماشین الکتریکی به همراه یک باتری، ابرخازن[2] یا چرخ طیار[3] به عنوان منبع ذخیره انرژی است. به عنوان محرک الکتریکی انواع مختلفی از موتورهای الکتریکی وجود دارند. در بعضی ساختارها یک ماشین الکتریکی دیگر هم به عنوان ژنراتور مورد نیاز است[۱].

[1] State of Health (SOH)
[2] Ultra-capacitor
[3] Flywheel

این خودروها بسته به نوع ساختار به سه دسته خودروهای هیبرید الکتریکی سری، موازی و سری-موازی تقسیم می‌شوند.در این پژوهش به‌طور خاص خودروهای هیبرید الکتریکی با موتور درونسوز و باتری با ساختار موازی مورد بررسی قرار می‌گیرد.



شکل ۱: ساختارخودروی هیبرید الکتریکی موازی [۱]

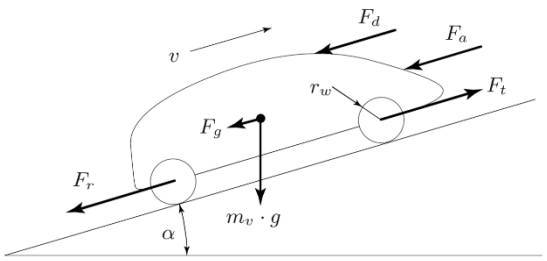
در یک خودروی هیبرید الکتریکی موازی، موتورهای درونسوز و الکتریکی هر دو به سیستم انتقال قدرت وصل شده‌اند و در نتیجه هم می‌توانند هرکدام به تنهایی خودرو را به حرکت درآورند و هم با همکاری هم. قسمت‌های اصلی خودرو، شاسی و بدنه به همراه چرخ‌ها و سیستم تولید و انتقال نیرو هستند. سیستم تولید و انتقال نیرو شامل مجموعه منابع انرژی، محرک‌ها، مدارات الکترونیکی و تجهیزات انتقال قدرت می‌باشد. بسته به حالت رانندگی، از جمله حالت شتاب‌گیری یا ترمز، یک گشتاور مثبت یا منفی از سیستم تولید و انتقال نیرو درخواست می‌شود. در یک خودروی هیبرید موازی ارتباط بین مسیر موتور درونسوز و مسیر الکتریکی، مکانیکی است. این دو مسیر در یک جمع‌کننده گشتاور ترکیب می‌شوند. توازن قدرت در این جمع‌کننده توسط کنترل‌کننده با تعیین نسبت گشتاور موتور الکتریکی به کل گشتاور درخواستی انجام می‌شود. در واقع این نسبت سهم هر کدام از منابع انرژی (موتور درونسوز و باتری) را در تأمین کل گشتاور مورد نیاز تعیین می‌کند.

۱-۲- دینامیک طولی[1] خودرو

در حوزه مدیریت انرژی، برای مدل‌سازی شاسی اتومبیل از دینامیک طولی خودرو استفاده می‌شود که طبق رابطه (۱) با داشتن نیروی رانشی، سرعت خودرو را محاسبه می‌کند.

$$m_v \frac{d}{dt} v(t) = F_t(t) - (F_a(t) + F_r(t) + F_g(t) + F_d(t)) \qquad (۱)$$

در این معادله m_v جرم و v سرعت خودرو، F_a اصطکاک آئرودینامیک، F_r اصطکاک غلتشی، F_g نیروی گرانش و F_d شامل بقیه اثرهای مدل‌نشده می‌باشد. نیروی رانشی F_t(مثبت یا منفی) توسط محرک اصلی خودرو تولید می‌شود. شکل ۲ نمایش رابطه (۱) است[۱].



شکل ۲: نیروهای وارده بر خودرو در دینامیک طولی [۱]

پس از تعیین سرعت و گشتاور مورد نیاز خودرو، با استفاده از مدل موتورهای الکتریکی و درونسوز و باتری، سهم این واحدها در تولید گشتاور مورد نیاز خودرو مشخص خواهد شد.

۲-۲- موتور الکتریکی

توان موتور الکتریکی (P_m) طبق رابطه (۲) تابعی از سرعت (ω_m) و گشتاور آن (T_m) است و توسط نقشه‌های بازده حالت ماندگار محاسبه می‌شود که نمونه‌ای از آنها در شکل ۳ نشان داده شده است.

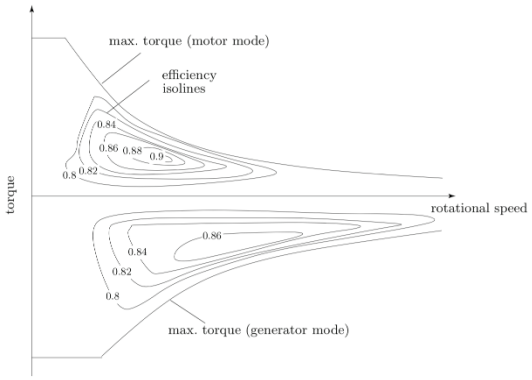
$$P_m(t) = f_m(\omega_m(\mathrm{t}), \mathrm{T}_m(\mathrm{t})) \qquad (۲)$$

مقادیر حداقل و حداکثر سرعت و گشتاور موتورهای الکتریکی با روابط (۳) و (۴) تعریف می‌شوند[۲۶].

$$0 \le \omega_m(\mathrm{t}) \le \omega_{m,\max} \qquad (۳)$$

$$T_{m,\min}(\omega_m(\mathrm{t})) \le T_m(\mathrm{t}) \le T_{m,\max}(\omega_m(\mathrm{t})) \qquad (۴)$$

در این روابط ω_m سرعت، $\omega_{m,\max}$ حداکثر سرعت، $T_{m,\min}$ حداقل گشتاور و $T_{m,\max}$ حداکثر گشتاور موتور الکتریکی است.



شکل ۳: نقشه بازده برای یک موتورالکتریکی [۱]

[1] Longitudinal dynamic

۲-۳- مدل موتور درونسوز

مانند آنچه در مورد موتورهای الکتریکی بیان شد، توان موتور درونسوز (P_e) نیز با استفاده از نقشه‌های آفلاین به دست می‌آید. سرعت مصرف سوخت $(\dot{m}_{fuel})$ با استفاده از رابطه (۵)محاسبه می‌شود که در آن H_l ارزش حرارتی پایین (LHV) سوخت مصرفی است.

$$\dot{m}_{fuel} = \frac{P_e}{H_l} \qquad (۵)$$

برای سرعت و گشتاور موتور درونسوز نیز محدودیت‌هایی طبق روابط (۶) و (۷) وجود دارد.

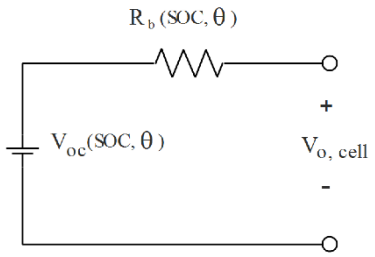
$$\omega_{e,\min} \le \omega_e(t) \le \omega_{e,\max} \qquad (۶)$$

$$0 \le T_e(t) \le T_{e,\max}(\omega_e(t)) \qquad (۷)$$

۲-۴-مدل باتری

باتری خودروهای هیبرید الکتریکی مورد بررسی از اتصال سری تعدادی سلول یکسان تشکیل می‌شود. بنابراین معمولاً یک سلول تنها مدل شده و ولتاژ خروجی باتری مجموع ولتاژ سلول‌ها خواهد بود.در بحث مدیریت انرژی معمولاً از مدار معادل الکتریکی شکل ۴ برای مدل‌سازی باتری استفاده می‌شود. این مدار معادل شامل مقاومت داخلی باتری (R_b) و یک منبع ولتاژ ایده‌آل به نام V_{OC} به عنوان ولتاژ مدار-باز باتری می‌باشد. این ولتاژ، ولتاژ دو سر باتری است وقتی جریانی از آن نگذرد. البته برای سادگی بیشتر، دمای باتری θ ثابت فرض می‌شود و مقاومت داخلی و ولتاژ مدار-باز تنها وابسته به SOC خواهند بود.

شکل ۵: سیستم خنک کننده با دو کانال



شکل ۴: مدار معادل باتری

حالت شارژ یا SOC باتری طبق رابطه (۸) نسبت میزان شارژ فعلی باتری به ظرفیت کل آن است.

$$SOC(t) = \frac{S(t)}{S_0} \qquad (۸)$$

همانطور که در مقدمه ذکر شد، به منظور کنترل دمای باتری و در نتیجه افزایش طول عمر آن و بهبود عملکرد خودرو لازم است که تغییرات دمای باتری در سیستم مدیریت انرژی در نظر گرفته شود. بدین منظور از مدل پیشنهادی در [۱۲و ۱۴] برای باتری استفاده می‌شود. مدل ارائه شده برای باتری از دو بخش الکتریکی و گرمایی تشکیل می‌شود. مدل الکتریکی برای محاسبه ولتاژ باتری و SOC به کار می‌رود و از مدل گرمایی برای پیش بینی دمای باتری استفاده می‌شود. زیر-سیستم الکتریکی مدل باتری در شکل ۴ نشان داده شده است.برای این مدل، تغییرات SOC به صورت زیر قابل محاسبه است.

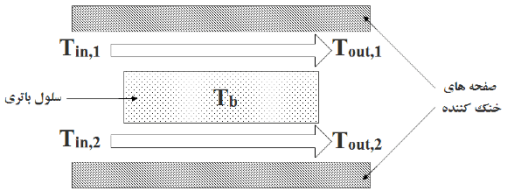
$$\frac{dSOC(t)}{dt} = -\frac{I_b(t)}{S_0} \qquad (۹)$$

$$V_O(t) = V_{OC} - R_b(t).I_b(t) \qquad (۱۰)$$

در روابط فوق $S(t)$ میزان شارژ فعلی باتری، S_0 ظرفیت کل آن و I_b جریان باتری است که با رابطه (۱۱)به دست می‌آید.

$$I_b = \frac{V_{OC} - \sqrt{V_{OC}^2 - 4R_bP_m}}{2R_b} \qquad (۱۱)$$

برای بررسی مدل گرمایی باتری، سیستم خنک کننده آن در شکل ۵ نشان داده شده است. این سیستم از هوا به عنوان سیال انتقال حرارت استفاده می‌کند. این سیستم از سیستمی که از مایع استفاده می‌کند، پیچیدگی کمتری دارد. برای خودروهای هیبریدی موازی چنین سیستمی عملکرد مناسبی دارد، اما برای خودروهای سری سیستم خنک کننده با مایع ترجیح داده می‌شود[۲۷].



در شکل ۵، $\theta_{in,i}$ دمای هوایی است که به کانال وارد می‌شود. با عبور هوا از کانال‌ها، باتری خنک می‌شود و دمای هوا در خروجی کانال‌ها به $\theta_{out,i}$ می‌رسد.

در مدل گرمایی باتری، بر اساس قانون پایستگی انرژی تغییرات دمای سلول باتری از رابطه (۱۲) پیروی می‌کند که در آن θ دمای باتری، Q_g سرعت تولید گرما و Q_d سرعت دفع گرما توسط کانال‌های سیستم خنک‌کننده، و m_C و $C_{P,C}$ به ترتیب وزن و ظرفیت گرمایی ویژه سلول باتری هستند.

$$m_C C_{P,C} \frac{d\theta}{dt} = Q_g - Q_d \qquad (۱۲)$$

در [۲۸] سرعت تولید گرما با رابطه (۱۳) نشان داده شده است. در این رابطه $\frac{\partial V_{OC}}{\partial \theta}$ در مقایسه با جمله‌های دیگر قابل چشم پوشی می‌باشد[۱۱].

$$Q_g = I_b.(\mathrm{V_{OC}} - \mathrm{V_O} - \frac{\partial V_{OC}}{\partial \theta}.\theta) \qquad (۱۳)$$

گرمای دفع شده توسط سیستم خنک‌کننده، طبق رابطه (۱۴) شامل گرمای دفع شده از کانال‌های ۱ و ۲ است.

$$Q_d = Q_{ku,1} + Q_{ku,2} \qquad (۱۴)$$

با ورود هوا به کانال‌ها با دمایی کمتر از دمای باتری، گرمای باتری از طریق تبادل گرمایی سطحی[1] از طریق کانال‌ها دفع می‌شود.سرعت دفع گرما از هر کانال با رابطه (۱۵) محاسبه می‌شود. طبق این رابطه، سرعت تبادل گرما در خروجی کانال‌ها تابعی از دما در خروجی کانال و دمای سلول باتری است

$$Q_{ku,i} = \bar{h}_i A_{ch} (\theta - \theta_{out,i}) \qquad (۱۵)$$

A_{ch} سطح انتقال حرارت کانال، $\bar{h}_i$ میانگین ضریب انتقال حرارت در طول کانال و $\theta_{out,i}$ دمای هوا در خروجی کانال i است. بر اساس معادله موازنه انرژی، سرعت مبادله گرما در ورودی کانال‌ها ، با سرعت مبادله گرما در خروجی کانال‌ها برابر است[۱۲]. بنابراین رابطه (۱۶) را می‌توان نوشت.

$$Q_{ku,i} - Q_{u,i} = 0 \qquad (۱۶)$$

سرعت مبادله گرما در ورودی کانال‌ها که تابعی از دمای هوای ورودی و خروجی کانال است، با رابطه (۱۷) به دست می‌آید.

$$Q_{u,i} = \rho_{air} c_{p,air} q_{air,i} (\theta_{out,i} - \theta_{in,i}) \qquad (۱۷)$$

در این رابطه ρ_{air} چگالی هوا، $C_{p,air}$ ظرفیت گرمایی ویژه و $q_{air,i}$ سرعت جریان حجمی هوا در کانال‌ها است.

با استفاده از روابط (۱۴) تا (۱۷) و حذف $\theta_{out,i}$ از این روابط، روابط (۱۸) تا (۲۰) برای محاسبه سرعت دفع گرما (Q_d) به دست می‌آید.

$$Q_d = \alpha_1 \theta + \alpha_2 \theta_{in,1} + \alpha_3 \theta_{in,2} \qquad (۱۸)$$

ضرایب α_1 ، α_2، α_3 و مقاومت های گرمایی $R_{ku,i}$ و $R_{u,i}$ با رابطه (۱۹) تعریف می‌شوند

$$\begin{aligned}
\alpha_1 &= \frac{1}{R_{ku,1} + R_{u,1}} + \frac{1}{R_{ku,2} + R_{u,2}} \\
\alpha_2 &= -\frac{1}{R_{ku,1} + R_{u,1}} \\
\alpha_3 &= -\frac{1}{R_{ku,2} + R_{u,2}} \\
R_{ku,i} &= \frac{1}{\bar{h}_i . A_{ch}} \\
R_{u,i} &= \frac{1}{\rho_{air} . c_{p,ir} . q_{air,i}}
\end{aligned} \qquad (۱۹)$$

در نتیجه با توجه به روابط (۱۲) تا (۱۹) معادله حالت برای دمای باتری مطابق رابطه(۲۰) خواهد بود.

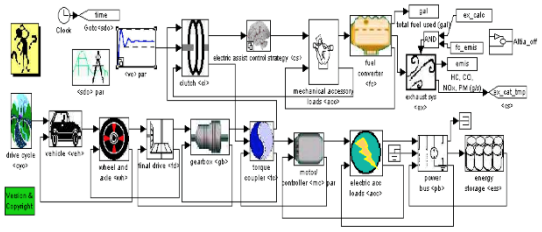
$$\dot{\theta} = \frac{R_b . I_b^2}{m_C . c_{P,C}} - \frac{\alpha_1 \theta + \alpha_2 \theta_{in,1} + \alpha_3 \theta_{in,2}}{m_C . c_{P,C}} \qquad (۲۰)$$

به کمک مدل‌سازی انجام شده برای باتری، می‌توان مدیریت انرژی بر اساس SOC و تغییرات دمایی در خودرو انجام داد و به این ترتیب همواره از میزان سلامت باتری اطمینان حاصل کرد.

۲-۵- راستی‌آزمایی مدل باتری

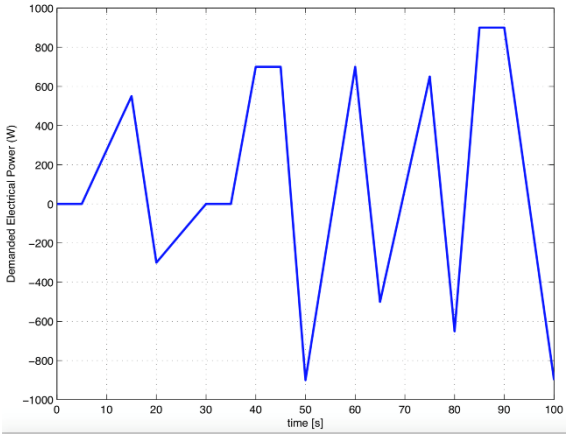
در این بخش به منظور راستی‌آزمایی مدل گرمایی باتری از نرم‌افزار ADVISOR[2] استفاده می‌شود. این نرم‌افزار که در محیط MATLAB نوشته شده، محصول NREL[3] برای طراحی، بهینه‌سازی و آنالیز خودروهای هیبریدی می‌باشد. ADVISOR با داشتن محیط گرافیکی و پایگاه داده وسیعی از اجزای مختلف خودروها و همچنین ابزارهای کاملی برای رسم و آنالیز نمودار متغیرهای مختلف جامع‌ترین و کاربردی‌ترین نرم افزار در این زمینه می‌باشد [۲۹ و ۳۰] .

[1] Surface convection
[2] Advanced Vehicle Simulator
[3] National Renewable Energy Laboratory



شکل ۶: مدل یک خودروی هیبرید الکتریکی موازی در ADVISOR

برای مقایسه تغییرات دما در مدل سیمولینک ADVISOR با مدل دینامیک در این مقاله، سیگنال شکل ۷ تولید و به هر دو مدل اعمال شد. این سیگنال به عنوان توان الکتریکی درخواستی از باتری، ورودی مدل می‌باشد.

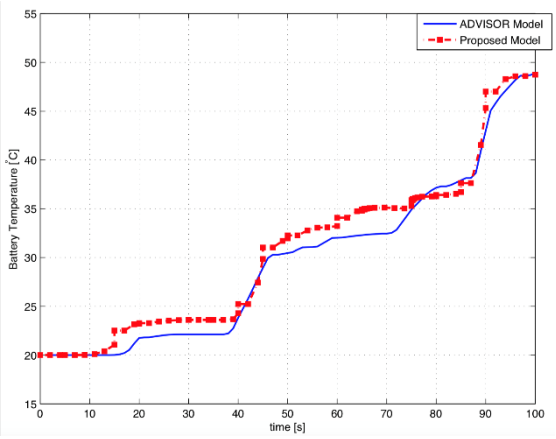


شکل ۷: سیگنال توان الکتریکی درخواستی برای راستی آزمایی مدل

در شکل ۸ تغییرات دمای مدل دینامیکی این مقاله با نرم‌افزار ADVISOR مقایسه شده است. مشاهده می‌شود که مدل مورد استفاده در این مقاله به خوبی مدل ADVISOR را دنبال می‌کند.

۲-۶-سیکل رانندگی

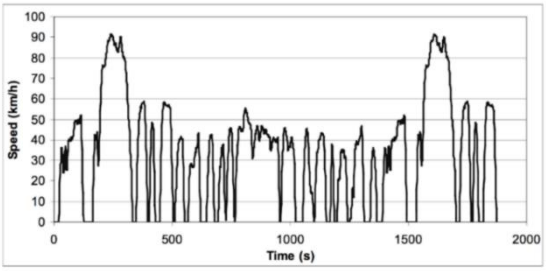
یک سیکل رانندگی، شامل داده‌هایی مانند سرعت و شتاب مطلوب، و شیب و ارتفاع جاده‌ای که خودرو باید طی کندبرحسب زمان است. سیکل‌های استانداردی به منظور ایجاد شرایط مقایسه میزان مصرف سوخت وآلایندگی خودروها و یا استراتژی‌های مختلف کنترلی وجود دارند. نمونه‌ای از نمودار سرعت-زمان سیکل استاندارد FTP_75 در شکل ۹ نشان داده شده‌است.



شکل ۸: راستی آزمایی مدل گرمایی باتری

۳- روش مدیریت انرژی پیشنهادی

مدیریت انرژی بهینه عبارت است از یافتن قانون کنترل برای حداقل‌سازی تابع هزینه در طول سیکل رانندگی برای برآورده شدن نیازهای رانندگی با در نظر گرفتن قیدهای مختلفی که بر روی متغیرهای



شکل ۹: نمودار سرعت-زمان سیکل رانندگی FTP-75 (استرالیا)

حالت و کنترل تعریف می‌شوند. بیان‌های متفاوتی از مسئله کنترل بهینه برحسب قیدها و شاخص‌های عملکرد مختلف وجود دارد [۱]. تابع هزینه در روش‌های مدیریت انرژی شامل معیارهای مختلفی مانند سوخت مصرفی، انتشارات آلاینده، قابلیت رانندگی[1]، شیب‌پیمایی[2] و یا ترکیبی از آنها با تعریف ضرایب وزنی برای برقراری تعادل بین آنها می‌باشد [۳۲]. در روش پیشنهادی تابع هزینه طبق رابطه (۲۱) انتخاب شده است. در این تابع هزینه، $\dot{m}_{fuel}$ سرعت مصرف سوخت می‌باشد که با رابطه (۵) محاسبه می‌شود.

$$J = \int_0^{T_f} \dot{m}_f(\omega(t), u(t))dt \qquad (۲۱)$$

متغیر کنترلی u در این سیستم نسبت تقسیم گشتاور است. با داشتن گشتاور کل مورد نیاز در چرخ‌های خودرو، T_w، و نسبت u که توسط

[1] Drivability

[2] Gradability

کنترل‌کننده نظارتی تعیین می‌شود، طبق روابط (۲۲) و (۲۳) گشتاور درخواستی در موتور درونسوز و موتور الکتریکی، به ترتیب T_e و T_m قابل محاسبه می‌باشند.

$$T_m(t)+T_e(t)=T_w(t) \tag{۲۲}$$

$$u(t)=T_m(t)/T_w(t) \tag{۲۳}$$

با توجه به مطالب فوق و روابط (۱) تا (۲۳)، مدل نهایی خودرو ترکیبی از معادلات دینامیک و نقشه‌ها و جداول ارجاع می‌باشد که در (۲۴) نشان داده شده است.

$$\begin{aligned}
&m_v\frac{d}{dt}v(t)=F_t(t)-(F_r(t)+F_g(t)+F_d(t)+F_i(t))\\
&T_w(t)=F_t(t).\omega_r\\
&T_m(t)=u(t).T_w(t)\\
&T_e(t)=T_w(t)-T_m(t)\\
&P_m(t)=f_m(\omega_m(t),T_m(t))\\
&P_e(t)=f_e(\omega_e(t),T_e(t))\\
&I_b=\frac{V_{OC}-\sqrt{V_{OC}^2-4R_bP_m}}{2R_b}\\
&\frac{dSOC(t)}{dt}=-\frac{I_b(t)}{S_0}\\
&\dot{\theta}=\frac{R_b.I_b^2}{m_C.c_{P,C}}-\frac{\alpha_1\theta+\alpha_2\theta_{in,1}+\alpha_3\theta_{in,2}}{m_C.c_{P,C}}
\end{aligned} \tag{۲۴}$$

روند محاسبات در این مدل به این صورت است که ابتدا نیروی رانشی F_t و گشتاور مورد نیاز خودرو T_w برای رسیدن به سرعت سیکل رانندگی v به‌دست می‌آید. سپس با توجه به نسبت u تعیین شده توسط ورودی کنترلی، گشتاور موتور الکتریکی و موتور درونسوز محاسبه می‌شود. در مرحله بعد با داشتن سرعت و گشتاور موتورها، توان آنها به کمک نقشه های بازده این موتورها به‌دست می‌آید. رابطه بعد مربوط به جریان باتری است و در نهایت تغییرات حالت شارژ و دمای باتری به عنوان متغیرهای حالت با دو رابطه آخر این مدل محاسبه می‌شوند.

در روش استاندارد مدیریت انرژی که در اغلب مراجع پیشین استفاده شده، تنها متغیر حالت دینامیک سیستم، SOC باتری است و برای بقیه اجزای خودرو از مدل استاتیک استفاده می‌شود [۱].

استفاده از جداول ارجاع برای مدل باتری و در نظر نگرفتن دینامیک گرمایی و تغییرات دمای باتری سبب آسیب به باتری و کاهش عمر آن خواهد شد و از آنجا که باتری یک خودروی هیبریدی حساس‌ترین و پرهزینه‌ترین جزء آن است و عملکرد آن تأثیر زیادی بر عملکرد کلی خودرو دارد، لازم است به منظور عملکرد بهینه باتری SOC و دمای آن در محدوده مشخصی حفظ شوند. در این مقاله، جهت کنترل دمای باتری علاوه بر میزان شارژ آن حین مدیریت انرژی، با در نظر گرفتن دینامیک الکتریکی-گرمایی باتری، مسئله مدیریت انرژی با دو متغیر حالت SOC و θ با روابط (۲۵) تعریف می‌شود.

در این تعریف برای هر کدام از متغیرهای حالت کران بالا و پایینی در بازه زمانی $[0,t_f]$ در نظر گرفته شده و همچنین مقدار نهایی آنها در یک بازه مقید شده است. SOC_{low} و SOC_{high} حدود بالا و پایین، و SOC_0 مقدار اولیه SOC است. $SOC(t_f)$ مقدار نهایی SOC است و بازه مجاز برای آن توسط $SOC_{N,\min}$ و $SOC_{N,\max}$ تعریف می‌شود. پارامترهای مربوط به دمای باتری نیز به همین صورت تعریف می‌شوند.

$$\begin{aligned}
&x(t)=[\mathrm{SOC(t)}\quad \theta(t)]^T\\
&\dot{\mathrm{x}}(\mathrm{t})=\begin{bmatrix}-\dfrac{I_b}{S_0}\\ \dfrac{R_b.I_b^2}{m_C.c_{P,C}}-\dfrac{\alpha_1\theta+\alpha_2\theta_{in,1}+\alpha_3\theta_{in,2}}{m_C.c_{P,C}}\end{bmatrix}\\
&SOC_{low}\le SOC(t)\le SOC_{high}\\
&SOC(T_f)\in[SOC_{N,\min},SOC_{N,\max}]\\
&\theta_{low}\le\theta(t)\le\theta_{high}\\
&\theta(T_f)\in[\theta_{N,\min},\theta_{N,\max}]\\
&J=\int_0^{T_f}\dot{m}_{fuel}(\omega(\mathrm{t}),\mathrm{u(t)})dt
\end{aligned} \tag{۲۵}$$

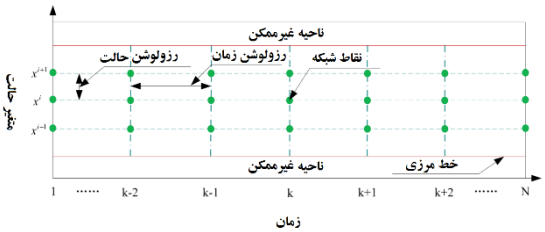
برای یافتن پاسخ بهینه مسئله مدیریت انرژی خودروهای هیبرید از روش‌هایی مانند برنامه‌ریزی خطی، برنامه‌ریزی پویا و الگوریتم‌های تکاملی استفاده می‌شود. از میان همه روش‌های اجرا شده، برنامه‌ریزی پویا بیشترین کاربرد و بهترین عملکرد را داشته است، به این دلیل که بر اساس اصل بهینگی بلمن [۳۳ و ۳۴] پاسخ بهینه کلی را تضمین می‌کند و همانطور که در ادامه نشان داده خواهد شد مسئله مدیریت انرژی بهینه (۲۵) کاملاً سازگار با فرم مسئله در برنامه‌ریزی پویا (۲۶) است.

برنامه‌ریزی پویا روش بسیار مناسبی برای یافتن توالی کنترل بهینه و مسیر بهینه متغیرهای حالت در مسائلی به فرم (۲۶) است که در آن $k=0,1,\ldots,N$. در رابطه (۲۶)، $g_N(x_N)$ جریمه‌ای برای مقید کردن مقدار نهایی متغیر حالت و $g_k(x^k,u_k)$ نشان دهنده تابع هزینه انتقال[1] است. مقدار این تابع، هزینه اعمال u_k در لحظه k به سیستمی با تابع حالت $f_k(x^k,u_k)$ و مقدار اولیه x_0 است.

[1] Cost-to-go function

$$\begin{cases} \min\limits_{u_k \in U_k} \left\{ g_N\left(x_N\right) + \sum\limits_{0}^{N-1} g_N\left(x_k, u_k\right) \right\} \\ x_{k+1} = f_k\left(x_k, u_k\right) \\ x_0 = x0 \\ x_N \in T \subset R^n \\ x_k \in X_k \subset R^n \\ u_k \in U_k \subset R^m \end{cases} \qquad (۲۶)$$

با توجه به این که برنامه‌ریزی پویا یک روش عددی است، مسئله کنترل پیوسته باید به فرم (۲۶) گسسته شود. دقت روش به دقت شبکه‌بندی یا رزولوشن فضاهای زمان و حالت بستگی دارد. در شکل ۱۰ نمونه‌ای از فضاهای گسسته شده زمان و متغیر حالت برای مسئله‌ای با یک متغیر حالت نشان داده شده است.



شکل ۱۰: گسسته‌سازی فضای حالت و زمان [۳۵]

برای هر یک از نقاط روی شبکه مقدار تابع هزینه انتقال تعیین می‌شود و برای نقاط میانی نیز به روش مناسبی برای درونیابی نیاز است.

مسئله مهم دیگر، مقدار تابع هزینه برای حالت‌های غیرممکن است. تخصیص هزینه انتقال بی‌نهایت نخستین روشی است که برای چنین نقاطی پیشنهاد شد. همانطور که گفته شد برای تعیین تابع هزینه انتقال نقاط میانی شبکه بندی فضا از درونیابی استفاده می‌شود. آنگاه انجام درونیابی برای نقاط مجاور حالت‌های غیر ممکن باعث می‌شود، آن نقاط هم به نقاط غیرممکن تعبیر شوند و این مهمترین مشکل تخصیص مقدار بی‌نهایت است. روش‌هایی برای حل این مشکل پیشنهاد شد از جمله آن می‌توان به تخصیص مقدار بسیار بزرگ به جای مقدار بی‌نهایت اشاره کرد [۳۶].

الگوریتم برنامه‌ریزی پویا به صورت زیر تابع هزینه بهینه $J_k\left(x^i\right)$ را با شروع از انتهای مسیر $\left(k = N\right)$ و با انجام محاسبات بازگشتی تا $k = 0$ و برای تمامی نقاط فضای گسسته شده زمان-حالت محاسبه می کند :

۱) تعیین مقدار اولیه تابع هزینه در $k = N$.

$$J_N\left(x^i\right) = \begin{cases} g_N\left(x^i\right) & x^i \in T \\ \infty & else \end{cases} \qquad (۲۷)$$

در لحظه آخر تابع هزینه انتقال صفر است چون حالت بعدی وجود ندارد. در مسائلی که مقدار نهایی متغیر حالت مقید است، $J_N\left(x^i\right)$ برابر با جریمه انحراف مقدار نهایی $g_N\left(x^i\right)$ است. با توجه به (۲۵) مقدار نهایی متغیرهای حالت شارژ و دمای باتری در مسئله مدیریت انرژی مقید است. این قید در (۲۶) با مجموعه T تعیین می‌شود. در این مرحله به ازای مقادیر نهایی SOC و θ خارج از حدود تعیین شده در مسئله مقدار ∞ اختصاص داده می‌شود. بنابراین مسیرهای منتهی به این مقادیر، مسیربهینه و پاسخ مسئله نخواهند بود.

۲) محاسبه تابع هزینه بهینه $J_k\left(x^i\right)$ در تمام نقاط فضای گسسته برای $k = N-1$ تا $k = 0$ و به ازای $x^i \in X_k$.

$$J_k\left(x^i\right) = \min_{u_k \in U_k} \left\{ g_k\left(x^i, u_k\right) + J_{k+1}\left(f_k\left(x^i, u_k\right)\right) \right\} \qquad (۲۸)$$

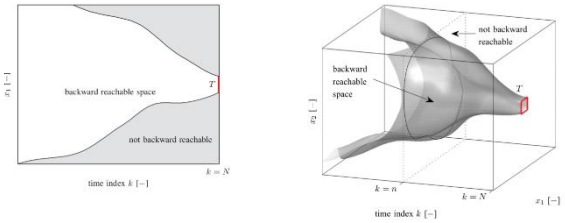
در مراحل میانی برای هر نقطه از فضای حالت یک مسیر بهینه تا انتهای مسیر یافته و برای استفاده در مراحل بعد ذخیره می‌شود. در واقع هر زیر-مسئله یک بار حل شده و جواب آن ذخیره می‌شود و با این کار از تکرار اجرای زیر-مسئله‌ها زمانی که مجدداً به پاسخ آنها نیاز است جلوگیری می‌شود. تابع هزینه انتقال $J_k\left(x^i\right)$ هزینه حرکت از نقطه x^i در لحظه k تا انتهای مسیر بهینه است که از دو جمله $g_k\left(x^i, u_k\right)$ و $J_{k+1}\left(f_k\left(x^i, u_k\right)\right)$ شکیل می‌شود. جمله اول هزینه انتقال از نقطه x^i در لحظه k تا نقطه $f_k\left(x^i, u_k\right)$ در لحظه $k+1$ و جمله دوم هزینه مسیر بهینه از این نقطه جدید تا انتهای مسیر است که در مرحله قبل محاسبه و ذخیره شده است و نیازی به محاسبه آن در این مرحله نیست. به این ترتیب با ادامه این الگوریتم تا $k = 0$ سیگنال کنترل بهینه در هر لحظه به دست آمده و در نهایت توالی کنترل بهینه $\pi = \left\{\mu_0 \quad \mu_1 \quad \ldots \quad \mu_{N-1}\right\}$ حاصل می‌شود.

بار محاسباتی روش برنامه‌ریزی پویا به‌طور نمایی با افزایش تعداد متغیرهای حالت سیستم، و به‌طور خطی با افزایش زمان نهایی افزایش می‌یابد، بنابراین مدیریت انرژی بهینه با این روش در سیکل‌های طولانی فقط وقتی میسر است که تعداد متغیرهای حالت بسیار کم باشد [۳۲]. مشکل دیگری که با اضافه کردن یک متغیر حالت (دمای باتری) به مسئله به وجود می‌آید، پیچیدگی محاسبه فضای قابل دسترسی رو به عقب[1] است. این فضا در مسائلی مطرح می‌شود که در آنها مقدار نهایی متغیر حالت مقید است. در چنین مسائلی فضای قابل دسترسی رو به عقب مجموعه مسیرهایی است که به مقدار نهایی مطلوب متغیر حالت منتهی می‌شود. محاسبه این فضا بار محاسباتی روش را شدیداً کاهش می‌دهد. در مسائلی با بیش از یک متغیر حالت این فضا چندبعدی خواهد شد و

[1] Backward-reachable space

محاسبه آن پیچیده‌تر و در عین حال با توجه به افزایش نمایی بار محاسبات، ضروری تر خواهد بود. فضای قابل دسترسی رو به عقب در مسئله‌ای دارای یک متغیر حالت و مسئله‌ای دارای دو متغیر حالت در شکل ۱۱ نشان داده شده است.

برای حل این مشکل در روش پیشنهادی از روشی که در [۳۷] ارائه شده استفاده شده است. در [۳۷] اجرای برنامه‌ریزی پویا برای مسائل چندبعدی مورد بررسی قرار گرفته و در روش پیشنهادی آن از توابع Level-Set برای محاسبه فضای قابل دسترسی رو به عقب استفاده شده است.



شکل ۱۱: فضای قابل دسترسی رو به عقب در مسائل دارای یک متغیر حالت(سمت چپ) و دو متغیر حالت (سمت راست) [۳۷]

برخی مراجع به منظور کاهش بار محاسباتی مدیریت انرژی با برنامه‌ریزی پویا ساده‌سازی‌هایی مانند خطی‌سازی تابع هزینه نسبت به متغیر کنترلی انجام شده که منجر به نتایج زیر-بهینه خواهد شد، اما روش پیشنهادی این مقاله باعث زیر-بهینه شدن پاسخ نمی‌شود. زیرا به جای ساده کردن مسئله، سرعت جستجو و اجرای روش بهینه‌سازی را افزایش می‌دهد. در واقع نوآوری این مقاله بهبود مدل باتری خودرو با مدل‌سازی تغییرات دمای باتری و حل مشکلات ناشی از افزایش یک متغیر حالت در مسئله بهینه‌سازی است.

٤- نتایج شبیه‌سازی

خودروی مورد بررسی خودروی هیبرید الکتریکی موازی DaimlerChrysler Hyper از سری A-Class Mercedes است که مدل آن در [۱] ارائه شده است. مقادیر پارامترهای عمومی خودرو در جدول ۱، و مشخصات باتری خودرو به طور جداگانه در جدول ۲ آورده شده است.

جدول ۱: مقادیر پارامترهای مدل خودرو [۱]

پارامتر	مقدار	واحد
جرم خودرو	۱۸۰۰	kg
شعاع چرخ	۰/۳	m
اصطکاک غلتشی	۱۴۴	N
ضریب آئرودینامیک	۰/۴۸	$n.s^2.m^{-2}$
حداکثر گشتاور موتور درونسوز	۱۹۹	N.m
حداکثر گشتاور موتور الکتریکی	۱۳۳	N.m
حداکثر سرعت موتور درونسوز	۵۰۳	$rad.s^{-1}$
حداکثر سرعت موتور الکتریکی	۶۰۰	$rad.s^{-1}$

جدول ۲: مقادیر پارامترهای مدل باتری Li-ion [۱۴]

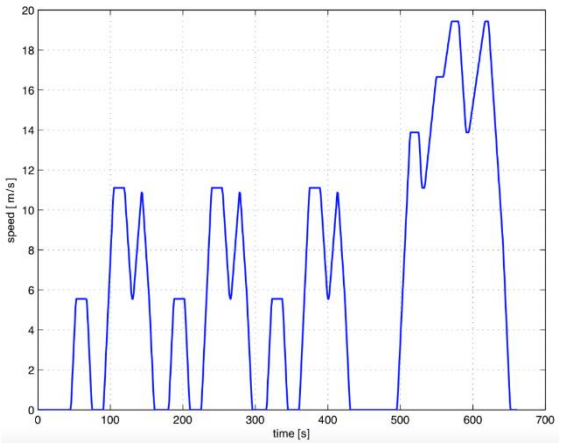
پارامتر	مقدار	واحد
طول	۰/۱۹	m
عرض	۰/۱۴۵	m
ضخامت	۰/۰۰۵	m
وزن	۳/۸۴	kg
ظرفیت نامی	۱۵	A.h
ولتاژ نامی	۳/۷۵	v
ظرفیت گرمایی ویژه	۸۰۰	$J.kg^{-1}.K^{-1}$

سیکل رانندگی مورد استفاده در شبیه سازی، سیکل استاندارد JN-1015 با مشخصات ذکر شده در جدول ۳ است.

جدول ۳: مشخصات سیکل JN-1015 ژاپن[۳۱]

پارامتر	مقدار	واحد
مسافت	۴۱۶۵/۲۷	m
زمان	۶۶۰	s
بیشترین سرعت	۱۹/۴۴	$m.s^{-1}$
میانگین سرعت حرکت	۸/۵	$m.s^{-1}$
میانگین شتاب مسیر	۰	$m.s^{-2}$
میانگین شتاب مثبت	۰/۳۷	$m.s^{-2}$

نمودار سرعت-زمان سیکل JN-1015 در شکل ۱۲ نشان داده شده است.



شکل ۱۲: سیکل رانندگی JN-1015

ابتدا با چشم پوشی از اثر دینامیک گرمایی باتری، تغییرات دما در روابط مسئله بهینه‌سازی در نظر گرفته نمی‌شود. تنها متغیر حالت سیستم SOC است و مقادیر پارامترهای مربوط به آن در جدول ۴ داده شده است.

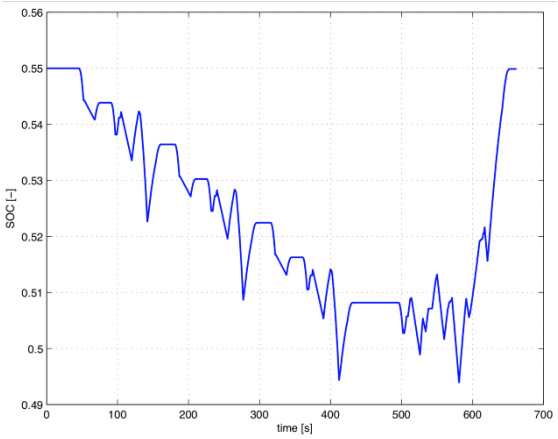
جدول ۴: مقادیر پارامترهای مربوط به SOC در مدیریت انرژی

پارامتر	مقدار	واحد
SOC_{low}	۰/۴	-
SOC_{high}	۰/۷	-
SOC_0	۰/۵	-
$SOC_{N,min}$	۰/۵۴	-
$SOC_{N,max}$	۰/۵۵	-

برای مقایسه مصرف سوخت در روش‌های مختلف از معیار مصرف سوخت با واحد $liter/100km$ استفاده می‌شود. مقدار مصرف سوخت به لیتر با رابطه (۲۹) محاسبه می‌شود که در آن $\dot{m}_{fuel}$ سرعت مصرف سوخت با رابطه (۵) و $\rho_B = 810kg/m^3$ چگالی سوخت مورد استفاده است.

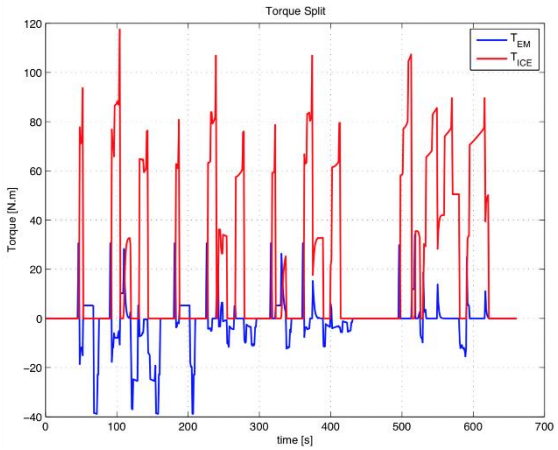
$$Fc = \frac{1000}{\rho_B . \dot{m}_{fuel}} \qquad (۲۹)$$

مصرف سوخت در این روش برابر ۴/۳ لیتر در ۱۰۰ کیلومتر می‌باشد. شکل ۱۳ تغییرات SOC را نشان می‌دهد. همانطور که اشاره شد، در خودروهای هیبرید الکتریکی غیر قابل شارژ توسط شبکه میزان سطح شارژ نهایی باید نزدیک به مقدار اولیه آن باشد. در شکل ۱۰مشاهده می‌شود که SOC در پایان مسیر به مقدار اولیه نزدیک می‌شود.



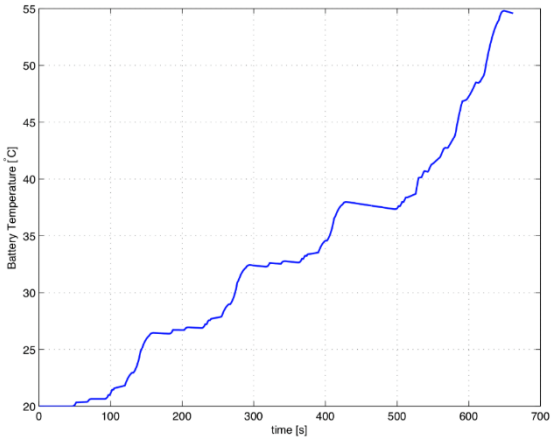
شکل ۱۳: نمودار SOC برای مدیریت انرژی بدون کنترل دمای باتری

در شکل ۱۴ نحوه تقسیم گشتاور درخواستی بین موتورهای الکتریکی و درونسوز توسط متغیر کنترلی $u(t) = T_m(t)/T_w(t)$ نشان داده شده است. به دلیل این که قدرت موتور الکتریکی کمتر از موتور درونسوز است گشتاورهای بالا به ناچار توسط موتور درونسوز تأمین می‌شود. برای مقادیری از گشتاور که توسط هر دو موتور قابل تأمین است، اولویت با موتور الکتریکی است، به این شرط که سطح شارژ باتری از حداقل شارژ مجاز کمتر نشود. گشتاورهای منفی نیز توسط موتور الکتریکی (در حالت ژنراتوری) برای شارژ باتری استفاده می‌شود.



شکل ۱۴: تقسیم گشتاور بین موتورهای الکتریکی ودرونسوز

همانطور که اشاره شد، در مسئله بهینه سازی اجرا شده در این بخش، دمای باتری ثابت در نظر گرفته شد. حال با استفاده از پارامترهای مدل باتری و بردارهای مقاومت داخلی و جریان باتری حاصل، اثر استراتژی مدیریت انرژی انجام شده را بر دمای باتری نشان می‌دهیم.



شکل ۱۵ : اثر نادیده گرفتن تغییرات دمای باتری در مدیریت انرژی

در شکل ۱۵ مشاهده می‌شود که دمای باتری به دلیل نادیده گرفته شدن در بهینه‌سازی با وجود سیستم خنک کننده، تا حدود ۵۵ درجه سانتی‌گراد افزایش پیدا کرده است.

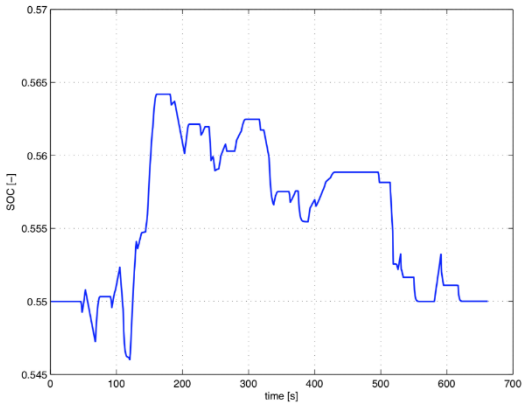
در ادامه نتایج روش پیشنهادی نشان داده می‌شود. در این روش از مدل بهبودیافته باتری که در بخش ۲-۴ شرح داده شد در مسئله بهینه‌سازی استفاده می‌شود. دمای باتری بعنوان متغیر حالت دوم در کنار SOC در برنامه‌ریزی پویا لحاظ می‌شود.

مقادیر پارامترهای مربوط به SOC به همان صورت جدول ۴ است و برای دمای باتری به صورت جدول ۵ مقداردهی می‌شوند.

جدول ۵: مقادیر پارامترهای مربوط به θ در مدیریت انرژی

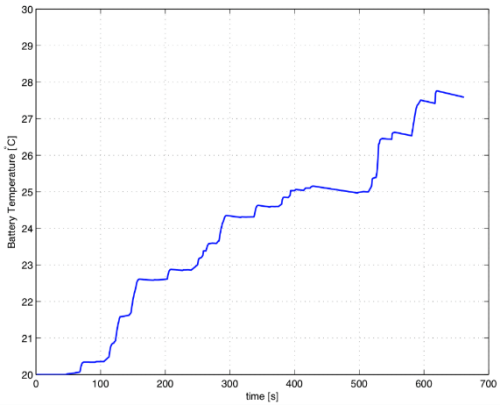
پارامتر	مقدار	واحد
θ_{low}	۱۰	K
θ_{high}	۳۰	K
θ_0	۲۰	K
$\theta_{N,min}$	۱۵	K
$\theta_{N,max}$	۲۵	K

افزودن قیدهای حد بالا و پایین دمای باتری به مسئله بهینه سازی موجب استفاده کمتر از باتری شده است. در این حالت اگر تأمین گشتاور درخواستی موجب افزایش دما و نزدیک شدن به حد مجاز بالای دما شود از آن جلوگیری می‌شود. این امر، موجب افزایش کارکرد موتور درونسوز و در نتیجه افزایش مصرف سوخت خواهد شد. مصرف سوخت در این حالت به میزان ۵/۱ لیتر در ۱۰۰ کیلومتر رسیده است. شکل‌های ۱۶ و ۱۷ تغییرات SOC و دمای باتری را در روش پیشنهادی نشان می‌دهند.



شکل ۱۶: نمودار SOC در روش پیشنهادی

ملاحظه می‌شود که علاوه بر SOC، دمای باتری نیز در محدوده تعیین شده باقی مانده و مقدار نهایی آن به ۲۷ درجه سانتی‌گراد رسیده است.



شکل ۱۷: کنترل تغییرات دمای باتری در روش پیشنهادی

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله روشی برای مدیریت انرژی آفلاین خودروهای هیبرید الکتریکی با تکیه بر استفاده بهینه از باتری برای اولین بار در خودروی هیبرید الکتریکی پیشنهاد گردید. مسئله مدیریت انرژی بهینه این خودروها مسئله‌ای غیرخطی و دارای قیود عملکرد مختلف با توجه به مدل‌سازیو متغیرهای سیستم است. برای یافتن پاسخ بهینه کلی چنین مسئله‌ای به صورت آفلاین، برنامه‌ریزی پویا که روش حل عددی آن مبتنی بر حل زیر-مسئله‌ها و ترکیب پاسخ‌ها است، روش بسیار مناسبی است. این روش با فرض ثابت بودن دمای باتری بر روی خودروی مورد بررسی اعمال شد و با مدل‌سازی تغییرات دمای باتری نشان داده شد که فرض ثابت ماندن دمای باتری غیرعملی است و اثر مدیریت انرژی بر دمای باتری قابل چشم‌پوشی نیست. خروج دمای باتری از محدوده بهینه و افزایش بی‌رویه

آن به مرور باعث افزایش مقاومت داخلی باتری، کاهش ظرفیت آن و در نتیجه سبب تسریع فرسودگی باتری می‌شود.

کنترل تغییرات دمای باتری در روش پیشنهادی توسط بهبود مدل باتری و افزودن قیدهایی برای حد بالا و پایین دما انجام شد. شاخص عملکرد در این روش تنها تابعی از میزان مصرف سوخت بود و شاخصی برای عملکرد باتری در آن گنجانده نشد. به عنوان کار آینده برای بهبود روشپیشنهادی و کاهش مصرف سوخت می‌توان فرسودگی باتری را به عنوان تابعی از دمای آن مدل کرد و به تابع هزینه اضافه نمود.

مراجع

[1] L. Guzzella and A. Sciarretta, Vehicle Propulsion Systems, Introduction to Modeling and Optimization, Springer, 2013.

[2] A. A. Malikopoulos, "Supervisory Power Management Control Algorithms for Hybrid Electric Vehicles: A Survey," IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, vol. 15, no. 5, pp. 1869-1885, 2014.

[3] M. P. O'Keefe and T. Markel, "Dynamic Programming Applied to Investigate Energy Management Strategies for a Plug-in HEV," National Renewable Energy Laboratory, 2006.

[4] K. Namwook, C. Sukwonand P. Huei, "Optimal Control of Hybrid Electric Vehicles Based on Pontryagin's Minimum Principle," IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 19, no. 5,pp. 1279-1287, 2011.

[5] L. Serrao et al., "Open Issues in Supervisory Control of Hybrid Electric Vehicles: A Unified Approach Using Optimal Control Methods," Oil & Gas Science and Technology–Revue d'IFP Energies nouvelles, vol. 68, no. 1,pp. 23-33, 2013.

[6] G. Paganelli et al.,"Equivalent Consumption Minimization Strategy for Parallel Hybrid Powertrains," in IEEE 55th Vehicular Technology Conference, VTC Spring 2002.

[7] L. Serrao et al., "Optimal Energy Management of Hybrid Electric Vehicles Including Battery Aging," in American Control Conference (ACC), IEEE 2011.

[8] C. H.Zheng et al., "TheEffect of Battery Temperature on Total Fuel Consumption of Fuel Cell Hybrid Vehicles," International Journal of Hydrogen Energy,vol. 38, no. 13, pp. 5192-5200, 2013.

[9] D.E. Kirk, Optimal Control Theory: An Introduction, Courier Corporation,2012

[10] X. Lin et al., "Online Parameterization of Lumped Thermal Dynamics in Cylindrical Lithium Ion Batteries for CoreTemperature Estimation and Health Monitoring," IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 21, no. 5, pp. 1745-1755, 2013.

[11] Y. Hu et al., "Electro-Thermal Battery Model Identification for Automotive Applications," Journal of Power Sources, vol. 196, no. 1, pp. 449-457, 2011.

[12] A. Cordoba-Arenas, S. Onori and G. Rizzoni, "A Control-Oriented Lithium-ion Battery Pack Model for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Cycle-Life Studies and System Design withConsideration of Health Management," Journal of Power Sources, vol. 279,pp. 791-808, 2015.

[13] G.Suri and S. Onori, "A Control-Oriented Cycle-Life Model for Hybrid Electric Vehicle Lithium-ion Batteries," Energy, vol. 96,pp. 644-653,2016.

[14] A. Cordoba-Arenas et al., "Capacity and Power Fade Cycle-Life Model for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Lithium-ion Battery Cells Containing Blended Spinel and Layered-Oxide Positive Electrodes," Journal of Power Sources, vol. 278,pp. 473-483,2015.

[15] R.Mahamudand C. Park, "Reciprocating Air Flow for Li-ion Battery Thermal Management to Improve Temperature Uniformity," Journal of Power Sources, vol. 196, no. 13,pp. 5685-5696, 2011.

[16] H.Park, , "A Design of Air Flow Configuration for Cooling Lithium-ion Battery in Hybrid Electric Vehicles," Journal Of Power Sources, vol. 239(Supplement C), pp. 30-36,2013.

[17] D. Di Domenico, E. Prada and Y. Creff, "An Adaptive Strategy for Li-ion Battery Internal State Estimation," Control Engineering Practice, vol. 21, no. 12, pp. 1851-1859, 2013.

[18] J. Kalawoun et al., "From a Novel Classification of the Battery State of Charge Estimators Toward a Conception of an Ideal One," Journal of Power Sources, vol. 279,pp. 694-706,2015.

[19] J. Sun et al., "LiFePO4 Optimal Operation Temperature Range Analysis for EV/HEV," International Conference on Life System Modeling and Simulation and International Conference on Intelligent Computing for Sustainable Energy and Environment, pp. 476-485, Springer, Berlin, Heidelberg, 2014.

[20] L. Serrao et al., Optimal Energy Management of Hybrid Electric Vehicles Including Battery Aging. In: Proceedings Of The IEEE American Control Conference (ACC), San Francisco, Ca, Jun 29–Jul 1, 2011.

[21] S. Ebbesen, P. Elbert, and L. Guzzella, "Battery State-of-Health Perceptive Energy Management for Hybrid Electric Vehicles," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 61, no. 7, pp. 2893–2900, Sep., 2012.

[22] T. M. Padovani et al., "Optimal Energy Management Strategy Including Battery Health Through Thermal Management for Hybrid Vehicles," IFAC Proceedings Volumes, vol. 46, no. 21, pp. 384-389, 2013.

[23] L. Tang, G. Rizzoni, and S. Onori, "Energy Management Strategy for HEVs Including Battery Life Optimization," IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 1, no. 3, October 2016.

[24] T. Yuksel et al., "Plug-in Hybrid Electric Vehicle LiFePO4 Battery Life Implications of Thermal Management, Driving Conditions, and Regional Climate." Journal of Power Sources, vol. 338, pp. 49-64, 2017.

[25] M. Jafari et al., "Electric Vehicle Battery Cycle Aging Evaluation in Real-World Daily Driving and Vehicle-To-Grid Services." IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 4, no .1, pp. 122-134, 2018.

[26] T. Nüesch et al., "Equivalent Consumption Minimization Strategy for the Control of Real Driving NOx Emissions of a Diesel Hybrid Electric Vehicle," Energies, vol. 7, no. 5,pp. 3148-3178, 2014.

[27] A. Pesaran, M. Keyser and S. Burch,"An Approach for Designing Thermal Management Systems for Electric and Hybrid Vehicle Battery Packs," National Renewable EnergyLaboratory, Golden, CO (US), 1999.

[28] D. Bernardi, E. Pawlikowski and J. Newman, "A General Energy Balance for Battery Systems," Journal Of the Electrochemical Society, vol. 132, no. 1, pp. 5-12, 1985.

[29] K. B. Wipke et al., "ADVISOR 2.1: A User-Friendly Advanced Powertrain Simulation Using a Combined Backward/Forward Approach." IEEE transactions on vehicular technology, vol. 48, no. 6, pp. 1751-1761, 1999.

[30] T. Markel et al., " ADVISOR: a Systems Analysis Tool for Advanced Vehicle Modeling." Journal of power sources, vol. 110, no. 2, pp. 255-266, 2002.

[31] T. Barlow et al., "A Reference Book of Driving Cycles for Use in The Measurement of Road Vehicle Emissions," TRL Published Project Report, 2009.

[32] A.Sciarrettaand L. Guzzella, "Control of Hybrid Electric Vehicles," Control systems, IEEE,vol. 27, no. 2,pp. 60-70, 2007.

[33] R.E.Bellman and S.E. Dreyfus, Applied Dynamic Programming, Princeton University Press, 2015.

[34] D. P. Bertsekas, Dynamic Programming and Optimal Control. vol. 1, Belmont, MA: Athena scientific, 1995.

[35] X. Wang et al., "Application Study on the Dynamic ProgrammingAlgorithm for Energy Management of Plug-in Hybrid Electric Vehicles," Energies,vol. 8, no. 4, pp. 3225-3244, 2015.

[36] O.Sundstrom and L. Guzzella. "A Generic Dynamic Programming Matlab Function," In 2009 IEEE Control Applications, (CCA) &Intelligent Control, (ISIC), 2009.

[37] P. Elbert, S. Ebbesen and L. Guzzella, "Implementation of Dynamic Programming for n-Dimensional Optimal Control Problems With Final State Constraints," IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 21, no. 3, pp. 924-931, 2017.

مجله کنترل
ISSN (print) 2008-8345
ISSN (online) 2538-3752
جلد ۱۳، شماره ۴، زمستان ۱۳۹۸، صفحه ۲۱-۱۵

خواص ساختاری سیستم‌های نمونه‌برداری چند نرخی

محمد مهدی شرع پسند[۱]، محسن منتظری[۲]

[۱] عضو هیات علمی، گروه پژوهشی برق و الکترونیک، پژوهشکده برق، مکانیک و ساختمان، پژوهشگاه استاندارد ، sharepasand@standard.ac.ir

[۲] استادیار، دانشکدهٔ مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه شهید بهشتی، m_montazeri@sbu.ac.ir

دریافت: ۱۳۹۶/۰۹/۱۶ ویرایش: ۱۳۹۷/۰۱/۲۴ پذیرش: ۱۳۹۷/۰۳/۰۹

چکیده: کاربرد سیستم‌های کنترل شبکه شده که در آن‌ها برای انتقال سیگنال‌های حسگری و کنترلی از یک شبکه مشترک استفاده می‌شود، در حال گسترش روزافزون بوده و لذا این سیستم ها، طی دهه اخیر مورد توجه محققین قرار گرفته‌اند. از سوی دیگر، سیستم‌های نمونه برداری چند نرخی از مدت‌ها پیش، موضوع پژوهش‌های متعدد بوده اند. در این مقاله ابتدا شرایطی که تحت آن یک سیستم شبکه شده، به صورت سیستم چند نرخی قابل مدل‌سازی است، بیان شده و سپس با استفاده از نتایج اخیر در حوزه سیستم‌های شبکه شده، آخرین نتایج موجود در خصوص کنترل‌پذیری و پایدارپذیری سیستم‌های نمونه برداری چند نرخی، توسعه داده شده است. بدین منظور، شرایط کافی که کنترل پذیری (پایدارپذیری) سیستم کنترل نمونه‌برداری شده چند نرخی را حفظ کند، ارائه شده است. مثالی عددی جهت تبیین نتایج ارائه شده‌است.

کلمات کلیدی: خواص ساختاری، سیستم‌های کنترل شبکه شده، سیستم‌های نمونه‌برداری چند نرخی، دنباله مخابراتی

Structural Properties of Multirate Sampled-Data Systems

Mohammad Mahdi Share Pasand, Mohsen Montazeri

Abstract: The application of Networked Control Systems (NCS) in which sensory and control signals are transmitted via shared data communication networks, is growing significantly and these systems have been the subject of research during the last decade. On the other hand, multirate sampled data systems have been investigated since a long time. In this paper, conditions under which a networked control system could be modeled as a multi rate sampled data system are provided. After that, using recent results in the field of networked control systems, existing results for controllability and stabilizability of multi rate sampled data systems are enhanced. For this purpose, sufficient conditions are provided based on the system eigenvalues, to preserve controllability (stabilizability) of a multi rate sampled data system. The results are compared to the existing results in the literature. A numerical example is included as well for clarification and comparison.

Keywords: Structural properties, Networked control systems, Multirate sampled data systems, communication sequence.

۱- مقدمه

سیستم‌های کنترل شبکه شده[1] یا تحت شبکه سیستم‌هایی هستند که در آن ها حلقه پسخور از طریق یک شبکه مشترک برقرار شده باشد [۱]. در این سیستم ها، داده‌های حسگری یا کنترلی از طریق شبکه به/از کنترل کننده (ها) ارسال/دریافت می‌شوند. این سیستم‌ها با گسترش کاربرد شبکه‌های انتقال داده، مخابرات بی سیم و شبکه‌های صنعتی، توسعه روزافزون یافته و امروزه بخش عمده‌ای از فرآیندهای صنعتی، توسط سیستم های کنترلی شبکه شده، کنترل می شوند. از مزایای استفاده از شبکه در حلقه کنترلی می توان به مزیت اقتصادی، سهولت بازپیکربندی[2] و عیب یابی و موارد مشابه اشاره نمود [۱].

چنین سیستم‌هایی در کنترل سیستم‌های گسترده صنعتی [۱] ، سیستم‌های کنترل هوشمند ساختمان [۲] ، کنترل کارکردهای اتومبیل [۳، ۴] مانند سیستم تعلیق، سیستم سوخت رسانی و مانند آن، و موارد مشابه بسیار کاربرد دارند. در یک سیستم شبکه شده، به دلیل محدودیت‌های شبکه مخابراتی (تاخیر، محدودیت پهنای باند، خطای ناشی از تعداد ارقام محدود داده[3]، از دست رفتن بسته های داده وغیره) رفتار پویای سیستم با سیستم اولیه (شبکه نشده) متفاوت می‌باشد. محدودیت‌های ناشی از حضور شبکه میان اجزای حلقه کنترل، بسته به پروتکل کنترل دسترسی در شبکه متفاوت می‌باشند. از دیدگاه کنترلی، شبکه‌های انتقال داده به دو نوع مبتنی بر رقابت[4] و بدون رقابت[5] طبقه‌بندی می‌شوند[۵]. در شبکه‌های بدون رقابت که مورد نظر این پژوهش هستند، کنترل کننده می‌تواند حسگر/عملگر مورد نظر خود را جهت برقراری ارتباط انتخاب نماید. این وضعیت با شبکه‌های مبتنی بر رقابت مانند اینترنت و اترنت که در آن گره‌ای که زودتر اقدام به درخواست تخصیص عرض باند می‌نماید، در اولویت قرار می‌گیرد، متفاوت است[۵].

از آن‌جایی که تاخیر انتشار داده در شبکه‌های بدون رقابت، ثابت و معمولا قابل اغماض است [۶] محدودیت اصلی در این شبکه‌ها محدودیت عرض باند می‌باشد. محدودیت عرض باند بدین معناست که تمامی اطلاعات حسگری یا عملگری نمی‌توانند در یک لحظه و به طور همزمان از طریق شبکه انتقال داده شوند. لذا در حالی که الگوریتم‌های کنترلی موجود، تمامی حسگرها به طور همزمان خوانده شده و تمامی سیگنالهای کنترلی به طور همزمان به فرآیند اعمال می‌شوند، در سیستم شبکه شده، حسگرها طی یک توالی یا دنباله مخابراتی حسگر/خروجی[6] توسط کنترل کننده خوانده شده و بردار کنترلی نیز بر اساس یک دنباله مخابراتی عملگر/ ورودی[7] به عملگر ارسال می‌شود. در نتیجه سیگنالهای حسگری و کنترلی با تاخیرهای متفاوت و متغیر ارسال می‌شوند[۷]. این مساله منجر به ایجاد تفاوتهای اساسی میان سیستم شبکه شده و سیستم اولیه می‌شود[۷]. از جمله این تفاوتها می‌توان به تغییر خصوصیات ساختاری سیستم اولیه و از دست رفتن احتمالی کنترل‌پذیری، رویت‌پذیری و خصوصیات مشابه اشاره نمود. [۱۲-۸] هم‌چنین یک قانون کنترلی پایدارساز برای سیستم اولیه ممکن است برای سیستم شبکه شده پایدارساز نبوده و لذا بی توجهی به دینامیک شبکه منجر به از دست رفتن پایداری شود. قانون کنترل/رویت بهینه برای سیستم اولیه لزوما قانون بهینه یا حتی مناسبی برای سیستم شبکه شده نمی‌باشد. این موارد انگیزه اصلی پژوهشهای پیشین به منظور توسعه روشهای کنترل و تخمین به سیستمهای دارای محدودیت مخابراتی اعم از اینکه شبکه به کار رفته مبتنی بر رقابت بوده و یا بدون رقابت باشد، شده است.

در اثر حضور شبکه به عنوان یک دینامیک جدید در حلقه کنترلی، سه‌گانه حسگر، عملگر، کنترل کننده به چهارگانه حسگر،عملگر، شبکه و کنترل‌کننده تبدیل شده و مدلسازی شبکه بر اساس تاثیرات آن بر عملکرد کنترل و تخمین شامل تاخیر، محدودیت عرض باند و از دست رفتن داده از اهمیت خاصی برخوردار است [۱۳و۱۴]. هم‌چنین زمان‌بندی دسترسی حسگرها و عملگرها به شبکه برای ارسال/دریافت داده حائز اهمیت می‌باشد. تعیین زمان‌بندی دسترسی که می‌توان آن را صورت تعمیم یافته زمان نمونه‌برداری دانست، ممکن است به دو روش صورت پذیرد. روش نخست تعیین زمان‌بندی و سپس تعیین قانون کنترلی می‌باشد. در این روش ابتدا یک دنباله مخابراتی مشخص تعیین شده و سپس برای سیستم حاصل (که در نتیجه ادغام با دنباله مخابراتی منظور شده، به صورت یک سیستم خطی تغییر پذیر با زمان یا ترکیبی در می آید) قانون کنترلی تعیین می‌شود. این روش در فصل ششم [۵]، [۸ – ۱۲] و بسیاری منابع دیگر اتخاذ شده است. در روش دوم ابتدا یک قانون کنترلی تعیین شده و سپس سعی می‌شود برای سیستم حلقه بسته یک روش زمان‌بندی مناسب انتخاب شود. در این روش برخلاف روش اول، لازم است ارتباطی میان پایداری حلقه بسته و دنباله مخابراتی (که معمولا بر حسب حداکثر تاخیر ایجاد شده بیان می‌شود) استخراج گردد. این روش در فصل هفتم [۵] و [۱۵] دنبال شده است.

اولین مساله مورد بررسی در رویکرد نخست، موضوع خواص ساختاری سیستم شبکه شده است. یک دنباله مخابراتی مناسب می‌تواند تاثیر بسزایی روی عملکرد کنترل و تخمین داشته باشد. حداقل خصوصیتی که این دنباله باید احراز نماید، این است که خواص ساختاری سیستم اولیه را حفظ نماید بدین معنا که با فرض کنترل‌پذیر/رویت پذیر بودن سیستم اولیه، سیستم شبکه شده نیز کنترل پذیر/ رویت پذیر باشد. لذا لازم است خصوصیات چنین دنباله‌ای معرفی شوند. حفظ خواص ساختاری سیستم با توجه به کاربرد نظریه کنترل بهینه برای سیستم‌های خطی تغییرپذیر با زمان، زمینه ساز استفاده از روشهای کنترل و تخمین بهینه مجذوری LQR و

[1] Networked Control Systems (NCS)
[2] Reconfiguration
[3] Quantization error
[4] Contention-based
[5] Contention free
[6] Sensor/output Communication sequence
[7] Actuator/input Communication sequence

LQG بوده و لذا بخش عمده‌ای از مساله کنترل و تخمین سیستمهای شبکه شده را مرتفع می‌نماید.

این موضوع در [۱۱و ۱۶] برای سیستم‌هایی که سیگنال کنترلی / حسگری در صورت عدم دسترسی به شبکه به صفر بازنشانده می‌شود و در [۵ و ۸-۱۲] برای سیستم‌هایی که از نگهدار مرتبه صفر در خروجی و ورودی سیستم اولیه، استفاده می‌کنند، بررسی شده است. نتایج در بخش آتی به همراه مدل به کار رفته برای سیستم شبکه شده، جهت مرور و مقایسه با نتایج این پژوهش آورده می‌شود. در بخش سوم، به موضوع دوره تناوب دنباله مخابراتی پرداخته شده و نتایج پژوهش ارائه می‌شود. در بخش چهارم، با ارائه یک مثال عددی، نتایج این پژوهش با نتایج پژوهشهای پیشین مقایسه می‌شود. بخش پنجم به جمع‌بندی و نتیجه گیری اختصاص داده شده است.

۲- بیان مساله

توصیف خطی تغییرناپذیر با زمان زیر برای سیستم اولیه مورد نظر می‌باشد.

$$x(k+1) = A_{n\times n}x(k) + Bu(k) \tag{۱}$$

$$y(k) = Cx(k) \tag{۲}$$

$$u(k) = S_A(k)\hat{u}(k) + \bar{S}_A(k)u(k-1)$$

$$\hat{y}(k) = S_S(k)y(k) + \bar{S}_S(k)\hat{y}(k-1) \tag{۳}$$

ماتریس‌های زمان‌بندی $S_A(k)$ ، $S_S(k)$ نشان‌دهنده دسترسی/عدم دسترسی یک عملگر/حسگر به شبکه انتقال داده در k امین پنجره زمانی می‌باشند. به عبارت دیگر، اگر درایه قطری $S_A(k)(i,i)$ برابر ۱ باشد به این معناست که عملگر i ام در k امین پنجره زمانی یعنی بازه زمانی $t_k \le t \le t_{k+1}$ به شبکه دسترسی داشته و لذا داده‌های به روز شده را از سوی کنترل‌کننده دریافت می‌نماید. در صورتی که این درایه صفر باشد، به معنای آن است که عملگر i ام در بازه زمانی مذکور، به شبکه دسترسی نداشته و لذا باید از داده‌های قبلی استفاده نماید. ماتریسهای مکمل زمانبندی $\bar{S}_A(k)$ و $\bar{S}_S(k)$ به عنوان تفاضل ماتریسهای زمان بندی از ماتریس همانی با ابعاد یکسان تعریف میشوند. به عبارت دیگر؛

$$\bar{S}_A(k) = I - S_A(k)$$

$$\bar{S}_S(k) = I - S_S(k)$$

در[۹، ۱۰ و ۱۷] فرض شده است که عملگر در این بازه زمانی، سیگنال کنترلی را به صفر بازنشانی می‌نماید. در حالی که [۵،۸ و۱۲] فرض رایج‌تر نگهدار مرتبه صفر را در نظر گرفته‌اند. این مقاله نیز مدل نگهدار مرتبه صفر را در نظر می‌گیرد. ترم دوم سمت راست رابطه (۲) و (۴) بیان‌کننده استفاده از نگهدار مرتبه صفر هستند. بدین معنا که در شرایط عدم ارتباط با شبکه، مقادیر قبلی استفاده می‌شوند. درایه‌های غیر قطری ماتریسهای زمان بندی برابر صفر است.

$$S_A(k) = \mathrm{diag}(s_{Ai}(k))$$

$$S_S(k) = \mathrm{diag}(s_{Si}(k)) \tag{۴}$$

ماتریسهای زمان‌بندی (۲) الی (۴) در پژوهشهای بسیاری به عنوان مدل شبکه به کار رفته اند. از جمله می‌توان به [۱۲-۸] اشاره نمود. این ماتریسها برای مدلسازی سیستمهای نمونه برداری شده چند نرخی نیز استفاده شده‌اند[۱۷]. این ماتریس‌ها می‌توانند از دست رفتن بسته های داده را نیز مدلسازی نمایند[۵]. محدودیت عرض باند شبکه عبارتست از:

$$\mathrm{rank}(S_A(k)) \le b_A \forall k \in Z$$

$$\mathrm{rank}(S_S(k)) \le b_S \quad \forall k \in Z \tag{۵}$$

در نتیجه، سیستم حاصل از اتصال شبکه با عرض باند محدود به سیستم اولیه، می‌تواند با ادغام بردارهای نگهدار مرتبه صفر ورودی و/یا خروجی در بردار حالت به صورت سیستم تغییر پذیر با زمان خطی زیر توصیف شود.

$$A(k) = \begin{bmatrix} A & B\bar{S}_A(k) \\ 0 & \bar{S}_A(k) \end{bmatrix}, B(k) = \begin{bmatrix} BS_A(k) \\ S_A(k) \end{bmatrix} \tag{۶}$$

$$A(k) = \begin{bmatrix} A & 0 \\ S_S(k)C & \bar{S}_S(k) \end{bmatrix}$$

$$C(k) = [S_S(k)C \quad \bar{S}_S(k)] \tag{۷}$$

رابطه (۶) ارتباط ورودی و حالت و رابطه (۷) ارتباط خروجی و حالت را نشان می‌دهد. می‌توان با ادغام هر دو بردار در بردار حالت، رابطه کلی‌تری را استخراج نمود.

تعریف۱- دنباله مخابراتی متناوب خروجی (σ_{ps}) /ورودی (σ_{pa}) یک مجموعه مرتب از ماتریس‌های زمان‌بندی خروجی/ورودی است. این دنباله تعداد اعضای نامحدود داشته و متناوب می‌باشد. یک تناوب از چنین دنباله‌ای به صورت زیر نمایش داده می‌شود.

$$\sigma_{pa} = \{S_A(0), \dots S_A(p_A - 1)\}$$

$$\sigma_{ps} = \{S_S(0), \dots S_S(p_S - 1)\}$$

که در آن p_A دوره تناوب دنباله مخابراتی عملگرها و p_S دوره تناوب دنباله مخابراتی حسگرها را نشان می دهند.

تعریف۲- دنباله مخابراتی متناوب خروجی/ورودی مجازنامیده می‌شود اگر به تمامی حسگرها/عملگرها در هر تناوب دنباله لااقل یک بار دسترسی داده شود[۵]. در نتیجه رتبه ماتریس حاصل از جمع ماتریسهای زمان بندی حسگر/ عملگر، با تعداد حسگرها/ عملگرها برابر خواهد بود.

(دسترسی مکرر به یک حسگر/عملگر، رتبه این ماتریس را اضافه نخواهد کرد)به عبارت دیگر:

$$rank \sum_{k=0}^{p_S-1} S_S(k) = n_y$$
$$rank \sum_{k=0}^{p_A-1} S_A(k) = n_u \qquad (۸)$$

۳- دنباله مخابراتی و خواص ساختاری سیستم شبکه شده

ذیلا ارتباط میان خصوصیات یک دنباله مخابراتی و خواص ساختاری سیستم بررسی شده است. این دو لم از [۱۸] نقل می‌شوند.

لم ۱- سیستم شبکه شده (۷) با دنباله مخابراتی خروجی σ_{ps}رویت‌پذیر/آشکارپذیر است اگر: [۱۸]

- سیستم اولیه (۱) رویت‌پذیر/آشکارپذیر باشد.
- دنباله مخابراتی خروجی σ_{ps} مجاز باشد.

لم ۲- سیستم شبکه شده (۶) با دنباله مخابراتی ورودی $\sigma_{pa} = \{S_A(0), \dots S_A(p_A-1)\}$ کنترل‌پذیر/پایدارپذیر است اگر: [۱۸]

- سیستم اولیه (۱) کنترل‌پذیر/پایدارپذیر باشد.
- دنباله مخابراتی ورودی σ_{pa} مجاز باشد.
- چند جمله‌ای مشخصه دنباله مخابراتی ورودی به ازای هیچ یک از مقادیر ویژه ماتریس حالت اولیه، صفر نشود؛

$$g_a(\lambda) \neq 0 \quad \forall\, \lambda: \det(\lambda I - A) = 0$$
$$g_a(\mu) \triangleq \det\big(G_a(\mu)\big) = \det\Big(\sum_{l=0}^{p-1} S_A(l) \sum_{j=0}^{p-1} \mu^j \prod_{q=l+1}^{p-j+l-1} \bar{S}_A(q)\Big) \qquad (۹)$$

نکته: اگر دنباله مخابراتی مجاز نباشد، چند جمله‌ای مشخصه دنباله مخابراتی (۹) متحدا برابر صفر بوده و لذا سیستم شبکه شده کنترل ناپذیر خواهد بود.

رابطه‌ای مشابه (۹) به صورت دیگری نیز بر اساس پارامترهای متفاوتی از دنباله مخابراتی در [۵] و [۸] بیان شده است. شرایط مطرح شده در [۵] و [۸] هر دو شرایط کافی می‌باشند. لازم است توجه شود (۹) تعمیمی از شرط زمانهای نمونه برداری سالم۱ است که در خصوص سیستم‌های گسسته نمونه‌برداری شده شناخته شده است[۱۹] . این شرط بیان می دارد که به منظور حفظ خواص ساختاری یک سیستم زمان-پیوسته، کافی است زمان نمونه برداری، شرط زیر را احراز نماید؛

$$\frac{\lambda_a}{\lambda_b} \neq \exp\left(\frac{2\pi l\sqrt{-1}}{p_A}\right) \qquad \forall\, \lambda_a \neq \lambda_b\,, l = \cdots, -1,0,1, \dots$$

که در رابطه فوق $\lambda_a \neq \lambda_b$ هر دو مقدار ویژه متمایز سیستم (۱) می باشند. سمت راست این رابطه ریشه های معادله زیر هستند که حالت خاصی از چند جمله ای (۹) است.

$$\sum_{j=0}^{p-1} \mu^j = 0$$

در حد اطلاعات نویسندگان این مقاله، تاکنون پژوهشی بر روند انتخاب دنباله مخابراتی به نحوی که شرط (۹) احراز شود، صورت نگرفته است. در صورت عدم احراز شرط کافی (۹) سیستم حاصل از ادغام دنباله مخابراتی در دینامیک سیستم اولیه، ممکن است کنترل‌پذیر نباشد. لم‌های زیر که از نتایج این پژوهش هستند، ارتباط حالت تعمیم یافته (شرط (۹)) را با سیستم‌های چند نرخی نمونه‌برداری شده بیان می‌کنند. در لم۳ ، ابتدا برخی خواص جالب توجه ضرایب چندجمله‌ای مشخصه مطرح می شود و سپس در لم ۴ ، ارتباط میان نتایج [۱۸] با نتایجی که پیشتر برای سیستم‌های چند نرخی مطرح شده است [۱۷] ارائه می‌شود.

ماتریس $G_a(\mu)$ یک ماتریس قطری است که هریک از درایه‌های روی قطر آن یک چندجمله‌ای $g_{ai}(\mu)$ بوده و دترمینان این ماتریس حاصل ضرب این چند جمله ای ها می باشد. لم ۳، برخی خصوصیات درایه های این ماتریس را بیان می نماید که در ادامه این مقاله، مورد استفاده قرار خواهند گرفت.

لم ۳- در خصوص رابطه (۹) موارد زیر برقرار است:

الف) هر یک از درایه‌های این ماتریس به صورت زیر قابل بیان است.

$$g_{ai}(\mu) = \sum_{j=0}^{p-1} n_j^{(i)} \mu^{p-j-1} \qquad (۱۱)$$

که در آن $n_j^{(i)}$ تعداد دسترسی داده شده به i امین عملگر در یک دوره تناوب دنباله مخابراتی استکه پس از آن دسترسی، لااقل تا j بازه زمانی (یا بیشتر) بعدی، دسترسی دیگری به i امین عملگر داده نشود.به عنوان مثال اگر به i_1 امین عملگر در هر بازه زمانی، یک دسترسی داده شود، $n_0^{(i_1)}$برابر دوره تناوب و $n_j^{(i_1)}$ به ازای $j > 1$ برابر صفر است. به عنوان مثالی دیگر، اگر به i_2 امین عملگر تنها یک بار در هر دوره تناوب دسترسی داده شود، در آن صورت $n_j^{(i_2)}$ به ازای $j < p$ برابر واحد است.

ب) هم‌چنین:

$$n_j^{(i)} \geq n_{j+1}^{(i)} \geq 0 \;\; i = 1..n_u \qquad (۱۲)$$

پ) مجموع ضرائب هر یک از درایه‌های قطری برابر دوره تناوب دنباله مخابراتی ورودی است.

$$\sum_{j=0}^{p-1} n_j^{(i)} = p \quad i = 1..n_u \qquad (۱۳)$$

اثبات-

الف) با توجه به تعریف ماتریس‌های زمان‌بندی در (۴)، و تعریف چندجمله‌ای مشخصه در (۹)، واضح است که ماتریس $G_a(\mu)$ قطری است. با برابر قرار دادن (۹) و (۱۱) و استفاده از نتیجه (۱۰)، به ازای هر مقدار دلخواه μ ، ضریب جمله μ^{p-j-1} عبارتست از:

$$n_j^{(i)} = \sum_{l=0}^{p-1} S_A(l)(i,i) \prod_{q=l+1}^{p+j-l-1} \bar{S}_A(q)\,(i,i) \qquad (۱۴)$$

[1] Non-pathological sampling periods

با توجه به ساختار ماتریس زمان‌بندی، ترمهای مجموع در سمت راست (۱۴) همواره صفر هستند مگر به ازای $l = k$ که در لحظه k به عملگر i ام دسترسی داده شده باشد. از سوی دیگر حاصل ضرب درایه‌های قطری $\bar{S}_A(q)$ تنها در صورتی غیر صفر خواهد بود که در بازه زمانی $l+1 \le q \le p+j-l-1$ دسترسی دیگری به عملگر i ام داده نشود. در غیر این صورت، اگر در این بازه دسترسی به عملگر i ام داده شود، درایه قطری متناظر $\bar{S}_A(q)(i,i)$ صفر شده و حاصل ضرب صفر می‌شود. بنابراین $n_j^{(i)}$ شمارنده تعداد دسترسی‌هایی است که پس از آنها تا j بازه زمانی، دسترسی دیگری به عملگر i ام داده نشده باشد.

ب) با توجه به نتیجه بخش (الف)، واضح است که تعداد دسترسی‌های داده شده به عملگر i ام که پس از آن تا j بازه زمانی دسترسی دیگری به آن عملگر داده نشده است، از تعداد دسترسی های داده شده به همان عملگر که پس از آن تا $j+1$ بازه زمانی دسترسی دیگری وجود ندارد، بیشتر است. ضمنا تفاضل این مقدار برابر تعداد دسترسی‌های داده شده به عملگر مذکور است که پس از آنها دقیقا تا $j+1$ بازه بعدی دسترسی دیگری وجود نداشته باشد. هم‌چنین می‌توان توجه نمود که:

$$n_j^{(i)} = 0 \quad j > p-1\,, \;\; i = 1..n_u \tag{۱۵}$$

پ) با توجه به نتیجه بخش (ب) از همین لم، $n_j^{(i)}$ تعداد بازه‌های زمانی قرار گرفته پس از یک دسترسی به عملگر i ام که در آنها دسترسی دیگری به آن عملگر داده نشده است، می‌شمارد.

برای $j^* > 0$ اگر $n_{j^*}^{(i)} \neq 0$ باشد به معنای قرار داشتن j^* بازه زمانی است که به عملگر i ام اختصاص ندارند. بنابر نتیجه بخش (پ) از همین لم، این تعداد j^* بار شمرده می‌شود، بنابراین به ازای هر ضریب غیر صفر $n_{j^*}^{(i)} \neq 0$ ، کل بازه‌های زمانی موجود در یک تناوب به جز بازه‌های اختصاص داده شده به عملگر i ام در مجموع (۱۳) شمارش می‌شوند. برای $j^* = 0$ ، $n_{j^*}^{(i)}$ یا $n_0^{(i)}$ تعداد دسترسی‌های عملگر i ام که پس از آن در صفر بازه زمانی بعدی دسترسی دیگری به آن عملگر وجود ندارد می‌شمارد. لذا $n_0^{(i)}$ تعداد کل دسترسی‌های داده شده به عملگر i ام را می‌شمارد. بنابراین مجموع (۱۳) عبارتست از:

$$\sum_{j=0}^{p-1} n_j^{(i)} = n_0^{(i)} + \sum_{j=1}^{p-1} n_j^{(i)} = p; i = 1..n_u$$

ترم نخست ($n_0^{(i)}$) تعداد دسترسی داده شده به عملگر i ام و ترم دوم تعداد دسترسی داده نشده به این عملگر را می‌شمارد که جمعا برابر طول دوره تناوب است. می‌توان توجه نمود که مجموع (۱۵) برابرد ماتریس $G_A(1)$؛ $trace(G_A(1))$ است.

لم ٤– اگر فاصله زمانی میان تمامی دسترسی‌های متوالی داده شده به یک عملگر ثابت باشد، درایه‌های قطری ماتریس چندجمله‌ای مشخصه زمان‌بندی (۹) به صورت زیر خواهد بود:

$$g_{Ai}(\mu) = n_0{}^{(i)} \sum_{j=0}^{\frac{p}{n_0{}^{(i)}}-1} \mu^{p-j-1} \tag{۱۶}$$

اثبات– چون فاصله زمانی میان تمام دسترسی‌های متوالی به هر عملگر، مقدار ثابتی است، لذا اگر این مقدار ثابت را برای عملگر i ام برابر $d^{(i)}$ در نظر بگیریم، دو حالت زیر قابل تمایز خواهند بود:

حالت ۱. در صورتی که طول بازه (j) از فاصله ثابت میان تمامی دسترسی‌ها ($d^{(i)}$) کمتر باشد، تمامی دسترسی‌های داده شده به عملگر i ام در محاسبه $n_j{}^{(i)}$ شمرده می‌شوند.

حالت ۲. در صورتی که طول بازه از فاصله ثابت میان تمامی دسترسی‌ها بیشتر باشد، لااقل یک دسترسی دیگر به عملگر مزبور در بازه زمانی j وجود خواهد داشت و لذا هیچ یک از دسترسی‌ها شمرده نشده و $n_j{}^{(i)}$ صفر خواهد بود.لذا می‌توان نوشت:

$$n_j{}^{(i)} = \begin{cases} 0 & j > d^{(i)} \\ n_0{}^{(i)} & j \le d^{(i)} \end{cases} \tag{۱۷}$$

بر این اساس (۱۶) نتیجه می‌شود.

لازم به ذکر است (۱۶) مضرب ثابتی از یک چندجمله‌ای AOP است که ریشه‌های آن ریشه‌های مختلط واحد بوده و روی محیط دایره واحد در صفحه مختلط قرار می‌گیرند. برای نشان‌دادن این موضوع کافی است توجه شود:

$$\sum_{j=0}^{\frac{p}{n_0{}^{(i)}}-1} \mu^{p-j-1} = \frac{\mu^{\frac{p}{n_0{}^{(i)}}} - 1}{\mu - 1} \tag{۱۸}$$

هم‌چنین می‌توان توجه نمود که دنباله‌های مخابراتی با فاصله زمانی ثابت، مدل کننده سیستم‌های چند نرخی هستند و لذا (۱۶) شرایط کافی برای کنترل‌پذیری/پایدارپذیری سیستم‌های چند نرخی را بیان می‌کند. این موضوع در قالب قضیه۱ بیان شده است.

قضیه ۱– یک سیستم نمونه‌برداری شده چند نرخی کنترل‌پذیر/پایدارپذیر است اگر:

– سیستم زمان–پیوسته کنترل‌پذیر/ پایدارپذیر باشد.

– کوچکترین زمان نمونه برداری (کهسایر زمانهای نمونه‌برداری مضربی طبیعی از آن هستند) شرایط زمان نمونه برداری سالم برای سیستم‌های نمونه‌برداری تک نرخی را احراز نماید.

– سیستم حاصل از نمونه‌برداری با کمترین زمان نمونه برداری قطبی برابر با ریشه رابطه (۱۸) نداشته باشد.

اثبات قضیه ۱– بر اساس لم ۲،در صورت احراز شرط (۹) سیستم چند نرخی خصوصیات ساختاری خود را حفظ خواهد کرد. با توجه به (۱۶)، شرط (۹) به نداشتن قطبی برابر با ریشه‌های رابطه (۱۸) کاسته می‌شود. بنابراین، در مورد سیستمهای چند نرخی، شرایط لم ۲، به شرایط فوق کاسته خواهد شد. لذا، سیستم چند نرخی کنترل پذیر/ پایدار پذیر است اگر، سیستم زمان–گسسته تک نرخی کنترل پذیر/پایدارپذیر بوده (شرایط اول و دوم این قضیه) و رابطه (۱۸) براورده شود (شرط سوم این قضیه). بدین ترتیب اثبات کامل می شود.

قضیه۱، شرایط کنترل‌پذیری/پایدارپذیری را برای یک سیستم چند نرخی بیان می‌کند. این شرایط کافی بوده و در مقایسه با آخرین نتایج موجود که از جمله در [۱۷]و [۲۰]گزارش شده است، ساده‌تر هستند.این نتایج تعمیمی از زمان‌های نمونه‌برداری سالم[۲۱] می‌باشند. در [۱۷] مساله کنترل‌پذیری سیستم چند نرخی بر حسب رتبه ماتریس کنترل‌پذیری سیستم بالابرده شده که دارای ابعاد بیشتری

می‌باشد، مطرح شده است. در [۲۰] شرط نداشتن قطبی روی دایره واحد مطرح شده است که در مقایسه با شرایط قضیه ۱ فوق‌الذکر، محدودکننده‌تر است. لذا قضیه ۱، شرایط کنترل‌پذیری برای طیف وسیع‌تری از سیستم‌ها را بیان می‌نماید.

مثال عددی

در این بخش یک مثال عددی به منظور تبیین نتایج و مزیت قضیه ۱ در مقایسه با آخرین نتایج موجود در [۱۱] ،ارائه می‌شود. سیستم کنترل‌پذیر زیر را در نظر بگیرید:

$$A=\begin{bmatrix}-1/2 & -\sqrt{3}/2 & 0\\ \sqrt{3}/2 & -1/2 & 0\\ 0 & 0 & -1\end{bmatrix}, B=\begin{bmatrix}1 & 3\\ 2 & 0\\ 1 & 0\end{bmatrix}, b=1$$

چون این سیستم دارای سه قطب روی دایره واحد است، نتایج [۱۱] نمی تواند در خصوص کنترل پذیری سیستم چند نرخی/ تحت شبکه حاصل از هر دنباله مخابراتی، به کار رود.جدول زیر برخی دنباله‌های مخابراتی و خواص ساختاری سیستم حاصل را خلاصه کرده است.

ردیف	دنباله مخابراتی	نتیجه	توضیحات
۱	$\binom{1}{2}$	کنترل‌پذیر	سیستم تک نرخی
۲	$\{1,2\}$	کنترل‌پذیر	سیستم تک نرخی با محدودیت عرض باند
۳	$\left\{\binom{1}{2},1\right\}$	کنترل‌پذیر	سیستم چند نرخی
۴	$\left\{\binom{1}{2},1,1\right\}$	کنترل‌ناپذیر	
۵	$\left\{\binom{1}{2},1,1,1\right\},\left\{\binom{1}{2}\right.$	کنترل‌پذیر	
۶	$\left\{\binom{1}{2},1,1,1,1,1\right\}$	کنترل‌ناپذیر	

در ردیف نخست جدول (دنباله مخابراتی عملگر $\binom{1}{2}$) فرض شده است که دسترسی همزمان هر دو ورودی به شبکه (به روز رسانی هر دو عملگر با نرخ یکسان و به صورت همزمان) می باشد. در ردیف دوم، (دنباله مخابراتی $\{1,2\}$) فرض شده است که ابتدا عملگر اول و پس از آن عملگر دوم به روزرسانی می شوند. به عبارت دیگر، ورودی ها به جای آنکه همزمان به روزرسانی شده یا به شبکه متصل شوند، با فاصله زمانی یک زمان نمونه برداری، به روزرسانی می شوند. در ردیف سوم (دنباله مخابراتی $\left\{\binom{1}{2},1\right\}$) فرض شده است که ابتدا دو ورودی به صورت همزمان به روز رسانی شده و پس از آن ورودی (عملگر) اول به تنهایی به روزرسانی می شود. به عبارت دیگر، ورودی اول با نرخی دو برابر ورودی دوم، به روزرسانی می شود. لذا سیستم معرفی شده در ردیف سوم، یک سیستم چند نرخی است. ردیفهای چهارم و پنجم نیز سیستمهای چند نرخی دیگر که در آنها نرخ به روزرسانی ورودی اول سه، چهار، پنج و شش برابر نرخ به روزرسانی ورودی دوم است را نشان می دهند. با توجه به این جدول، اولا شرایط کنترل پذیری سیستم چند نرخی با استفاده از نتایج این مقاله، ساده تر از شرایط معرفی شده در [۱۱] می باشد. چون [۱۱] برای کنترل پذیری (پایدارپذیری) سیستم چند نرخی، فرض کرده است که سیستم اولیه (تک نرخی) هیچ قطبی روی دایره واحد نداشته باشد. این فرض بسیار محدود کننده بوده و عملا بسیاری از سیستمهای زمان- گسسته حاصل از گسسته سازی سیستمهای زمان-پیوسته، قطب یا قطبهایی روی دایره واحد دارند. از جمله، سیستم مورد بحث در این مثال، دارای سه قطب روی داریره واحد است. در نتیجه بر اساس نتایج [۱۱] نمی توان هیچ فرم چند نرخی برای این سیستم تصور نمود که کنترل پذیر باشد. به عبارت دیگر، شرایط کافی ارائه شده در [۱۱] برای کنترل پذیری سیستم مطروحه در این مثال، راه حلی ارائه نمی نماید. بر اساس شرایط به دست آمده در این مقاله (قضیه ۱)، برای سیستمهای زمان-گسسته دارای قطبهای متعدد روی دایره واحد نیز، امکان کنترل پذیری (پایدار پذیری) فراهم خواهد بود. براین نیل به این مقصود، کافی است دنباله مخابراتی به نحوی انتخاب شود که شرایط قضیه (۱) برآورده شوند. این مساله در ردیف ۵ جدول برای سیستمهای چند نرخی احراز شده است.

٤- نتیجه گیری

در این مقاله ضمن مرور نتایج پژوهشهای پیشین در زمینه خصوصیات دنباله مخابراتی ورودی و خروجی که خواص ساختاری یک سیستم تحت شبکه را حفظ کنند، برخی خصوصیات جالب توجه ضرایب چند جمله‌ای مشخصه دنباله مخابراتی ارائه شده و شرایطی که تحت آن حفظ خواص ساختاری سیستم چند نرخی تضمین می‌شود، استخراج شده ونتایج موجود در خصوص کنترل‌پذیری سیستم‌های چند نرخی بهبود داده شده است. یک مثال عددی برای نشان دادن مزیت نتایج به دست آمده در مقایسه با پژوهشهای پیشین نیز ارائه شده است.

مراجع

[1] Zeltwanger, H., “An inside look at the fundamentals of CAN”, Control Engineering, 42.1 (1995), 81-87.

[2] Kastner, Wolfgang, et al. "Communication systems for building automation and control." Proceedings of the IEEE 93.6 (2005): 1178-1203.

[3] Gaid, ME Mongi Ben, ArbenCela, and YskandarHamam. "Optimal integrated control and scheduling of networked control systems with communication constraints: application to a car suspension system." *Control Systems Technology, IEEE Transactions on* 14.4 (2006): 776-787.

[4] Qu, Zhihua. “Cooperative control of dynamical systems: applications to autonomous vehicles”. Springer Science & Business Media, 2009.

[5] Longo, Stefano, et al. Optimal and robust scheduling for networked control systems. *CRC Press, 2013.*

[6] Gupta, Rachana Ashok, and Mo-Yuen Chow. "Networked control system: overview and research trends." *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 57.7 (2010): 2527-2535.

[7] Zhang, Lixian, HuijunGao, and OkyayKaynak. "Network-induced constraints in networked control systems—a survey." *Industrial Informatics, IEEE Transactions on* 9.1 (2013): 403-416.

[8] Longo, Stefano, Guido Herrmann, and Phil Barber. "Controllability, observability in networked control." *Robust Control Design*, 6.1,(2009): 438-446.

[9] Share Pasand, Mohammad Mahdi, and Mohsen Montazeri. "Structural Properties of Networked Control Systems with Bandwidth Limitations and Delays." *Asian Journal of Control* 19.3 (2017): 1228-1238.

[10] Share Pasand, Mohammad Mahdi, and Mohsen Montazeri. "Structural properties, LQG control and

scheduling of a networked control system with bandwidth limitations and transmission delays." *IEEE/CAA Journal of AutomaticaSinica* (2017).

[11] Hristu-Varsakelis, Dimitrios. "Short-period communication and the role of zero-order holding in networked control systems." *Automatic Control, IEEE Transactions on* 53.5 (2008): 1285-1290.

[12] Share Pasand, Mohammad Mahdi, and Mohsen Montazeri. "*L*-Step Reachability and Observability of Networked Control Systems with Bandwidth Limitations: Feasible Lower Bounds on Communication Periods." *Asian Journal of Control* (2017).

[13] Bushnell, Linda G. "Networks and control." *IEEE Control Systems Magazine* 21.1 (2001): 22-23.

[14] Baillieul, John, and Panos J. Antsaklis. "Control and communication challenges in networked real-time systems." *Proceedings of the IEEE* 95.1 (2007): 9-28.

[15] Walsh, Gregory C., Hong Ye, and Linda G. Bushnell. "Stability analysis of networked control systems." *Control Systems Technology, IEEE Transactions on* 10.3 (2002): 438-446.

[16] Pasand, Mohammad Mahdi Share, and Mohsen Montazeri. "Kalman Filtering with Optimally Scheduled Measurements in Bandwidth Limited Communication Media." *ETRI Journal* 39.1 (2017): 13-20.

[17] Longhi, Sauro. "Structural properties of multirate sampled-data systems." *IEEE Transactions on Automatic Control* 39.3 (1994): 692-696.

[18] Suzuki, Tatsuo, et al. "Controllability and stabilizability of a networked control system with periodic communication constraints." *Systems & Control Letters* 60.12 (2011): 977-984.

[19] Åström, Karl J., and BjörnWittenmark. *Computer-controlled systems: theory and design*. Courier Corporation, 2013.

[20] Wang, Jiandong, Tongwen Chen, and Biao Huang. "Multirate sampled-data systems: computing fast-rate models." *Journal of process control* 14.1 (2004): 79-88.

[21] Middleton, Rick, and Jim Freudenberg. "Non-pathological sampling for generalized sampled-data hold functions." Automatica 31.2 (1995): 315-319.

مجله کنترل
ISSN (print) 2008-8345
ISSN (online) 2538-3752
جلد ۱۳، شماره ۴، زمستان۱۳۹۸، صفحه ۳۵-۲۳

کنترل هماهنگ یک تراکتور- تریلر و ماشین برداشت محصول کمباین با استفاده از کنترل مقاوم تطبیقی عصبی

پریسا مهرمحمدی [۱]، خوشنام شجاعی [۲]

[۱] کارشناس ارشد برق، دانشکده مهندسی برق، واحد نجف آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف آباد، ایران،
parisa_mehrmohammadi@sel.iaun.ac.ir
[۲] استادیار، دانشکده مهندسی برق، واحد نجف آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف آباد، ایران، shojaei@pel.iaun.ac.ir

دریافت: ۱۳۹۶/۱۱/۰۵ ویرایش: ۱۳۹۷/۰۲/۰۸ پذیرش: ۱۳۹۷/۰۳/۳۱

چکیده: در این مقاله، مسئله‌ی کنترل هماهنگ یک سیستم تراکتور- تریلر و یک ماشین برداشت محصول کمباین به کمک روش رهبر- پیرو در حضور عدم قطعیت‌های مدل با هدف ردیابی مسیر زمانی مرجع برای اولین بار مورد توجه قرار می‌گیرد. ابتدا، یک مدل دینامیکی مرتبه دوم رهبر- پیرو به صورت اویلر- لاگرانژ توسعه می‌یابد که تمام خواص ساختاری مدل دینامیکی را حفظ می‌کند. سپس، کنترل ربات تراکتور- تریلر به نحوی انجام می‌گیرد که فاصله و جهت نسبی مطلوب با ماشین جمع آوری محصول، حفظ شود. برای این منظور، طراحی کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی به روش مقاوم تطبیقی عصبی انجام می‌گیرد. در این طرح کنترلی، نامعینی‌های پارامتری مانند جرم، ممان اینرسی و پارامترهای فیزیکی دیگر توسط شبکه‌ی عصبی تابع پایه شعاعی تخمین زده می‌شوند و سپس نامعینی‌های غیرپارامتری از قبیل دینامیک‌های مدل نشده سیستم، اصطکاک و لغزش چرخ‌ها توسط جمله کنترلی مقاوم تطبیقی جبران می‌گردند. به علاوه، نشان داده می‌شود که کنترل‌کننده خطاهای ردیابی را وادار می‌کند که به توپ کوچکی اطراف مبدأ در حضور نامعینی‌ها میل کنند. پایداری کنترل‌کننده پیشنهادی به صورت تحلیلی و بر اساس تئوری لیاپانوف اثبات می‌شود. نهایتاً، طرح کنترلی پیشنهادی با استفاده از نرم‌افزار متلب شبیه‌سازی و اعتبار آن نشان داده خواهد شد و با کنترل‌کننده‌ی پس‌گام مقایسه می‌شود.

کلمات کلیدی: تراکتور- تریلر، روش کنترل رهبر- پیرو، شبکه عصبی تابع پایه شعاعی، کنترل‌کننده پس‌گام، کنترل مقاوم تطبیقی عصبی، ماشین برداشت محصول کمباین.

Coordinated Control of a Tractor-Trailer and a Combine Harvester by Neural Adaptive Robust Control

Parisa Mehrmohammadi, Khoshnam Shojaei

Abstract: In this paper, the coordinated control problem of a tractor-trailer and a combine harvester is taken into account in the presence of model uncertainties by using the leader-following approach to track a reference trajectory for the first time. At first, a second-order leader-follower dynamic model is developed in Euler-Lagrange form which preserves all structural properties of the dynamic model. Then, the tractor-trailer is controlled to maintain a separation distance and a relative bearing angle with respect to the combine harvester. For this purpose, the controller is designed by using an adaptive robust neural network technique. In this control scheme, the parametric uncertainties such as masses, the moments of inertia and other physical parameters are estimated by a radial basis function neural network (RBFNN) and, then, nonparametric uncertainties such as unmodeled dynamics, friction and the slippage of wheels are compensated by

the adaptive robust control term. Moreover, it will be shown that the controller makes the tracking errors converge to a small bound around the origin in the presence of uncertainties. The stability of the proposed controller is demonstrated by an analysis based on Lyapunov theory. Finally, the proposed control scheme is simulated by MATLAB software and its validity will be shown and it is compared with the backstepping controller.

Keywords: Backstepping controller, combine harvester, leader-follower control, neural adaptive robust control, radial basis function neural network, tractor-trailer.

۱- مقدمه

توسعه‌ی ربات‌های متحرک چرخ‌دار کشاورزی[1]، همچنین استفاده و کنترل ربات‌های همکار در این زمینه سبب کاهش حجم کار اپراتورها، افزایش بهره‌وری نیروی کار، سرعت در انجام کارها و کاهش هزینه‌ی تولیدی و مزایایی از این قبیل شده است. به همین سبب، علاقه به تحقیقات در زمینه‌ی ربات‌های متحرک چرخ‌دار کشاورزی جهت تولید بیشتر و حذف بیش‌تر نیروهای انسانی، افزایش یافته است [۱]-[۴]. یکی از مهم‌ترین کاربردهای این ربات‌ها در زمینه‌ی کشاورزی، عملیات برداشت محصول می‌باشد. ربات‌های متحرک چرخ‌دار به دلیل ساختار و استفاده از چرخ‌های استاندارد در آن‌ها، مقید به قیود غیرهولونومیکی هستند. این قیود به دلیل عدم لغزش جانبی و غلتش خالص چرخ‌ها در حرکت رو به جلو ایجاد می‌شوند. این قیدها مسأله مدل‌سازی ربات‌ها را پیچیده‌تر می‌کنند. همچنین، طبق مرجع [۵]، قیود غیرهولونومیک سبب افزایش پیچیدگی طراحی کنترل این ربات‌ها می‌شود. در مرجع [۶]، خلاصه‌ای از روش‌های کنترلی در سیستم‌های غیرهولونومیک بیان شده است. ربات شبه‌خودرو برداشت محصول کمباین[2] یک سیستم رباتیکی است که به‌منظور برداشت، کوبیدن، جدا کردن و تمیز کردن دانه‌ها با حداقل دانه‌های صدمه دیده و حداقل تلفات، به‌کار برده می‌شود. اولین ماشین برداشت محصول کمباین بدون سرنشین در سال ۱۹۸۳ ساخته شد و توجه بسیاری را به خود جلب کرد. در مرجع [۷]، مدل سینماتیکی ماشین کمباین نشان داده شده است که بر مبنای این مدل، یک کنترل‌کننده‌ی غیرخطی مبتنی بر GPS ارائه شده است. در مرجع [۸]، یک روش مبتنی بر دید جهت خودکار کردن عملیات تخلیه پیشنهاد شده است. در [۹]، با استفاده از چندین سنسور از جمله GNSS، موقعیت بازوی تخلیه کمباین تعیین شده است. در مرجع [۱۰]، از یک کنترل‌کننده‌ی فازی جهت غربال خودکار محصول برداشت شده توسط کمباین استفاده می‌شود. ربات متحرک چرخ‌دار به همراه دنبالرو یک سیستم رباتیکی تحریک ناقص غیرخطی است که مقید به قیود غیرهولونومیکی می‌باشد و از یک تراکتور به همراه یک تریلر تشکیل می‌شود. تحلیل و کنترل این‌گونه ربات‌ها از مسائل چالش‌برانگیز در رباتیک است. مدل‌سازی و کنترل یک سیستم تراکتور- تریلر تحریک ناقص در مرجع [۱۱]، ارائه شده است. در [۱۲]، از یک قانون کنترل فیدبک جهت حرکت رو به عقب ربات متحرک چرخ‌دار به همراه تعدادی تریلر استفاده شده است. در [۱۳]، از یک کنترل‌کننده‌ی پیش‌بین برای تعقیب مسیر یک تراکتور- تریلر استفاده شده است. کنترل مکان و جهت‌گیری نسبی مجموعه‌ای از ربات‌ها و هدایت گروهی آن‌ها در قالب یک واحد هماهنگ و منظم، کنترل آرایش‌بندی ربات‌ها نامیده می‌شود. روش‌های گوناگونی برای کنترل شکل آرایش‌بندی ربات‌های هوشمند به‌کار گرفته شده است که یکی از روش‌های مهم در زمینه‌ی حفظ آرایش‌بندی ربات‌های متحرک، کنترل آرایش‌بندی رهبر -پیرو[3] [۱۴]، می‌باشد. در آرایش با پیکربندی رهبر -پیرو، یک یا چند ربات به عنوان رهبر که مسئول هدایت آرایش‌بندی هستند، انتخاب می‌شوند و منحنی مطلوبی را دنبال می‌نمایند. ربات‌های پیرو به گونه‌ای کنترل می‌شوند که فاصله و زاویه‌ی نسبی مطلوب نسبت به ربات رهبر حفظ شود. مزیت روش پیروی از رهبر، درک و پیاده‌سازی راحت آن است. در [۱۵]، کنترل آرایش‌بندی شبکه عصبی گروهی از ربات‌های تراکتور- تریلر ارائه شده که از روش رهبر- پیرو برای آرایش‌بندی استفاده می‌شود. در [۱۶]، کنترل آرایش‌بندی سیستم تراکتور- تریلر همه جهته[4] روی محور ارائه شده است که پارامترهای طراحی کنترل، بهینه شده‌اند. در مرجع [۱۷]، از ترکیب تکنیک کنترلی خطی‌سازی فیدبک با تابع پتانسیل به‌منظور آرایش‌بندی رهبر -پیرو ربات‌ها در حضور موانع محیطی استفاده شده است. با استفاده از کنترل مقاوم می‌توان نامعینی‌های غیرپارامتری سیستم را جبران کرد. عیبی که این کنترل‌کننده دارد این است که همیشه برای بدترین حالت طراحی می‌شود و باعث می‌شود که در سیگنال‌های کنترلی پدیده‌ی نوسانات ناخواسته ایجاد شود که دینامیک‌های مدل نشده در فرکانس بالا را تحریک می‌کند. جهت رفع این عیب از کنترل‌کننده‌ی مقاوم تطبیقی استفاده می‌شود تا بتوان باند بالای نامعینی‌ها را تخمین زد. در مرجع [۱۸]، یک کنترل‌کننده‌ی خطی‌ساز فیدبک به کار گرفته شده است که از تکنیک تطبیقی مقاوم برای تخمین باند بالای نامعینی‌ها استفاده کرده است. متأسفانه، مقالات قابل توجهی برای کنترل

[1] Agricultural robots
[2] Combine Harvester
[3] Leader-Follower
[4] Omni-directional

هماهنگ تراکتور-تریلرهای خودگردان با ماشین جمع آوری محصول منتشر نشده است. به همین منظور، کنترل ردیابی هماهنگ یک تراکتور تریلر با ماشین برداشت محصول کمباین با درنظر گرفتن نامعینی‌های پارامتری و غیرپارامتری با روش رهبر-پیرو در این مقاله برای اولین بار مورد توجه قرار می‌گیرد. با توجه به مرور کارهای پیشین [۱]-[۱۸]، نوآوری های این مقاله به صورت زیر بیان می‌شوند:

۱. برای اولین بار، یک مدل دینامیکی مرتبه دوم به شکل اویلر-لاگرانژ با به کارگیری یک تبدیل مختصات بر حسب فاصله و زاویه نسبی تراکتور-تریلر نسبت به ماشین جمع آوری محصول توسعه می‌یابد که تمام خواص ساختاری مدل دینامیکی تراکتور-تریلر را به ارث می‌برد.

۲ . بر خلاف اغلب کارهای قبلی که از مدل دینامیکی سیستم صرف نظر می‌کنند و برای دوری از معکوس ماتریس اینرسی در طراحی دینامیک معکوس و خطی‌سازی فیدبک در [۱۸]، یک کنترل‌کننده مبتنی بر روش انفعال[1]، که برای کنترل بازوها در مرجع [۱۹] ارائه شده است، طراحی می‌شود که بر خلاف روش پس‌گام نیز ساختار بسیار ساده‌ای دارد. در مقایسه با کنترل‌کننده مرجع [۱۵] که از ساختار کنترل سطح دینامیکی، یک شبکه عصبی چند لایه و طراحی کنترل‌کننده‌های سینماتیکی و دینامیکی جداگانه ای بهره می‌گیرد، روش پیشنهادی در این مقاله با تلفیق معادلات سینماتیکی و دینامیکی و ارائه یک مدل اویلر-لاگرانژ مرتبه دوم، یک کنترل‌کننده واحد با ساختاری ساده‌تر را ارائه می‌کند که برای پیاده سازی‌های عملی ارجحیت بیشتری دارد.

۳. جهت تخمین نامعینی‌های پارامتری از یک شبکه عصبی تابع پایه شعاعی [۲۰] استفاده می‌شودکه عدم قطعیت‌های ساختار یافته موجود در دینامیک سیستم را حتی بدون داشتن اطلاعات کافی از شکل تابعی آنها، به طور مؤثری تقریب می‌زند و خطای تقریب شبکه نیز به همراه نامعینی های ساختار نیافته نظیر اغتشاشات، توسط کنترل مقاوم تطبیقی جبران می‌شود.

ساختار مقاله بدین صورت است که ابتدا در بخش ۲، پیکربندی ربات تراکتور- تریلر توصیف می‌شود. پس از آن در این بخش، معادلات حرکت سینماتیک و دینامیک این ربات استخراج می‌شود. در بخش ۳، جهت کنترل هماهنگ ربات تراکتور- تریلر و ماشین کمباین مدل آرایش‌بندی بیان می‌شود. در بخش ۴، به بیان شبکه عصبی تابع پایه شعاعی پرداخته می‌شود. در بخش ۵، از کنترل‌کننده‌ی مبتنی بر انفعال جهت کنترل هماهنگ این دو ربات استفاده می‌گردد. سپس، جهت تخمین نامعینی‌های سیستم که شامل نامعینی‌های پارامتری و غیرپارامتری است، طراحی کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی به روش مقاوم تطبیقی عصبی صورت می‌گیرد. پس از آن در بخش ۶، پایداری سیستم توسط تئوری لیاپانوف بررسی می‌گردد. در بخش ۷، نتایج تجربی شبیه‌سازی این کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی با کنترل‌کننده‌ی پس‌گام مقایسه می‌شود. در نهایت، در بخش ۸، از این مقاله نتیجه‌گیری می‌شود.

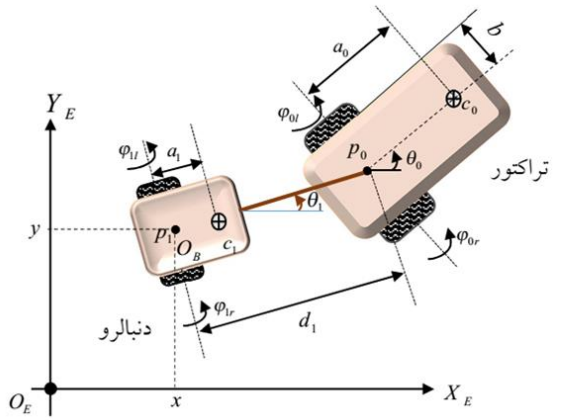
[1] Passivity-based control

۲- پیکربندی و مدل ربات تراکتور- تریلر

تراکتور- تریلر یک ربات دو چرخ دیفرانسیلی به همراه یک دنبالرو است. چرخ‌های ربات کشنده با شعاع r دارای عملگرهای مجزا می‌باشند. همچنین، برای حفظ پایداری حرکت این ربات کشنده، یک چرخ کروی نیز استفاده شده است. با توجه به شکل ۱، اتصال ربات کشنده و دنبالرو از طریق پین غیرفعال p_0 صورت گرفته است. مرکز جرم ربات کشنده با c_0 و دنبالرو با c_1 نشان داده شده است. جابه‌جایی زاویه‌ای چرخ‌های سمت راست و چپ ربات کشنده به ترتیب با φ_{0r} و φ_{0l} مشخص می‌شوند. φ_{1r} و φ_{1l} به ترتیب بیانگر جابه‌جایی چرخ‌های سمت راست و چپ دنبالرو هستند. فاصله‌ی بین مرکز جرم تا مرکز هندسی ربات کشنده و دنبالرو به ترتیب با a_0 و a_1 نشان داده می‌شوند. به علاوه، d نشان دهنده‌ی فاصله‌ی میان نقاط p_0 و p_1 است [۲۲].

با توجه به شکل های ۱ و ۲، ربات تراکتور- تریلر درنظر گرفته شده در این مقاله به صورت $d_1 = d \neq 0$ و $d_0 = 0$ می‌باشد که این نوع سیستم را روی محور[2] می‌گویند. معادله‌ی دینامیکی حاکم بر سیستم به صورت زیر نوشته می‌شود [۲۲]:

$$\begin{aligned} &M_1(\eta)\ddot{\eta}(t)+C_1(\eta,\dot{\eta})\dot{\eta}(t)+D_1\dot{\eta}(t)+\tau_{d1} \\ &=B_1(\eta)\tau_a(t)+A^T(\eta)\lambda \end{aligned} \tag{۱}$$



شکل ۱: ربات متحرک چرخ‌دار به همراه یک دنبالرو و پارامترهای سیستم

با توجه به معادله‌ی (۱)، بردار مختصات تعمیم یافته‌ی ربات[3]، $\eta = [x, y, \theta_1, \theta_0]^T$ می‌باشد. $v = [\upsilon(t), \omega(t)]^T$ بردار سرعت‌های ورودی شامل سرعت خطی رو به جلو و سرعت زاویه‌ای است. موقعیت ربات به همراه تریلر با $[x, y]^T$ نشان داده می‌شود و θ_0 و θ_1 به ترتیب

[2] On-axle hitching
[3] Generalized Coordinates

بیانگر جهت‌گیری ربات کشنده و دنبالرو هستند. $M_1(\eta)\in\Re^{4\times4}$ ماتریس اینرسی متقارن مثبت معین جبری است و $C_1(\eta,\dot\eta)\in\Re^{4\times4}$ یک ماتریس کوریولیس را نشان می‌دهد. $D_1\in\Re^4$ ماتریس میرایی و ضرایب اصطکاک ویسکوز، $\tau_{d1}\in\Re^{4\times1}$ بردار کران‌دار از اغتشاشات خارجی و دینامیک‌های مدل نشده، $B_1(\eta)\in\Re^{4\times2}$ ماتریس انتقال ورودی و $\tau_a\in\Re^{2\times1}$ بردار گشتاورهای ورودی است که به وسیله‌ی عملگرها تولید می‌شوند. همچنین با توجه به معادله‌ی (۱)، بردار ضرایب لاگرانژ بیانگر نیرویی‌هایی است که از طریق قیود غیرهولونومیکی به سیستم وارد می‌شوند و با $\lambda\in\Re^{4\times1}$ نشان داده می‌شوند. مطابق با [۱۸]، ماتریس‌های معرفی شده به صورت زیر بیان می‌شوند:

$$M_1(\eta)=\begin{bmatrix} m & 0 & -A\sin\theta_1 & -a_0m_0\sin\theta_0\\ 0 & m & A\cos\theta_1 & a_0m_0\cos\theta_0\\ -A\sin\theta_1 & A\cos\theta_1 & I_{\theta_1} & a_0dm_0\cos(\theta_0-\theta_1)\\ -a_0m_0\sin\theta_0 & a_0m_0\cos\theta_0 & a_0dm_0\cos(\theta_0-\theta_1) & I_{\theta_0}\end{bmatrix} \tag{۲}$$

$$B_1=\frac{1}{r}\begin{bmatrix}\cos\theta_0 & \sin\theta_0 & d\sin(\theta_0-\theta_1) & b\\ \cos\theta_0 & \sin\theta_0 & d\sin(\theta_0-\theta_1) & -b\end{bmatrix}^T \tag{۳}$$

$$\begin{aligned} &D_1=diag\left[d_{m1},d_{m2},d_{m3},d_{m4}\right],\\ &C_1(\eta,\dot\eta)\dot\eta=\left[C_{jk}\right]_{4\times1}\end{aligned} \tag{۴}$$

که پارامترهایی که در رابطه های بالا به کار گرفته شده است، به صورت زیر توصیف می‌شوند:

$$\begin{aligned} &A=a_1m_1+d\,m_0\ ,\ m=m_0+m_1\\ &I_{\theta_1}=m_1a_1^{\,2}+m_0d^2+I_1\ ,\ I_{\theta_0}=m_0a_0^{\,2}+I_0\\ &C_{11}=-a_0m_0\cos\theta_0\dot\theta_0^{\,2}-A\cos\theta_1\dot\theta_1^2\\ &C_{21}=-a_0m_0\sin\theta_0\dot\theta_0^{\,2}-A\sin\theta_1\dot\theta_1^2\\ &C_{31}=-a_0\,d\,m_0\,\dot\theta_0^{\,2}\sin(\theta_0-\theta_1)\\ &C_{41}=a_0\,d\,m_0\,\dot\theta_1^{\,2}\sin(\theta_0-\theta_1)\end{aligned} \tag{۵}$$

که m_0 و m_1 به ترتیب معرف جرم‌های ربات متحرک چرخ‌دار و دنبالرو، I_0 و I_1 به ترتیب معرف ممان اینرسی‌های جرمی ربات چرخ‌دار و دنبالرو حول محور عمود بر صفحه‌ی حرکت، a_0 و a_1 به ترتیب معرف فاصله‌ی میان مرکز جرم و نقطه‌ی میانی چرخ‌های ربات چرخ‌دار و دنبالرو است [۱۸]. برای حرکت ربات تراکتور- تریلر، باید درنظر داشت که حرکت ربات به صورت صفحه‌ای انجام می‌شود. همچنین، چرخ‌های ربات قادر به حرکت از پهلو نمی‌باشند و به علاوه، چرخ‌های ربات در جهت رو به جلو غلتش خالص می‌کنند و قادر به حرکت رو به عقب نیستند. بر این اساس، $A(\eta)\in\mathrm{R}^{m\times n}$ یک ماتریس قیدی با رتبه‌ی کامل است که در این مقاله، با $n=4$ درجه آزادی و $m=2$ قید به صورت یک ماتریس (2×4)، قابل تعریف است. بنابراین، قید غیرهولونومیکی حرکت ربات تراکتور- تریلر به صورت زیر بیان می‌شود. لازم به ذکر است که d فاصله‌ی مرکز هندسی ربات تا مرکز هندسی دنبالرو یا فاصله‌ی بین چرخ‌های ربات تا چرخ‌های دنبالرو است.

$$\underbrace{\begin{bmatrix}\sin(\theta_0) & -\cos(\theta_0) & -d\cos(\theta_0-\theta_1) & 0\\ \sin(\theta_1) & -\cos(\theta_1) & 0 & 0\end{bmatrix}}_{A(\eta)}\begin{bmatrix}\dot x\\ \dot y\\ \dot\theta_1\\ \dot\theta_0\end{bmatrix}=0 \tag{۶}$$

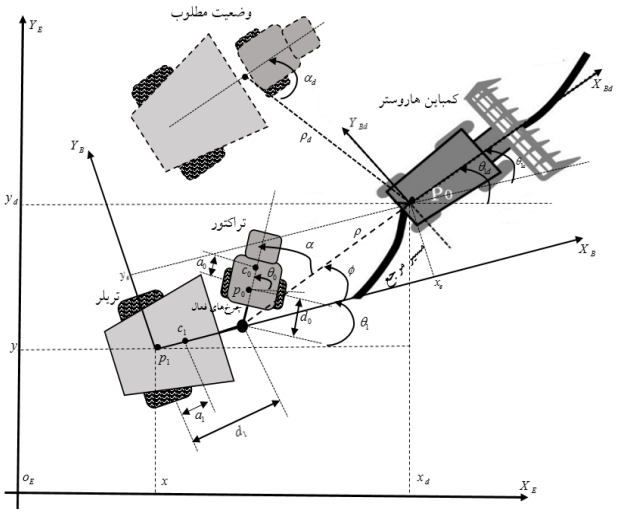
از طرفی معادله‌ی سینماتیک ربات به صورت زیر بیان می‌شود [۲۲]:

$$\dot\eta=S(\eta)v \tag{۷}$$

با توجه به رابطه‌ی (۷)، ماتریس با رتبه‌ی کامل

$$S(\eta)=\left[s_1(\eta)\quad s_2(\eta)\right]^T=\begin{bmatrix}\cos\theta_1 & \sin\theta_1 & \frac{1}{d}\tan(\theta_0-\theta_1) & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1\end{bmatrix}^T$$

که ماتریس سینماتیک نام دارد، از میدان‌های برداری هموار و مستقل خطی تشکیل شده است و در آن $k=1,2$ و $s_k(\eta)\in R^4$ است. $s_k(\eta)$ها در فضای پوچی ماتریس $A(\eta)$ به صورت $A(\eta)S(\eta)=0$ می‌باشند. به علاوه، سرعت‌ها به صورت ترکیب خطی از بردارهایی که فضای پوچی ماتریس $S(\eta)$ را پوشش می‌دهند، بیان می‌شوند. بنابراین، رابطه‌ی (۷) به صورت زیر بازنویسی می‌شود:



شکل ۲: کنترل هماهنگ تراکتور- تریلر و یک ماشین برداشت محصول کمباین

$$\dot\eta=\begin{bmatrix}\dot x\\ \dot y\\ \dot\theta_1\\ \dot\theta_0\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\cos(\theta_1) & 0\\ \sin(\theta_1) & 0\\ \frac{1}{d}\tan(\theta_0-\theta_1) & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\upsilon\\ \omega\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\cos(\theta_1)\\ \sin(\theta_1)\\ \frac{1}{d}\tan(\theta_0-\theta_1)\\ 0\end{bmatrix}\upsilon+\begin{bmatrix}0\\0\\0\\1\end{bmatrix}\omega \tag{۸}$$

حال با مشتق‌گیری از رابطه‌ی (۷)، رابطه‌ی $\ddot\eta=\dot S(\eta)v+S(\eta)\dot v$ به دست می‌آید و با جایگذاری این معادله در رابطه‌ی (۱) و نهایتاً با ضرب نتیجه‌ی حاصله در $S^T(\eta)$ معادله‌ی دینامیکی زیر حاصل می‌شود:

$$M_2(\eta)\dot{v}(t)+C_2(\eta,v)v(t)+D_2(\eta)v(t)+\tau_{d2}(t,\eta)=B_2(\eta)\tau_a \quad (۹)$$

که هر یک از ماتریس های رابطه‌ی (۹)، به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\begin{aligned} &M_2(\eta)=S^T(\eta)\,M_1(\eta)\,S(\eta)\,,\ B_2(\eta)=S^T(\eta)B_1(\eta)\\ &C_2(\eta,v)=S^T(\eta)M_1(\eta)\dot{S}(\eta)+S^T(\eta)C_1(\eta,\dot{\eta})S(\eta)\\ &D_2(\eta)=S^T(\eta)D_1\,S(\eta)\,,\ \tau_{d2}=S^T(\eta)\tau_{d1}\end{aligned} \quad (۱۰)$$

۳- آرایش کنترلی

در این مقاله، هدف کنترلی آن است که با استفاده از یک کنترل کننده‌ی مبتنی شبکه عصبی-تطبیقی-مقاوم، ربات تراکتور- تریلر جهت بارگیری محصول در حضور نامعینی‌های مدل، ماشین جمع آوری محصول کمباین (ربات رهبر) را به صورت مجانبی دنبال کند تا خطاهای ردیابی به ناحیه‌ی کوچکی شامل مبدا همگرا شوند به نحوی که

$$\lim_{t\to\infty}\left|\rho(t)-\rho_d(t)\right|\le\varepsilon_\rho\,,\ \lim_{t\to\infty}\left|\alpha(t)-\alpha_d(t)\right|\le\varepsilon_\alpha \quad (۱۱)$$

که در آن ε_ρ و ε_α ثابت‌های مثبت کوچک دلخواه هستند و $\rho(t)$ و $\alpha(t)$ فاصله و سمت‌گیری نسبی ربات پیرو نسبت به رهبر است. همچنین، $\rho_d(t)$ و $\alpha_d(t)$ فاصله و جهت مطلوب ربات پیرو نسبت به ربات رهبر را نشان می‌دهند.

فرض ۱: بردار مختصات تعمیم یافته‌ی $\eta(t)$ و بردار سرعت $v(t)$ قابل اندازه‌گیری هستند.

فرض ۲: مقادیر حالت، سرعت و شتاب ماشین برداشت محصول کمباین، یعنی $\eta_d(t)$، $v_d(t)$ و $\dot{v}_d(t)$، برای تراکتور-تریلر از طریق یک ارتباط مخابراتی قابل دسترس هستند.

فرض ۳: بردار اغتشاش $\tau_{d2}(t)$ کران‌دار است طوری که $\sup\|\tau_{d2}(t)\|<B_{d\tau}$ است و $B_{d\tau}$ یک ثابت مثبت است.

فرض ٤: بردار آرایش مطلوب $q_d(t)=[\rho_d(t),\alpha_d(t)]^T$ طوری انتخاب می‌شود که $q_d(t)$ و $\dot{q}_d(t)$ و $\ddot{q}_d(t)$ همگی سیگنال‌های کران‌دار باشند به طوری که $\sup\|q_d(t)\|<B_{dp}$ و $\sup\|\dot{q}_d(t)\|<B_{dv}$ و $\sup\|\ddot{q}_d(t)\|<B_{da}$ که B_{dp}، B_{dv} و B_{da} همگی ثابت‌های مثبت کراندار هستند [۲۳].

در این بخش، برای سهولت در طراحی کنترل‌کننده در بخش بعدی، یک مدل مرتبه دوم با فرم اویلر-لاگرانژ به دست می‌آید که تمام خواص ساختاری مدل دینامیکی (۹) را حفظ می‌کند. مطابق با شکل ۲ و مشابه با مرجع [۱۵]، خطای وضعیت بین تراکتور-تریلر و ماشین جمع آوری محصول از دستگاه مختصات متصل به زمین $\{O_E,X_E,Y_E\}$ به دستگاه مختصات متصل به بدنه $\{O_B,X_B,Y_B\}$ با تبدیل مختصات زیر انتقال می یابد:

$$\eta_e(t)=\begin{bmatrix}x_e(t)\\ y_e(t)\\ \theta_{1e}(t)\\ \theta_{0e}(t)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\cos\theta_1 & \sin\theta_1 & 0 & 0\\ -\sin\theta_1 & \cos\theta_1 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_d-x\\ y_d-y\\ \theta_{1d}-\theta_1\\ \theta_{0d}-\theta_0\end{bmatrix} \quad (۱۲)$$

که در آن x_d و y_d موقعیت، θ_{1d} سمت‌گیری و θ_{0d} زاویه فرمان ماشین کمباین را نشان می‌دهند. باتوجه به رابطه‌ی (۸) و مشتق‌گیری از رابطه‌ی (۱۲)، معادله‌ی خطای دینامیکی در دستگاه مختصات بدنه به صورت زیر می‌باشد:

$$\dot{\eta}_e(t)=\begin{bmatrix}\dot{x}_e(t)\\ \dot{y}_e(t)\\ \dot{\theta}_{1e}(t)\\ \dot{\theta}_{0e}(t)\end{bmatrix}= \quad (۱۳)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix}-1+(y_e/d)\tan(\theta_0-\theta_1) & 0\\ -(x_e/d)\tan(\theta_0-\theta_1) & 0\\ -(1/d)\tan(\theta_0-\theta_1) & 0\\ 0 & -1\end{bmatrix}}_{J}\underbrace{\begin{bmatrix}\upsilon\\ \omega\end{bmatrix}}_{v}+\underbrace{\begin{bmatrix}\cos\theta_{1e} & 0\\ \sin\theta_{1e} & 0\\ (1/d)\tan(\theta_{0d}-\theta_{1d}) & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix}}_{S}\underbrace{\begin{bmatrix}\upsilon_d\\ \omega_d\end{bmatrix}}_{v_d}$$

سپس، فاصله و سمت‌گیری نسبی دو وسیله نقلیه نسبت به هم به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$q(t)= \quad (۱۴)$$

$$\begin{bmatrix}\rho(t)\\ \alpha(t)\end{bmatrix}=\underbrace{\begin{bmatrix}\rho(t)\\ \phi(t)-(\theta_0-\theta_1)\end{bmatrix}}_{h(\eta_e(t))}=\begin{bmatrix}\sqrt{(x_e(t)-d_1)^2+y_e^2(t)}\\ a\tan 2(y_e(t),x_e(t)-d_1)-(\theta_0-\theta_1)\end{bmatrix}$$

که در آن $\operatorname{atan}2(y,x)$ به معنی $\arctan(y/x)$ و در محدوده‌ی $[-\pi,\pi]$ است. با مشتق‌گیری از رابطه‌ی (۱۴) رابطه زیر حاصل می‌شود:

$$\dot{q}(t)= \quad (۱۵)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix}-\cos\phi-\sin\phi\tan(\theta_0-\theta_1) & 0\\ (\sin\phi-\cos\phi\tan(\theta_0-\theta_1))/\rho & -1\end{bmatrix}}_{R(\eta)}v+\underbrace{\begin{bmatrix}\upsilon_d\cos(\theta_{1e}-\phi)\\ \upsilon_d\sin(\theta_{1e}-\phi)/\rho\end{bmatrix}}_{\delta}$$

تذکر ۱: $\det(R)=\cos(\phi)+\sin(\phi)\tan(\theta_0-\theta_1)$ در معادله‌ی (۱۵)، در صورتی که $\tan(\phi)\tan(\theta_0-\theta_1)\neq-1$ باشد، غیرصفر است. یک شرط لازم برای اجتناب از تکین شدن $|\phi(t)-(\theta_0-\theta_1)|<\pi/2$ می باشد که براساس آن، شرط $|\phi_d(t)-(\theta_0-\theta_1)|<\pi/2$ باید برقرار گردد.

حال، با مشتق‌گیری از رابطه‌ی (۱۵)، به معادله‌ی $\ddot{q}=\dot{R}v+R\dot{v}+\dot{\delta}$ خواهیم رسید که با توجه به این معادله، رابطه‌ی زیر حاصل می‌شود:

$$\dot{v}=R^{-1}\ddot{q}-R^{-1}\dot{R}v-R^{-1}\dot{\delta} \quad (۱۶)$$

طبق معادله‌ی (۱۵)، معادله‌ی $v=R^{-1}\dot{q}-R^{-1}\delta$ برقرار است. با جایگذاری این معادله و (۱۶) در رابطه‌ی (۹)، خواهیم داشت:

$$\begin{aligned}&M_2R^{-1}\ddot{q}-M_2R^{-1}\dot{R}(R^{-1}\dot{q}-R^{-1}\delta)-M_2R^{-1}\dot{\delta}\\ &+C_2(\eta,R^{-1}\dot{q})R^{-1}\dot{q}-C_2(\eta,R^{-1}\dot{q})R^{-1}\delta\\ &-C_2(\eta,R^{-1}\delta)R^{-1}\dot{q}+C_2(\eta,R^{-1}\delta)R^{-1}\delta\\ &+D_2R^{-1}\dot{q}-D_2R^{-1}\delta+\tau_{2d}(t,\eta)=B_2\tau_a(t)\end{aligned} \quad (۱۷)$$

بنابراین، با ضرب دو طرف معادله بالا در R^{-T} مدل مرتبه دوم زیر به فرم اویلر-لاگرانژ بر حسب فاصله و سمت‌گیری نسبی دو وسیله نقلیه به دست می‌آید:

$$\begin{aligned}&M(\eta)\ddot{q}+C(\eta,\dot{q})\dot{q}+D(\eta)\dot{q}+N(\eta_e,v_d,\dot{v}_d)\\ &+\tau_d(t,\eta)=B(\eta)\tau_a=\bar{\tau}_a\end{aligned} \quad (۱۸)$$

که ماتریس‌های رابطه‌ی (۱۸) به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$\begin{aligned} &M = R^{-T} M_2 R^{-1},\ D = R^{-T} D_2 R^{-1},\ B = R^{-T} B_2 \\ &C = R^{-T}(C_2 - M_2 R^{-1}\dot{R}) R^{-1},\ \tau_d = R^{-T}\tau_{2d} \\ &N(\eta_e, v_d, \dot{v}_d) = -M(\eta)\dot{\delta} + R^{-T} C_2(\eta, R^{-1}\delta) R^{-1}\delta \\ &\quad - D(\eta)\delta - C(\eta,\delta) - R^{-T} C_2(\eta, R^{-1}\delta) R^{-1} \end{aligned} \tag{۱۹}$$

که $N(\eta_e, v_d, \dot{v}_d)$ نامعینی‌های پارامتری و $\tau_d(t,\eta)$ نامعینی‌های غیرپارامتری است که شامل اغتشاش متغیر با زمان می‌باشد. همچنین، مدل دینامیکی (۱۸) با توجه به خواص ساختاری مدل (۹) دارای خواص زیر است [۱۸]:

خاصیت ۱: $M(\eta)$ ماتریس متقارن مثبت معین و $\lambda_m \|x\|^2 \le x^T M(\eta)\, x \le \lambda_M \|x\|^2 \quad \forall x \in \Re^2, 0 < \lambda_m \le \lambda_M < \infty$ است. که $\lambda_m := \min_{\forall \in \Re^4} \lambda_{\min}(M(\eta)),\ \lambda_M := \max_{\forall \eta \in \Re^4} \lambda_{\max}(M(\eta))$ می‌باشد.

خاصیت ۲: ماتریس کوریولیس، خواص زیر را برآورده می‌سازد [۱۸]:

1) $x^T(\dot{M}(\eta) - 2C(\eta,v))\, x = 0,\ \forall x, v \in \Re^2, \eta \in \Re^4$

2) $\dot{M}(\eta) = C(\eta,v) + C^T(\eta,v),\ \forall v \in \Re^2, \forall \eta \in \Re^4$

3) $C(\eta, x_1)\, x_2 = C(\eta, x_2)\, x_1,\ \forall x_1, x_2 \in \Re^2,\ \eta \in \Re^4$

4) $C(\eta, x_1 + x_2)\, y = C(\eta, x_1)\, y + C(\eta, x_2)\, y,\ \forall x_1, x_2, y \in \Re^2$

5) $C(\eta, x_1 + x_2)\, y = C(\eta, x_1)\, y + C(\eta, x_2)\, y,\ \forall x_1, x_2, y \in \Re^2$

که λ_C یک ثابت مثبت نامشخص است.

خاصیت ۳: $D(\eta)$ یک ماتریس مثبت معین و متقارن است که از بالا و پایین کران‌دار است به‌طوری که [۱۸]:

$$\lambda_d \|x\|^2 \le x^T D(\eta)\, x \le \lambda_D \|x\|^2,\quad \forall x \in \Re^2,\quad 0 < \lambda_d \le \lambda_D < \infty$$
$$\lambda_d := \min_{\forall \in \Re^4} \lambda_{\min}(D(\eta)) \quad , \quad \lambda_D := \max_{\forall \eta \in \Re^4} \lambda_{\max}(D(\eta))$$

٤- شبکه عصبی تابع پایه شعاعی

در این مقاله، برای تخمین نامعینی‌های پارامتری از شبکه عصبی تابع پایه شعاعی[1] استفاده می‌شود. تابع پیوسته داده شده $f(x): U \to \Re^{n_0}$ که $U \in \Re^{n_i}$ یک مجموعه‌ی فشرده است، را درنظر بگیرید. آنگاه توسط شبکه عصبی تابع پایه‌ی شعاعی می‌توان تابع غیرخطی نامعین را به صورت ترکیب خطی از وزن‌ها به شکل زیر نوشت [۲۰]:

$$\begin{aligned} &f_m(x) = \sum_{k=1}^{\ell} w_{mk}\sigma(x) + e_{wm},\ m = 1,2,\ldots,p \\ &\sigma_k(x) = \exp(-\|x - \mu_k\|^2 / \lambda_k^2),\ k = 1,2,\ldots,L \end{aligned} \tag{۲۰}$$

که e_{wm} نشان دهنده‌ی خطای تقریب شبکه‌ی عصبی است، p و L به ترتیب تعداد گره‌های خروجی و گره‌های پنهان را نشان می‌دهند. $\sigma_k(x)$، k-اُمین تابع پایه‌ی شعاعی (تابع گوسی) است که $\mu_k = [\mu_{k1}, \mu_{k2}, \ldots, \mu_{kq}]$ و λ_k به ترتیب بردار مرکزی و انحراف معیار هستند. سپس، توابع غیرخطی می‌توانند به صورت ماتریسی زیر بیان شوند:

$$f(x) = W\sigma(x) + e_w \tag{۲۱}$$

که $f(x) = [f_1(x), \ldots, f_p(x)]^T$ ، $\sigma(x) = [\sigma_1(x), \ldots, \sigma_\ell(x)]^T$ ، $e_w = [e_{w1}, e_{w2}, \ldots, e_{wp}]^T$ به صورت $\|e_w\| \le B_w$ کراندار است که B_w یک ثابت مثبت است. W ماتریس وزن‌های شبکه عصبی است که این وزن‌ها باید مقادیر مناسبی به خود بگیرند تا بتوانند تابع غیرخطی را با خطای کمی تقریب بزنند. این ماتریس به صورت زیر نشان داده می شود:

$$W = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} & \cdots & w_{1L} \\ w_{21} & w_{22} & \cdots & w_{2L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{p1} & w_{p2} & \cdots & w_{pL} \end{bmatrix}_{p \times L} \tag{۲۲}$$

از آنجایی که تعیین ماتریس وزنی کار پیچیده‌ای است، معمولاً این ماتریس را توسط یک قانون تطبیق تخمین می‌زنند. این قانون تطبیق اغلب در یک تحلیل لیاپانوفی طراحی می‌شود. بنابراین، تقریب تابع غیرخطی نامعین به صورت زیر درنظر گرفته می‌شود:

$$\hat{f}(x) = \hat{W}\sigma(x) \tag{۲۳}$$

که $\hat{W}$ معرف ماتریس وزن تخمین زده شده می باشد.

فرض ۵: وزن‌های مطلوب شبکه عصبی $\|W\|_F \le W_M$ کران‌دار هستند، که W_M ثابت مثبت است [۲۴] و $\|\bullet\|_F$ اندازه فربنیوس یک ماتریس را نشان می دهد.

۵- طراحی کنترل‌کننده

در این بخش، یک کنترل‌کننده برای هماهنگ کردن تراکتور-تریلر با ماشین برداشت محصول در یک فاصله و زاویه نسبی مشخص پیشنهاد می‌شود. برای شروع طراحی کنترل‌کننده، متغیر خطای ردیابی به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$e(t) = q(t) - q_d(t),\ \dot{e}(t) = \dot{q}(t) - \dot{q}_d(t) \tag{۲۴}$$

با تعریف متغیر زیر، مسأله ردیابی مرتبه دوم به مسأله پایدارسازی مرتبه یک تبدیل می‌شود [۱۹]:

$$\begin{aligned} r(t) &= \dot{q}(t) - \dot{q}_r(t) = \dot{q}(t) - \left(\dot{q}_d(t) - \Lambda e(t)\right) \\ &= \dot{e}(t) + \Lambda e(t) \end{aligned} \tag{۲۵}$$

بنابراین، طبق رابطه‌ی (۲۵)، می‌توان نتیجه گرفت که اگر $r(t) \to 0$، آنگاه $e(t)$ و $\dot{e}(t)$ به سمت صفر میل می‌کنند. همچنین، در این رابطه، Λ یک ماتریس بهره‌ی مثبت معین درنظر گرفته می‌شود و $\dot{q}_r$ به صورت زیر معرفی می‌گردد:

$$\dot{q}_r = \dot{q}_d - \Lambda e \tag{۲۶}$$

سپس، با جایگذاری رابطه‌های (۲۴) و (۲۵) در (۱۸)، رابطه زیر حاصل می‌شود:

$$M(\eta)(\dot{r} + \ddot{q}_d - \Lambda\dot{e}) + C(\eta, \dot{q})(r + \dot{q}_d - \Lambda e)$$

[1] Radial Basis Function Neural Networks

$$+D(\eta)(r+\dot{q}_d-\Lambda e)+N(e,v_d,\dot{v}_d)+\tau_d(\eta,t)$$
$$=M(\eta)\dot{r}+M(\eta)(\ddot{q}_d-\Lambda\dot{e})+C(\eta,\dot{q})r$$
$$+C(\eta,\dot{q})(\dot{q}_d-\Lambda e)+D(\eta)r+D(\eta)(\dot{q}_d-\Lambda e)$$
$$+N(e,v_d,\dot{v}_d)+\tau_d(\eta,t)=B(\eta)\tau_a=\bar{\tau}_a$$

و نهایتاً به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$M(\eta)\dot{r}=-C(\eta,\dot{q})r+\bar{\tau}_a-D(\eta)r \qquad (۲۷)$$
$$\underbrace{-M(\eta)\ddot{q}_r-C(\eta,\dot{q})\dot{q}_r-D(\eta)\dot{q}_r-N(e,v_d,\dot{v}_d)}_{\xi(\eta,\eta_d,v_d,\dot{v}_d,\dot{q},\dot{q}_r,\ddot{q}_r)}-\tau_d(\eta,t)$$

با توجه به خاصیت تقریب شبکه‌های عصبی، نامعینی‌های پارامتری در تابع مجهول ξ به سهولت تخمین زده می‌شوند. برای این منظور، می‌توان نوشت:

$$\xi(\eta,\eta_d,v_d,\dot{v}_d,\dot{q},\dot{q}_r,\ddot{q}_r)=W\sigma(x)+e_w \qquad (۲۸)$$

که در آن وزن‌های شبکه عصبی تابع پایه شعاعی ایده‌آل و بردار خطای تقریب شبکه به صورت $\|W\|_F\le W_M$ و $\|e_w\|\le B_W$ کران‌دار هستند. با استفاده از شبکه عصبی تنها می‌توان نامعینی‌های پارامتری را تخمین زد. در حالیکه وجود نامعینی‌های غیرپارامتری که شامل اغتشاش متغیر با زمان نیز است، می‌تواند برای کنترل‌کننده و در نتیجه پایداری سیستم، مشکل ایجاد کند. بنابراین، در این مقاله از کنترل‌کننده‌ی مقاوم تطبیقی نوع اشباع برای تضمین پایداری سیستم در حضور اغتشاش و خطای تقریب شبکه عصبی استفاده می‌شود. باید توجه شود که $\|e_w-\tau(t)\|\le\theta$. درنهایت، قانون کنترل به صورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$\tau_a=B^{-1}(\eta)\bar{\tau}_a=-B_2^{-1}R^TK_pr-B_2^{-1}R^T\hat{W}\sigma(x)$$
$$-\hat{\theta}^2B_2^{-1}R^Tr/\left(\hat{\theta}\|r\|+\varepsilon_t(t)\right) \qquad (۲۹)$$

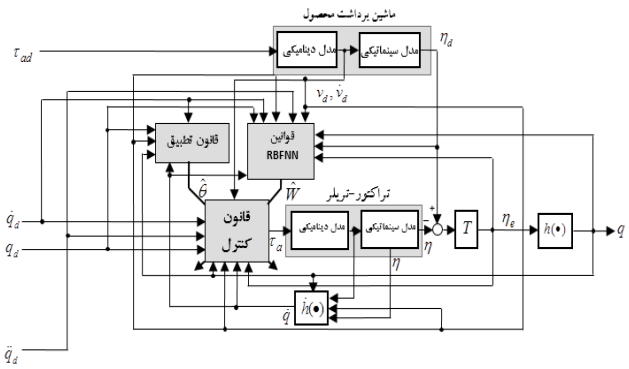
در (۲۹)، K_p ماتریس بهره‌ی قطری مثبت معین است. همچنین، قوانین به‌روزرسانی وزن‌های شبکه عصبی و تخمین پارامتر باند بالا به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$\begin{cases}\dot{\hat{W}}=\Gamma_w\left(\dot{e}(t)+\Lambda e(t)\right)\sigma^T(x)-\Gamma_w\delta_w\hat{W},\\ \dot{\hat{\theta}}=\gamma_\theta\|\dot{e}(t)+\Lambda e(t)\|-\gamma_\theta\sigma\hat{\theta}\end{cases} \qquad (۳۰)$$

که Γ_w و γ_θ بهره‌های تطبیق را نشان می‌دهند، δ_w و σ پارامترهای طراحی مثبت کوچک هستند. جملات $\Gamma_w\delta_w\hat{W}$ و $\gamma_\theta\sigma\hat{\theta}$، بیانگر اصلاح سیگما ثابت هستند. با جایگذاری (۲۹) در (۲۷)، دینامیک خطای حلقه بسته‌ی زیر به دست می‌آید:

$$M(\eta)\dot{r}=-C(\eta,\dot{q})r-Dr-K_pr+\underbrace{\left(W-\hat{W}\right)}_{\tilde{W}}\sigma(x)$$
$$-\frac{\hat{\theta}^2r}{\hat{\theta}\|r\|+\varepsilon_t}+e_w-\tau_d(t) \qquad (۳۱)$$

لازم به ذکر است که $\tilde{W}$، ماتریس خطای تخمین وزن‌های شبکه عصبی است که به صورت $\tilde{W}=W-\hat{W}$ تعریف می‌شود. شکل ۳ دیاگرام بلوکی سیستم کنترل پیشنهادی را نشان می‌دهد.



شکل ۳: دیاگرام بلوکی سیستم کنترل پیشنهادی

٦- تحلیل پایداری

در این بخش، پایداری سیستم حلقه بسته مورد نظر به کمک تئوری پایداری لیاپانوف با بیان قضیه زیر به صورت تحلیل مورد بررسی قرار می‌گیرد:

قضیه ۱: مدل سینماتیکی و دینامیکی ربات تراکتور- تریلر را درنظر بگیرید. با توجه به یک مسیر زمانی مطلوب کران‌دار که توسط ماشین جمع آوری محصول تولید می‌شود، تحت خواص ۱ تا ۳، و فرض‌های ۱ تا ۵، کنترل کننده مقاوم تطبیقی عصبی (۲۹) و (۳۰) تضمین می‌کند که همه‌ی سیگنال‌ها در سیستم حلقه بسته کران‌دارند و خطاهای ردیابی بطور یکنواخت نهایتاً کران‌دارند و به توپ کوچکی شامل مبدأ همگرا می‌شوند.

اثبات: ابتدا، برای اثبات پایداری لم‌های زیر معرفی می‌شوند:

لم ۱: چنانچه M ماتریس مثبت معین باشد، به ازای $x\in\Re^n$ نامساوی ریلی ریتز به صورت برقرار است [۲۵]:

$$\lambda_{\min}\{M\}\|x\|^2\le x^TMx\le\lambda_{\max}\{M\}\|x\|^2 \qquad (۳۲)$$

لم ۲: چنانچه a، b، p و q اعداد حقیقی و مثبت باشند به نحوی که مجموع معکوس‌های p و q برابر یک باشد، آنگاه نامساوی یانگ به صورت $ab\le a^p/p+b^q/q$ است. از طرفی، می‌توان اثبات کرد که به ازای $x,y\in\Re^n$ و اسکالر k نامساوی زیر برقرار است [۲۵]:

$$x^TMy\le\frac{1}{2k^2}\lambda_{\max}\{M\}\|x\|^2+\frac{k^2}{2}\lambda_{\max}\{M\}\|y\|^2 \qquad (۳۳)$$

سپس، تابع لیاپانوف سیستم به صورت زیر انتخاب می‌شود [۲۳]:

$$V(t)=0.5r^TM(\eta)r+0.5tr\left\{\tilde{W}^T\Gamma_W^{-1}\tilde{W}\right\}+0.5\tilde{\theta}^2/\gamma_\theta \qquad (۳۴)$$

که در آن $\tilde{W}=W-\hat{W}$ و $\tilde{\theta}=\theta-\hat{\theta}$ و تابع لیاپانوف به صورت زیر کراندار می‌گردد:

$$\lambda_x\|x\|^2\le V(t)\le\lambda_X\|x\|^2$$
$$\lambda_x=0.5\min\{\lambda_m,\lambda_{\min}(\Gamma_W^{-1}),\gamma_\theta^{-1}\}$$
$$\lambda_X=0.5\max\{\lambda_M,\lambda_{\max}(\Gamma_W^{-1}),\gamma_\theta^{-1}\} \qquad (۳۵)$$
$$x:=[r^T,\tilde{w}_{11},\ldots,\tilde{w}_{2L},\tilde{\theta}]^T$$

در ادامه، با مشتق‌گیری از رابطه (۳۴) و استفاده از خاصیت ۲، رابطه‌ی زیر بدست می‌آید:

$$\dot{V} = r^T M(\eta)\dot{r} + \frac{1}{2} r^T \dot{M}(\eta) r - tr\left\{\tilde{W}^T \Gamma_W^{-1} \dot{\hat{W}}\right\} - \frac{1}{\gamma_\theta}\tilde{\theta}\dot{\hat{\theta}} \quad (۳۶)$$

$$\dot{V} = -r^T (K_p + D) r + r^T \tilde{W}\sigma(x) - \frac{\hat{\theta}^2 r^T r}{\hat{\theta}\|r\| + \varepsilon_t} + r^T (e_w - \tau_d(t)) - tr\{\tilde{W}^T \Gamma_W^{-1} \dot{\hat{W}}\} - \frac{1}{\gamma_\theta}\tilde{\theta}\dot{\hat{\theta}} \quad (۳۷)$$

پس از آن، با جایگذاری $\|e_w - \tau(t)\| \le \theta$ در رابطه (۳۷)، همچنین با توجه به لم ۱، با توجه به این که K_p و D هر دو ماتریس‌های مثبت معین هستند، رابطه‌ی زیر به دست می‌آید:

$$\dot{V} \le -\lambda_{\min}(K_p + D)\|r\|^2 + r^T \tilde{W}\sigma(x) - \frac{\hat{\theta}^2 r^T r}{\hat{\theta}\|r\| + \varepsilon_t} + \|r\|\theta - tr\{\tilde{W}^T \Gamma_W^{-1} \dot{\hat{W}}\} - \frac{1}{\gamma_\theta}\tilde{\theta}\dot{\hat{\theta}} \quad (۳۸)$$

سپس، با جایگذاری رابطه‌ی (۳۰) در رابطه‌ی (۳۸)، رابطه‌ی زیر برقرار می‌شود:

$$\dot{V} \le -\lambda_{\min}(K_p + D)\|r\|^2 + r^T \tilde{W}\sigma(x) - \frac{\hat{\theta}^2 r^T r}{\hat{\theta}\|r\| + \varepsilon_t} + \|r\|\theta - tr\{\tilde{W}^T r \sigma^T(x)\} + tr\left\{\tilde{W}^T \delta_w \hat{W}\right\} - \|r\|\tilde{\theta} + \sigma\tilde{\theta}\hat{\theta} \quad (۳۹)$$

آنگاه، رابطه (۳۹) به صورت زیر ساده سازی می‌شود:

$$\dot{V} \le -\lambda_{\min}(K_p + D)\|r\|^2 - \frac{\hat{\theta}^2 r^T r}{\hat{\theta}\|r\| + \varepsilon_t} + \|r\|\theta + tr\left\{\tilde{W}^T \delta_w \hat{W}\right\} - \underbrace{\|r\|\tilde{\theta}}_{\|r\|(\theta - \hat{\theta})} + \sigma\tilde{\theta}\hat{\theta} \quad (۴۰)$$

پس از ساده‌سازی و باتوجه به این که $\varepsilon_t \|r\|\hat{\theta} / (\hat{\theta}\|r\| + \varepsilon_t) \le \varepsilon_t$ است، رابطه‌ی زیر به دست می‌آید:

$$\dot{V} \le -\lambda_{\min}(K_p + D)\|r\|^2 + \varepsilon_t + tr\left\{\tilde{W}^T \delta_w \hat{W}\right\} + \sigma\tilde{\theta}\hat{\theta} \quad (۴۱)$$

می‌توان ثابت کرد که با توجه به تعریف نرم فروبنیوس به صورت $\|X\|_F = \sqrt{tr(X^T X)}$ برای هر $X, Y \in \Re^n$ نامساوی زیر همواره برقرار می‌شود [۲۵]:

$$tr\left\{X^T Y\right\} \le \frac{1}{2k^2}\|X\|_F^2 + \frac{k^2}{2}\|Y\|_F^2 \quad (۴۲)$$

نهایتاً، با درنظر گرفتن لم ۲، رابطه‌ی زیر حاصل می‌شود:

$$\dot{V} \le -\lambda_{\min}(K_p + D)\|r\|^2 + \varepsilon_t - \delta_W\left(1 - \frac{1}{2k^2}\right)\|\tilde{W}\|_F^2 + \delta_W \frac{k^2}{2}\|W\|_F^2 - \sigma_\theta\left(1 - \frac{1}{2k^2}\right)\|\tilde{\theta}\|^2 + \sigma_\theta \frac{k^2}{2}|\theta|^2 \quad (۴۳)$$

سپس، نامساوی به دست آمده در (۴۳) به صورت زیر می‌تواند بازنویسی شود:

$$\dot{V}(t) \le -c_m \|x(t)\|^2 + \Gamma \le -c_m V(t) / \lambda_X + \Gamma \quad (۴۴)$$

که براساس رابطه‌ی (۴۴)، $c_m = \min\{c_1, c_2, c_3\}$ و همچنین $x(t) = \left[r^T, \tilde{w}_{11}, \ldots, \tilde{w}_{2L}, \tilde{\theta}\right]^T$ می‌باشد و پارامترها به صورت تعریف می‌شوند:

$$c_1 = \lambda_{\min}(K_P + D) > 0$$
$$c_2 = \delta_W(1 - 0.5/k^2) > 0$$
$$c_3 = \sigma_\theta(1 - 0.5/k^2) > 0$$

که $k > \sqrt{2}/2$. از طرفی $\Gamma = 0.5\delta_W k^2 \|W\|_F^2 + 0.5\sigma_\theta k^2 |\theta|^2 + \varepsilon_t$ همواره مقداری مثبت است. با توجه به اینکه هدف منفی شدن مشتق تابع لیاپانوف است، c_1، c_2 و c_3 مقادیری مثبت هستند، که $c_m = \min\{c_1, c_2, c_3\}$ حداقل مقدار این پارامترها را نشان می‌دهند. بنابراین، چون $\Gamma \ne 0$ است، پایداری مجانبی بدست نمی‌آید. بلکه یک باند نهایی خطا وجود دارد که مادامی که خطاها در خارج از آن قرار داشته باشند، مشتق تابع لیاپانوف منفی است. با حل نامساوی (۴۴)، $0 \le V(t) \le e^{-c_m t/\lambda_X} V(0) + (\Gamma\lambda_X / c_m)(1 - e^{-c_m t/\lambda_X})$ نتیجه می‌شود، که اکیداً منفی بودن $\dot{V}(t)$ در خارج از مجموعه فشرده $\Omega_x = \left\{x(t) \mid 0 \le \|x(t)\| \le \sqrt{\Gamma\lambda_X / c_m}\right\}$ را تضمین می‌کند. بنابراین، $V(t)$ در خارج ازمجموعه Ω_x اکیداً نزولی است که نشان می‌دهد $\|x(t)\|$ به طور یکنواخت نهایتاً کران‌دار می‌باشد. در نتیجه، خطاهای ردیابی به طور یکنواخت نهایتاً کران‌دار بوده و به طور نمایی به توپ کوچکی شامل مبدأ همگرا می‌گردند که اندازه آن با تغییر پارامترهای کنترلی قابل تنظیم است. از طرفی، تخمین پارامترهای شبکه عصبی و باند بالای نامعینی‌های غیرپارامتری نیز کران‌دار هستند. این عبارت اثبات پایداری را به اتمام می‌رساند. □

۸- نتایج شبیه سازی

در این بخش، نتایج شبیه‌سازی کنترل‌کننده پیشنهادی توسط نرم افزار متلب و با استفاده از پارامترهای ربات در دنیای واقعی به منظور ارزیابی عملکرد کنترل‌کننده طراحی شده، ارائه می‌شود. با توجه به این که کنترل ربات رهبر کمباین حلقه باز است، برای شبیه سازی جهت تولید مسیر زمانی مرجع می‌توان از مدل هر وسیله نقلیه دیگری نظیر ربات شبه اتوموبیل استفاده کرد. ابتدا، لازم است به معرفی پارامترهای فیزیکی ربات بپردازیم:

فاصله‌ی بین مرکز جرم تا مرکز هندسی تراکتور $a_0 = 0.15m$، فاصله‌ی بین مرکز جرم تا مرکز هندسی تریلر $a_1 = 0.05m$، فاصله‌ی مرکز هندسی تراکتور تا نقطه اتصال $d_0 = 0m$، فاصله‌ی مرکز هندسی تریلر تا نقطه‌ی اتصال $d_1 = 1.5m$، فاصله‌ی هر چرخ تا محور تقارن ربات $b = 0.4m$، شعاع هر چرخ $r = 0.15m$، جرم تراکتور $m_0 = 15kg$، و جرم تریلر $m_1 = 15kg$ انتخاب می‌گردد. بردار فاصله و زاویه نسبی مطلوب برای ربات تراکتور-تریلر

$q_d=[2,45\pi/180]^T$ در نظر گرفته می‌شود. همچنین، پیکربندی اولیه‌ی تراکتور-تریلر $x(0)=[0,5,0,\pi/6]^T$، بردار حالت اولیه ماشین جمع آوری محصول $x_d(0)=[0,0,0,0]^T$ در نظر گرفته می‌شود. تعیین این پارامترهای فیزیکی در عمل کاری پیچیده و سختی است. بنابراین، ربات تراکتور- تریلر دارای عدم قطعیت در پارامتر می‌باشد. همچنین، اغتشاشات دینامیکی وارد شده به سیستم به صورت $\tau_d=[\sin(0.05t),\sin(0.05t)]^T$ است. بردار اصطکاک شامل اصطکاک‌های ویسکوز به صورت $0.2v$ و اصطکاک کولمب به صورت $0.5[sign(\upsilon),sign(\omega)]^T$ می‌باشد.

از کنترل‌کننده‌ی پس‌گام[1] جهت مقایسه با عملکرد کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی در این مقاله استفاده می‌شود. روش پس‌گام یک روش سیستماتیک برای طراحی کنترل‌کننده های غیرخطی برای سیستم‌های دارای فیدبک اکید است که از تئوری‌های لیاپانوف استفاده می‌کند [۲۶]. مشابه با روند طراحی در [۲۶]، متغیرهای خطا را به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$\begin{aligned} z_1 &= q-q_d \\ z_2 &= v-v_d \end{aligned} \qquad (۴۵)$$

مطابق با [۲۶] و با توجه به (۱۵)، کنترل‌کننده مجازی برای زیر سیستم سینماتیکی به صورت زیر درنظر گرفته می‌شود:

$$v_d=R^{-1}(\dot{q}_d(t)-K_1 z_1(t)-\delta) \qquad (۴۶)$$

که K_1 یک ثابت مثبت می‌باشد. سپس، قانون کنترل اصلی به صورت زیر انتخاب می‌شود:

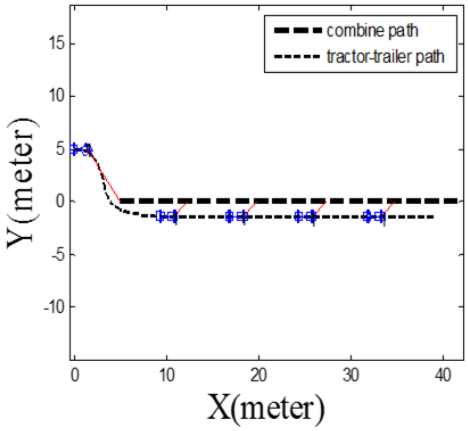
$$\begin{aligned} \bar{\tau}_a &= -R^T z_1-K_2 z_2+\hat{W}\sigma(x) \\ &\quad -\hat{\theta}^2 z_2/\left(\hat{\theta}\|z_2\|+\varepsilon_t\right) \end{aligned} \qquad (۴۷)$$

که $K_2\in\Re^{2\times 2}$ ماتریس بهره‌ی قطری مثبت معین است و $\hat{W}\in\Re^{2\times 9}$ و $\hat{\theta}\in\Re^3$ با قوانین تطبیق زیر به روزرسانی می‌شوند:

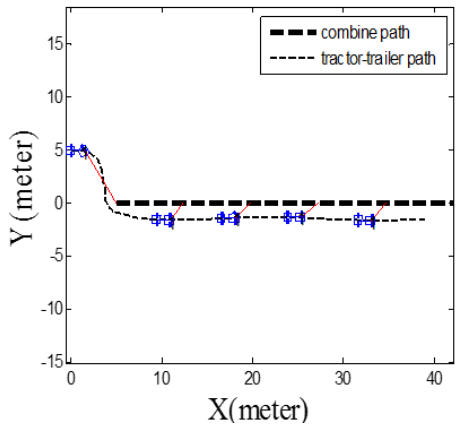
$$\begin{cases} \dot{\hat{W}}=\Gamma_W z_2\sigma^T(x)-\Gamma_W\delta_W\hat{W} \\ \dot{\hat{\theta}}=\gamma_\theta\|z_2\|-\gamma_\theta\sigma\hat{\theta} \end{cases} \qquad (۴۸)$$

که Γ_w و γ_θ بهره‌های تطبیق را نشان می‌دهند، δ_W و σ پارامترهای طراحی مثبت کوچک هستند.

پس از آن، باید بهره‌های کنترل‌کننده‌های مقاوم تطبیقی و عصبی هر دو کنترل‌کننده منصفانه تنظیم شوند. برای شبکه‌ی عصبی با تابع پایه‌ی شعاعی در این مقاله، تعداد ۹ گره در لایه مخفی به منظور تخمین پارامترهای نامعین سیستم درنظر گرفته شده است. بهترین پارامترهای تخمینگر شبکه عصبی در کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی و پس‌گام به صورت $\mu_k=[-4,-3,-2,-1,0,1,2,3,4]^T$ و $\lambda_k=10[1,1,1,1,1,1,1,1,1]^T$ است. در واقع، پارامترهای شبکه عصبی بر اساس سعی و خطا برای بدست آوردن بهترین عملکرد کنترل‌کننده‌ها انتخاب شده‌اند. در شبیه سازی، ابتدا این پارامترها (نظیر بهره و تعداد سلول های لایه پنهان) کوچک انتخاب می‌شوند. سپس، تدریجاً مقادیر پارامترها افزایش داده می‌شود تا عملکرد کنترل‌کننده بهبود یابد. نتایج نشان می‌دهند که افزایش بیش از حد مقادیر پارامترها ممکن است سبب اُفتِ عملکرد و ناپایداری کنترل‌کننده گردد. پارامترهای کنترل‌کننده‌ی مقاوم تطبیقی عصبی در رابطه‌ی (۳۰) به صورت $\Gamma_w=3I_{2\times 2}$، $\delta_w=0.05$، $\gamma_\theta=7$ و $\sigma=0.1$ و بهره‌ی کنترل‌کننده با توجه به رابطه (۲۹)، به صورت $K_p=20I_{2\times 2}$ درنظر گرفته شده است. پارامترهای کنترل‌کننده‌ی پس‌گام مقاوم تطبیقی عصبی رابطه‌ی (۴۸)، به صورت $\Gamma_w=0.1$، $\delta_w=0.01$، $\gamma_\theta=0.5$، $\sigma=0.05$ و بهره‌ی کنترل‌کننده با توجه به رابطه‌ی (۴۷)، به صورت $K_2=2I_{2\times 2}$ درنظر گرفته شده است. با توجه به نتایج شبیه‌سازی دو کنترل‌کننده، شکل‌های ۴ تا ۸ به ترتیب نشان‌دهنده‌ی ردیابی ماشین جمع آوری محصول توسط تراکتور-تریلر، ورودی‌های کنترلی، خطاهای ردیابی، تخمین پارامترهای نامعین، تخمین وزن‌های شبکه عصبی تابع پایه شعاعی و به روز رسانی هر لحظه‌ی آن‌ها توسط قوانین تطبیق جهت افزایش دقت ردیابی است.



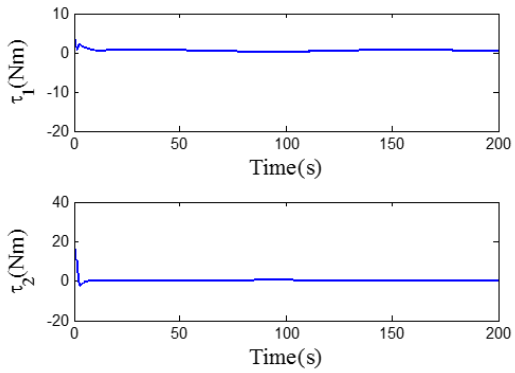
(الف)



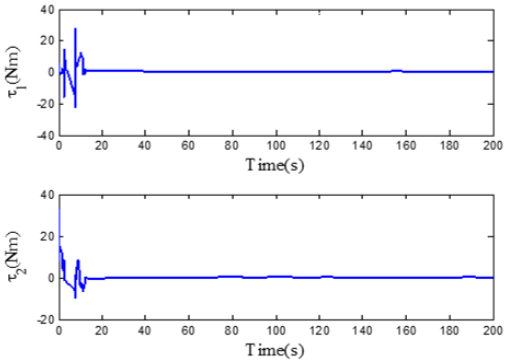
(ب)

شکل۴: ردیابی مسیر خطی توسط ربات تراکتور-تریلر (الف) کنترل‌کننده پیشنهادی و (ب) کنترل‌کننده پس‌گام

[1] Backstepping Controller

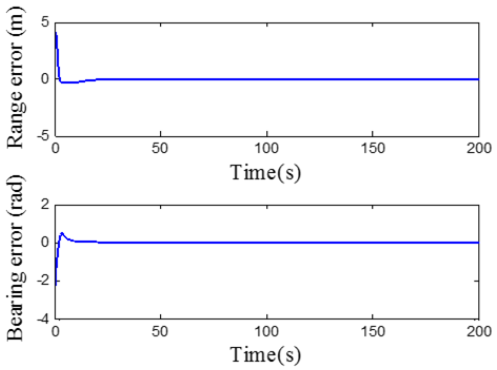


(الف)

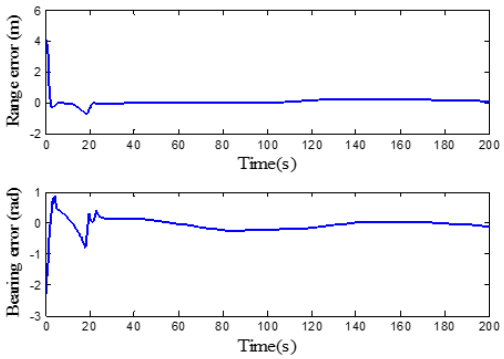


(ب)

شکل ۵: سیگنال کنترلی برای (الف) کنترل‌کننده پیشنهادی، و (ب) کنترل‌کننده پس‌گام

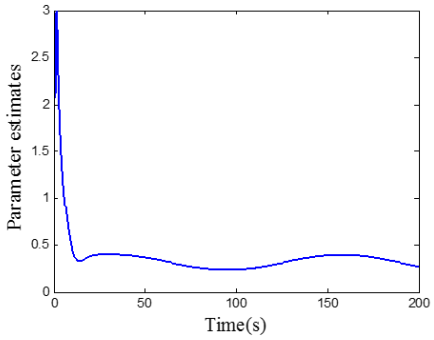


(الف)

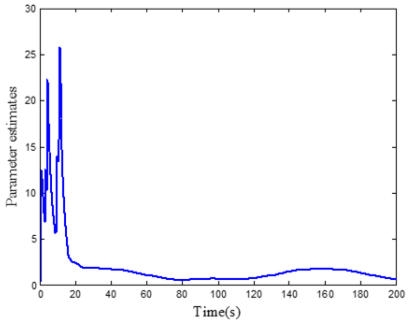


(ب)

شکل ۶: خطاهای ردیابی برای (الف) کنترل‌کننده پیشنهادی، و (ب) کنترل‌کننده پس‌گام

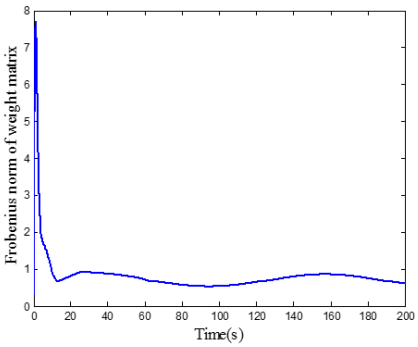


(الف)

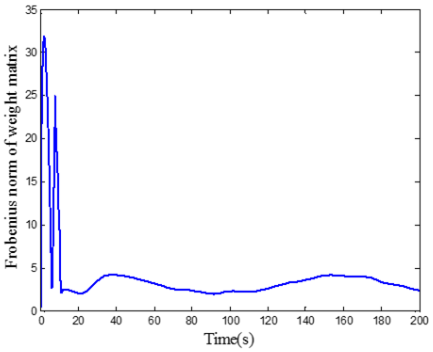


(ب)

شکل ۷: تخمین پارامترهای نامعین (الف) کنترل‌کننده پیشنهادی، و (ب) کنترل‌کننده پس‌گام



(الف)

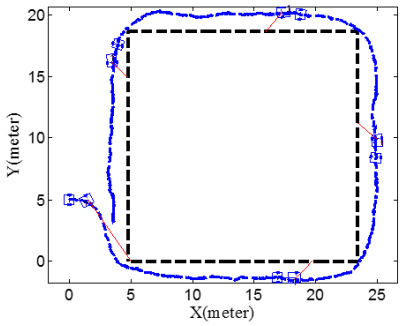


(ب)

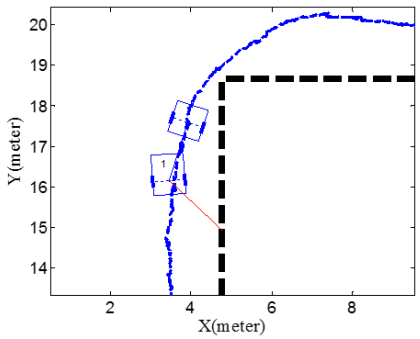
شکل ۸- نرم فروبنیوس تخمین وزن‌های شبکه عصبی (الف) کنترل‌کننده پیشنهادی، و (ب) کنترل کننده پس‌گام

با توجه به نتایج شبیه‌سازی، براساس شکل‌های ۴-الف و ۴-ب ردیابی هر دو مسیر مرجع خطی توسط ربات پیرو در حضور اغتشاشات به خوبی

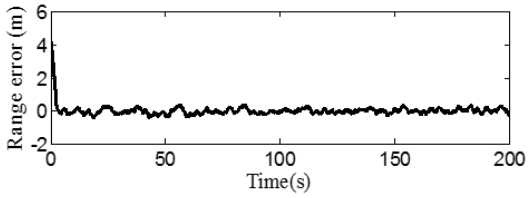
انجام شده و فاصله و زاویه‌ی مطلوب از ربات رهبر حفظ شده است. ولی ردیابی مسیر توسط کنترل پیشنهادی دقت بالاتری را نشان می‌دهد. با توجه به شکل۵-الف هموار بودن سیگنال کنترلی برای کنترل‌کننده پیشنهادی حتی در حضور اغتشاشات حفظ شده است. در حالی که سیگنال های کنترلی کنترل‌کننده پس‌گام در شکل۵-ب قبل از بیست ثانیه اندکی خشن‌تر است. با بررسی خطای ردیابی در شکل ۶-الف، پاسخ حالت گذرا و حالت ماندگار برای کنترل‌کننده پیشنهادی عملکرد خوبی نشان می‌دهد و نهایتاً خطای ردیابی به مقدار خیلی کوچکی نزدیک صفر همگرا شده است و مقاومت کنترل‌کننده در برابر نامعینی‌ها تضمین می‌شود. براساس شکل ۷-الف و شکل ۸-الف، تخمین پارامترهای نامعین و وزن‌های شبکه عصبی با وجود اثرات نامطلوب نامعینی‌ها به خوبی انجام گرفته است و درنهایت، این تخمین‌ها به صورت یکنواخت کران‌دار می‌باشند. در مقایسه، کنترل‌کننده‌ی پس‌گام عملکرد ضعیف‌تری نسبت به کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی داشته است. برای دست یابی به چنین دقتی در کنترل‌کننده پس‌گام، بهره های کنترلی بزرگ‌تر و سیگنال‌های کنترلی خشن‌تری در شبیه‌سازی‌ها بدست می‌آید. برای ارزیابی بهتر کنترل‌کننده پیشنهادی، نویز اندازه‌گیری با توزیع احتمالی گاوسی با متوسط صفر و انحراف از معیار ۰/۰۰۵ به حالت های تراکتور- تریلر و انحراف از معیار ۰/۰۵ به سیگنال‌های سرعت افزوده شده است. نتایج شبیه‌سازی برای یک مسیر پیچیده‌تر مربعی در شکل ۹ به تصویر کشیده شده است. همان طور که در این شکل ملاحظه می‌شود، کنترل‌کننده پیشنهادی با عملکرد نسبتاً مطلوبی ردیابی ماشین جمع آوری محصول توسط تراکتور-تریلر را در حضور نامعینی‌های پارامتری، اغتشاش و نویز اندازه‌گیری محقق می‌کند.

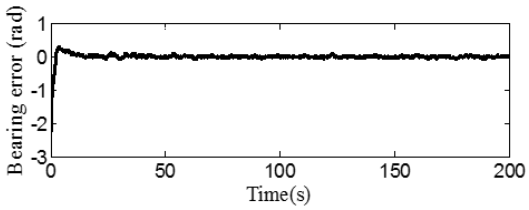


(الف)

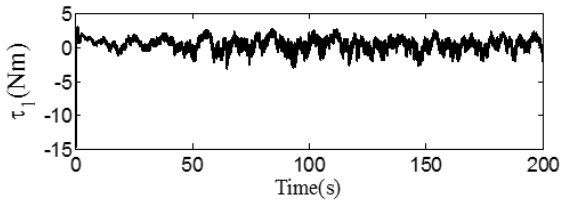


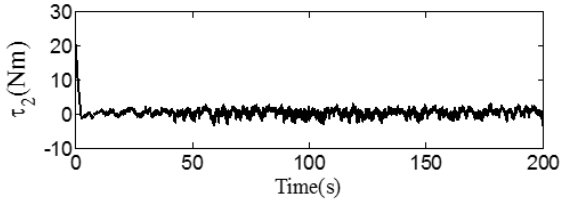
(ب)





(ج)





(د)

شکل ۹- نتایج شبیه سازی برای ردیابی ماشین جمع آوری محصول در یک مسیر مربعی در حضور نویز حسگرها: (الف) مسیر حرکت تراکتور-تریلر و ماشین جمع آوری محصول، (ب) بزرگنمایی بخشی از مسیر، (ج) خطاهای ردیابی فاصله و زاویه، و (د) سیگنال های گشتاور تولیدی

۸- نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک کنترل‌کننده‌ی عصبی-تطبیقی-مقاوم به منظور کنترل ردیابی یک ماشین جمع آوری محصول توسط یک تراکتور- تریلر با حفظ فاصله و زاویه نسبی مطلوب بر اساس یک مدل مرتبه دوم به فرم اویلر-لاگرانژ طراحی شد. از آنجایی که نمایش مبتنی بر مدل پارامتری سیستم مرتبه دوم بدست آمده اندکی پیچیده و زمان بر است، یک شبکه‌ی عصبی تابع پایه‌ی شعاعی برای تخمین دینامیک نامعین و مقادیر نامعینی‌های پارامتری سیستم به کار گرفته شد. به علاوه، با توجه به اینکه شبکه عصبی قادر به تخمین اغتشاش‌های خارجی و نامعینی‌های غیرپارامتری دیگر نیست، و همچنین متضمن خطای تقریب می‌باشد، یک کنترل‌کننده‌ی مقاوم تطبیقی نوع اشباع در طراحی کنترل‌کننده استفاده شد که مقاومت کنترل‌کننده را تضمین کرده است. اثبات پایداری مبتنی بر تئوری لیاپانوف تضمین کرد که خطاهای ردیابی بطور یکنواخت نهایتاً کران‌دار هستند و به ناحیه کوچکی حول مبدأ همگرا می‌شوند. باید توجه شود که اغلب کنترل‌کننده‌های ارائه شده در مقالات قبلی

کنترل‌کننده‌های سینماتیکی و دینامیکی جداگانه‌ای را (معمولاً به کمک روش کنترل پس‌گام) طراحی می‌کنند. این روش‌ها پیچیدگی نسبتاً زیادی دارند و به دلیل ساختار دو حلقه‌ای تو در تو، پاسخ گذرای طولانی را از خود نشان می‌دهند. در مقابل، در این مقاله تنها یک قانون کنترل واحد برای جبران همزمان سینماتیک و دینامیک ربات طراحی شده است که ساختاری نسبتاً ساده‌تر دارد و عملکرد ردیابی بهتری را در نتایج شبیه سازی نشان داده است. در کارهای آتی، حذف حسگر سرعت در تراکتور-تریلر به کمک طراحی یک رؤیتگر سرعت مورد توجه قرار خواهد گرفت.

مراجع

[1] Mousazadeh H. "A technical review on navigation systems of agricultural autonomous off-road vehicles", Journal of Terramechanics, vol. 50, pp 211-232, 2013.

[2] Gollakota A, Srinivas M, "Agribot—a multipurpose agricultural robot", In: IEEE India conference (INDICON), pp 1–4, 2011.

[3] Jun W et al, "Design and co-simulation for tomato harvesting robots", In: 31st Chinese control conference (CCC), pp 5105–5108, 2012.

[4] Qingchun F et al, "Study on strawberry robotic harvesting system", In: IEEE international conference on computer science and automation engineering (CSAE), vol. 1, pp 320–324, 2012

[5] A. Keymasi Khalaji and S. A. A. Moosavian, "Design and implementation of a fuzzy sliding mode control law for a wheeled robot towing a trailer", Modares Mechanical Engineering, vol. 14, no.4, pp.81-88, 2014. (InPersian)

[6] I. Kolmanovsky and N.H. McClamroch, "Developments in nonholonomic control problems", IEEE Control Systems, vol. 15, no. 6, pp. 20-36, 1995.

[7] L. Cordesses, C. Cariou, M. Berduct, "Combine Harvester Control Using Real Time Kinematic GPS", Precision Agriculture, vol. 2, pp. 147-161, 2000.

[8] Kurita H, Iida M, Suguri M, Masuda R, Cho W, "Efficient searching for grain storage container by combine robot", Engineering in Agriculture, Environment and Food, vol.7, no. 3, pp. 109-114, 2014.

[9] Wonjae Cho, Hiroki Kurita, Michihisa Iida, Masahiko Suguri, Ryohei Masuda, "Autonomous positioning of the unloading auger of a combine harvester by a laser sensor and GNSS", Engineering in Agriculture, Environment and Food, vol. 8, pp. 178-186, 2015.

[10] Geert Craessaerts, Josse de Baerdemaeker, Bart Missotten, Wouter Saeys, "Fuzzy control of the cleaning process on a combine harvester", Biosystems Engineering, vol. 106, pp. 103-111, 2010.

[11] Asghar Khanpoor, Ali Keymasi Khalaji, S. Ali. Moosavian, "Modeling and control of an underactuated tractor–trailer wheeled mobile robot", Robotica, vol. 35, no. 12, pp. 2297-2318, 2017.

[12] Jin Cheng, Bin Wang, Yong Zhang, and Zhonghua Wang, "Backward Orientation Tracking Control of Mobile Robot with N Trailers", International Journal of Control, Automation and Systems, vol.15, pp. 867–874, April 2017.

[13] Tong Wu, John Y. Hung, "Path following for a tractor-trailer system using model predictive control", SoutheastCon, Charlotte, NC, USA, pp. 1-5, 2017.

[14] B. Park, S.J. Yoo, "Adaptive leader-follower formation control of mobile robots with unknown skidding and slipping effects", International Journal of Control Automation and Systems, vol. 13, pp. 587-594, 2015.

[15] K. Shojaei, "Neural network formation control of a team of tractor–trailer systems", Robotica, vol. 36, no.1, pp. 39-56, 2018.

[16] N. Lashkari, M. Biglarbegian, and S. X. Yang, "Optimal design of formation tracking control for a tractor-trailer robotic system with omnidirectional wheels", in Intelligent Transportation Systems (ITSC), pp. 1826–1831, IEEE, 2016.

[17] Dong, J. Liu, S. Peng, K. "Formation control of multi-robot based on I/O feedback linearization and potential function," Mathematical Problems in Engineering, pp. 1-6, 2014.

[18] A. K. Khalaji, S. A. A. Moosavian, "Robust Adaptive Controller for a Tractor–Trailer Mobile Robot," IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, vol. 19, pp. 943-953, 2013.

[19] Jean-Jacques E. Slotine, Weiping Li, "On the Adaptive Control of Robot Manipulators", International of Robotics Research, vol. 6, no. 3, pp. 49-59, 1987.

[20] F. Lewis, D. Dawson, C. Abdallah, "Robot manipulator control: theory and practice", New York: 2nd Edition, Automation and Control Engineering, 2003.

[21] Linhuan Zhang, Tofael Ahamed, Yan Zhang, Pengbo Gao and Tomohiro Takigawa," Vision-Based Leader Vehicle Trajectory Tracking for Multiple Agricultural Vehicles", Sensors (Basel), vol.16, 2016.

[22] S. A. A. Moosavian, M. R. Bidgoli, A. K. Khalaji, "Tracking Control of wheeled mobile robot towing two trailer", in Proc RSI/ISM International Conference on Robotics and Mechatronics (ICRoM), Tehran, pp. 767-772, 2013.

[23] K. Shojaei, "Leader-follower formation control of underactuated autonomous marine surface vehicles with limited torque," Ocean Engineering, vol. 105, pp. 196-205, 2015.

[24] G. Campion, G. Bastin and B. D'Andrea Novel, "Structural properties and classification of kinematic and dynamic models of wheeled mobile robots", IEEE Transactions on Robotics Automation, vol. 12, no. 1, pp. 47-62,1996.

[25] Khalil, H., Nonlinear Systems, Englewood Cliffs, Third Edition, Prentice Hall, 2002.

[26] Z. G. Hou, A-M. Zou, L. Cheng, M. Tan, "Adaptive control of an electrically driven nonholonomic mobile robot via backstepping and fuzzy approach," IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 17, pp. 803-815, 2009.

مجله کنترل
ISSN (print) 2008-8345
ISSN (online) 2538-3752
جلد ۱۳، شماره ۴، زمستان ۱۳۹۸، صفحه ۴۸-۳۷

مدل‌سازی غیرخطی درام - بویلر نیروگاه سیکل ترکیبی کرمان و کنترل سطح درام به ویژه در شرایط تریپ

محمد مقصودی[۱]، ابراهیم سالاری زاده[۲]، میثم یحیی‌زاده[۳]، ملیحه مغفوری[۴]، حسن فاتحی مرج[۵]

[۱] فارغ التحصیل کارشناسی ارشد مهندسی مکاترونیک، گروه برق، دانشگاه ولیعصر(عج) رفسنجان، mechatronic.arshad@gmail.com

[۲] دانشجوی کارشناسی ارشد مهندسی کنترل، گروه برق، دانشگاه آزاد اسلامی واحد سیرجان، ebrahim.salarizadeh@gmail.com

[۳] استادیار، دانشکده فنی و مهندسی، گروه برق، دانشگاه ولیعصر(عج) رفسنجان، رفسنجان، ایران، Yahyazadeh@vru.ac.ir

[۴] استاد، دانشکدهٔ فنی و مهندسی، گروه برق، دانشگاه شهید باهنر کرمان، mmaghfoori@uk.ac.ir

[۵] استادیار، دانشکده فنی و مهندسی، گروه برق، دانشگاه ولیعصر(عج) رفسنجان، رفسنجان، ایران، H.Fatehi@vru.ac.ir

دریافت: ۱۳۹۶/۰۹/۰۹ ویرایش: ۱۳۹۷/۰۲/۳۰ پذیرش: ۱۳۹۷/۰۴/۱۳

چکیده: روش‌های مختلفی برای تولید نیرو از جمله نیروگاه‌های سیکل ترکیبی وجود دارد. در یک واحد بویلر نیروگاه، متغیرهای زیادی وجود دارد اما فشار و به‌ویژه سطح درام از متغیرهای بسیار مهم می‌باشند و لازم است که سیستم کنترل آن را در محدوده امن قرار دهد. هدف از این مقاله، کاهش نوسان‌های سطح درام نیروگاه سیکل ترکیبی کرمان و به‌طور خاص کنترل سطح درام در شرایط بحرانی و تریپ می‌باشد. در این مقاله ابتدا درام فشار بالا نیروگاه سیکل ترکیبی کرمان مدل‌سازی و تحلیل دقیق می‌شود. سپس منطق کنترلی سطح درام نیروگاه تحلیل و اصلاحاتی جهت بهبود این منطق انجام می‌شود و نتایج به‌طور عملی با هم مقایسه می‌شوند. در منطق جدید از یک حلقه کنترل داخلی (PI) برای خطای حاصل از بخار خروجی و آب ورودی به درام و یک حلقه کنترل خارجی (PID) برای خطای سطح استفاده شده و فشار نیز برای تخمین دقیق‌تر، محدود کردن آب ورودی به درام و شرایط حفاظتی، استفاده شده است. در واقع منطق جدید کنترل سری با اندازه‌گیری چهار المان برای تخمین آب ورودی به درام می‌باشد. نتایج نشان می‌دهد که منطق جدید نوسان‌های سطح درام نیروگاه کرمان را کاهش می‌دهد و هنگام تریپ واحد، سطح درام را به‌خوبی در محدوده امن نگه می‌دارد.

کلمات کلیدی: کنترل سطح درام بویلر، نیروگاه سیکل ترکیبی کرمان، کنترل سری (چهار المانه)، کنترل‌کننده PID

Nonlinear Modelling of Kerman Combined Cycle Power Plant Drum-Boiler and Drum Level control especially in trip conditions

Mohammad Maghsoudi, Ebrahim Salarizadeh, Meisam Yahyazadeh

Malihe Maghfoori, Hassan Fatehi Marj

Abstract: There are various methods of power generation such as combined cycle power plants. There are many variables in a power plant boiler unit, but the most important variables are Pressure and specially drum level that control system should be put it in the safe range. The purpose of this article is, modifying the oscillatory behavior of the drum level of Kerman combined cycle power plant and especially control of drum level in trip conditions. At first in this article, high pressure drum boiler of Kerman combined cycle power plant is modeled and analyzed. Then drum level control logic of power plant is analyzed and modifications are being made to improve this logic and the results are compared in practice. In the new logic, a control loop (PI) is used for the error signal of the output steam and the input water to the drum and a control loop (PID) for the level error signal and for more accurate estimation, limiting the drum input water and protective conditions, drum pressure signal is used. In fact the new logic is cascade control by measuring four elements for estimating the input water to the drum. The results show that the new logic reduces the Kerman power plant drum boiler level oscillations and keeps the drum level in the safe range very well in trip conditions.

Keywords: drum boiler level control, Kerman Combined Cycle Power Plants, cascade control (four element), PID controller

نویسنده عهده دار مکاتبات: محمد مقصودی

به دلیل تغییرات صورت گرفته در اسامی نویسندگان، مقاله با اصلاحات نویسندگان مجدد بارگذاری شده است.

۱- مقدمه

با توجه به رشد زیاد صنایع در زمینه‌های مختلف و افزایش جمعیت، تقاضا برای تولید نیرو افزایش پیدا کرده است. روش‌های مختلفی برای تولید نیرو از جمله نیروگاه‌های سیکل ترکیبی (بخار و گاز) وجود دارد. نیروگاه سیکل ترکیبی باعث افزایش چشم‌گیر راندمان نسبت به عملکرد جداگانه نیروگاه‌های گاز یا بخار، عملکرد اقتصادی بهتر، برطرف کردن نگرانی‌های زیست محیطی ناشی از گازهای خروجی از نیروگاه‌های گازی و به‌طور کلی استفاده بهینه از منابع شده است [۱]. با توجه به افزایش و کاهش سریع بار در شبکه سراسری، لازم است که نیروگاه‌ها به‌طور سریع به این تغییرات پاسخ دهند. یک راه مناسب برای تحقق این امر این است که سیستم‌های کنترل به‌خوبی طراحی شوند. اگر مدل عملی و دقیق از سیستم‌های مد نظر داشته باشیم، می‌توانیم دینامیک‌های اساسی سیستم را بهتر شناسایی کنیم و این امر جهت طراحی کنترل‌کننده به مهندسین کمک شایانی می‌کند. در [۱] مدل غیرخطی و کاملاً عملی از درام بویلر پیشنهاد شده که بر اساس اصول فیزیکی، شناسایی سیستم، داده‌های تجربی و تعداد کمی پارامتر به‌دست آمده است که مربوط به داده‌های فیزیکی درام بویلر می‌باشند. در [۲] از مدل [۱] استفاده کرده و مدلی پیچیده برای توزیع آب و بخار داخل درام پیشنهاد شده به‌طوری که حجم مایع درام را به بخار بالای سطح، بخار زیر سطح درام و آب (مایع) تقسیم کرده اما این مدل دارای پیچیدگی زیادی می‌باشد به‌همین دلیل مورد توجه پژوهش‌گرها قرار نگرفته است. در [۳] مقایسه‌ای بین مدل غیرخطی و مدل به‌دست آمده با استفاده از شبکه عصبی انجام شده و نتایج نشان داده که در شرایط غیر نرمال مدل غیرخطی دینامیک اساسی درام بویلر را به‌خوبی نشان می‌دهد. در [۴] مدل غیرخطی برای بویلر یک بار گذر پیشنهاد شده است اما بویلر نیروگاه کرمان از نوع درام‌دار و بازیافت عمودی می‌باشد.

در [۵] برای کنترل سطح درام از کنترل مد لغزشی استفاده شده و نتایج با کنترل با روش H_∞ مقایسه شده است. در [۶] از منطق فازی برای تغییر ضرایب کنترل‌کننده PID استفاده شده است. در [۷] از کنترل مد لغزشی با استفاده از الگوریتم ژنتیک برای کنترل سطح آب درام بویلر کشتی[1] استفاده شده است اما هیچ‌کدام از این کارها دارای مدل عملی نمی‌باشند. در [۸] پس از به‌دست آوردن فضای خطی درام بویلر، یک روئیت‌گر مقاوم H_∞ مد لغزشی برای تخمین حالت‌ها با وجود عدم قطعیت و آشوب‌ها طراحی کرده است. در [۹] پس از به‌دست آوردن فضای خطی مدل از کنترل مد لغزشی مرتبه دو برای کنترل سطح درام استفاده شده است. در [۱۰] که دارای مدل عملی می‌باشد و به [۱] ارجاع داده از کنترل تک المانه برای کنترل سطح درام استفاده شده است اما کنترل تک المانه نمی‌تواند در شرایط کاری مختلف سطح درام را به‌خوبی کنترل نماید.

در منطق فعلی نیروگاه کرمان از یک کنترل‌کننده برای کنترل سطح درام استفاده می‌شود و این موضوع باعث ایجاد نوسان در سطح درام، بهم ریختگی سطح در شرایط تریپ واحد و تریپ بویلر ناشی از سطح در شرایط بحرانی می‌شود. در این مقاله مدل غیرخطی درام بویلر نیروگاه سیکل ترکیبی کرمان انجام می‌شود که از بخش‌های قابل توجه این مقاله می‌باشد. این بویلرها ساخت کشور کره جنوبی می‌باشند که با همکاری شرکت مپنا در ایران راه‌اندازی شده‌اند. در بخش کنترل سطح درام نیز از دو حلقه کنترل داخلی و خارجی به‌طور سری[2] با اندازه‌گیری چهار المان که شامل سیگنال آب ورودی، بخار خروجی، خطای سطح و فشار درام برای تخمین دقیق آب ورودی به درام جهت اصلاح سطح استفاده شده است که از نقاط برجسته این مقاله می‌باشد. به‌دلیل اینکه اکثر نیروگاه‌ها از جمله نیروگاه کرمان از کنترل‌کننده PID استفاده می‌شود در نتیجه از همین کنترل‌کننده برای ایجاد دو حلقه کنترل داخلی و خارجی استفاده شده است. نتایج نشان می‌دهد که در شرایط بحرانی سطح درام نیروگاه به‌خوبی کنترل می‌شود و از فعال شدن شرایط حفاظتی و تریپ ناشی از نوسان شدید سطح جلوگیری می‌شود و همچنین در شرایط تریپ، سطح درام را در محدوده امن نگه می‌دارد. در [۱۱] کنترل سری به روش جدول‌بندی بهره برای سطح درام-بویلر بررسی شده است.

۲- نیروگاه کرمان

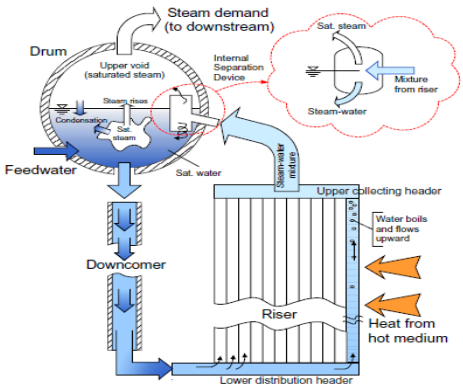
شکل (۱) نیروگاه سیکل ترکیبی کرمان را نشان می‌دهد [۱۱]. نیروگاه کرمان با توان اسمی معادل (MW) ۱۹۱۲ دارای ۸ واحد گازی که هرکدام با توان اسمی (MW) ۱۵۹ و ۴ واحد بخار که هرکدام با توان اسمی (MW) ۱۶۰ می‌باشد که هر واحد بخار دارای دو بویلر بازیاب حرارت[3] از نوع عمودی و ساخت دوسان کره جنوبی می‌باشند که شرکت مپنا مجری نصب و راه‌اندازی آن در ایران می‌باشد. بخار خروجی از دو بویلر که هر بویلر شامل دو درام فشار بالا و فشار پایین و درام هوازدا می‌باشد، به یک توربین بخار منتقل می‌شود. بخار خروجی از درام فشار بالا و فشار پایین به ترتیب پس از سه و یک مرحله سوپرهیت شدن به توربین‌ها منتقل می‌شود. در فصل‌های سرد از گازوئیل و در فصل‌های گرم از گاز در واحد گازی استفاده می‌شود و خنک‌سازی بخار نیز به‌وسیله ۱۲۸ فن که در سمت چپ شکل (۱-الف) نشان داده شده، انجام می‌شود. واحد گازی و بویلر دارای دودکش مجزا می‌باشند تا در مواقعی که بویلر در مدار نیست، بتوان واحد گازی را به‌طور جداگانه راه‌اندازی کرد. لازم به ذکر است که plc های نیروگاه از نوع زیمنس S5 ساخت کشور آلمان می‌باشند.

شکل (۱-ب) حلقه درام بویلر گردش طبیعی[4] را نشان می‌دهد. آب از مخزن ذخیره وارد درام می‌شود و از لوله‌های پایین‌رونده پایین می‌رود و در لوله‌های تحت حرارت به ترکیب آب و بخار تبدیل شده و سپس از

[1] Boiler Ship
[2] Cascade
[3] Heat Recovery Steam Generator
[4] Natural Circulation

لوله‌های بالابرنده وارد درام می‌شود. بخار از سطح درام خارج می‌شود و به سوپرهیترها و توربین بخار منتقل می‌شود و آب مجددا از لوله‌های پایین-برنده پایین می‌رود و این گردش طبیعی ادامه پیدا می‌کند.

شکل ۱- الف: واحد گازی، بویلر و خنک‌کنندگی



شکل ۱-ب: حلقه درام-بویلر گردش طبیعی

شکل ۱: نیروگاه سیکل ترکیبی کرمان

۳- مدل‌سازی درام-بویلر

در [۱] مدل غیرخطی برای درام بویلر پیشنهاد شده است. مدل‌های [۱۱]، [۱۲]، [۱۳]نشان می‌دهد که این مدل چگونه توسعه یافته است که در نهایت آن را یک مدل کامل نامیدند که پدیده تورم و جمع شدگی[1] زیر سطح را به‌خوبی نشان می‌دهد. در [۱۱] و [۱۲] یک مدل ساده از درام بررسی شده که فشار درام و حجم کل آب سیستم به‌عنوان مدل مرتبه دو درام بویلر می‌باشند. در [۱۳] دینامیک لوله‌های بالابرنده و درام نیز به مدل افزوده شده است که در واقع مدل مرتبه سه و چهار درام می‌باشد و مدل ارایه شده در [۱] اصلاح شده این مدل است. در این مقاله از مدل [۱] استفاده و درام بویلر نیروگاه سیکل ترکیبی کرمان مدل‌سازی شده است.

۳-۱ مدل مرتبه دو درام بویلر

اغلب رفتار سیستم درام بویلر توسط روابط تعادل جرم و انرژی قابل بیان است. ورودی‌های سیستم شامل حرارت ورودی به بویلر (Q)، جریان آب ورودی (q_f) و جریان بخار خروجی از درام (q_s) می‌باشند. خروجی-های سیستم شامل فشار (p) و سطح درام (L) می‌باشد. برای نوشتن روابط دینامیکی سیستم متغیرهای حجم (V)، چگالی(ρ)، انرژی داخلی (u)، آنتالپی (h) و دما (T) تعریف شده‌اند. همچنین اندیس‌های s، w، f و m به ترتیب بیانگر بخار، آب، آب ورودی به درام و فلز می‌باشند. در برخی روابط از دو زیرنویس استفاده شده که (t) بیانگر کل سیستم، (d) بیانگر درام و (r) بیانگر لوله‌های بالابرنده می‌باشد. کل جرم محفظه فلزی و درام (m_t) و ظرفیت گرمایی فلز (C_p) می‌باشد.

موازنه جرم کلی سیستم با معادله زیر بیان می‌شود:

$$\frac{d}{dt}\left[\rho_s V_{st}+\rho_w V_{wt}\right]=q_f-q_s \qquad (۱)$$

موازنه انرژی کلی سیستم با معادله زیر بیان می‌شود:

$$\frac{d}{dt}\left[\rho_s u_s V_{st}+\rho_w u_w V_{wt}+m_t C_p t_m\right] =Q+q_f h_f-q_s h_s \qquad (۲)$$

از آن‌جایی که انرژی درونی $u=h-\frac{p}{\rho}$ می‌باشد در نتیجه موازنه انرژی کلی برابر است با:

$$\frac{d}{dt}\left[\rho_s h_s V_{st}+\rho_w h_w V_{wt}-pV_t+m_t C_p t_m\right] =Q+q_f h_f-q_s h_s \qquad (۳)$$

جایی که (V_{st}) و (V_{wt}) معرف حجم کل بخار[2] و حجم کل آب[3] سیستم می‌باشند. حجم کل سیستم برابر با (V_t) است.

$$V_t=V_{st}+V_{wt} \qquad (۴)$$

با ترکیب معادله‌های (۱)، (۳) و (۴) مدل مرتبه دو سیستم با معادله (۵) بیان می‌شود. طبیعی است که فشار به‌عنوان یک متغیر در نظر گرفته شود. با توجه به جدول اشباع بخار، متغیرهای (ρ_s)، (ρ_w) ، (h_s) و (h_w) به وسیله تابعی از فشار بخار بیان می‌شوند. متغیر دیگر نیز حجم کل آب سیستم می‌باشد. مدل مرتبه دو سیستم شامل فشار درام و حجم کل آب سیستم با معادله زیر بیان می‌شود:

$$\begin{aligned} e_{21}\frac{dV_{wt}}{dt}+e_{22}\frac{dp}{dt}&=Q+q_f h_f-q_s h_s \\ e_{11}\frac{dV_{wt}}{dt}+e_{12}\frac{dp}{dt}&=q_f-q_s \end{aligned} \qquad (۵)$$

[1] Swelling and Shrinkage
[2] Total Steam Volume
[3] Total Water Volume

که در آن ضرایب نیز به‌صورت زیر تعریف می‌شوند.

$$\begin{aligned} e_{11} &= \rho_w - \rho_s \\ e_{12} &= V_{wt}\frac{\partial \rho_w}{\partial p} + V_{st}\frac{\partial \rho_s}{\partial p} \\ e_{21} &= \rho_w h_w - \rho_s h_s \\ e_{22} &= V_{wt}\left(h_w \frac{\partial \rho_w}{\partial p} + \rho_w \frac{\partial h_w}{\partial p}\right) \\ &\quad + V_{st}\left(h_s \frac{\partial \rho_s}{\partial p} + \rho_s \frac{\partial h_s}{\partial p}\right) \\ &\quad - V_t + m_t C_p \frac{\partial t_s}{\partial p} \end{aligned} \qquad (۶)$$

۳-۲ مدل مرتبه سه درام بویلر

انتقال جرم و انرژی بین آب و بخار به وسیله‌ی کندانس و تبخیر اساسی‌ترین نکته در مدل‌سازی می‌باشد. متغیر سوم کیفیت جرمی بخار خروجی از لوله‌های بالابرنده (α_r) می‌باشد. موازنه جرمی برای لوله‌های بالابرنده به‌صورت زیر بیان می‌شود:

$$\frac{d}{dt}(\bar{\alpha}_V \rho_s V_r + \rho_w (1-\bar{\alpha}_V) V_r) = q_{dc} - q_r \qquad (۷)$$

($\bar{\alpha}_V$) متوسط کسر حجمی بخار در بالابرنده‌ها، (q_r) جریان جرمی خروجی از لوله‌های بالابرنده و (q_{dc}) جریان جرمی ورودی به لوله‌های پایین برنده می‌باشد. موازنه انرژی برای لوله‌های بالابرنده نیز به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\begin{aligned} &\frac{d}{dt}\left(\rho_s h_s \bar{\alpha}_v V_r + \rho_w h_w (1-\bar{a}_v) V_r - p V_r + m_r C_p t_s\right) \\ &= Q + q_{dc} h_w - (\alpha_r h_c + h_w) q_r \end{aligned} \qquad (۸)$$

برای گردش اجباری[1] میزان جریان لوله‌های پایین‌برنده متغیر قابل کنترل است اما برای یک بویلر جریان طبیعی میزان جریان در حال گردش به وسیله تغییر چگالی مایع درون لوله‌های بالابرنده و لوله‌های پایین‌برنده می‌باشد. موازنه ممنتوم برای لوله‌های بالابرنده و پایین‌برنده به‌صورت زیر تعرف می‌شود:

$$(L_r + L_{dc})\frac{dq_{dc}}{dt} = (\rho_w - \rho_s)\bar{\alpha}_v V_r g - \frac{k}{2}\frac{q_{dc}^2}{\rho_w A_{dc}}$$

که در این معادله (k) ضریب اصطکاک ابعاد، (L_r) و (L_{dc}) طول لوله‌های بالابرنده و پایین‌برنده و (A_{dc}) سطح مقطع لوله‌های پایین‌برنده است. جریان جرمی در گردش با معادله زیر بیان می‌شود:

$$q_{dc}^2 = \frac{2\rho_w A_{dc}(\rho_w - \rho_S) g \bar{\alpha}_V V_r}{k} \qquad (۹)$$

با ترکیب معادله جرمی (۶) و انرژی (۷) برای لوله‌های بالابرنده و ساده‌سازی، معادله مربوط به متغیر سوم با معادله زیر بیان می‌شود.

$$e_{32}\frac{dp}{dt} + e_{33}\frac{da_r}{dt} = Q + a_r h_c q_{dc} \qquad (۱۰)$$

که در آن ضرایب به‌صورت زیر تعریف می‌شوند.

$$\begin{aligned} e_{32} &= \left(\rho_w \frac{\partial h_w}{\partial p} + \alpha_r h_c \frac{\partial \rho_w}{\partial p}\right)\left(1-\bar{\alpha}_V\right)V_r \\ &\quad + \left((1-\alpha_r) h_c \frac{\partial \rho_s}{\partial p} + \rho_s \frac{\partial h_s}{\partial p}\right)\bar{\alpha}_V V_r \\ &\quad + \left(\rho_s + (\rho_W - \rho_s)\alpha_r\right) h_c V_r \frac{\partial \bar{\alpha}_V}{\partial p} \\ &\quad - V_r + m_r C_p \frac{\partial t_s}{\partial p} \\ e_{33} &= \left((1-\alpha_r)\rho_s + \alpha_r \rho_W\right) h_c V_r \frac{\partial \bar{\alpha}_V}{\partial \alpha_r} \end{aligned} \qquad (۱۱)$$

جریان جرمی در لوله‌های بالابرنده نیز با استفاده از موازنه جرم و انرژی در معادله‌های (۶) و (۷) و کمی ساده‌سازی به‌صورت زیر به‌دست می‌آید.

$$\begin{aligned} q_r &= q_{dc} - V_r\left(\bar{\alpha}_v \frac{\partial \rho_s}{\partial p} + (1-\bar{a}_v)\frac{\partial \rho_s}{\partial p} + (\rho_w - \rho_s)\frac{\partial \bar{\alpha}_v}{\partial p}\right)\frac{dp}{dt} \\ &\quad + (\rho_w - \rho_s) V_r \frac{\partial \bar{\alpha}_v}{\partial \alpha_r}\frac{d\alpha_r}{dt} \end{aligned} \qquad (۱۲)$$

۳-۳ مدل مرتبه چهار درام بویلر

پدیده فیزیکی داخل درام پیچیده است. بخار از چندین لوله بالابرنده از درام خارج می‌شود و آب ورودی به ترتیب پیچیده‌ای وارد درام می‌شود. آب می‌تواند از لوله‌های پایین‌برنده پایین رود و بخار نیز از شیر بخار خارج می‌شود. به این ترتیب متغیر چهارم نیز حجم بخار زیر سطح درام (V_{sd}) می‌باشد. آب زیر سطح مایع[2] (V_{wd}) و نرخ جریان بخار خروجی از سطح مایع (q_{sd}) می‌باشد. موازنه جرمی برای بخار زیر سطح مایع با معادله زیر بیان می‌شود:

$$\frac{d}{dt}(\rho_s V_{sd}) = \alpha_r q_r - q_{sd} - q_{cd} \qquad (۱۳)$$

جریان کندانس داخل درام (q_{cd}) می‌باشد که به‌صورت زیر بیان می‌شود:

$$q_{cd} = \frac{h_w - h_{fw}}{h_c} q_f + \frac{1}{h_c}\begin{pmatrix} \rho_s V_{sd}\frac{\partial h_s}{\partial_P} + \rho_w V_{wd}\frac{\partial h_w}{\partial_P} \\ (-V_{sd} + V_{wd})\frac{dp}{dt} + m_d C_P \frac{\partial t_s}{\partial_P} \end{pmatrix} \qquad (۱۴)$$

بخار خروجی از سطح مایع نیز به وسیله اختلاف چگالی آب و بخار و ممنتوم جریان ورودی به درام به‌صورت زیر استخراج می‌شود:

$$q_{sd} = \frac{\rho_s}{T_d}(V_{sd} - V_{sd}^0) + \alpha_r q_{dc} + \alpha_r \beta (q_{dc} - q_r) \qquad (۱۵)$$

[1] Force Circulation

[2] Volume of the Water and Steam under the liquid level

که (V_{sd}^{0}) نشان دهنده حجم بخار داخل درام در شرایط فرضی[1] که کندانس در درام وجود ندارد و (T_d) زمان نشست بخار داخل درام است. حجم آب داخل درام نیز به صورت زیر به‌دست می‌آید:

$$V_{wd} = V_{wt} - V_{dc} - (1-\bar{\alpha}_v)V_r \qquad (۱۶)$$

درام یک هندسه خاصی دارد و رفتار خطی را می‌توان با سطح مرطوب (A_d) در سطح کاری نرمال به دست آورد. انحراف سطح درام از عملکرد نرمال درام استخراج می‌شود که به‌صورت زیر بیان می‌شود:

$$l = \frac{V_{Wd}+V_{Sd}}{A_d}, l_w = \frac{V_{wd}}{A_d}, l_s = \frac{V_{sd}}{A_d} \qquad (۱۷)$$

با موازنه جرمی بخار زیر سطح در معادله (۱۳) و با ترکیب معادله‌های (۱۲)، (۱۴) و (۱۵) که به ترتیب دبی جرمی در گردش لوله‌های بالابرنده، نرخ کندانس داخل درام و نرخ بخار خروجی از سطح درام می‌باشند، معادله مربوط به متغیر چهارم به‌صورت بیان می‌شود:

$$e_{42}\frac{dp}{dt} + e_{43}\frac{d\alpha_r}{dt} + e_{44}\frac{dV_{sd}}{dt} = \frac{\rho_s}{T_d}\left(V_{sd}^0 - V_{sd}\right) + \frac{h_f - h_w}{h_c}q_f \qquad (۱۸)$$

که ضرایب به‌صورت زیر بیان می‌شوند.

$$\begin{aligned} e_{42} &= V_{sd}\frac{\partial\rho_s}{\partial p} + \frac{1}{h_c}\left(\rho_s V_{sd}\frac{\partial h_s}{\partial p} + \rho_W V_{Wd}\frac{\partial h_w}{\partial p} - V_{sd} - V_{Wd} + m_d C_p \frac{\partial t_s}{\partial p}\right) \\ &\quad + \alpha_r(1+\beta)V_r\left(\bar{\alpha}_V\frac{\partial\rho_s}{\partial p} + \left(1-\bar{\alpha}_V\right)\frac{\partial\rho_W}{\partial p} + \left(\rho_s - \rho_W\right)\frac{\partial\bar{\alpha}_V}{\partial p}\right) \\ e_{43} &= \alpha_r(1+\beta)\left(\rho_s - \rho_W\right)V_r\frac{\partial\bar{\alpha}_V}{\partial\alpha_r} \\ e_{44} &= \rho_s \end{aligned} \qquad (۱۹)$$

۳-۴ مدل کلی

مدل مرتبه چهار درام شامل فشار درام (p)، حجم کل آب (V_{wt})، کیفیت جرمی بخار خروجی از بالابرنده‌ها (α_r) و حجم بخار زیر سطح مایع (V_{sd}) به‌طور کلی در معادله (۲۰) بیان شده و ضرایب e_{11} تا e_{44} نیز در معادله‌های (۶)، (۱۱) و (۱۹) ارایه شده است.

$$\begin{aligned} e_{11}\frac{dV_{wt}}{dt} + e_{12}\frac{dp}{dt} &= q_f - q_s \\ e_{21}\frac{dV_{wt}}{dt} + e_{22}\frac{dp}{dt} &= Q + q_f h_f - q_s h_s \\ e_{32}\frac{dp}{dt} + e_{33}\frac{da_r}{dt} &= Q + a_r h_c q_{dc} \\ e_{42}\frac{dp}{dt} + e_{43}\frac{d\alpha_r}{dt} + e_{44}\frac{dV_{sd}}{dt} &= \frac{\rho_s}{T_d}\left(V_{sd}^0 - V_{sd}\right) + \frac{h_f - h_w}{h_c}q_f \end{aligned} \qquad (۲۰)$$

برای تعریف خواص ترمودینامیکی آب از برنامه (XSTEAM) که خواص ترمودینامیکی آب بر اساس استاندارد (IAPWS IF-97) تعریف شده، استفاده شده است.

این کدها از سایت (MATH WORK) قابل دانلود می‌باشند.

۳-۵ شرایط اولیه سیستم

یک راه مناسب برای پیدا کردن مقادیر اولیه شرایط کاری سیستم این است که ابتدا یک مقدار برای جریان آب ورودی به درام و فشار درام در نظر بگیریم. سپس جریان بخار خروجی از درام، حرارت ورودی به سیستم و حجم بخار زیر سطح درام از معادله (۲۱) به‌دست می‌آید. اگر معادله (۲۱) برقرار باشد، سیستم همیشه در حالت تعادل خواهد بود.

$$\begin{aligned} q_f &= q_s \\ Q &= q_s h_s - q_f h_{fw} \\ Q &= q_{dc}\alpha_r h_c \\ V_{sd} &= V_{sd}^0 - \frac{T_d(h_w - h_f)}{\rho_s h_c}q_f \end{aligned} \qquad (۲۱)$$

با استفاده از نرخ جریان در گردش در معادله (۹)، کیفیت جرمی بخار خروجی از لوله‌های بالابرنده نیز با حل همزمان معادله غیرخطی زیر به‌دست می‌آید.

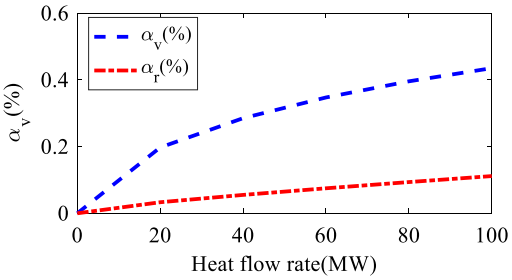
$$\begin{aligned} Q &= \alpha h_c\sqrt{\frac{2\rho_w A_{dc}(\rho_w - \rho_S)g\bar{\alpha}_V V_r}{k}} \\ \bar{\alpha}_v &= \frac{\rho_W}{\rho_W - \rho_s}\left(1 - \frac{\rho_s}{(\rho_W - \rho_s)\alpha_r}\ln\left(1 + \frac{\rho_W - \rho_s}{\rho_s}\alpha_r\right)\right) \end{aligned} \qquad (۲۲)$$

معادله (۲۲) نسبت حجمی بخار $(\bar{\alpha}_V)$ را به‌عنوان یک تابع از انتقال حرارت ورودی (Q) تعیین می‌کند. این تابع که نتایج آن در شکل(۲) نشان داده شده است یک بینش خوبی از پدیده تورم و جمع شدگی را به ما نشان می‌دهد.

منحنی نشان می‌دهد که در بارهای پایین، تغییرات کوچکی در حرارت ورودی باعث ایجاد تغییرات بزرگی در نسبت حجمی بخار می‌شود. به‌عنوان مثال در نیروگاه کرمان اگر به هر دلیلی دایورتر دمپر بسته شود و توان ورودی (حرارت) از (MW) ۱۰۰ به (MW) ۶۰ کاهش یابد، نسبت حجمی بخار ۰.۰۸۷ کاهش پیدا می‌کند در صورتی که اگر توان ورودی از (MW) ۸۰ به (MW) ۴۰ کاهش یابد، نسبت حجمی بخار ۰.۱۱ کاهش پیدا می‌کند. این نتیجه نشان می‌دهد که در صورت تغییر حرارت ورودی، تغییرات نسبت حجمی در بار بالا کمتر از زمانی است که بویلر در بار پایین قرار دارد. در واقع این شکل نشان می‌دهد که پدیده تورم و جمع‌شدگی در بارهای پایین، شدیدتر از بارهای بالا می‌باشد و از لحاظ

[1] Volume of the Steam in hypothetical situation

کنترلی نیز اثبات می‌شود که کنترل کردن سطح درام در بار بالا به مراتب آسان‌تر از بار پایین می‌باشد.



شکل ۲: ارتباط نسبت حجمی بخار با حرارت ورودی

۳-۶ شرایط اولیه سیستم

با استفاده از اسناد مرتبط با بویلرهای نیروگاه کرمان و محاسبات مربوط به تعداد لوله‌ها، ابعاد و ضخامت آن‌ها، داده‌های فیزیکی درام بویلر نیروگاه کرمان با جدول (۱) بیان می‌شود. پس از در نظر گرفتن آب ورودی، بخار خروجی و فشار درام از روی داده‌های عملی نیروگاه، مدل درام بویلر نیروگاه کرمان به‌دست آمده است. جدول (۲) داده‌های ورودی و مقادیر حالت تعادل درام بویلر را نشان می‌دهد.

جدول(۱): داده‌های فیزیکی درام بویلر نیروگاه کرمان

کمیت	واحد	مقدار
حجم درام(v_d)	(m^3)	۳۰.۲۴
حجم لوله‌های بالابرنده(v_r)	(m^3)	۲۱.۰۴
حجم لوله‌های پایین‌برنده (v_{dc})	(m^3)	۶.۵۶
وزن درام(m_d)	(kg)	۶۶۳۰۰
وزن لوله‌های بالابرنده(m_r)	(kg)	۹۹۲۲۷.۳۲
وزن کل(m_t)	(kg)	۱۸۵۷۶۴.۲۶
سطح مقطع لوله پایین‌برنده(A_{dc})	(m^2)	۰.۱۱۷۸

جدول(۲): ورودی‌ها و شرایط تعادل درام بویلر

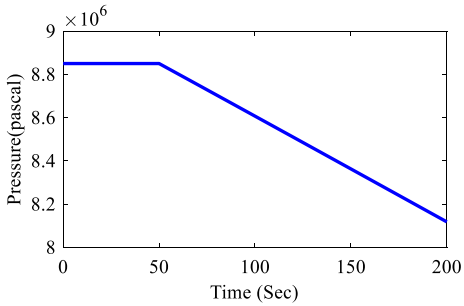
کمیت	واحد	مقدار
آب ورودی (q_f)	(kg/s)	۶۰
بخار خروجی (q_s)	(kg/s)	۶۰
حرارت ورودی(Q)	(MW)	۸.۵۷
فشار درام (P)	Bar	۸۸.۵
حجم بخار زیر سطح (V_{sd})	m^3	۵.۰۶
حجم کل آب (V_{wt})	m^3	۲۹.۱۸
کیفیت جرمی بخار (α_r)	-	۰.۱۰۲

٤- پاسخ حلقه باز سیستم به ورودی پله

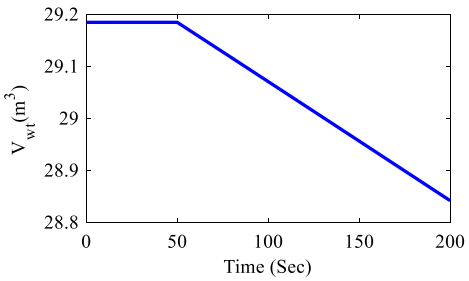
برای نشان دادن رفتار غیرخطی درام بویلر نیروگاه کرمان می‌توان ورودی‌های بخار، حرارت ورودی به بویلر و بخار خروجی از درام را تغییر داد و دینامیک سیستم را تحلیل کرد. نیروگاه‌های سیکل ترکیبی پس از راه‌اندازی در بار نامی قرار می‌گیرند و معمولاً بسته شدن دایورتر دمپر و به‌دنبال آن کاهش حرارت ورودی به بویلر، از دلایل تریپ واحد می‌باشد در نتیجه پاسخ حلقه باز سیستم درام بویلر نیروگاه کرمان به ازای کاهش پله حرارت ورودی به بویلر معادل (MW) ۱۰ نشان داده شده است. ورودی پله در زمان ۵۰ ثانیه به سیستم اعمال می‌شود و پاسخ‌ها تحلیل می‌گردد.

شکل (۳-الف) فشار درام را نشان می‌دهد که به‌دلیل کاهش حرارت ورودی به بویلر و ثابت بودن بخار خروجی از درام، فشار کاهش پیدا کرده است. شکل (۳-ب) حجم کل آب سیستم را نشان می دهد که به‌دلیل کاهش فشار و در نتیجه افزایش تبخیر، کاهش پیدا می‌کند. شکل (۳-پ) کیفیت جرمی بخار خروجی از لوله‌های بالابرنده را نشان می‌دهد که به‌دلیل کاهش سریع فشار، ابتدا سریع کاهش پیدا می‌کند سپس این کاهش به آرامی انجام می‌شود. شکل (۳-ت) حجم بخار زیر سطح درام را نشان می‌دهد. به‌دلیل کاهش فشار و افزایش تبخیر در نتیجه حجم بخار زیر سطح درام افزایش پیدا می‌کند.

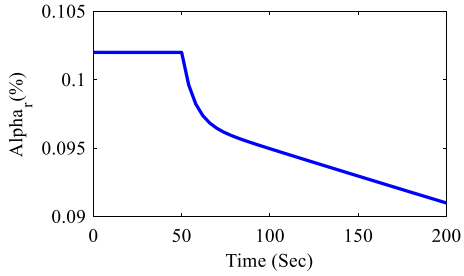
شکل (۳-ث) جریان جرمی لوله‌های بالابرنده و پایین‌برنده را نشان می‌دهد. به‌دلیل کاهش خطی و سریع فشار، ابتدا جریان لوله‌های بالابرنده به‌سرعت کاهش پیدا می‌کند و همچنین جریان لوله‌های پایین‌برنده نیز کاهش پیدا می‌کند سپس بعد از این شرایط گذرا جریان لوله‌های بالابرنده افزایش پیدا می‌کند تا با جریان لوله‌های پایین‌برنده برابر شود. شکل (۳-ج) تغییرات سطح درام را نشان می‌دهد. در معادله (۱۷) نشان داده شد که سطح درام برابر با جمع سطح آب و سطح بخار می باشد در نتیجه پاسخ سطح درام پیچیده و بستگی به ترکیب دینامیک آب و بخار دارد. کاهش بخش اول سطح به‌دلیل افت فشار و کاهش حجم آب سیستم می‌باشد که در واقع سطح درام مرتبط با آب کاهش پیدا کرده است. سپس سطح افزایش پیدا می‌کند زیرا حجم بخار افزایش پیدا کرده است.



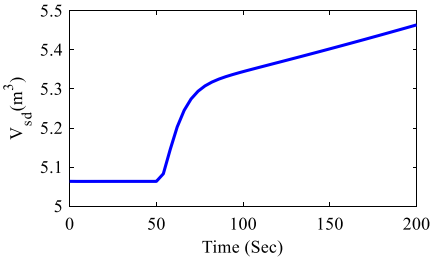
شکل ۳-الف: فشار درام



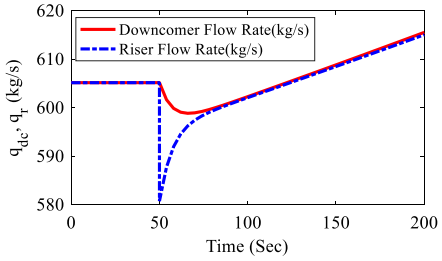
شکل ۳-ب: حجم کل آب



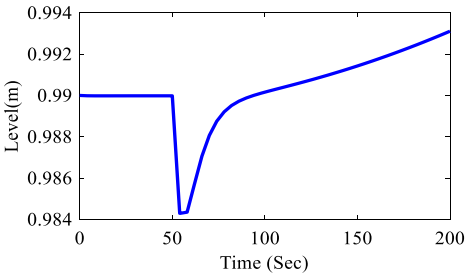
شکل ۳-پ: کیفیت جرمی بخار خروجی از لوله‌های بالابرنده



شکل ۳-ت: حجم بخار زیر سطح درام



شکل ۳-ث: جریان لوله‌های بالابرنده و پایین‌برنده



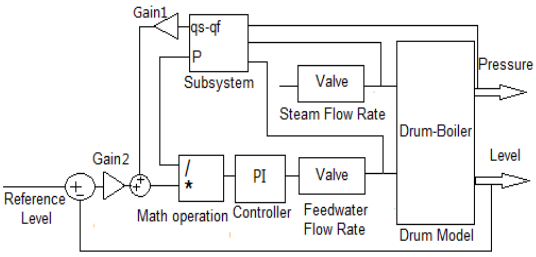
شکل ۳-ج: سطح درام

شکل ۳: پاسخ ورودی پله به ازای کاهش حرارت ورودی به بویلر معادل ۱۰ MW

۵- منطق فعلی کنترل سطح درام نیروگاه کرمان

در [۱۰] کنترل تک المانه برای سطح درام نیروگاه بخار بررسی شده است. سطح درام با سطح مرجع مقایسه می‌شود و سیگنال خطا به شیر کنترل آب ورودی به درام اعمال می‌شود. به‌دلیل پدیده تورم و جمع-شدگی سطح درام که در شرایط مختلف کاری به وجود می‌آید و اندازه-گیر سطح نمی‌تواند تخمین دقیقی از سطح داشته باشد در نتیجه می‌توان گفت این نوع کنترل‌کننده از نظر عملی منسوخ شده است. در [۱۰]کنترل سه المانه برای سطح درام نیروگاه بخار بررسی شده است. با افزایش (kg/s) ۵ بخار خروجی از درام، شیر آب ورودی به درام با نرخ انتقال آب (kg/s) ۵۰ به‌طور کامل بسته شده و سپس به‌سرعت باز شده و به (kg/s) ۷۰ رسیده است که این پاسخ‌های شدید شیر برای افزایش (kg/s) ۵ آب ورودی به درام جهت اصلاح سطح، هیچ‌گونه توجیه عملی نداشته و در چنین شرایطی در نیروگاه احتمال خرابی شیر وجود دارد. برای کنترل فشار نیز، فشار انتهای سوپرهیتر (فشار روی شیر بخار ورودی به توربین) با فشار مرجع مقایسه می‌شود و سیگنال خطا جهت افزایش یا کاهش حرارت مشعل‌ها جهت کنترل فشار انجام می‌شود. در [۱۴] کنترل سه المانه برای سطح درام نیروگاه بخار بررسی شده است. سطح درام با سطح مرجع مقایسه شده و خطا به کنترل‌کننده اول (حلقه خارجی) ارسال می‌شود و همچنین آب ورودی با بخار برداشتی مقایسه می‌شود و سیگنال خطا به کنترل‌کننده دوم (حلقه داخلی) جهت اصلاح وضعیت شیر ارسال می‌شود که به این طرح کنترلی سری می‌گویند اما به‌دلیل عدم تسلط بر مدل‌سازی و به‌دنبال آن اشتباه در طراحی کنترل‌کننده، پاسخ‌ها به‌درستی به‌دست نیامده است. اما در نیروگاه سیکل ترکیبی چون حرارت ورودی به بویلر از واحد گازی وارد بویلر می‌شود در نتیجه متغیر قابل کنترل نیست و لازم است که تاثیر آن را به‌عنوان اغتشاش در سطح درام در نظر گرفته شود به‌همین دلیل شرایط و منطق کنترل سطح و فشار در نیروگاه سیکل ترکیبی نسبت به نیروگاه بخار متفاوت و پیچیده‌تر می‌باشد. شکل (۴) منطق فعلی کنترل سطح درام نیروگاه سیکل ترکیبی کرمان را نشان می‌دهد. در این منطق سیگنال اختلاف سطح درام از سطح مرجع در ضریب ثابت (Gain1) ضرب می‌شود و همچنین سیگنال اختلاف آب ورودی با بخار خروجی از درام در ضریب ثابت (Gain2) ضرب می‌شود و این دو سیگنال خطا با هم جمع می‌شوند و به شیر آب ورودی به درام اعمال می-شود. در واقع این ضرایب ثابت برای هم نرخ کردن خطای سطح با خطای جریان‌های آب ورودی و بخار خروجی می‌باشد. لازم به ذکر است که از سیگنال فشار نیز برای تخمین آب ورودی به درام استفاده می‌شود که در شکل (۶) توضیحات ارایه می‌شود. این منطق در شرایط کار عادی به‌خوبی جواب می‌دهد اما در شرایط غیرمعمول از جمله بسته‌شدن ناگهانی دایورتر دمپر، اختلال در شرایط دمایی بخار ورودی به توربین و غیره، نه‌تنها کنترل‌کننده پاسخ دقیقی نسبت به تغییرات سطح ندارد بلکه به ناپایدار کردن سیستم و خروج اضطراری و یا بهم ریختگی شدید سطح درام کمک می‌کند. در واقع به‌دلیل تفاوت جنس خطای جریان‌ها و خطای سطح در

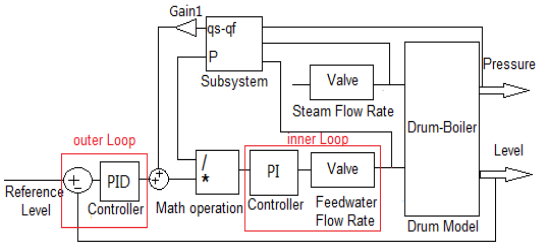
نتیجه کنترل‌کننده در شرایط غیر معمول نمی‌تواند تخمین دقیقی از آب ورودی به درام جهت اصلاح سطح درام داشته باشد.



شکل ۴: منطق فعلی کنترل سطح درام

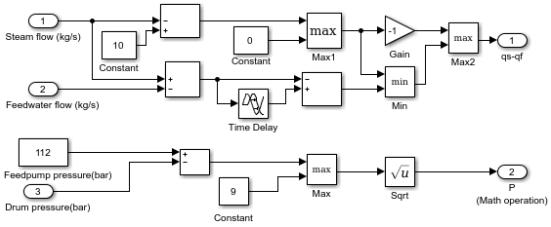
٦- منطق پیاده‌سازی شده برای کنترل سطح درام نیروگاه سیکل ترکیبی کرمان

شکل (۵) منطق جدید پیاده‌سازی شده برای کنترل سطح درام نیروگاه سیکل ترکیبی کرمان را نشان می‌دهد. در منطق جدید از یک کنترل‌کننده در حلقه خارجی (برای سیگنال خطای سطح) و یک کنترل‌کننده در حلقه داخلی (برای سیگنال خطای آب ورودی و بخار خروجی از درام) استفاده شده است. کنترل‌کننده فعلی نیروگاه به‌عنوان کنترل‌کننده حلقه داخلی با همان ضرایب تناسبی و انتگرالی ۱ و ۴۰ برای درام فشار بالا و همچنین ۱ و ۶۰ برای درام فشار پایین استفاده شده با این تفاوت که در حلقه داخلی، ضریب ثابت برای خطای جریان‌ها (Gain1) برای درام فشار بالا از ۲۵۰ به ۲۶۵ و برای درام فشار پایین از ۲۷۰ به ۲۹۵ افزایش یافته تا به سیگنال خطا پاسخ دقیق و سریع‌تری داده شود. لازم به ذکر است که خروجی کنترل‌کننده حلقه داخلی به شیر ورودی درام ارسال می‌شود. در حلقه خارجی ضریب ثابت برای خطای سطح (Gain2) برای درام فشار بالا ۱۶۰ و درام فشار پایین ۱۸۰ بوده که در منطق جدید حذف شده‌اند و کنترل‌کننده (PID) به‌صورت موازی به‌جای آن قرار گرفته است. این کنترل‌کننده نسبت به منطق قبلی کندتر تنظیم شده تا به نوسان‌های سطح پاسخ سریع داده نشود زیرا سطح درام به‌طور ذاتی دارای نوسان می‌باشد و همچنین به‌دلیل وجود پدیده تورم و جمع‌شدگی که در شرایط غیرنرمال اتفاق می‌افتد، لازم است کنترل‌کننده با سرعت کمتری پاسخ دهد تا اگر شرایط گذرایی وجود دارد از بین برود. ضرایب تناسبی، انتگرالی و مشتق‌گیر برای درام فشار بالا به ترتیب (۶۴، ۲.۷ و ۱.۴) و برای درام فشار پایین (۷۶، ۳ و ۲) طراحی شده است. از مزایای این منطق نسبت به حالت قبل می‌توان به تنظیم مجزا کنترل‌کننده هر حلقه متناسب با جنس سیگنال خطا و سرعت پاسخ سریع و دقیق‌تر اشاره کرد که در شرایط غیر معمول می‌تواند سطح درام را به‌خوبی کنترل کند و حتی در شرایط تریپ از بهم ریختگی سطح جلوگیری می‌کند تا مشکلات مربوط به آب‌گیری مجدد درام، اتلاف زمان، هزینه و غیره جلوگیری شود. تغییرات نرخ حرارت ورودی به بویلر و یا بسته شدن دایورتر دمپر یک حالت بسیار بحرانی است که دلیل اصلی تریپ‌های نیروگاه سیکل ترکیبی کرمان می‌باشد. سایر نیروگاه‌های سیکل ترکیبی نیز دارای چنین مشکلی می‌باشند اما مهمترین مزیت کنترل‌کننده پیشنهادی، کنترل سطح درام در شرایط بحرانی و تریپ می‌باشد و از بهم ریختگی سطح در این شرایط جلوگیری می‌کند. برای سادگی، منطق کنترل به شکل زیر نشان داده شده است اما در عمل این منطق بسیار پیچیده‌تر می‌باشد.



شکل ۵: منطق پیشنهادی کنترل سطح درام

زیر سیستم واقع در شکل (۴ و ۵) در شکل (۶) نشان داده شده است. چهار المان در تخمین آب ورودی به درام موثر می‌باشند که خطای سطح درام در حلقه خارجی یکی از چهار المان می‌باشد. سه المان دیگر نیز آب ورودی، بخار خروجی و فشار درام می‌باشند که در زیرسیستم شکل (۶) نحوه ساخت خطاها نشان داده شده است. به‌طور خلاصه می‌توان گفت که خطای جریان‌ها با یک تاخیر زمانی به خروجی ارسال می‌شود. همچنین جذر اختلاف فشار درام با فشار پمپ به عملگر منطقی نشان داده شده در شکل (۴ و ۵) ارسال می‌شود تا این سیگنال در تخمین آب ورودی موثر باشد اما این سیگنال کاربرد محدود کننده و حفاظتی نیز دارد که در واقع اختلاف فشار درام با پمپ نمی‌تواند از مقدار ۹ کمتر باشد زیرا اگر فشار درام افزایش یابد و به فشار پمپ برابر شود در این صورت آب ورودی درام صفر می‌شود. لازم به ذکر است که اعداد نشان داده شده در شکل (۶) مربوط به درام فشار بالا می‌باشد.



شکل ۶: منطق ساخت سیگنال خطای جریان‌ها و فشار

۶-۱ طراحی کنترل‌کننده

همانطور که در بخش (۵) توضیحات ارایه در روش کنترل تک المانه سطح درام با سطح مرجع مقایسه می‌شود و سیگنال خطا جهت اصلاح سطح به شیر آب ورودی درام ارسال می‌شود. برای کنترل تک المانه سطح می‌توان از روش زیگر - نیکولز استفاده کرد [۱۰]. در این روش ابتدا بخش تناسبی کنترل‌کننده فعال می‌شود و این بهره را افزایش می‌دهیم تا سیستم نوسانی (دامنه نوسانات یکسان) شود که در این صورت دامنه نوسانات بهره

نوسانی و اختلاف زمان بین دو سیکل نیز دوره نوسانی می‌باشد که ضرایب کنترل‌کننده (PI) از معادله زیر به دست می‌آید.

$$Kp = .45K_u$$
$$Ki = {1.2K_p}/{p_u} \qquad (۲۵-۳)$$

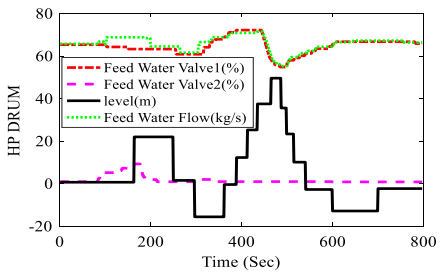
در نیروگاه‌های حرارتی به دلیل وجود حلقه کنترل فشار مجزا لازم است که ابتدا حلقه کنترل فشار سپس حلقه کنترل سطح تنظیم شود زیرا دوره نوسانی حلقه کنترل فشار بسیار کمتر از حلقه کنترل سطح می‌باشد. اما در نیروگاه‌های سیکل ترکیبی به دلیل ثابت بودن حرارت ورودی به بویلر در نتیجه اغتشاشات فشار همانند شکل (۵) در تنظیم کنترل‌کننده سطح در نظر گرفته می‌شود. لازم به ذکر است که برای تنظیم یک کنترل-کننده در عمل باید شرایط کاری محرک‌ها، عملگرها و غیره مد نظر قرار گیرد و این موضوع باعث می‌شود که برای تنظیم دقیق کنترل‌کننده از روش‌های تجربی و تنظیمات دستی برای کنترل دقیق‌تر استفاده شود. در نیروگاه کرمان نیز برای تنظیم دقیق کنترل‌کننده متناسب با محدودیت شیرها و شرایط واحد ابتدا حلقه خارجی باز شده و کنترل‌کننده حلقه داخلی و گین‌ها به گونه‌ای تنظیم شده که حداکثر سرعت و پاسخ دقیق را داشته باشد. سپس حلقه خارجی بسته شده و کنترل‌کننده آن طوری تنظیم شده که سرعت کمتری نسبت به حلقه داخلی داشته باشد زیرا اغتشاشات سطح در این حلقه کنترل می‌شود. حلقه داخلی به‌طور ذاتی نوعی کنترل پیش‌بین می‌باشد و به سرعت به تغییر جریان‌ها پاسخ می‌دهد و نوسانات سطح نیز در حلقه خارجی به دلیل کند بودن این حلقه از بین می‌رود. نتایج عملی نشان می‌دهد که کنترل‌کننده پیشنهادی از خروج‌های اضطراری و بهم ریختگی سطح جلوگیری می‌کند.

۷- نتایج پیاده‌سازی

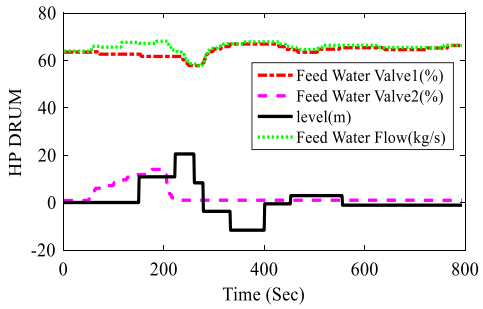
منطق جدید در واحد سوم بویلر نیروگاه سیکل ترکیبی کرمان پیاده‌سازی شده و در شرایط یکسان با منطق قبلی مقایسه شده است. تست-های اولیه از جمله تست اغتشاش نشان دهنده بهبود کنترل سطح درام نسبت به حالت قبل می‌باشد. به‌دلیل وجود محدودیت‌های نیروگاهی و احتمال بروز مشکلات در اثر ایجاد مصنوعی تست‌های بحرانی در نتیجه این منطق به مدت ۶ ماه در شرایط مختلف کاری قرار گرفت تا تحت تست بحرانی قرار گیرد. به‌دلیل وجود اختلال در واحدگازی، دایورتر دمپر کاملاً بسته شده و منطق جدید تحت بحرانی‌ترین شرایط قرار گرفته است که در این شرایط، سطح درام به‌خوبی کنترل شده و نتایج با مورد مشابه منطق قبلی که بهم ریختگی سطح و خروج اضطراری رخ داده، مقایسه شده است.

۷-۱ تست اغتشاش

شکل (۷) نتایج تست مقایسه کنترل فعلی و پیشنهادی سطح درام نیروگاه برای درام فشار بالا را نشان می‌دهد. شکل (۷-الف) نتایج تست اغتشاش منطق فعلی و شکل (۷-ب) منطق جدید پیاده‌سازی شده را نشان می‌دهد. در این تست نحوه مقایسه به این صورت می‌باشد که در شرایط یکسان درام برای منطق فعلی و منطق جدید، از شیر دوم آب ورودی به درام به‌عنوان اغتشاش در عملکرد شیر اول (سیگنال کنترل به این شیر ارسال می‌شود) استفاده شده است به‌طوری که شیر دوم معادل ده درصد باز شده است و پس از گذشت بیش از یک دقیقه بسته می‌شود و سپس نوسان‌ها و زمان نشست سطح درام مورد بررسی قرار می‌گیرد.نتایج نشان می‌دهد که با وجود این‌که در منطق جدید، شیر دوم بیش از ده درصد باز شده است اما به‌دلیل سریع‌تر شدن حلقه داخلی و تنظیم جداگانه کنترل‌کننده‌ها برای حلقه‌های داخلی و خارجی که در بخش (۵ و ۶) توضیحات ارایه شد، در نتیجه نوسان‌های سطح درام به‌شدت کاهش پیدا کرده است. در منطق فعلی زمان نوسان‌ها بیش از ۵۳۰ ثانیه و حداکثر فراجهش ۵۰mm و در منطق جدید زمان نوسان‌ها ۲۵۰ ثانیه و حداکثر فراجهش ۲۲ mm می‌باشد. در منطق فعلی سطح درام در زمان ۱۶۴ ثانیه فراجهش ۲۰ mm دارد و با وجود اینکه شیر دوم باز و بسته شده است اما شیر اول با تاخیر نزدیک به ۱۵۰ ثانیه بسته شده و بیش از ۶۰ ثانیه در این شرایط نگه داشته شده است که در واقع عدم دقت و سرعت کنترل‌کننده را نشان می‌دهد. در منطق فعلی در شرایطی که سطح درام کاهش پیدا کرده و باید شیر اول باز شود اما هنوز شیر بسته مانده و سپس شیر باز شده و باعث فراجهش ۵۰mm در زمان ۴۷۰ ثانیه شده است.کنترل‌کننده به‌دلیل تاخیر زیاد و عدم تخمین مناسب جهت افزایش یا کاهش جریان ورودی، باعث افزایش نوسان‌های سطح شده و قطعاً با این شرایط در مواقع بحرانی باعث تریپ بویلر خواهد شد.



شکل ۷-الف: منطق کنترل فعلی سطح درام



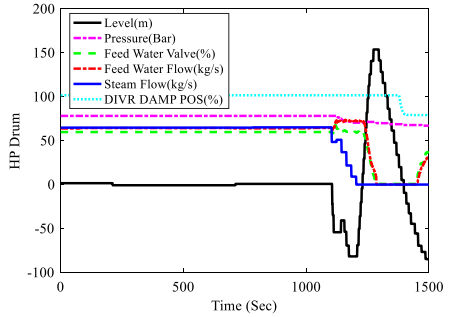
شکل ۷-ب: منطق کنترل پیشنهادی سطح درام

شکل ۷: مقایسه نتایج منطق کنترل فعلی و جدید سطح درام نیروگاه کرمان

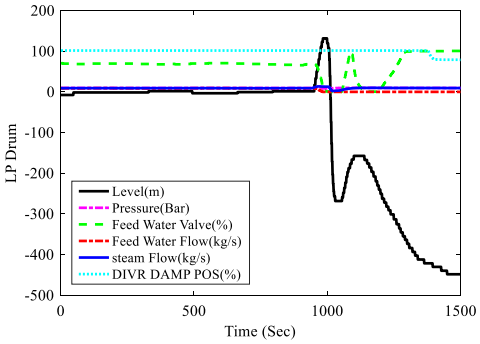
۷-۲ تست اغتشاش

تغییر در حرارت ورودی به بویلر و به‌دنبال آن تغییر در کیفیت بخار و نداشتن شرایط لازم جهت ورود بخار به توربین و بسته شدن شیر بخار توربین و نوسانی شدن سطح درام و در نتیجه فعال شدن شرایط حفاظتی ناشی از سطح و تریپ بویلر یا تریپ بویلر ناشی از عوامل بیرونی از جمله جدایش بار و اشکال در توربین بخار و در نتیجه بسته شدن دایورتر دمپر و به‌دنبال آن بهم ریختگی سطح درام از مهمترین مواردی است که معمولاً در نیروگاه‌های سیکل ترکیبی از جمله کرمان وجود دارد و بخش قابل ملاحظه‌ای از تریپ‌های نیروگاه کرمان از این مورد می‌باشد. یک سیستم کنترل مناسب در شرایطی که دایورتر دمپر بسته می‌شود و یا به هر دلیلی واحد تریپ می‌دهد باید بتواند سطح درام را به‌خوبی نگه داشته تا خسارت‌های ناشی از خروج اضطراری بویلر، آب‌گیری مجدد درام، صرف انرژی، زمان و غیره جلوگیری شود.

شکل (۸) نتایج کنترل فعلی درام فشار بالا و فشار پایین نیروگاه کرمان در شرایط بحرانی را نشان می‌دهد. شکل (۸-الف) نتایج درام فشار بالا و شکل (۸-ب) نتایج درام فشار پایین در شرایط بحرانی که نرخ حرارت ورودی کاهش یافته و دایورتر دمپر ۲۵٪ بسته شده را نشان می‌دهد. سطح درام فشار پایین ابتدا یک فراجهش داشته سپس کاهش پیدا کرده است. فشار درام ابتدا بیش از ۲ bar کاهش یافته و سپس این کاهش به کمتر از ۱ bar بار رسیده است که با اقدامات کنترلی انجام شده، سطح درام نوسانی شده است. به‌دلیل کنترل نامناسب و تغییر شدید شیر آب ورودی و اخلال در عملکرد پمپ، در نتیجه آب ورودی درام به صفر رسیده و همچنین به‌دلیل اینکه شیر بخار خروجی از درام (ورودی توربین بخار) بسته نشده، باعث تخلیه شدن لحظه به لحظه درام می‌شود. با وجود اینکه شیر آب ورودی متناسب با نوسان‌های سطح تغییرات شدیدی دارد و نهایتاً به‌طور کاملاً باز شده اما به‌دلیل اخلال در سیستم آب ورودی، افزایش آب ورودی ندارد. نوسان‌های درام فشار بالا به‌دلیل بزرگ‌تر بودن درام با کمی تاخیر شروع شده است. به‌دلیل بسته شدن سریع شیر بخار خروجی از درام و کمی تاخیر در کاهش فشار درام در نتیجه ابتدا کمی سطح کاهش پیدا کرده و شیر آب ورودی برای این کاهش سطح باز شده است اما در واقع این یک سطح گذرا بوده و همین افزایش آب ورودی باعث افزایش شدید سطح شده است. سپس به‌دلیل بسته شدن شیر ورودی در نتیجه سطح مجدداً کاهش پیدا کرده است. پدیده تورم و جمع‌شدگی در درام فشار بالا به وضوح قابل مشاهده است و در چنین شرایطی کنترل‌کننده به نوسانی شدن سطح کمک می‌کند. این شرایط بحرانی باعث فعال شدن شرایط حفاظتی ناشی از سطح و نهایتاً تریپ بویلر شده و به‌دلیل اقدامات دستی اپراتور برای جلوگیری از خطرهای احتمالی در نتیجه داده‌های بعد از تریپ قابل استناد و تحلیل علمی نمی‌باشند. به‌طور کلی می‌توان گفت که پاسخ‌های نامناسب کنترل‌کننده باعث نوسانی شدن شدید سطح و اخلال در عملکرد سیستم و نهایتاً فعال شدن شرایط حفاظتی و تریپ واحد شده است. درام فشار پایین تقریباً خالی شده و درام فشار بالا بیش از ۱۰۰ mm کاهش پیدا کرده است و باید بویلر مجدداً آب‌گیری شود که باعث صرف زمان، انرژی، هزینه، کاهش تولید و غیره می‌شود.



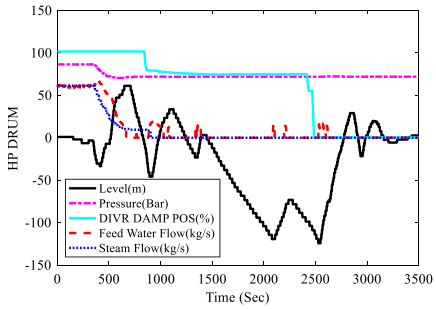
شکل ۸-الف: درام فشار بالا



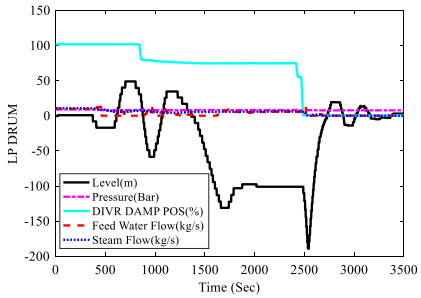
شکل ۸-ب: درام فشار پایین

شکل ۸: تست حالت بحرانی منطق فعلی کنترل سطح درام فشار پایین و فشار بالا نیروگاه کرمان

شکل (۹) نتایج منطق کنترل جدید پیاده‌سازی شده در نیروگاه کرمان را نشان می‌دهد. شکل (۹-الف) و (۹-ب) پاسخ‌های مربوط به درام فشار بالا و فشار پایین نیروگاه با وجود منطق جدید در شرایط کاملاً بحرانی که به‌دلیل اخلال در عملکرد توربین و نهایتاً تریپ بویلر شده است، را نشان می‌دهد. شرایط حفاظتی فعال شده و دایورتر دمپر و شیر بخار ورودی توربین کاملاً بسته شده و سطح درام نیز هر لحظه در حال نوسانی شدن می‌باشد (پدیده تورم و جمع‌شدگی). در این شرایط اگر کنترل‌کننده بتواند سطح درام را در محدوده امن نگه دارد، بلا فاصله پس از رفع اشکال، می‌توان بویلر را مجدداً راه‌اندازی کرد و از اتلاف زمان، انرژی،کاهش تولید و خسارت‌های دیگر جلوگیری کرد. به‌دنبال بسته شدن شیر بخار، شیر آب ورودی به‌سرعت بسته شده است (حلقه داخلی). اما همان‌طور که در شکل نشان داده شده، با وجود پدیده تورم و جمع‌شدگی شدید، کنترل‌کننده به این نوسان‌ها واکنش کندی نشان می‌دهد (حلقه خارجی) تا نهایتاً این شرایط گذرا از بین برود. همانطور که در بخش (۶) بررسی شد، به‌دلیل کند بودن حلقه خارجی، نوسان‌های گذرا از بین رفته و سطح درام در محدوده امن نگه داشته شده است. در این شرایط می‌توان بویلر را مجدداً راه‌اندازی کرد و کاهش تولید را به‌سرعت جبران کرد.



شکل ۹-الف: درام فشار بالا



شکل ۹-ب: درام فشار پایین

شکل ۹: نتایج منطق جدید کنترل سطح درام نیروگاه

۷- نتایج پیاده‌سازی

در این مقاله ابتد درام بویلر نیروگاه سیکل ترکیبی کرمان مدل‌سازی شده و پس از تحلیل رفتار دینامیک اساسی سیستم، در بخش (۳-۵) اثبات شد که در بارهای پایین، پدیده تورم و جمع‌شدگی شدیدتر از بارهای بالا می‌باشد و برای اینکه کنترل سطح درام راحت‌تر انجام شود باید بویلر در بار نامی خود قرار داشته باشد. در بخش (۵) توضیحاتی در مورد روش‌های کنترلی نیروگاه بخار و منطق فعلی کنترل سطح درام ارایه شد. در بخش (۶) این نتیجه حاصل شد که بهتر است از دو حلقه کنترل جهت تخمین آب ورودی به درام جهت اصلاح سطح استفاده شود تا بتوان در شرایط غیر معمول و اغتشاش، سطح درام را کنترل نمود که نتایج بخش (۱-۷) این موضوع را اثبات کرد. در بخش (۲-۷) نیز نتایج نشان داد که منطق جدید در شرایط بحرانی و تریپ، از بهم ریختگی سطح جلوگیری می‌کند و سطح درام را در محدوده امن نگه می‌دارد. لازم به ذکر است که با توجه به ظهور شرایط بحرانی دیگری که روی واحدهای با منطق کنترلی جدید اتفاق افتاده، پایداری سیستم بارها محک خورده و مزیت این روش نسبت به قبل بسیار مشهود است به‌طوری که برخی از تست های ناپایدار ساز سیستم که مصداق ورود اغتشاش و نامعینی به سیستم هستند و تا پیش از این با دخالت انسانی قابلیت انجام داشتند را در حال حاضر بهره بردار بدون دخالت انسانی و به اتکای سیستم کنترل انجام می‌دهد.

مراجع

[1] Åström, K. J. and Bell, R. D. 2000. Drum-boiler dynamics. *Automatica*, 36: 363-378.

[2] Kim, H. and Choi, S. 2005. A model on water level dynamics in natural circulation drum-type boilers. *International Communications in Heat and Mass Transfer*, 32: 786 -796.

[3] Lu, S. and Hogg, B. 2000. Dynamic nonlinear modelling of power plant by physical principles and neural networks. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 22: 67-78.

[4] Fan, H., Zhang, Y. F., Su, Z. G., Wang, B. 2017. A dynamic mathematical model of an ultra-supercritical coal fired once-through boiler-turbine unit. *Applied Energy*, 189: 654-666.

[5] Moradi, H., Saffar-Avval, M. and Bakhtiari-Nejad, F. 2012. Sliding mode control of drum water level in an industrial boiler unit with time varying parameters: A comparison with H∞-robust control approach. *Journal of Process Control*, 22: 1844 - 1855.

[6] Li,L. and Ding, W. 2016. Optimization control strategy of boiler water level based on fuzzy PID. *Control and Decision Conference (CCDC), Chinese.IEEE*. 5893-5896.

[7] Sheng, L., Shiquan, Z. and Yuchao, W.2015. Sliding mode controller with AGA for drum water level of ship boiler. *Control Conference (CCC), 34th Chinese.IEEE*. 3116-3120.

[8] Alaei, H. J. and Yazdizadeh, A. 2016. A new robust H∞ sliding mode observer-based state estimation and fault reconstruction for nonlinear uncertain boiler system. *Soft Computing*. 21: 3957-3968.

[9] Aliakbari, S., Ayati, M., Osman, J. H. and Sam, Y. M. 2013. Second-order sliding mode fault-tolerant control of heat recovery steam generator boiler in combined cycle power plants. *Applied Thermal Engineering*, 50: 1326-1338.

[10] Alvandi M, Fadaee A. 2010. Nonlinear Modeling and PID Control System Design for a Typical Drum Steam Generator. *JoC*, 4 (2):66 -79.

[۱۱] محمد مقصودی، میثم یحیی‌زاده، حسن فاتحی مرج. کنترل سری سطح آب درام نیروگاه سیکل ترکیبی به روش جدول‌بندی بهره. پایان‌نامه کارشناسی ارشد. دانشگاه ولیعصر(عج) رفسنجان، ۱۳۹۵.

[12] Åström, K. J. and Eklund, K. 1972. A simplified non-linear model of a drum boiler-turbine unit. *International Journal of Control*, 16: 145-169.

[13] Åström, K. and Eklund, K. 1975. A simple non-linear drum boiler model. *International Journal of Control*, 22: 739 -740.

[14] Åström, K. J. and Bell, R. D. 1996. A fourth order non-linear model for drum-boiler dynamics. *In*

IFAC '96, Preprints 13th World Congress of IFAC, San Francisco, 13: 31-36.

[15] Lacob, M., Andreescu, G.D. 2011. Drum-boiler control system employing shrink and swell effect remission in thermal power plants. Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT),3rd International Congress on IEEE, 1-8.

مجله کنترل
ISSN (print) 2008-8345
ISSN (online) 2538-3752
جلد ۱۳، شماره ۴، زمستان ۱۳۹۸، صفحه ۶۳-۴۹

طراحی کنترل همزمان‌سازی وضعیت در یک ساختار آرایش پرواز ماهواره و در حضور خطای اندازه‌گیری حسگرها

سید سعید نصرالهی[۱]، فرزانه عبدالهی[۲]

[۱] فارغ‌التحصیل دکترای مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی امیرکبیر، ss_nasrolahi@aut.ac.ir

[۲] استادیار، دانشکدهٔ مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی امیرکبیر، f_abdollahi@aut.ac.ir

دریافت: ۱۳۹۷/۰۲/۱۰ ویرایش: ۱۳۹۷/۰۴/۲۷ پذیرش: ۱۳۹۷/۰۵/۲۷

چکیده: هدف از این مقاله، طراحی کنترل‌کننده‌ی وضعیت با هدف همزمان‌سازی آن در یک ساختار آرایش پرواز ماهواره و با لحاظ خطای اندازه‌گیری حسگرهاست. مهمترین نوآوری مقاله حاضر، استخراج بهره‌های کنترلی با رویکرد غیرمتمرکز در ساختار چندعامله و با در نظر گرفتن خطای اندازه‌گیری بردارهای جهت و سرعت زاویه‌ای است. ماهواره‌ها می‌توانند نامشابه باشند ولی گراف ارتباطی بین آنها از نوع پیوسته فرض می‌شود. بعلاوه نیازی به مخابره‌ی بردارهای سرعت زاویه‌ای بین ماهواره‌ها نیست. طبق پایداری لیاپانوف، کنترل‌کننده پیشنهادی ارزیابی و تحلیل شده و تضمین می‌شود که خطای دنباله‌روی هر ماهواره و خطای همزمان‌سازی وضعیت بین ماهواره‌ها، کران‌دار نهایی یکنواخت خواهند بود. شبیه‌سازی الگوریتم ارائه‌شده، عملکرد مطلوب آن را ضمن مقایسه با روش‌های موجود، روشن می‌نماید.

کلمات کلیدی: آرایش پرواز ماهواره، همزمان‌سازی وضعیت، کران‌دار نهایی یکنواخت، خطای اندازه‌گیری حسگر.

Attitude Synchronization Control in Satellite Formation Flying in the Presence of States Measurement Errors

Seiied Saeed Nasrolahi, Farzaneh Abdollahi

Abstract: This paper presents a novel attitude synchronization framework for tracking control of multiple identical/heterogeneous satellites in formation flying with connected communication graph. The main contribution of the paper is considering sensors' measurement error to derive control gains. Moreover, the proposed strategy need no angular velocity communication. Nevertheless, the tracking synchronization among the satellites' attitudes with individual set-points is guaranteed. Accordingly, based on the Lyapunov criterion, uniformly ultimately boundedness of the synchronization/tracking errors are investigated. The simulation results are presented to illustrate the performance of the developed algorithm.

Keywords: Satellite formation flying, Attitude synchronization, Uniformly ultimately boundedness, Sensor measurement error.

۱- مقدمه

رویکرد آرایش پرواز در حوزه‌ی فضایی از دهه ۱۹۶۰ میلادی و هنگامی که میعاد فضاپیماها با یکدیگر (Rendezvous) ضرورت پیدا کرد، مورد توجه جدی قرار گرفت [۱]. این رویکرد می‌تواند بوسیله افزونگی و فراهم نمودن امکان بازپیکربندی، قابلیت اطمینان عملکرد مجموعه سامانه و در نتیجه اجرای ماموریت را به‌طور چشمگیری بهبود بخشد [۲-۳]. ماموریت‌های آرایش پرواز ماهواره (Satellite Formation Flying) یا به اختصار SFF از دهه ۹۰ میلادی تاکنون به عنوان یک فناوری پیشرو

در حوزه فضایی مورد توجه قرار گرفته است [۵-۴]. بهبود ماموریت‌های پایش، اکتشاف منابع و مشاهده زمین از مزایای عمده‌ی این فناوری به شمار می‌رود. بعلاوه، SFF می‌تواند زمینه راحت‌تر استقرار یک محموله بزرگ را با جایگزینی آن با محموله‌های کوچک‌تر و در ماهواره‌های سبک‌تر در مدار به دور زمین فراهم آورد [۶] که می‌توان در این راستا به‌طور مشخص از محموله‌های راداری دیافراگم مصنوعی (Synthetic Aperture Radar) یا به اختصار SAR نام برد [۷]. البته تفکیک محموله‌های فضایی برای اجرای یک ماموریت واحد، الزامات فنی خاص خود را به مجموعه آرایش پرواز تحمیل می‌کند. به‌طور مثال برای انجام یک ماموریت SAR با محموله‌های مجزاشده، الزام همزمان‌سازی پرتو (Beam)، زمان و فرکانس نقش عمده‌ای دارد که معمولاً همزمان‌سازی پرتو را با همزمان‌سازی وضعیت بین ماهواره‌ها و بر اساس پایداری سه‌محوره برآورده می‌نمایند [۸]. بطور کلی، همزمان‌سازی وضعیت یکی از موضوعات مورد علاقه محققان در مبحث کنترل چندعامله بویژه در SFF است که با توجه به وجود ذاتی خطا در اندازه‌گیری و یا تخمین، رسیدن به همزمان‌سازی ایده‌آل در یک ماموریت کاربردی SFF میسر نیست. لذا با توجه به اهمیت ذکر شده، در این مقاله طراحی یک کنترل‌کننده وضعیت چندعامله با هدف همزمان‌سازی وضعیت و در حضور خطای اندازه‌گیری حسگرها مد نظر قرار گرفته است که ضمن ارائه‌ی تحلیل پایداری سیستم حلقه‌بسته، شرایط لازم برای ضرایب کنترلی در اجرای یک عملیات همزمان‌سازی وضعیت استخراج شده است.

در برخی از کارهای انجام شده با هدف همزمان‌سازی وضعیت، همزمان‌سازی موقعیت نیز مد نظر طراحان قرار گرفته است [۱۳-۹]. در ادامه، با ارائه دینامیک‌های بهم پیوسته وضعیت و موقعیت، کنترل‌کننده واحدی ارائه شده است تا بتواند همزمانی در موقعیت و وضعیت را فراهم آورد [۱۷-۱۴].

از مهمترین منابع جدیدی که به آرایش پرواز ماهواره پرداخته است می‌توان به کتاب [۱۸] اشاره نمود که علاوه بر کنترل وضعیت مشارکتی، به مباحث کنترل موقعیت ماهواره‌ها در شکل دادن به یک آرایش نیز پرداخته است. مهمترین تمرکز کتاب در مبحث کنترل وضعیت بر تاثیر نوع پروتکل ارتباطی بین ماهواره‌ها در استخراج کنترل‌کننده است.

در برخی دیگر از روش‌های همزمان‌ساز وضعیت و با هدف کاستن از بار سخت‌افزاری، کنترل‌کننده‌هایی بدون نیاز به اندازه‌گیری سرعت زاویه‌ای ارائه شده‌اند [۲۱-۱۹]. تمامی روش‌های مذکور مانند روش ارائه‌شده در [۲۲]، از رویکردهای مبتنی بر مشاهده‌گر استفاده می‌کنند تا سرعت زاویه‌ای را با استفاده از داده‌های وضعیتی تخمین زده و به یکدیگر مخابره کنند. [۲۳] یک روش همزمان‌ساز وضعیت بدون نیاز به آگاهی از سرعت زاویه‌ای ارائه داده است که مهمترین تاثیر آن، کاهش بار مخابراتی بین ماهواره‌ای خواهد بود ولی با توجه به اینکه مبتنی بر بردارهای جهت می‌باشد، با وجود خطای اندازه‌گیری در خروجی حسگرهای جهت، از کاربردی بودن، کیفیت و اطمینان از عملکرد روش به شدت کاسته خواهد شد. [۲۴] نیز بر استخراج روش کنترلی مستقل از بردار سرعت زاویه‌ای و با لحاظ اشباع عملگرها متمرکز شده است که در آن نیز با توجه به داده‌های حسگرهای جهت، متغیر بردار سرعت زاویه‌ای تخمین زده می‌شود. اگرچه مشاهده‌گرهایی نظیر فیلتر کالمن به منظور همگرایی بیشتر در استخراج بردارهای وضعیت و کاهش پراکندگی داده‌های حسگرها قابل استفاده هستند، لیکن خروجی آنها نیز خطاآلود بوده و مقادیر دقیق و واقعی را در اختیار قرار نمی‌دهند.

توپولوژی گراف ارتباطی بین ماهواره‌ها نیز یکی از مباحث اساسی در کنترل همزمان‌سازی وضعیت در آرایش پرواز است. ساختارهای رهبر-پیرو [۹،۲۰،۲۱،۲۵،۲۶]. رویکردهای مبتنی بر رفتار (Behavior-based scheme)[۲۸-۲۷]، رویکردهای مبتنی بر همسایگی (Neighborhood-based architecture) [۱۲ و ۲۹] و روش‌های ساختار مجازی (Virtual structure)[۳۱-۳۰] از جمله ملاک‌های تقسیم‌بندی روش‌های ارائه‌شده‌اند. برخی از الگوریتم‌های ارائه‌شده نیز چندین رویکرد در گراف ارتباطی اتخاذ کرده‌اند. برای نمونه [۳۲] از دو ساختار رهبر-پیرو و مبتنی بر رفتار در یک گراف ارتباطی حلقه‌ای استفاده می‌کند. در ادامه، [۳۳] از سه رویکرد رهبر-پیرو، ساختار مجازی و مبتنی بر رفتار بهره برده است.

به‌طور کلی، در هر روش کنترلی با هدف همزمان‌سازی وضعیت در SFF، آگاهی از متغیرهای حالت وضعیت ضروری است. همان‌طور که قبلاً اشاره شد، این متغیرهای وضعیت شامل جهت و سرعت زاویه‌ای هستند. آگاهی نیز از دو مسیر تخمین و یا اندازه‌گیری مستقیم بوسیله حسگرهای وضعیتی حاصل می‌شود که به دلیل عملکرد غیرایده‌آل مشاهده‌گرها و همچنین حسگرها، در هر دو روش، متغیرهای وضعیت به خطای تخمین و یا خطای اندازه‌گیری دچار خواهند بود. به دلیل تاثیر مستقیم متغیرهای وضعیت در تولید سیگنال کنترلی، میزان دقت آنها نسبت به مقدار صحیح و واقعی متغیر، تاثیر اساسی در عملکرد سیستم کنترل حلقه‌بسته خواهد داشت. این مساله زمانی نمود بیشتری خواهد یافت که دینامیک سیستم مورد بحث، غیرخطی نیز باشد. بر اساس دانش نویسندگان، تاکنون هیچ‌گونه روش کنترل همزمان‌ساز وضعیت بر دقت مذکور با رویکرد تحلیلی متمرکز نشده است. به بیان دیگر، هدف کنترلی در مقالات مرتبط با همزمان‌ساز وضعیت، رسیدن به خطای نسبی صفر بین عامل‌ها بوده است در حالی که عملاً، آگاهی دقیق از متغیرهای وضعیت در دسترس نیست. در این مقاله، ما بر طراحی کنترل‌کننده و تحلیل پایداری خطای همزمان‌سازی در بین ماهواره‌های نامشابه در حضور خطای اندازه‌گیری حسگرها خواهیم پرداخت. بر اساس پایداری مبتنی بر روش مستقیم لیاپانوف، قانون بهره‌های کنترلی در قالب کنترل فیدبک حالت و با لحاظ غیرخطی بودن دینامیک سیستم و با رویکرد غیرمتمرکز (Decentralized approach) استخراج خواهند شد. مهمترین نوآوری‌های مقاله حاضر را می‌توان در موارد زیر خلاصه نمود:

- اساس تحلیل‌های پایداری ارائه‌شده در مقالات مبتنی بر دانش دقیق از متغیرهای حالت وضعیت است [۹،۱۲،۲۰،۳۴،۳۵] . از آنجایی که در

عمل مقادیر دقیق متغیرهای وضعیتی در دسترس نیستند، نتایج بدست‌آمده نمی‌توانند همزمان‌سازی وضعیت را عملاً تضمین نمایند. مهمترین نوآوری مقاله حاضر، بررسی تحلیلی تاثیر خطای اندازه‌گیری یا تخمین وضعیت در طراحی یک کنترل‌کننده با هدف همزمان‌سازی وضعیت برای سیستم کنترل وضعیت SFF با دینامیک غیر خطی است. اساس روش تحلیلی مذکور نیز مبتنی بر معرفی یک تابع لیاپانوف مناسب و استخراج ضرایب کنترلی طبق شرایط لازم برای پایداری سیستم حلقه‌بسته و با لحاظ باند خطای اندازه‌گیری وضعیت است.

- به منظور کاهش بار مخابراتی بین ماهواره‌ها، کنترل‌کننده هر ماهواره فقط به متغیر جهت ماهواره‌های همسایه‌ی خود نیازمند است. لازم به ذکر است برای همزمان‌سازی وضعیت در [۱۲،۱۵،۲۷،۲۹] نیاز به اشتراک‌گذاری بردار سرعت زاویه‌ای است و حتی در برخی، اشتراک‌گذاری بردار شتاب زاویه‌ای نیز ضروری است [۳۰،۳۶] که طبعاً بار مخابراتی بین ماهواره‌ها را افزایش خواهد داد. هرچند روش‌های همزمان‌ساز بدون نیاز به اندازه‌گیری سرعت زاویه‌ای نیز وجود دارند [۱۹،۲۳،۳۷] ولی در تحلیل آنها خطای اندازه‌گیری و یا تخمین لحاظ نشده‌اند.

به بیان دیگر، مساله اصلی که مقاله بر آن تمرکز کرده است، لحاظ خطای اندازه‌گیری حسگرهای وضعیت در استخراج یک روش کنترلی غیرمتمرکز با هدف همزمان‌سازی وضعیت در آرایش پرواز ماهواره‌هاست. روش کنترلی مبتنی بر فیدبک حالت است که با استفاده از روش لیاپانوف و تضمین پایداری سیستم حلقه‌بسته، به استخراج قانون بهره‌های کنترلی منتج می‌شود. فرضیه‌های اصلی که برای حل مساله در این مقاله در نظر گرفته شده‌اند را می‌توان در موارد زیر خلاصه نمود:

- گراف ارتباطی بین ماهواره‌ها از نوع متصل (Connected) است.
- کران بالای اندازه خطای اندازه‌گیری حسگرها معلوم است.
- هر ماهواره فقط داده‌ی مربوط به حسگر جهت خود را با همسایگانش به اشتراک می‌گذارد و از داده حسگر سرعت زاویه‌ای خود در تولید سیگنال کنترلی خودش استفاده می‌کند.

در ادامه مقاله، پس از توضیح مباحث مقدماتی، مساله اصلی و چگونگی طراحی کنترل‌کننده بیان خواهند شد. در بخش پایانی نیز با استفاده از نتایج شبیه‌سازی، عملکرد الگوریتم ارائه‌شده مورد صحت‌سنجی قرار می‌گیرد. در این مقاله، از این نشانه‌گذاری‌ها استفاده می‌شود: بردارها به فرم پررنگ و زیر یک خط ($\bar{\mathbf{1}}$)، ماتریس‌ها به صورت پررنگ ($\mathbf{M}$) و اسکالرها به‌طور معمولی نمایش داده می‌شوند. $\bar{\mathbf{1}}_n$ بیانگر بردار n ستونی یکانی، $\mathbf{I}_n$ بیانگر ماتریس یکه nxn، $\mathbf{0}_n$ ماتریس صفر nxn، $\mathrm{diag}(M_1,\ldots,M_n)$ یک ماتریس بلوکی قطری تشکیل‌شده از ماتریس‌های M_1 تا M_n، $\odot$ نمایانگر ضرب دو بردار در فضای پارامترهای رودریگز اصلاح‌شده (Modified Rodriguez Parameters) یا به اختصار MRP، $\otimes$ نمایانگر ضرب کرونکر (Kronecker)، $\lambda_{min}(.)$ و $\lambda_{max}(.)$ به ترتیب بیانگر کوچک‌ترین و بزرگ‌ترین مقدار ویژه هستند.

۲- اصول اولیه

در این بخش، برخی از مقدمات لازم در تبیین مساله و ابزارهای استفاده‌شده در تحلیل روش پیشنهادی ارائه می‌شوند.

۵-۱ بیان وضعیت MRP

برای بیان وضعیت یک دستگاه مختصات نظیر دستگاه بدنه ماهواره نسبت به یک دستگاه مختصات مرجع نظیر دستگاه مداری از بیان‌های مختلفی نظیر ماتریس کسینوس هادی (Cosine Matrix)، زوایای اویلر (Euler angles)، بردار کواترنیون (Quaternion) و بردار رودریگز اصلاح‌شده (MRP) می‌توان بهره برد. پارامترهای متعدد در ماتریس کسینوس هادی، وجود تکینگی (Singularity) در زوایای اویلر، مسائل ابهام (Ambiguity) و پیچک (Unwinding) در بردار کواترنیون، انتخاب MRP برای بیان وضعیت را قابل توجیه می‌کند [۳۸]. در صورتی که بردار واحد $\bar{n}$ را به عنوان محور اصلی دوران و θ را زاویه دوران بین دو دستگاه مختصات فرض کنیم، آنگاه بردار دوران $\bar{q}$ در بیان MRP برابر خواهد بود با [۳۹]

$$\bar{q} = \tan\left(\frac{\theta}{4}\right)\bar{n} \tag{۱}$$

توجه شود که MRP نیز دارای تکینگی است ولی با استفاده از بردار سایه (MRP shadow parameters)، این مساله به راحتی قابل مرتفع شدن است [۴۰] .

۵-۲ دینامیک خطای دنباله‌روی وضعیت بیان وضعیت

سینماتیک وضعیت یک ماهواره مبتنی بر بیان بردار $\bar{q}$ بر اساس پارامترهای رودریگز اصلاح‌شده (MRP) طبق رابطه زیر است [۴۱]؛

$$\dot{\bar{\mathbf{q}}} = \mathbf{G}(\bar{\mathbf{q}})\bar{\boldsymbol{\omega}} \tag{۲}$$

که $\bar{\boldsymbol{\omega}}$ بردار سرعت زاویه‌ای است و

$$\mathbf{G}(\bar{\mathbf{q}}) = \frac{1}{4}\left((1-\bar{\mathbf{q}}^T\bar{\mathbf{q}})\mathbf{I}_3 + 2\mathbf{S}(\bar{\mathbf{q}}) + 2\bar{\mathbf{q}}\bar{\mathbf{q}}^T\right)\bar{\boldsymbol{\omega}} \tag{۳}$$

با ویژگی‌های

$$\bar{\mathbf{q}}^T\,\mathbf{G}(\bar{\mathbf{q}}) = \frac{1+\bar{\mathbf{q}}^T\bar{\mathbf{q}}}{4}\bar{\mathbf{q}}^T \tag{۴}$$

و

$$\|\mathbf{G}(\bar{\mathbf{q}})\| \le \frac{1}{4}\left(3 + 2\|\bar{\mathbf{q}}\| + 3\|\bar{\mathbf{q}}\|^2\right) \tag{۵}$$

و اپراتور S نمایانگر عملیات پادمتقارن‌گیری مثلاً از بردار سه‌مولفه‌ای $\bar{\mathbf{q}}$ طبق رابطه زیر است؛

$$\mathbf{S}(\bar{\mathbf{q}})=\begin{bmatrix} 0 & -q_3 & q_2 \\ q_3 & 0 & -q_1 \\ -q_2 & q_1 & 0 \end{bmatrix} \tag{۶}$$

دینامیک وضعیت ماهواره نمایانگر رابطه بین حرکت وضعی ماهواره و گشتاورهای اعمالی بر آن است:

$$\mathbf{J}\dot{\bar{\boldsymbol{\omega}}}=\mathbf{S}(\bar{\boldsymbol{\omega}})\mathbf{J}\bar{\boldsymbol{\omega}}+\bar{\mathbf{u}}_{\mathbf{c}}+\bar{\mathbf{u}}_{\mathbf{d}} \tag{۷}$$

که $\mathbf{J}$ ماتریس لختی دورانی (Moment of Inertia Matrix) ماهواره و منظور از $\bar{\mathbf{u}}_{\mathbf{c}}$ گشتاور کنترلی و $\bar{\mathbf{u}}_{\mathbf{d}}$ گشتاور اغتشاشی محیط است. با فرض پارمترهای $\bar{\mathbf{q}}_d$ و $\bar{\boldsymbol{\omega}}_d$ به عنوان مقادیر مطلوب جهت و سرعت زاویه‌ای، خطای دنباله‌روی را می‌توان بدست آورد:

$$\begin{cases} \bar{\mathbf{e}}_q=\bar{\mathbf{q}}\odot\bar{\mathbf{q}}_d \\ \bar{\mathbf{e}}_\omega=\bar{\boldsymbol{\omega}}-\bar{\boldsymbol{\omega}}_d \end{cases} \tag{۸}$$

که منظور از $\odot$ ضرب تعریف‌شده در فضای MRP است:

$$\bar{\mathbf{q}}\odot\bar{\mathbf{q}}_d=\frac{\bar{\mathbf{q}}_d\left(\bar{\mathbf{q}}^T\bar{\mathbf{q}}-1\right)-\bar{\mathbf{q}}\left(\bar{\mathbf{q}}_d^T\bar{\mathbf{q}}_d-1\right)-2\left(\bar{\mathbf{q}}\times\bar{\mathbf{q}}_d\right)}{1+\|\bar{\mathbf{q}}_d\|^2\|\bar{\mathbf{q}}\|^2+2\bar{\mathbf{q}}.\bar{\mathbf{q}}_d} \tag{۹}$$

در صورتی که ماهواره به نقطه مشخصی نشانه‌روی کند (مثلاً برای انجام ماموریت مشاهده زمین)، آنگاه می‌توان فرض کرد $\bar{\boldsymbol{\omega}}_d\approx 0$ و $\dot{\bar{\mathbf{q}}}_d\approx 0$. در این‌صورت، دینامیک خطای دنباله‌روی ماهواره را می‌توان بر اساس سینماتیک (۲) و دینامیک (۷) بدست آورد:

$$\begin{cases} \dot{\bar{\mathbf{e}}}_q=\mathbf{G}(\bar{\mathbf{e}}_q)\bar{\mathbf{e}}_\omega \\ \mathbf{J}\dot{\bar{\mathbf{e}}}_\omega=\mathbf{S}(\bar{\mathbf{e}}_\omega)\mathbf{J}\bar{\mathbf{e}}_\omega+\bar{\mathbf{u}}_c+\bar{\mathbf{u}}_d \end{cases} \tag{۱۰}$$

۵-۳ بیان همزمان‌سازی در گراف

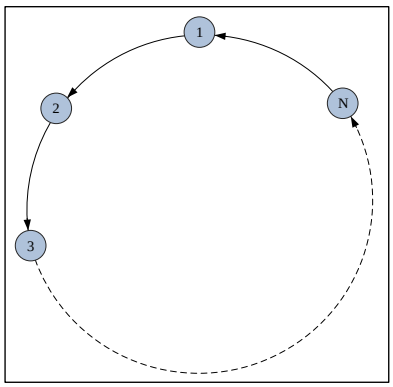
توضیحات مقدماتی مربوط به معرفی گراف و پارامترهای مربوط به آن در ضمیمه ۳ آورده شده است. در صورتی که فرض کنیم در یک سیستم N-عامله، هر عامل یک دینامیک غیرخطی به فرم زیر داشته باشد

$$\begin{cases} \dot{\bar{\mathbf{x}}}_i=\mathbf{f}_i(\bar{\mathbf{x}}_i)+\mathbf{g}_i(\bar{\mathbf{x}}_i)\bar{\mathbf{u}}_i \\ \bar{\mathbf{y}}_i=\mathbf{h}_i(\bar{\mathbf{x}}_i) \end{cases} \qquad for\ i=1,\dots,N. \tag{۱۱}$$

و همچنین اگر هر یک از عامل‌ها، حالت مطلوب متناظر خود را داشته باشد ($\bar{\mathbf{x}}_i^d(t)$)، آنگاه هر یک نیز، خطای دنباله‌روی خود را طبق رابطه زیر خواهند داشت [۴۲]؛

$$\bar{\mathbf{e}}_i(t)=\bar{\mathbf{x}}_i^d(t)-\bar{\mathbf{x}}_i(t) \tag{۱۲}$$

در یک طراحی کنترل همزمان در یک ساختار چندعامله، برآورده‌سازی توأمان دو هدف از دید انفرادی و تداخل (Coupling) مد نظر طراح است که در ادامه توضیح داده می‌شوند [۴۴]:



شکل ۱: نمونه یک گراف ارتباطی

- از دیدگاه انفرادی هر یک از عامل‌ها؛ هر عاملی بتواند سیگنال مطلوب خود را به خوبی دنبال نماید، یا به عبارت ریاضی خطای دنباله‌روی تک‌تک عامل‌ها بصورت نمایی به سمت صفر میل نماید.
- از دیدگاه تداخل بین عامل‌ها؛ تمامی عامل‌ها همزمان با یکدیگر به حالت مطلوب خود برسند، یا به عبارت دیگر، خطای نسبی بین خطاهای دنباله‌روی عامل‌ها نیز به سمت صفر میل نمایند ($\lim_{t\to\infty}\bar{\mathbf{e}}_1(t)=\lim_{t\to\infty}\bar{\mathbf{e}}_2(t)=\dots=\lim_{t\to\infty}\bar{\mathbf{e}}_N(t)=0$).

تعریف خطای همزمان‌سازی در آرایش پرواز معطوف به هدف دوم کنترل‌کننده چندعامله است که با توجه به نوع گراف ارتباطی بین عامل‌ها، می‌توان بیان ریاضی آن را ارائه نمود. بطور مثال در صورتی که فرض شود، گراف ارتباطی شبیه گراف ارائه‌شده در شکل ۱ باشد آنگاه خطای همزمان‌سازی هر عامل طبق رابطه زیر قابل تعریف خواهد بود؛

$$\begin{aligned} \bar{\boldsymbol{\varepsilon}}_1(t)&=\bar{\mathbf{e}}_1(t)-\bar{\mathbf{e}}_2(t) \\ \bar{\boldsymbol{\varepsilon}}_2(t)&=\bar{\mathbf{e}}_2(t)-\bar{\mathbf{e}}_3(t) \\ &\vdots \\ \bar{\boldsymbol{\varepsilon}}_N(t)&=\bar{\mathbf{e}}_N(t)-\bar{\mathbf{e}}_1(t) \end{aligned} \tag{۱۳}$$

در این‌صورت بدیهی است که هدف از همزمان‌سازی آن است که

$$\bar{\boldsymbol{\varepsilon}}_1(t)\xrightarrow{t\to\infty}\bar{\boldsymbol{\varepsilon}}_2(t)\xrightarrow{t\to\infty}\dots\bar{\boldsymbol{\varepsilon}}_N(t)\xrightarrow{t\to\infty}0 \tag{۱۴}$$

با این تعریف، می‌توان خطای همزمان‌سازی $\bar{\boldsymbol{\Xi}}(t)=\left[\bar{\boldsymbol{\varepsilon}}_1^T(t)\ \ \bar{\boldsymbol{\varepsilon}}_2^T(t)\ \ \cdots\ \ \bar{\boldsymbol{\varepsilon}}_N^T(t)\right]^T$ را با استفاده از ماتریس لاپلاسین به خطای دنباله‌روی $\bar{\mathbf{E}}(t)=\left[\bar{\mathbf{e}}_1^T(t)\ \ \bar{\mathbf{e}}_2^T(t)\ \ \cdots\ \ \bar{\mathbf{e}}_N^T(t)\right]^T$ مرتبط کرد:

$$\bar{\boldsymbol{\Xi}}(t)=\mathbf{L}\bar{\mathbf{E}}(\mathrm{t}) \tag{۱۵}$$

۵-۴ دینامیک خطای همزمان‌سازی وضعیت در آرایش پرواز

طبق تعریف کلی همزمان‌سازی در بخش قبل، هدف از همزمان‌سازی وضعیت در آرایش پرواز، نشانه‌روی ماهواره‌ها به نقاط هدف منحصربفرد خود به‌طور همزمان با سایر ماهواره‌های شرکت‌کننده در آرایش پرواز است. بنابراین، خطای دنباله‌روی هر ماهواره تاثیر بسزایی در ساخت

سیگنال کنترل اعمالی به سایر ماهواره‌ها دارد. لذا برای یک ساختار آرایش پرواز با هدف اجرای ماموریت SAR می‌توان دینامیک خطای دنباله‌روی در مجموعه سیستم را این‌گونه تعریف کرد:

$$\begin{cases} \dot{\bar{\mathbf{E}}}_q = \mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\bar{\mathbf{E}}_\omega \\ \mathbf{J}_M \dot{\bar{\mathbf{E}}}_\omega = \mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}})\mathbf{J}_M \bar{\mathbf{E}}_\omega + \bar{\mathbf{U}} \end{cases} \tag{۱۶}$$

که

$$\bar{\mathbf{E}}_q = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{e}}_{q_1} \\ \vdots \\ \bar{\mathbf{e}}_{q_N} \end{bmatrix}_{3N\times 1}, \bar{\mathbf{E}}_\omega = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{e}}_{\omega_1} \\ \vdots \\ \bar{\mathbf{e}}_{\omega_N} \end{bmatrix}_{3N\times 1}, \bar{\mathbf{U}} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{u}}_1 \\ \vdots \\ \bar{\mathbf{u}}_N \end{bmatrix}_{3N\times 1},$$
$$\mathbf{J}_M = \begin{bmatrix} \mathbf{J}_1 & & \varnothing \\ & \ddots & \\ \varnothing & & \mathbf{J}_N \end{bmatrix}_{3N\times 3N},$$
$$\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega) = \begin{bmatrix} \mathbf{S}(\bar{\mathbf{e}}_{\omega_1}) & & \varnothing \\ & \ddots & \\ \varnothing & & \mathbf{S}(\bar{\mathbf{e}}_{\omega_N}) \end{bmatrix}_{3N\times 3N},$$
$$\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q) = \begin{bmatrix} \mathbf{G}(\bar{\mathbf{e}}_{q_1}) & & \varnothing \\ & \ddots & \\ \varnothing & & \mathbf{G}(\bar{\mathbf{e}}_{q_N}) \end{bmatrix}_{3N\times 3N} \tag{۱۷}$$

۵-۵ مدل‌سازی خطای اندازه‌گیری حسگرها

از حسگرهای مختلفی برای بدست آوردن وضیت ماهواره استفاده می‌شود نظیر حسگر خورشید، ژیروسکوپ، حسگر مغناطیسی وحسگر ستاره. به‌طور کلی خطاهای اندازه‌گیری حسگرها از جنس متغیرهای تصادفی است که منطبق بر تابع توزیع‌های احتمال هستند. معمولاً توزیع نرمال با میانگین صفر و واریانس σ_2 برای مدل کردن خطای اندازه‌گیری حسگرها بکار می‌روند مگر اینکه اطلاعاتی خلاف این موضوع راجع به حسگر خاصی در دسترس باشد [۴۴]. بنابراین، با احتمال 99.7% می‌توان بازه‌ی قابل تصور برای مقدار واقعی یک پارامتر z را این‌گونه لحاظ کرد:

$$z^m - 3\sigma \le z \le z^m + 3\sigma \tag{۱۸}$$

که منظور از z و z^m به ترتیب مقادیر واقعی و اندازه‌گیری‌شده است.

۳- بیان مساله و طراحی کنترل‌کننده

با فرض اینکه هر ماهواره بایستی بتواند سیگنال مطلوب وضعیت منحصربفرد خود را هم در جهت ($\bar{\mathbf{q}}_i^d$) و هم در سرعت زاویه‌ای ($\bar{\boldsymbol{\omega}}_i^d = 0$) دنبال کند و در عین حال بتواند خطای دنباله‌روی خود را با سایر ماهواره‌های آرایش پرواز همزمان کند، سیگنال کنترلی زیر برای هر عامل i قابل پیشنهاد است:

$$\bar{\mathbf{u}}_i = \bar{\mathbf{u}}_i^{track} + \bar{\mathbf{u}}_i^{synch} \tag{۱۹}$$

که $\bar{\mathbf{u}}_i^{track}$ طبق رابطه زیر با هدف دنباله‌روی هر ماهواره i نسبت به مطلوب خود است:

$$\bar{\mathbf{u}}_i^{track} = -k_{\omega_i}\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i} - k_{q_i}\bar{\mathbf{e}}_{q_i} \tag{۲۰}$$

که منظور از k_{qi} و $k_{\omega i}$ ضرایب کنترلی است و $\bar{\mathbf{u}}_i^{synch}$ طبق رابطه زیر با هدف برقراری همزمان‌سازی وضعیت بین ماهواره‌هاست:

$$\bar{\mathbf{u}}_i^{synch} = -k_{q_i}\sum_{j=1}^{N_i}\left(\bar{\mathbf{e}}_{q_i} - \bar{\mathbf{e}}_{q_j}\right) \tag{۲۱}$$

همان‌طور که قابل مشاهده است، در سیگنال کنترلی، نیازی به دانستن سرعت زاویه‌ای نسبی یا به عبارت دیگر، مخابره بردارهای سرعت زاویه‌ای بین ماهواره‌ها نیست. ولی در سیگنال کنترلی (۲۰)، از یک نکته غفلت شده است و آن وابستگی سیگنال کنترل به مقادیر دقیق $\bar{\mathbf{e}}_q$ و $\bar{\mathbf{e}}_\omega$ است. به عبارت دیگر، در عمل مقادیر واقعی، نامعلوم‌اند ولی بر اساس (۱۸) در یک بازه‌ی معلوم مبتنی بر مقادیر اندازه‌گیری ($\bar{\mathbf{e}}_q^{meas}$ و $\bar{\mathbf{e}}_\omega^{meas}$) قرار دارند:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{e}}_q^{meas} - 3\sigma_q\bar{\mathbf{1}}_n \le \bar{\mathbf{e}}_q \le \bar{\mathbf{e}}_q^{meas} + 3\sigma_q\bar{\mathbf{1}}_n \\ \bar{\mathbf{e}}_\omega^{meas} - 3\sigma_\omega\bar{\mathbf{1}}_n \le \bar{\mathbf{e}}_\omega \le \bar{\mathbf{e}}_\omega^{meas} + 3\sigma_\omega\bar{\mathbf{1}}_n \end{aligned} \tag{۲۲}$$

که منظور از σ_q و σ_ω انحراف استاندارد (Standard deviation) اندازه‌گیری به ترتیب مربوط به جهت و سرعت زاویه‌ای است. بنابراین، سیگنال کنترلی که در عمل و با لحاظ کران بالای خطای اندازه‌گیری $m=\max\{\sigma_q, \sigma_\omega\}$ تولید می‌شود عبارت است از:

$$\bar{\mathbf{u}}_i = \bar{\mathbf{u}}_i^{track} + \bar{\mathbf{u}}_i^{synch} + \bar{\mathbf{d}}_i \tag{۲۳}$$

که جمله ناخواسته‌ی $\bar{\mathbf{d}}_i$ نمایانگر مجموع جمله‌های وابسته به خطای اندازه‌گیری بردارهای وضعیت ماهواره i و همسایه‌های آن بوده و می‌توان کران آن را طبق رابطه زیر در نظر گرفت:

$$\begin{aligned} \|\bar{\mathbf{d}}_i\| \le mk_{\omega_i} + mk_{q_i} + k_{q_i}\sum_{j=1}^{N_i} 2m \\ \|\bar{\mathbf{d}}_i\| \le m\left(k_{\omega_i} + (2N_i + 1)k_{q_i}\right) \end{aligned} \tag{۲۴}$$

در نامساوی فوق و در زیر علامت Σ، لازم به توضیح است که 2m، نشانگر بیشترین انحراف ممکن در تفاضل بین متغیرهای وضعیت عامل i و همسایه‌های آن است. حال با توجه به روابط قبلی و در صورتی که ماتریس لاپلاسین را با L نمایش دهیم (ضمیمه ۳)، می‌توان سیگنال کنترلی سیستم چندعامله را طبق رابطه زیر نوشت؛

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{U}} &= -\underbrace{(\mathbf{K}_\omega \otimes \mathbf{I}_3)}_{\mathbf{K}_{\omega l}}\bar{\mathbf{E}}_\omega - \underbrace{(\mathbf{K}_q \otimes \mathbf{I}_3)}_{\mathbf{K}_{ql}}\bar{\mathbf{E}}_q - (\mathbf{K}_q \otimes \mathbf{I}_3)(\mathbf{L} \otimes \mathbf{I}_3)\bar{\mathbf{E}}_q + \bar{\mathbf{D}} \\ &= -\mathbf{K}_{\omega l}\bar{\mathbf{E}}_\omega - \mathbf{K}_{ql}\underline{\mathbf{L}}_l\bar{\mathbf{E}}_q + \bar{\mathbf{D}} = -\mathbf{K}_{\omega l}\bar{\mathbf{E}}_\omega - \mathbf{K}_{ql}\bar{\mathbf{L}}_l\bar{\mathbf{E}}_q + \bar{\mathbf{D}} \end{aligned} \tag{۲۵}$$

که $\underline{\mathbf{L}}_l = \underbrace{(\mathbf{I}_N + \mathbf{L})}_{\underline{\mathbf{L}}} \otimes \mathbf{I}_3$ و

$$\mathbf{K}_\omega = \begin{bmatrix} k_{\omega_1} & & \varnothing \\ & \ddots & \\ \varnothing & & k_{\omega_N} \end{bmatrix}_{N\times N}, \mathbf{K}_q = \begin{bmatrix} k_{q_1} & & \varnothing \\ & \ddots & \\ \varnothing & & k_{q_N} \end{bmatrix}_{N\times N}, \bar{\mathbf{D}} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{d}}_1 \\ \vdots \\ \bar{\mathbf{d}}_N \end{bmatrix}_{3N\times 1} \tag{۲۶}$$

با استفاده از قضیه‌ای که در ادامه بیان خواهد شد، تاثیر خطای اندازه‌گیری در استخراج بهره‌های کنترلی لحاظ شده و در مسیر تحلیل اثبات آن، پایداری سیستم حلقه‌بسته تضمین می‌شود.

قضیه ۱: یک آرایش پرواز ماهواره‌ای به تعداد N با ساختار گراف ارتباطی متصل در نظر بگیرید. همچنین بیشینه مقدار ویژه بین ماتریس‌های لختی دورانی ماهواره‌ها را برابر $\Delta = \max_{i=1}^{N}\{\lambda_{\max}(\mathbf{J}_i)\}$ فرض کنید. آنگاه بردار خطای دنباله‌روی $\bar{\mathbf{E}} = \left[\bar{\mathbf{E}}_q^T \quad \bar{\mathbf{E}}_\omega^T\right]^T$ در سیستم حلقه‌بسته ناشی از دینامیک (۱۶) و سیگنال ورودی (۲۵)

$$\begin{cases} \dot{\bar{\mathbf{E}}}_q = \mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\bar{\mathbf{E}}_\omega \\ \mathbf{J}_M\dot{\bar{\mathbf{E}}}_\omega = \mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)\mathbf{J}_M\bar{\mathbf{E}}_\omega + \bar{\mathbf{U}} \end{cases}, \bar{\mathbf{U}} = -\mathbf{K}_{\omega I}\bar{\mathbf{E}}_\omega - \mathbf{K}_{qI}\bar{\mathbf{L}}_I\bar{\mathbf{E}}_q + \bar{\mathbf{D}} \qquad (۲۷)$$

در حضور خطای اندازه‌گیری حسگرهای وضعیت، کران‌دار یکنواخت نهایی یا به عبارتی UUB (Uniformly Ultimately Boundedness) است اگر ضرایب کنترلی طبق روابط زیر انتخاب شوند:

$$k_{q_i} > \frac{2+\varepsilon_i^2}{2\varepsilon_i}$$
$$\dot{k}_{\omega_i} = \begin{cases} -\dfrac{1}{16\varepsilon}\left(\dfrac{r(\bar{\mathbf{E}}_{q_i}) + k_q^2\lambda_{\max}^2(\mathbf{L})}{2\left(k_{\omega_i} - h(\bar{\mathbf{e}}_{q_i})\right)} + r(\bar{\mathbf{E}}_{q_i}) + \dfrac{k_q^2\lambda_{\max}^2(\mathbf{L})}{4\left(k_{\omega_i} - h(\bar{\mathbf{e}}_{q_i})\right)^2}\right), & k_{\omega_i} > h(\bar{\mathbf{e}}_{q_i}) \\ 0, & Othervise \end{cases} \qquad (۲۸)$$

که $\varepsilon_i < \dfrac{2}{\sqrt{\lambda_{\max}(\mathbf{J}_i)}}$ و

$r(\bar{\mathbf{E}}_{q_i}) = r(\bar{\mathbf{e}}_{q_i}, \bar{\mathbf{e}}_{\omega_i}) = \left(\varepsilon\lambda_{\max}(\mathbf{J}_i)\|\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i}\| + \left(3 + 2\|\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\| + 3\|\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\|^2\right)\right)^2$ و

$h(\bar{\mathbf{e}}_{q_i}) = 1.5 + \dfrac{\varepsilon_i\lambda_{\max}(\mathbf{J}_i)}{4}\left(3 + 4\|\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\| + 3\|\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\|^2\right)$.

اثبات: فرایند اثبات با معرفی یک تابع لیاپانوف آغاز می‌شود که برای برقراری پایداری آن، شروط لازم برای بهره‌های کنترلی استخراج می‌شوند. تابع زیر به عنوان تابع کاندید لیاپانوف در نظر گرفته می‌شود؛

$$\begin{aligned} V(\bar{\mathbf{E}}) &= V(\bar{\mathbf{E}}_q, \bar{\mathbf{E}}_\omega) \\ &= \sum_{i=1}^{N}\Big[\frac{1}{2}\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i}^T\mathbf{J}_i\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i} + 2k_{q_i}\ln\left(1+\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\right) + 2\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\bar{\mathbf{e}}_{q_i} + \varepsilon_i\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\mathbf{J}_i\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i} \\ &\quad + 2\varepsilon_i k_{\omega_i}\ln\left(1+\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\right)\Big] \end{aligned} \qquad (۲۹)$$

که با توجه به متمم شور (ضمیمه ۴) بایستی $\varepsilon_i < \dfrac{2}{\sqrt{\lambda_{\max}(\mathbf{J}_i)}}$. همچنین تعریف می‌کنیم $\Xi_I = \Xi \otimes \mathbf{I}_3$ که $\Xi = diag(\varepsilon_1, \ldots, \varepsilon_N)$. حال با مشتق‌گیری از تابع لیاپانوف خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \dot{V}(\bar{\mathbf{E}}) &= \sum_{i=1}^{N}\Big[\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i}^T\mathbf{J}_i\dot{\bar{\mathbf{e}}}_{\omega_i} + \frac{4k_{q_i}}{1+\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\bar{\mathbf{e}}_{q_i}}\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\dot{\bar{\mathbf{e}}}_{q_i} + 4\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\dot{\bar{\mathbf{e}}}_{q_i} + \varepsilon_i\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i}^T\mathbf{J}_i\dot{\bar{\mathbf{e}}}_{q_i} \\ &\quad + \varepsilon_i\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\mathbf{J}_i\dot{\bar{\mathbf{e}}}_{\omega_i} + \varepsilon_i\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\mathbf{J}_i\dot{\bar{\mathbf{e}}}_{\omega_i} + \frac{4k_{\omega_i}\varepsilon_i}{1+\|\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\|^2}\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\dot{\bar{\mathbf{e}}}_{q_i} \\ &\quad + 2\left(\dot{k}_{q_i} + \varepsilon_i\dot{k}_{\omega_i}\right)\ln\left(1+\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\right)\Big] \\ &= \sum_{i=1}^{N}\Bigg[\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i}^T\left(\mathbf{S}(\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i})\mathbf{J}_i\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i} - k_{\omega_i}\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i} - k_{q_i}\bar{\mathbf{e}}_{q_i} - k_{q_i}\sum_{j=1}^{N_i}(\bar{\mathbf{e}}_{q_i} - \bar{\mathbf{e}}_{q_j}) + \bar{\mathbf{d}}_i\right) \\ &\quad + \frac{4k_{q_i}}{1+\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\bar{\mathbf{e}}_{q_i}}\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\mathbf{G}(\bar{\mathbf{e}}_{q_i})\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i} + 4\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\mathbf{G}(\bar{\mathbf{e}}_{q_i})\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i} + \varepsilon_i\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i}^T\mathbf{J}_i\mathbf{G}(\bar{\mathbf{e}}_{q_i})\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i} \\ &\quad + \varepsilon_i\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\left(S(\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i})\mathbf{J}_i\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i} - k_{\omega_i}\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i} - k_{q_i}\bar{\mathbf{e}}_{q_i} - k_{q_i}\sum_{j=1}^{N_i}(\bar{\mathbf{e}}_{q_i} - \bar{\mathbf{e}}_{q_j}) + \bar{\mathbf{d}}_i\right) \\ &\quad + \frac{4k_{\omega_i}\varepsilon_i}{1+\|\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\|^2}\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\mathbf{G}(\bar{\mathbf{e}}_{q_i})\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i} + 2\left(\dot{k}_{q_i} + \varepsilon_i\dot{k}_{\omega_i}\right)\ln\left(1+\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\right)\Bigg] \end{aligned} \qquad (۳۰)$$

که با توجه به اینکه $\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i}^T\mathbf{S}(\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i}) = 0$ و حذف جملات قرینه با یکدیگر داریم؛

$$\begin{aligned} \dot{V}(\bar{\mathbf{E}}) &= \sum_{i=1}^{N}\Big[-k_{\omega_i}\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i}^T\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i} - k_{q_i}\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i}^T\sum_{j=1}^{N_i}(\bar{\mathbf{e}}_{q_i} - \bar{\mathbf{e}}_{q_j}) + \bar{\mathbf{e}}_{\omega_i}^T\mathbf{d}_i \\ &\quad + 4\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\mathbf{G}(\bar{\mathbf{e}}_{q_i})\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i} + \varepsilon_i\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i}^T\mathbf{J}_i\mathbf{G}(\bar{\mathbf{e}}_{q_i})\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i} + \varepsilon_i\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\mathbf{S}(\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i})\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i} - \varepsilon_i k_{q_i}\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\bar{\mathbf{e}}_{q_i} \\ &\quad - \varepsilon_i k_{q_i}\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\sum_{j=1}^{N_i}(\bar{\mathbf{e}}_{q_i} - \bar{\mathbf{e}}_{q_j}) + \varepsilon_i\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\mathbf{d}_i + 2\left(\dot{k}_{q_i} + \varepsilon_i\dot{k}_{\omega_i}\right)\ln\left(1+\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\right)\Big] \end{aligned} \qquad (۳۱)$$

با توجه به این نکته که

$$\forall x > 0;\ \ln(1+x) < x \qquad (۳۲)$$

لذا

$$\begin{aligned} \dot{V}(\bar{\mathbf{E}}) &\le \sum_{i=1}^{N}\Big[-k_{\omega_i}\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i}^T\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i} - k_{q_i}\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i}^T\sum_{j=1}^{N_i}(\bar{\mathbf{e}}_{q_i} - \bar{\mathbf{e}}_{q_j}) + \bar{\mathbf{e}}_{\omega_i}^T\bar{\mathbf{d}}_i + 4\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\mathbf{G}(\bar{\mathbf{e}}_{q_i})\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i} \\ &\quad + \varepsilon_i\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i}^T\mathbf{J}_i\mathbf{G}(\bar{\mathbf{e}}_{q_i})\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i} + \varepsilon_i\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\mathbf{S}(\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i})\mathbf{J}_i\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i} - \varepsilon_i k_{q_i}\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\bar{\mathbf{e}}_{q_i} \\ &\quad - \varepsilon_i k_{q_i}\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\sum_{j=1}^{N_i}(\bar{\mathbf{e}}_{q_i} - \bar{\mathbf{e}}_{q_j}) + \varepsilon_i\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\bar{\mathbf{d}}_i + 2\left(\dot{k}_{q_i} + \varepsilon_i\dot{k}_{\omega_i}\right)\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^T\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\Big] \end{aligned} \qquad (۳۳)$$

حال با استفاده از تعاریف قبلی در (۱۷) و (۲۶) و $\underline{\mathbf{L}}_I = \underline{\mathbf{L}} \otimes \mathbf{I}_3$ می‌توان نوشت

$$\begin{aligned} \dot{V}(\bar{\mathbf{E}}) &\le -\bar{\mathbf{E}}_\omega^T\mathbf{K}_{\omega I}\bar{\mathbf{E}}_\omega - \bar{\mathbf{E}}_\omega^T\mathbf{K}_{q_I}\mathbf{L}_I\bar{\mathbf{E}}_q + \bar{\mathbf{E}}_\omega^T\bar{\mathbf{D}} + 4\bar{\mathbf{E}}_q^T\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\bar{\mathbf{E}}_\omega \\ &\quad + \bar{\mathbf{E}}_\omega^T\Xi_I\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\bar{\mathbf{E}}_\omega + \bar{\mathbf{E}}_q^T\Xi_I\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)\mathbf{J}_M\bar{\mathbf{E}}_\omega \\ &\quad - \bar{\mathbf{E}}_q^T\Xi_I\mathbf{K}_{q_I}\underline{\mathbf{L}}_I\bar{\mathbf{E}}_q + \bar{\mathbf{E}}_q^T\Xi_I\bar{\mathbf{D}} + 2\bar{\mathbf{E}}_q^T\left(\dot{K}_{q_I} + \Xi_I\dot{K}_{\omega I}\right)\bar{\mathbf{E}}_q \end{aligned} \qquad (۳۴)$$

که می‌توان آن را به فرم خلاصه زیر نوشت:

$$\dot{V}(\bar{\mathbf{E}}) \le -\bar{\mathbf{E}}^T\mathbf{T}_e\bar{\mathbf{E}} + \bar{\mathbf{E}}^T\mathbf{T}_d\bar{\mathbf{D}} \qquad (۳۵)$$

که ماتریس‌های $\mathbf{T_e}$ و $\mathbf{T_d}$ برابرند با:

$$\begin{aligned} &\mathbf{T}_e(1,1) = \mathbf{K}_{\omega I} - \Xi_I\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q) \\ &\mathbf{T}_e(1,2) = \mathbf{T}_e^T(1,2) = \frac{1}{2}\left(\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)\Xi_I - 4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}) + \mathbf{K}_{q_I}\mathbf{L}_I\right) \\ &\mathbf{T}_e(2,2) = \Xi_I\mathbf{K}_{q_I}\underline{\mathbf{L}}_I - 2\left(\dot{\mathbf{K}}_{q_I} + \Xi_I\dot{\mathbf{K}}_{\omega I}\right) \\ &\mathbf{T}_d = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{3N} & \mathbf{0}_{3N} \\ \mathbf{0}_{3N} & \Xi_I \end{bmatrix} \end{aligned} \qquad (۳۶)$$

برای جمله $\bar{\mathbf{E}}^T\mathbf{T}_d\bar{\mathbf{D}}$ در سمت راست نامساوی (۳۵)، طبق ویژگی ماتریسی (ض۱-۳) و با لحاظ $\bar{\mathbf{X}}_1=\bar{\mathbf{E}}^T\mathbf{T}_d$ و $\bar{\mathbf{X}}_2=\bar{\mathbf{D}}$، می‌توان گفت

$$\bar{\mathbf{E}}^T\mathbf{T}_d\bar{\mathbf{D}}\le\frac{1}{2}\bar{\mathbf{E}}^T\mathbf{T}_d^2\bar{\mathbf{E}}+\frac{1}{2}\bar{\mathbf{D}}^T\bar{\mathbf{D}} \tag{۳۷}$$

در نتیجه نامساوی (۳۵) را می‌توان این‌گونه نوشت:

$$\dot{V}\left(\bar{\mathbf{E}}\right)\le-\bar{\mathbf{E}}^T\left(\mathbf{T}_e-\frac{1}{2}\mathbf{T}_d^2\right)\bar{\mathbf{E}}+\frac{1}{2}\bar{\mathbf{D}}^T\bar{\mathbf{D}} \tag{۳۸}$$

که با تعریف $\mathbf{T}_{ed}=\mathbf{T}_e-\frac{1}{2}\mathbf{T}_d^2$ خواهیم داشت:

$$\dot{V}\left(\bar{\mathbf{E}}\right)\le-\bar{\mathbf{E}}^T\mathbf{T}_{ed}\bar{\mathbf{E}}+\frac{1}{2}\bar{\mathbf{D}}^T\bar{\mathbf{D}} \tag{۳۹}$$

با توجه به اینکه $\mathbf{T_{ed}}$ مانند هر ماتریس دیگری از دو بخش متقارن و پادمتقارن (Skew-symmetric) تشکیل شده است:

$$\mathbf{T}_{ed}=\left(\frac{\mathbf{T}_{ed}+\mathbf{T}_{ed}^T}{2}\right)+\left(\frac{\mathbf{T}_{ed}-\mathbf{T}_{ed}^T}{2}\right) \tag{۴۰}$$

لذا نامساوی (۳۹) با توجه به ویژگی ماتریسی (ض۱-۲) به فرم زیر در می‌آید:

$$\dot{V}\left(\bar{\mathbf{E}}\right)\le-\bar{\mathbf{E}}^T\left(\frac{\mathbf{T}_{ed}+\mathbf{T}_{ed}^T}{2}\right)\bar{\mathbf{E}}+\frac{1}{2}\bar{\mathbf{D}}^T\bar{\mathbf{D}} \tag{۴۱}$$

که با تعریف $\mathbf{T}=\frac{\mathbf{T}_{ed}+\mathbf{T}_{ed}^T}{2}$ به نتیجه زیر می‌انجامد؛

$$\dot{V}\left(\bar{\mathbf{E}}\right)\le-\left\|\bar{\mathbf{E}}\right\|^2\lambda_{\min}\left(\mathbf{T}\right)+\frac{1}{2}\left\|\bar{\mathbf{D}}\right\|^2 \tag{۴۲}$$

که مولفه‌های ماتریس $\mathbf{T}$ برابرند با

$$\begin{aligned}
\mathbf{T}(1,1)&=\frac{1}{2}\left(2\mathbf{K}_{\omega I}-\left(\mathbf{\Xi}_I\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+\mathbf{G}_M^T(\bar{\mathbf{E}}_q)\mathbf{J}_M\mathbf{\Xi}_I\right)-\mathbf{I}_{3N}\right)\\
\mathbf{T}(1,2)&=\frac{1}{2}\left(\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)\mathbf{\Xi}_I-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+\mathbf{K}_{q_I}\mathbf{L}_I\right)=\mathbf{T}(2,1)^T\\
\mathbf{T}(2,2)&=\frac{1}{2}\left(\left(\mathbf{\Xi}_I\mathbf{K}_{q_I}\underline{\mathbf{L}}_I+\underline{\mathbf{L}}_I^T\mathbf{K}_{q_I}\mathbf{\Xi}_I\right)-\mathbf{\Xi}_I^2\mathbf{I}_{3N}-4\left(\dot{\mathbf{K}}_{q_I}+\mathbf{\Xi}_I\dot{\mathbf{K}}_{\omega I}\right)\right)
\end{aligned} \tag{۴۳}$$

اکنون بایستی ضرایب k_{ω_i} و k_{q_i} را طوری بدست آورد که شرط $\mathbf{0<T}$ برآورده گردد. همچنین می‌توان ضرایب کنترلی را طوری طراحی کرد که $\mathbf{I_{6N}<T}$ یا به عبارت دیگر

$$\mathbf{T}-\mathbf{I}_{6N}=\begin{bmatrix}\mathbf{T}(1,1)-\mathbf{I}_{3N} & \mathbf{T}(1,2)\\ \mathbf{T}(2,1) & \mathbf{T}(2,2)-\mathbf{I}_{3N}\end{bmatrix}>\mathbf{0} \tag{۴۴}$$

تا بتوان به نتیجه $\lambda_{\min}(\mathbf{T})>1$ دست یافت. این نتیجه در بخش پایانی اثبات و هنگامی که باند همگرایی $\bar{\mathbf{E}}$ تعیین می‌شود، اثر مفید خود را نشان خواهد داد. حال برای استخراج ضرایب کنترل و با استفاده از قضیه شور (ضمیمه ۴) بایستی اولاً

$$\begin{aligned}
&\mathbf{T}(1,1)-\mathbf{I}_{3N}>0\\
&2\mathbf{K}_{\omega I}-\left(\mathbf{\Xi}_I\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+\mathbf{G}_M^T(\bar{\mathbf{E}}_q)\mathbf{J}_M\mathbf{\Xi}_I\right)-3\mathbf{I}_{3N}>0\\
&k_{\omega_i}>\frac{\varepsilon_i}{2}\left\|\mathbf{J}_i\mathbf{G}\left(\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\right)+\mathbf{G}^T(\bar{\mathbf{e}}_{q_i})\mathbf{J}_i\right\|+1.5\\
&k_{\omega_i}>\frac{\varepsilon_i\lambda_{\max}\left(\mathbf{J}_i\right)}{2}\left(\left\|\mathbf{G}\left(\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\right)\right\|+\left\|\mathbf{G}^T\left(\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\right)\right\|\right)+1.5
\end{aligned} \tag{۴۵}$$

که با توجه به تعریف تابع $\mathbf{G}(\bar{\mathbf{q}})$ در (۳)، تابع $\mathbf{G}^T(\bar{\mathbf{q}})$ برابر است با:

$$\mathbf{G}^T\left(\bar{\mathbf{e}}_q\right)=\frac{1}{4}\left((1-\bar{\mathbf{e}}_q^T\bar{\mathbf{e}}_q)\mathbf{I}_3-2\mathbf{S}(\bar{\mathbf{e}}_q)+2\bar{\mathbf{e}}_q\bar{\mathbf{e}}_q^T\right)=\mathbf{G}\left(\bar{\mathbf{e}}_q\right)-\mathbf{S}(\bar{\mathbf{e}}_q) \tag{۴۶}$$

و بنابراین کران اندازه‌ی آن قابل محاسبه خواهد بود:

$$\left\|\mathbf{G}^T\left(\bar{\mathbf{e}}_q\right)\right\|=\left\|\mathbf{G}\left(\bar{\mathbf{e}}_q\right)-\mathbf{S}(\bar{\mathbf{e}}_q)\right\|<\left\|\mathbf{G}\left(\bar{\mathbf{e}}_q\right)\right\|+\left\|\mathbf{S}(\bar{\mathbf{e}}_q)\right\| \tag{۴۷}$$

پس می‌توان آخرین نامساوی در (۴۵) را طبق رابطه زیر به‌روز کرد:

$$k_{\omega_i}>\frac{\varepsilon_i\lambda_{\max}\left(\mathbf{J}_i\right)}{2}\left(2\left\|\mathbf{G}\left(\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\right)\right\|+\left\|\mathbf{S}(\bar{\mathbf{e}}_{q_i})\right\|\right)+1.5 \tag{۴۸}$$

که با توجه به ویژگی (۵) مربوط به تابع $\mathbf{G}(\bar{\mathbf{q}})$، می‌توان نوشت:

$$k_{\omega_i}>h\left(\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\right) \tag{۴۹}$$

که تابع $h\left(\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\right)>0$ برابر است با

$$h\left(\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\right)=1.5+\frac{\varepsilon_i\lambda_{\max}\left(\mathbf{J}_i\right)}{4}\left(3+4\left\|\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\right\|+3\left\|\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\right\|^2\right) \tag{۵۰}$$

ثانیاً

$$\begin{aligned}
&\left(\mathbf{\Xi}_I\mathbf{K}_{q_I}\underline{\mathbf{L}}_I+\underline{\mathbf{L}}_I^T\mathbf{K}_{q_I}\mathbf{\Xi}_I\right)-\mathbf{\Xi}_I^2-4\left(\dot{\mathbf{K}}_{q_I}+\mathbf{\Xi}_I\dot{\mathbf{K}}_{\omega I}\right)\\
&-2\mathbf{I}_{3N}-\mathbf{T}_I(2,1)\mathbf{T}_I^{-1}(1,1)\mathbf{T}_I(1,2)>0
\end{aligned} \tag{۵۱}$$

حال اگر هر دو قانون به‌روزرسانی ضرایب کنترلی در رابطه زیر برقرار باشد، نامساوی فوق برقرار خواهد بود.

$$\begin{aligned}
&i)\ 4\dot{\mathbf{K}}_{q_I}<\left(\mathbf{\Xi}_I\mathbf{K}_{q_I}\underline{\mathbf{L}}_I+\underline{\mathbf{L}}_I^T\mathbf{K}_{q_I}\mathbf{\Xi}_I\right)-\mathbf{\Xi}_I^2-2\mathbf{I}_{3N}\\
&ii)\ 4\mathbf{\Xi}_I\dot{\mathbf{K}}_{\omega I}\le-\mathbf{T}_I(2,1)\mathbf{T}_I^{-1}(1,1)\mathbf{T}_I(1,2)
\end{aligned} \tag{۵۲}$$

بدون آنکه به جامعیت مساله لطمه‌ای وارد شود، می‌توان فرض کرد که $\dot{\mathbf{K}}_{q_I}=0$. همچنین با توجه به فرض متصل بودن گراف می‌توان گفت که $\lambda_{\min}\left(\underline{\mathbf{L}}_I\right)>1$. لذا شرط (i) را می‌توان این‌گونه نوشت:

$$\mathbf{\Xi}_I\mathbf{K}_{q_I}\underline{\mathbf{L}}_I+\underline{\mathbf{L}}_I^T\mathbf{K}_{q_I}\mathbf{\Xi}_I>\mathbf{\Xi}_I^2\mathbf{I}_{3N}+2\mathbf{I}_{3N} \tag{۵۳}$$

با فرض $\forall i\in N;\ k_{q_i}=k_q$ و $\forall i\in N;\ \varepsilon_i=\varepsilon<\frac{2}{\sqrt{\Delta}}$ پس

$$\begin{aligned}
&\varepsilon k_q\left(\underline{\mathbf{L}}_I+\underline{\mathbf{L}}_I^T\right)>\left(\varepsilon^2+2\right)\mathbf{I}_{3N}\\
&\Rightarrow k_q>\frac{2+\varepsilon^2}{2\varepsilon}
\end{aligned} \tag{۵۴}$$

حال طبق شرط (ii) در رابطه (۵۲) سراغ بدست آوردن شروط لازم برای k_ω می‌رویم.

$$4\varepsilon\dot{\mathbf{K}}_{\omega I} \le -\frac{1}{4}\left(\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)\Xi_I - 4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q) + \mathbf{K}_{q_I}\mathbf{L}_I\right)^T \left(2\mathbf{K}_{\omega I} - \varepsilon\left(\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q) + \mathbf{G}_M^T(\bar{\mathbf{E}}_q)\mathbf{J}_M\right) - 3\mathbf{I}_{3N}\right)^{-1} \left(\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}})\Xi_I - 4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q) + \mathbf{K}_{q_I}\mathbf{L}_I\right) \quad (۵۵)$$

که بین هر سطر، عملگر ضرب ماتریسی برقرار است. می‌توان پس از بسط نامساوی فوق طبق روابط تفصیلی در ضمیمه ۵، نامساوی زیر را بدست آورد که

$$\dot{k}_{\omega_i} \le -\frac{1}{16\varepsilon}\left(\frac{\left(\varepsilon\lambda_{\max}(\mathbf{J}_i)\|\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i}\| + \left(3+2\|\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\| + 3\|\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\|^2\right)\right)^2 + k_q^2\lambda_{\max}^2(\mathbf{L})}{2\left(k_{\omega_i} - h(\bar{\mathbf{e}}_{q_i})\right)} + \left(\varepsilon\lambda_{\max}(\mathbf{J}_i)\|\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i}\| + \left(3+2\|\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\| + 3\|\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\|^2\right)\right)^2 + \frac{k_q^2\lambda_{\max}^2(\mathbf{L})}{4\left(k_{\omega_i} - h(\bar{\mathbf{e}}_{q_i})\right)^2}\right) \quad (۵۶)$$

لذا قانون به‌روزرسانی ضریب $k_{\omega i}$ با توجه به رابطه فوق و با تعریف

$$r(\bar{\mathbf{E}}_i) = r(\bar{\mathbf{e}}_{q_i}, \bar{\mathbf{e}}_{\omega_i}) = \left(\varepsilon\lambda_{\max}(\mathbf{J}_i)\|\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i}\| + \left(3+2\|\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\| + 3\|\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\|^2\right)\right)^2 \quad (۵۷)$$

طبق رابطه زیر خواهد بود:

$$\dot{k}_{\omega_i} = \begin{cases} -\frac{1}{16\varepsilon}\left(\frac{r(\bar{\mathbf{E}}_i) + k_q^2\lambda_{\max}^2(\mathbf{L})}{2\left(k_{\omega_i} - h(\bar{\mathbf{e}}_{q_i})\right)} + r(\bar{\mathbf{E}}_i) + \frac{k_q^2\lambda_{\max}^2(\mathbf{L})}{4\left(k_{\omega_i} - h(\bar{\mathbf{e}}_{q_i})\right)^2}\right), & k_{\omega_i} > h(\bar{\mathbf{e}}_{q_i}) \\ 0 & ,Otherwise \end{cases} \quad (۵۸)$$

حال با استخراج قوانین مربوط به ضرایب کنترلی k_{qi} و $k_{\omega i}$ در روابط (۵۴) و (۵۸) می‌توان تضمین نمود که $\lambda_{\min}(\mathbf{T})>1$ (یا به بیان دیگر $\mathbf{I}_{6N}<\mathbf{T}$) که با این نتیجه و با توجه به رابطه (۴۲) ناحیه همگرایی برای بردار خطاهای دنباله‌روی برابر خواهد بود با

$$\dot{V}(\bar{\mathbf{E}}) < 0 \Rightarrow \|\bar{\mathbf{E}}\|^2 > \frac{1}{2\lambda_{\min}(\mathbf{T})}\|\bar{\mathbf{D}}\|^2 \quad (۵۹)$$

که با توجه به اندازه بردار $\bar{\mathbf{D}}$:

$$\|\bar{\mathbf{D}}\|^2 = \sum_{i=1}^{N}\|\bar{\mathbf{d}}_i\|^2 = m^2\sum_{i=1}^{N}\left(k_{\omega_i} + (2N_i+1)k_{q_i}\right)^2 \quad (۶۰)$$

و همچنین نتیجه‌ی $\lambda_{\min}(\mathbf{T})>1$ خواهیم داشت:

$$\|\bar{\mathbf{E}}\| > m\sqrt{\frac{1}{2}\sum_{i=1}^{N}\left(k_{\omega_i} + (2N_i+1)k_{q_i}\right)^2} \quad (۶۱)$$

نتیجه فوق بیان می‌دارد که بر اساس تحلیل لیاپانوف، مادامی که خطای دنباله‌روی از کران بدست‌آمده در رابطه فوق فراتر رود، کنترل‌کننده آن را در نهایت ($t\to\infty$) زیر کران مذکور قرار خواهد داد.

■

نکته۱: با توجه به اینکه مقادیر واقعی $\bar{\mathbf{e}}_q$ و $\bar{\mathbf{e}}_\omega$ در دسترس نیستند، لذا برای محاسبه $k_{\omega i}$ طبق (۵۸) می‌توان از جایگزینی $\|\bar{\mathbf{e}}_{q_i}\| \to \|\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^m\| + m$ و $\|\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i}\| \to \|\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i}^m\| + m$ استفاده نمود که منظور از $\|\bar{\mathbf{e}}_{q_i}^m\|$ و $\|\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i}^m\|$ مقادیر اندازه‌گیری‌شده متغیرهای حالت جهت و سرعت زاویه‌ای حاصل از حسگرهاست.

نکته۲: کنترل‌کننده پیشنهادی تضمین می‌نماید که خطاهای دنباله‌روی تمامی ماهواره‌ها ($\bar{\mathbf{E}}(t)$) در آرایش پرواز در یک باند همگرایی طبق رابطه (۶۱) قرار می‌گیرد و در نتیجه طبق رابطه (۱۵)، خطای همزمان‌سازی ($\bar{\Xi}(t)$) نیز در یک باند کران‌دار قرار خواهد گرفت:

$$\|\bar{\Xi}(t)\| \le \|\mathbf{L}\|\|\bar{\mathbf{E}}(t)\| \quad (۶۲)$$

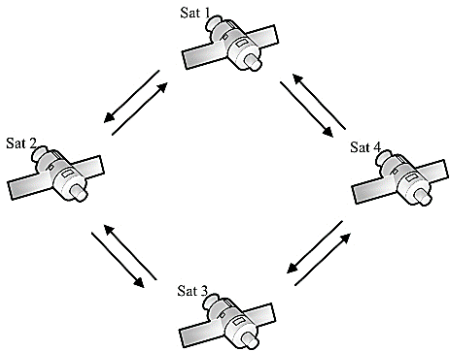
که با توجه به (۶۱) و متقارن بودن ماتریس لاپلاسین L، می‌توان باند همگرایی خطای همزمان‌سازی را نیز بدست آورد:

$$\lim_{t\to\infty}\|\bar{\Xi}(t)\| \le m\lambda_{\max}(\mathbf{L})\sqrt{\frac{1}{2}\sum_{i=1}^{N}\left(k_{\omega_i} + (2N_i+1)k_{q_i}\right)^2} \quad (۶۳)$$

لذا می‌توان گفت که کنترل‌کننده پیشنهادی، تضمین می‌کند که بردار خطای همزمان‌سازی وضعیت بین ماهواره‌ها نیز UUB باشد.

٤- شبیه‌سازی

در این بخش عملکرد روش کنترلی ارائه‌شده با استفاده از شبیه‌سازی برای یک SFF متشکل از چهار ماهواره در یک مدار دایروی با ارتفاع 400 km ارتفاع پایین یا LEO (Low Erath Orbit) ارزیابی می‌شود.



شکل ۱: ساختار آرایش پرواز شبیه‌سازی

شکل ۲: ساختار آرایش پرواز شبیه‌سازی

ماتریس‌های لختی دورانی ماهواره‌ها عبارتند

$$\mathbf{J}_1 = \begin{bmatrix} 60 & 0 & -8 \\ 0 & 60 & 0 \\ -8 & 0 & 120 \end{bmatrix} kg.m^2 \quad \mathbf{J}_2 = \begin{bmatrix} 90 & 10 & 0 \\ 10 & 80 & 0 \\ 0 & 0 & 70 \end{bmatrix} kg.m^2$$
$$\mathbf{J}_3 = \begin{bmatrix} 80 & 0 & 0 \\ 0 & 110 & -15 \\ 0 & -15 & 120 \end{bmatrix} kg.m^2 \quad \mathbf{J}_4 = \begin{bmatrix} 70 & 0 & 10 \\ 0 & 60 & 0 \\ 10 & 0 & 90 \end{bmatrix} kg.m^2 \quad (۶۴)$$

که ماتریس لاپلاسین آن به فرم زیر خواهد بود:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & 0 & -1 \\ -1 & 2 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 2 & -1 \\ -1 & 0 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (۶۵)$$

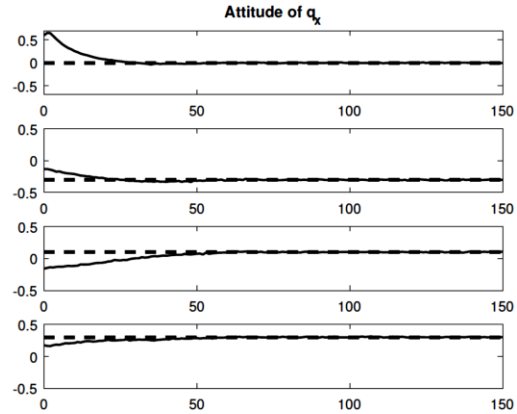
با توجه به اینکه زوایای اویلر فهم بهتری از بیان وضعیت و دقت نشانه‌روی برای اکثر ماموریت‌های ماهواره‌ای فراهم می‌کند، واریانس خطای اندازه‌گیری در بیان زوایای اویلر را به بیان MRP تبدیل می‌کنیم تا بتوان اثر آن را در کنترل‌کننده پیشنهادی مشاهده کرد. برای این منظور، در ابتدا

یک بردار دلخواه سه‌مولفه‌ای (غلتش یا Roll، خمش یا Pitch، گردش یا Yaw) که هر مولفه‌ی آن یک سیگنال متغیر با زمان است تولید می‌شود. سپس، یک بردار تصادفی سه‌مولفه‌ای که هر مولفه‌ی آن با توزیع نرمال و میانگین صفر و واریانس خطای اندازه‌گیری ساخته شده است، به بردار اول اضافه می‌شود تا یک بردار آمیخته با خطا بدست آید. سپس، بردار اول و بردار خطاآلود را از فضای زوایای اویلر به فضای MRP تبدیل می‌کنیم. از تفاضل دو بردار حاصل در MRP نسبت به یکدیگر، برداری تصادفی حاصل می‌شود که میانگین توزیع آن صفر و واریانس آن، خطای اندازه‌گیری در بیان MRP است. برای نمونه، برخی از حسگرهای مغناطیسی دقت وضعیتی در حدود یک درجه به عنوان 1-σ را در اختیار قرار می‌دهند [۴۱]. با استفاده از روش مذکور، خطا در بیان MRP در حدود 0.005 بدست می‌آید. خطای اندازه‌گیری حسگر سرعت زاویه‌ای نیز برابر 0.1 درجه بر ثانیه لحاظ می‌شود. تمامی چهار ماهواره خطای اندازه‌گیری مشابهی در حسگرهای خود را دارند.

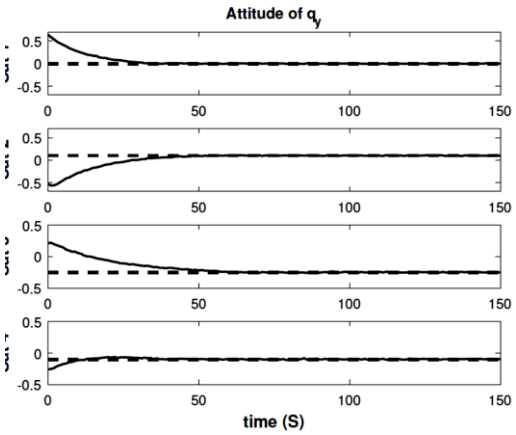
شرایط اولیه بردارهای جهت ($\bar{\mathbf{q}}_0$) به ترتیب عبارتند از $[0.6\ 0.63\ -0.6]^T$، $[-0.13\ -0.54\ -0.02]^T$، $[-0.16\ 0.21\ -0.02]^T$ و $[0.17\ -0.27\ -0.07]^T$. بعلاوه تاثیر اغتشاش محیطی در شبیه‌سازی لحاظ خواهد شد. مهمترین اغتشاشات محیطی عبارتند از آیرودینامیک، مغناطیسی، گرانشی و تشعشعی که با توجه به فرض مدار LEO، مجموعاً در حدود 0.0001 نیوتن متر بزرگی خواهند داشت [۴۱]. همچنین برای واقعی‌تر کردن شبیه‌سازی، اشباع عملگرها نیز لحاظ می‌شوند به این ترتیب که برای هر محور، بیشینه پنج نیوتن متر گشتاور قابل اعمال است. حال می‌توان ضرایب کنترلی را طبق زیر محاسبه نمود:

- K_{qi}: با توجه به ماتریس‌های لختی دورانی، بزرگ‌ترین مقدار ویژه متعلق است به $\mathbf{J_1}$ که می‌توان بهره k_q را طبق رابطه (۵۴) برابر ۵۰ برای تمامی ماهواره‌ها در نظر گرفت.
- $K_{\omega i}$: این ضرایب با استفاده از رابطه (۵۸) به‌روز می‌شوند. با توجه به وابستگی ضرایب مذکور به خطای دنباله‌روی، انتظار می‌رود در صورت عملکرد مناسب کنترل‌کننده، مقادیر نهایی آنها کمتر از مقادیر اولیه باشد.

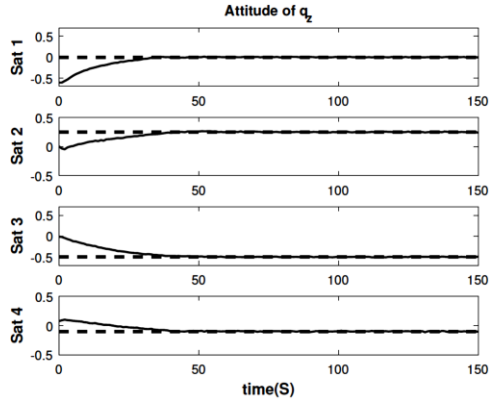
همان‌طور که در شکل ۳ قابل مشاهده است مولفه‌های بردار MRP به مقادیر مطلوب خود که به ترتیب برای هر ماهواره برابراند با $[0\ 0\ 0]^T$، $[-0.3\ 0.1\ 0.25]^T$، $[0.1\ -0.25\ -0.5]^T$ و $[0.3\ -0.1\ -0.1]^T$ میل می‌کنند. همچنین با توجه به اینکه ماموریت آرایش پرواز، مشاهده زمین است لذا بایستی بردار مطلوب برای سرعت زاویه‌ای در تمامی ماهواره‌ها برابر $[0\ 0\ 0]^T$ باشد. در **Error! Reference source not found.** مولفه‌های بردارهای خطای دنباله‌روی جهت ($\bar{\mathbf{e}}_q$) نشان داده شده‌اند. همچنین مولفه‌های بردار خطای دنباله‌روی سرعت زاویه‌ای ($\bar{\mathbf{e}}_\omega$) در شکل ۴ ارائه شده‌اند. همان‌طور که مشاهده می‌شود خطاهای دنباله‌روی از حالات اولیه متفاوت به یک باند حول صفر رسیده‌اند که کران باند مذکور طبق (۶۱) وابستگی کامل به کران خطای اندازه‌گیری حسگرها دارد. از دیدگاه زمان مانور، طبق شکل‌های (۴) و (۵) تقریباً در زمانی کمتر از ۷۵ ثانیه عملیات نشانه‌روی تمامی ماهواره‌ها اتفاق می‌افتد که با توجه به کند بودن ذاتی دینامیک ماهواره زمان قابل قبولی است. به‌طور کلی، با توجه به پیش‌بینی بازه‌ی زمانی مانور، می‌توان فرمان نشانه‌روی برای ماهواره‌های مستقر در مدار LEO را قبل از رسیدن به موقعیت مداری مورد نظر، ارسال کرد. همچنین بهره‌های کنترلی و سیگنال کنترلی در شکل ۵ نمایش داده شده‌اند. همان‌طور که مشاهده می‌شود و قابل انتظار است در طی زمان و به دلیل عملکرد مناسب کنترل‌کننده، مقادیر نهایی بهره کنترلی $k_{\omega i}$ روند کاهشی دارند. در پایان، برای روشن‌تر شدن هر چه بیشتر اهمیت الگوریتم ارائه‌شده، آرایش پرواز حاضر با یک کنترل‌کننده موجود در مقالات که خطای اندازه‌گیری را لحاظ نکرده است، شبیه‌سازی می‌شود. طبق روش کنترل [۳۵] که بر اساس فیدبک حالت PD است، سیگنال کنترلی آن با لحاظ $k_{qi}=50$ و $k_{\omega i}=600$ به آرایش پرواز اعمال می‌شود. همان‌طور که در شکل‌های ۷ و ۸ مشاهده می‌شود، خطاهای دنباله‌روی جهت نه تنها واگرا شده بلکه با یکدیگر نیز همزمان نشده‌اند. اگرچه سرعت زاویه‌ای به صفر همگرا می‌شود ولی در مقایسه با روش حاضر در شکل ۵، در بازه‌ی زمانی طولانی‌تری این اتفاق روی می‌دهد.



الف) مولفه x

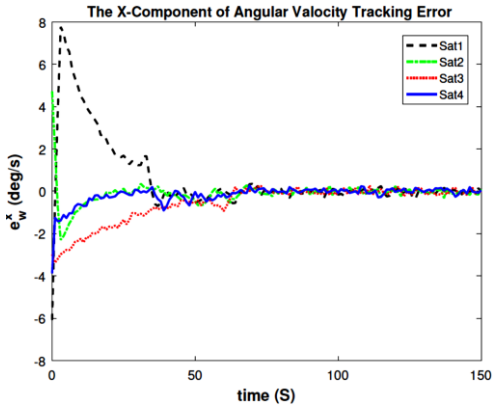


ب) مولفه y

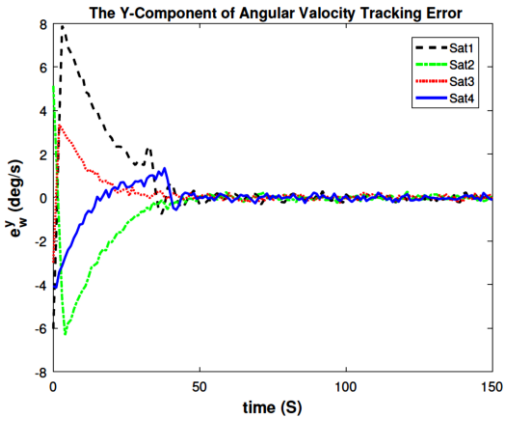


ج) مولفه z

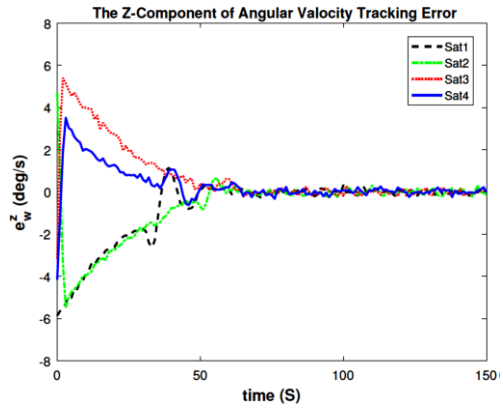
شکل ۳: بردار MRP؛ - - بردار مطلوب – بردار اندازه‌گیری‌شده



الف) مولفه x

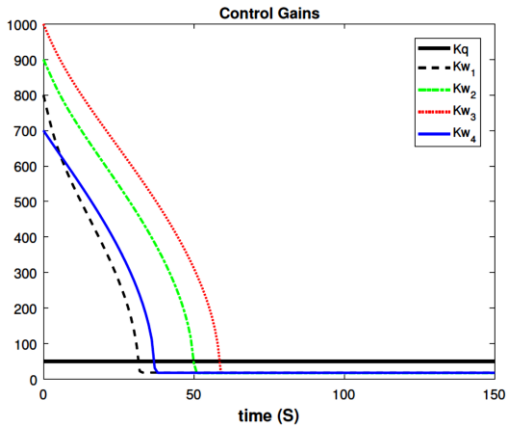


ب) مولفه y

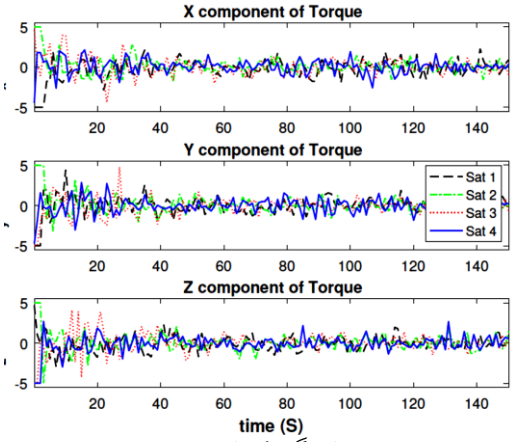


ج) مولفه z

شکل ۴: بردار خطای دنباله‌روی سرعت زاویه‌ای

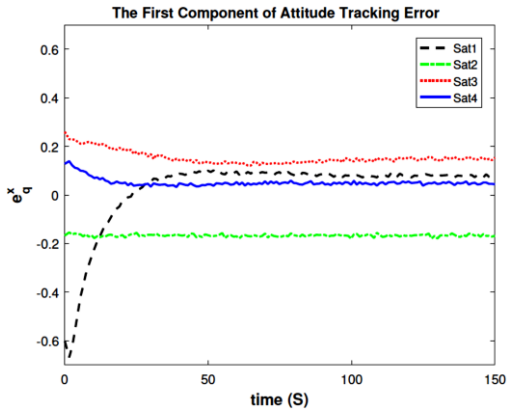


الف) بهره‌های کنترلی

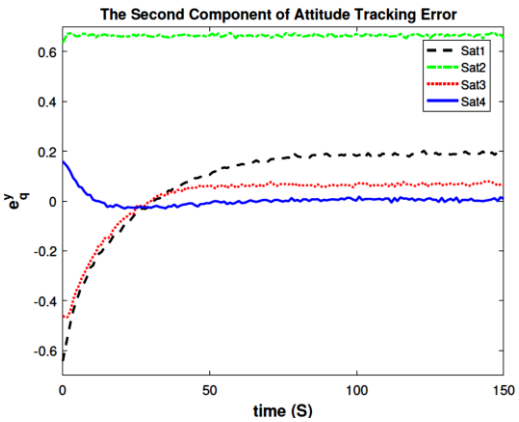


ب) سیگنال کنترلی

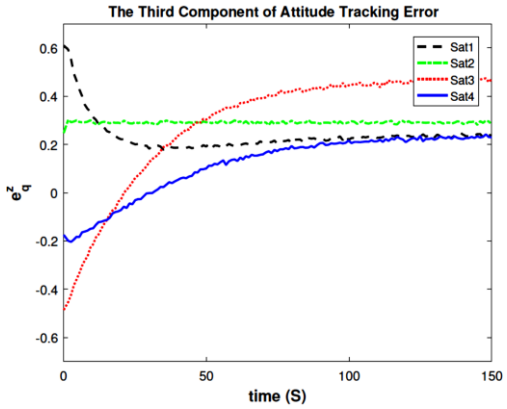
شکل ۵:بهره‌ها و سیگنال کنترلی



الف) مولفه x

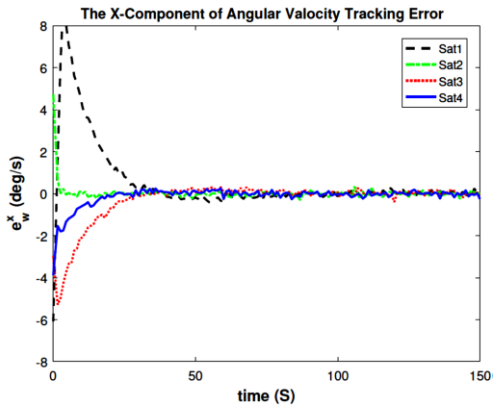


ب) مولفه y

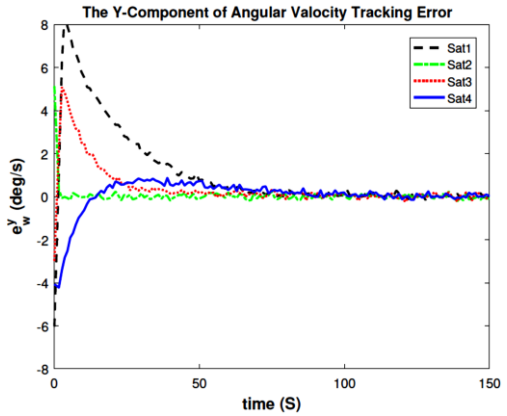


ج) مولفه z

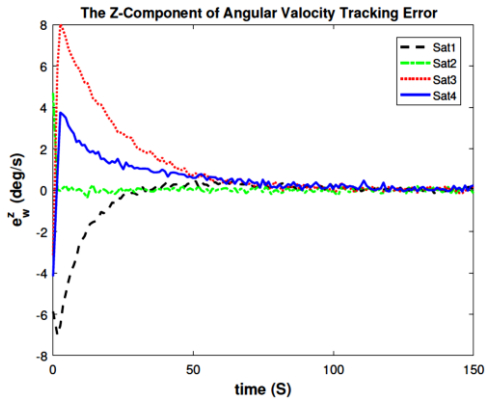
شکل ۶:بردار خطای دنباله‌روی جهت با استفاده از کنترل‌کننده در [۳۵]



الف) مولفه x



ب) مولفه y



ج) مولفه z

شکل ۷:بردار خطای دنباله‌روی سرعت زاویه‌ای با استفاده از روش [۳۵]

۵- نتیجه‌گیری

یک روش کنترلی با رویکرد غیرمتمرکز مبتنی بر فیدبک حالت با هدف همزمان‌سازی وضعیت بین ماهواره‌های نامشابه در آرایش پرواز ارائه گردید. لحاظ خطای اندازه‌گیری متغیرهای وضعیت شامل جهت و سرعت زاویه‌ای مهمترین نقطه چالش‌برانگیز طراحی کنترل‌کننده بود و تضمین شد که خطاهای دنباله‌روی جهت و سرعت زاویه‌ای، کراندار نهایی یکنواخت (UUB) خواهند بود. متصل بودن گراف به عنوان مهمترین فرض در گراف ارتباطی لحاظ شد. استخراج ضرایب کنترلی مناسب، اصلی‌ترین راه‌کار تعدیل اثر خطای اندازه‌گیری وضعیت در الگوریتم کنترلی مد نظر قرار گرفت که بر اساس روش لیاپانوف و تضمین شروط پایداری آن توسعه داده شد. بعلاوه در الگوریتم ارائه‌شده، نیازی به مخابره‌ی بردارهای سرعت زاویه‌ای بین ماهواره‌ها بوجود نیامد تا به بار مخابراتی الگوریتم افزوده نگردد. با توجه به نتایج قضیه ارائه‌شده، تضمین گردید که علاوه بر خطای دنباله‌روی هر ماهواره، خطای همزمانی وضعیت بین ماهواره‌ها نیز در یک باند کران‌دار حول صفر قرار می‌گیرد. در فاز شبیه‌سازی برای واقعی‌تر شدن نتایج حاصله، اشباع عملگرها و اغتشاشات مداری ماهواره‌ها لحاظ شدند. همچنین، عملکرد الگورریتم ارائه‌شده با یک الگوریتم موجود در مقالات مقایسه شد تا مزایای روش ارائه‌شده روشن شود. در راستای کار صورت گرفته در این مقاله، پیشنهاد می‌گردد که الگوریتم فوق به گونه‌ای توسعه داده شوند که همزمان‌سازی وضعیت در حضور عیب حسگرها، عدم قطعیت ماتریس لختی دورانی و تاخیر ارتباطی محقق گردد.

مراجع

[1] Kroes R. Precise relative positioning of formation flying spacecraft using GPS. TU Delft, Delft University of Technology; 2006.

[2] Rezaee, Hamed and Abdollahi, Farzaneh and Talebi, Heidar A. H∞ Based Motion Synchronization in Formation Flight with Delayed Communications. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2014;61(11):6175--6182.

[3] Rezaee, Hamed and Abdollahi, Farzaneh. Motion synchronization in unmanned aircrafts formation control with communication delays. Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation. 2013;18(3):744 - 756.

[4] Alfriend, Kyle and Vadali, Srinivas Rao and Gurfil, Pini and How, Jonathan and Breger, Louis. Spacecraft formation flying: Dynamics, control and navigation. Butterworth-Heinemann; 2009.

[5] Hui, Liu and Li, Junfeng. Terminal sliding mode control for spacecraft formation flying. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2009;45(3):835--846.

[6] Wu, Baolin and Xu, Guangyan and Cao, Xibin. Relative dynamics and control for satellite formation: accommodating J 2 perturbation. Journal of Aerospace Engineering. 2016;29(4):401--411.

[7] Sandau, Rainer and Roeser, Hans Peter and Valenzuela, Arnoldo and others. Small Satellite Missions for Earth Observation. Springer; 2014.

[8] Running, Zhang and Yang, Li and Shengil, Liu. System requirements and mission analysis for spacecraft SAR interferometry based on formation flying satellites. In: 21st international society of photogrammetry and remote sensing (ISPRS) congress; 2008; China.

[۹] فلاورجانی فک. کنترل همزمان مدار و وضعیت برای آرایش های پروازی دنباله روی. پژوهشگاه هوافضا; ۱۳۸۸.

[10] Wang, P K C and Hadaegh, F Y and Lau, K. Synchronized formation rotation and attitude control of multiple free-flying spacecraft. Journal of Guidance, Control, and Dynamics. 1999;22(11):28--35.

[11] Kapila, Vikram and Sparks, Andrew G and Buffington, James M and Yan, Qiguo. Spacecraft formation flying: dynamics and control. Journal of Guidance, Control, and Dynamics. 2000;23(3):561--564.

[12] Kang, Wei and Sparks, Andrew. Coordinated attitude and formation control of multisatellite systems. In: AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit; 2002; Monterey, California.

[13] Chung, Soon Jo and Ahsun, Umair and Slotine, Jean Jacques E. Application of synchronization to formation flying spacecraft: Lagrangian approach. Journal of Guidance, Control, and Dynamics. 2009;32(2):512--526.

[14] Lee D. Spacecraft coupled tracking maneuver using sliding mode control with input saturation. Journal of Aerospace Engineering. 2014;28(5):401--413.

[15] Shan J. Six-degree-of-freedom synchronised adaptive learning control for spacecraft formation flying. IET Control Theory & Applications. 2008;2(10):930--949.

[16] Beard, Randal W and Lawton, Jonathan and Hadaegh, Fred Y and others. A coordination architecture for spacecraft formation control. IEEE Transactions on control systems technology. 2009;9(6):777--790.

[17] Nazari, Morad and Butcher, Eric A and Yucelen, Tansel and Sanyal, Amit K. Decentralized consensus control of a rigid-body spacecraft formation with communication delay. Journal of Guidance, Control, and Dynamics. 2016;39(4):838--851.

[18] Wang, Danwei and Wu, Baolin and Chung, Eng Kee Poh. Satellite Formation Flying. Singapore: Springer; 2017.

[19] Abdessameud, Abdelkader and Tayebi, Abdelhamid. Attitude synchronization of a group of spacecrafts without velocity measurements. IEEE Transactions on Automatic Control. 2009;54(11):2642--2648.

[20] Kristiansen, Raymond and Lora, Antonio and Chaillet, Antoine and Nicklasson, Per Johan. Spacecraft relative rotation tracking without angular velocity measurements. Automatica. 2009;45(3):750--756.

[21] Bondhus, Anne Karin and Pettersen, Kristin Y and Gravdahl, J Tommy. Leader/follower synchronization of satellite attitude without angular velocity measurements. In: 44th IEEE Conference on Decision and Control, and European Control Conference; 2005; Seville, Spain.

[22] Hu, Qinglei and Zhang, Jian and Zhang, Youmin. Velocity-free attitude coordinated tracking control for spacecraft formation flying. ISA Transactions. 2018;73(1):54-65.

[23] Ren W. Distributed cooperative attitude synchronization and tracking for multiple rigid bodies. IEEE Transactions on Control Systems Technology. 2010;18(2):383--392.

[24] Guo, Yong and Guo, Jin-hua and Li Ai-jun and Wang, Chang-qing. Attitude Coordination Control for Formation Flying Spacecraft Based on the Rotation Matrix. Journal of Aerospace Engineering. 2017;30(5):04017051.

[25] Kang, Wei and Yeh, Hsi Han. Coordinated attitude control of multi-satellite systems. International Journal of robust and nonlinear control. 2002;12(2--3):185--205.

[26] Kristiansen, Raymond and Nicklasson, Per Johan and Gravdahl, Jan Tommy. Quaternion-based backstepping control of relative attitude in a spacecraft formation. In: 45th IEEE Conference on Decision and Control; 2006; San Diego, California.

[27] Lawton, Jonathan R and Beard, Randal W. Synchronized multiple spacecraft rotations. Automatica. 2002;38(8):1359--1364.

[28] VanDyke, Matthew C and Hall, Christopher D. Decentralized coordinated attitude control within a formation of spacecraft. Journal of Guidance, Control, and Dynamics. 2006;29(5):1101--1109.

[29] Bai, He and Arcak, Murat and Wen, John T. Leader-follower cooperative attitude control of multiple rigid bodies. Systems and Control Letters. 2009;58(6):429--465.

[30] Ren, Wei and Beard, Randal. Decentralized scheme for spacecraft formation flying via the virtual structure approach. Journal of Guidance, Control, and Dynamics. 2004;27(1):73--82.

[31] Cong, Bing Long and Liu, Xiang Dong and Chen, Zhen. Distributed attitude synchronization of formation flying via consensus-based virtual structure. Acta Astronautica. 2011;68(11):1973--1986.

[32] Lawton, Jonathan and Beard, Randal W and Hadaegh, Fred Y. Elementary attitude formation maneuvers via leader-following and behavior-based control. In: AIAA Guidance, Naviagtion, and Control Conference and Exhibit; 2000; Montreal, Canada.

[33] Beard, Randal W and Lawton, Jonathan and Hadaegh, Fred Y and others. A coordination architecture for spacecraft formation control. IEEE Transactions on control systems technology. 2001;9(6):777--790.

[34] Mehrabian, Alireza and Khorasani, Khashayar. Distributed and cooperative quaternion-based attitude synchronization and tracking control for a network of heterogeneous spacecraft formation flying mission. Journal of the Franklin Institute. 2015;352(9):3885--3913.

[35] Wang, Xinsheng and Wu, Jingxin and Wang, Xiaoli. Distributed attitude consensus of spacecraft formation flying. Journal of Systems Engineering and Electronics. 2013;24(2):296--302.

[36] Zhao, Lin and Jia, Yingmin. Neural network-based distributed adaptive attitude synchronization control of

spacecraft formation under modified fast terminal sliding mode. Neurocomputing. 2016;171(1):230 - 241.
[37] Qinglei Hu and Jian Zhang. Relative position finite-time coordinated tracking control of spacecraft formation without velocity measurements. ISA Transactions. 2015;54(1):60--74.
[38] Song, Yong Duan and Cai, Wen Chuan. New intermediate quaternion-based control of spacecraft: part I—almost global attitude tracking. International Journal of Innovative Computing, Information and Control. 2012;8(10):7307--7319.
[39] Xiao, Bing and Hu, Qinglei and Wang, Danwei. Spacecraft attitude fault tolerant control with terminal sliding-mode observer. Journal of Aerospace Engineering. 2013; 28:401--405.
[40] Schaub H., Junkins J. L. Stereographic orientation parameters for attitude dynamics: A generalization of the rodrigues parameters. Journal of the Astronautical Sciences. 1996;44(1):1--19.
[41] Wertz J. R, Everett D. F, Puschell J. J. Space mission engineering: the new SMAD. Microcosm Press; 2011.
[42] N C. Output Synchronization on Strongly Connected Graphs. IEEE Transactions on Automatic Control. 2012;57(11).
[43] D S. Position synchronization of multiple motion axes with adaptive coupling control. Automatica. 2003;39(6).
[44] Castrup, Suzanne and Castrup, Howard T. Measurement uncertainty analysis principles and methods. NASA Measurement Quality Assurance Handbook -- Annex 3; 2010.
[45] Boyd, Stephen P and ElGhaoui, Laurent and Feron, Eric and Balakrishnan, Venkataramanan. Linear matrix inequalities in system and control theory. SIAM; 1994.
[46] Wang X, Zhao K, You Z. Coordinated motion control of distributed spacecraft with relative state estimation. Journal of Aerospace Engineering. 2015;29(3).
[47] Zhang F. The Schur complement and its applications. Springer Science & Business Media; 2006.

ضمائم

ضمیمه ۱: ابزارهایی از جبر ماتریسی

با توجه به اینکه در این مقاله، از نرم ماتریسی استفاده شده است لذا به برخی از ویژگی‌های مفید آن در اینجا اشاره می‌شود. در صورتی که فرض کنیم **A** و **B** ماتریس‌های nxn بوده و λ_i نمایانگر مقادیر ویژه است، آنگاه روابط زیر برای نرم‌های آنها برقرار است [۴۵]

$$\begin{aligned} &1)\|\mathbf{A}+\mathbf{B}\| \le \|\mathbf{A}\|+\|\mathbf{B}\| \\ &2)\|\mathbf{AB}\| \le \|\mathbf{A}\|\|\mathbf{B}\| \\ &3)\mathbf{A}\ \textit{is symmetric};\|\mathbf{A}\| = \max_i |\lambda_i| \end{aligned} \qquad (\text{ض۱-۱})$$

همچنین برای هر دو بردار دلخواه $\bar{\mathbf{X}}_1$ و $\bar{\mathbf{X}}_2$ داریم:

$$\mathbf{A}\ \textit{is skew symmetric};\ \bar{\mathbf{X}}_1^T\mathbf{A}\bar{\mathbf{X}}_1 = 0 \qquad (\text{ض۱-۲})$$

و

$$\begin{aligned} &\left(\bar{\mathbf{X}}_1-\bar{\mathbf{X}}_2\right)^T\left(\bar{\mathbf{X}}_1-\bar{\mathbf{X}}_2\right) \ge 0 \\ &\Rightarrow \bar{\mathbf{X}}_1^T\bar{\mathbf{X}}_2 \le \frac{1}{2}\bar{\mathbf{X}}_1^T\bar{\mathbf{X}}_1+\frac{1}{2}\bar{\mathbf{X}}_2^T\bar{\mathbf{X}}_2 \end{aligned} \qquad (\text{ض۱-۳})$$

ضمیمه ۲: لم کاربردی

لم۱: برای هر ماتریس قطری مثبت **D** و متقارن مثبت **M** داریم $\mathbf{MDM} \le \lambda_{\max}^2(\mathbf{M})\mathbf{D}$.

اثبات: یک تبدیل همانندی متقارن **P** می‌توان یافت که

$$\mathbf{D} = \mathbf{PJP}^T \qquad (\text{ض۲-۱})$$

که **J** فرم ماتریس قطری **D** است. **D** متقارن است لذا $\mathbf{P}^{-1}=\mathbf{P}^T$. حال می‌توان یک ماتریس متقارن **S** را یافت به‌طوری که

$$\mathbf{S} = \mathbf{J}^{\frac{1}{2}}\mathbf{P}^T\mathbf{MPJ}^{-\frac{1}{2}} \qquad (\text{ض۲-۲})$$

از آنجا که $\mathbf{PJ}^{-\frac{1}{2}}$ می‌تواند به عنوان یک تبدیل همانندی متقارن باشد، می‌توان نتیجه گرفت که

$$\lambda_{\max}(\mathbf{S}) = \lambda_{\max}(\mathbf{M}) \qquad (\text{ض۲-۳})$$

که با توجه به تقارن هر دو ماتریس **S** و **M** خواهیم داشت که

$$\|\mathbf{S}\| = \|\mathbf{M}\| \qquad (\text{ض۲-۴})$$

بنابراین

$$\lambda_{\max}\left(\mathbf{S}^T\mathbf{S}\right) = \|\mathbf{M}\|^2 \qquad (\text{ض۲-۵})$$

یا به عبارت دیگر

$$\mathbf{S}^T\mathbf{S} - \|\mathbf{M}\|^2\mathbf{I} \le 0 \qquad (\text{ض۲-۶})$$

حال با توجه به (ض۲-۵) خواهیم داشت

$$\mathbf{J}^{-\frac{1}{2}}\mathbf{P}^T\mathbf{MPJ}^{\frac{1}{2}}\mathbf{J}^{\frac{1}{2}}\mathbf{P}^T\mathbf{MPJ}^{-\frac{1}{2}} - \|\mathbf{M}\|^2\mathbf{I} \le 0 \qquad (\text{ض۲-۷})$$

با ضرب ماتریس مثبت معین $\mathbf{J}^{\frac{1}{2}}$ از چپ و راست و همچنین (ض۲-۴) می‌توان نتیجه گرفت که

$$\mathbf{P}^T\mathbf{MDMP} - \|\mathbf{M}\|^2\mathbf{J} \le 0 \qquad (\text{ض۲-۸})$$

با توجه به اینکه ماتریس تبدیل همانندی، مقادیر ویژه را تغییر نمی‌دهد خواهیم داشت

$$\mathbf{MDM} - \|\mathbf{M}\|^2\mathbf{PJP}^T \le 0 \qquad (\text{ض۲-۹})$$

به بیان دیگر

$$\mathbf{MDM} \le \|\mathbf{M}\|^2 \mathbf{D} \qquad \text{(ض۲-۱۰)}$$

■پایان اثبات لم

ضمیمه ۳: تئوری گراف به عنوان چارچوب یک سیستم آرایش پرواز ماهواره

با استفاده از گراف، می‌توان ارتباطات بین ماهواره‌ای در آرایش پرواز را مدل کرد. یک گراف G متشکل از N عامل با گره‌ها یا Nodes و مسیرهای یا Edges خود تبیین می‌شود. مجموعه گره‌ها را با $\mathcal{V}(G)=\{v_1,v_2,...,v_N\}$ و مجموعه مسیرها را با $\xi \subseteq \mathcal{V}\times\mathcal{V}$ نمایش می‌دهند. ξ بیانگر مسیرهای ارتباطی بین عامل‌ها در یک رویکرد غیر جهت‌دار یا Undirected است. برای هر گراف، یک ماتریس متقارن همسایگی $\mathbf{A}=\left[a_{ij}\right]_{N\times N}$ تعریف می‌شود که $a_{ij}=1$ در صورت وجود ارتباط از عامل i به j و $a_{ij}=0$ در غیر این‌صورت. بر همین اساس، ماتریس لاپلاسین $\mathbf{L}=\left[l_{ij}\right]_{N\times N}$ که یک ماتریس متقارن مثبت نیمه‌معین است تعریف می‌شود که

$$l_{ij}=\begin{cases}\sum_{j\in N_i} a_{ij} & i=j\\ -a_{ij} & i\neq j\end{cases} \qquad \text{(ض۳-۱)}$$

که منظور از N_i، همسایه‌های عامل i اُم است. واضح است که مجموع درایه‌های سطری ماتریس لاپلاسین برابر صفر است لذا همواره یکی از مقادیر ویژه ماتریس لاپلاسین برابر صفر خواهد بود [۴۶].

ضمیمه ٤: متمم شور (Schur Complement)

برای هر ماتریس متقارن بلوکی $\mathbf{M}=\begin{bmatrix}\mathbf{A} & \mathbf{B}\\ \mathbf{B}^T & \mathbf{C}\end{bmatrix}$ خواهیم داشت [۴۷]:

- اگر **A** معکوس‌پذیر باشد: **M>0** اگر و فقط اگر **A>0** و $\mathbf{C}-\mathbf{B}^T\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}>0$
- اگر **C** معکوس‌پذیر باشد: **M>0** اگر و فقط اگر **C>0** و $\mathbf{A}-\mathbf{B}\mathbf{C}^{-1}\mathbf{B}^T>0$

ضمیمه ۵: بخش هایی از اثبات قضیه ۱

با توجه به نامساوی بدست‌آمده در رابطه (۵۵)، می‌توان سمت راست آن را این‌گونه نوشت

$$\begin{aligned}-16\varepsilon\dot{\mathbf{K}}_{\omega I} \ge{}& \left(\varepsilon\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+k_q\mathbf{L}_I\right)^T\\ &\left(2\mathbf{K}_{\omega I}-\varepsilon\left(\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+\mathbf{G}_M^T(\bar{\mathbf{E}}_q)\mathbf{J}_M\right)-3\mathbf{I}_{3N}\right)^{-1}\\ &\left(\varepsilon\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+k_q\mathbf{L}_I\right)\end{aligned} \qquad \text{(ض۵-۱)}$$

با فرض $\dot{\mathbf{K}}_{\omega I}\le 0$ و با توجه به قطری بودن $\dot{\mathbf{K}}_{\omega I}$ سعی می‌کنیم بخش‌های قطری طرف راست نامساوی را تفکیک کنیم لذا

$$\begin{aligned}-16\varepsilon\dot{\mathbf{K}}_{\omega I} \ge{}& \left(\varepsilon\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\right)^T\\ &\left(2\mathbf{K}_{\omega I}-\varepsilon\left(\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+\mathbf{G}_M^T(\bar{\mathbf{E}}_q)\mathbf{J}_M\right)-3\mathbf{I}_{3N}\right)^{-1}\\ &\left(\varepsilon\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\right)+\left(\varepsilon\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\right)^T\\ &\left(2\mathbf{K}_{\omega I}-\varepsilon\left(\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+\mathbf{G}_M^T(\bar{\mathbf{E}}_q)\mathbf{J}_M\right)-3\mathbf{I}_{3N}\right)^{-1}k_q\mathbf{L}_I\\ &+\left(k_q\mathbf{L}_I\right)^T\left(2\mathbf{K}_{\omega I}-\varepsilon\left(\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+\mathbf{G}_M^T(\bar{\mathbf{E}}_q)\mathbf{J}_M\right)-3\mathbf{I}_{3N}\right)^{-1}\\ &\left(\varepsilon\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\right)\\ &+\left(k_q\mathbf{L}_I\right)^T\left(2\mathbf{K}_{\omega I}-\varepsilon\left(\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+\mathbf{G}_M^T(\bar{\mathbf{E}}_q)\mathbf{J}_M\right)-3\mathbf{I}_{3N}\right)^{-1}\left(k_q\mathbf{L}_I\right)\end{aligned} \qquad \text{(ض۵-۲)}$$

جمله اول که بلوکی قطری است. برای جملات دوم و سوم با توجه به ویژگی ماتریسی (ض۱-۳) و با لحاظ $\bar{\mathbf{X}}_1=\left(\varepsilon\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\right)$ و $\bar{\mathbf{X}}_2=\left(2\mathbf{K}_{\omega I}-\varepsilon\left(\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+\mathbf{G}_M^T(\bar{\mathbf{E}}_q)\mathbf{J}_M\right)-3\mathbf{I}_{3N}\right)^{-1}\left(k_q\mathbf{L}_I\right)$ و همچنین متقارن بودن $\left(2\mathbf{K}_{\omega I}-\varepsilon\left(\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+\mathbf{G}_M^T(\bar{\mathbf{E}}_q)\mathbf{J}_M\right)-3\mathbf{I}_{3N}\right)^{-1}$ می‌توان نتیجه گرفت

$$\begin{aligned}&\left(\varepsilon\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\right)^T\\ &\left(2\mathbf{K}_{\omega I}-\varepsilon\left(\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+\mathbf{G}_M^T(\bar{\mathbf{E}}_q)\mathbf{J}_M\right)-3\mathbf{I}_{3N}\right)^{-1}k_q\mathbf{L}_I\\ &\le\frac{1}{2}\left(\varepsilon\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\right)^T\left(\varepsilon\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\right)\\ &+\frac{1}{2}\left(k_q\mathbf{L}_I\right)^T\left(2\mathbf{K}_{\omega I}-\varepsilon\left(\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+\mathbf{G}_M^T(\bar{\mathbf{E}}_q)\mathbf{J}_M\right)-3\mathbf{I}_{3N}\right)^{-2}\\ &\left(k_q\mathbf{L}_I\right)\end{aligned} \qquad \text{(ض۵-۳)}$$

لذا نامساوی (ض۵-۲) را می‌توان این‌گونه نوشت

$$\begin{aligned}-16\varepsilon\dot{\mathbf{K}}_{\omega I} \ge{}& \left(\varepsilon\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\right)^T\\ &\left(2\mathbf{K}_{\omega I}-\varepsilon\left(\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+\mathbf{G}_M^T(\bar{\mathbf{E}}_q)\mathbf{J}_M\right)-3\mathbf{I}_{3N}\right)^{-1}\\ &\left(\varepsilon\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\right)+\frac{1}{2}\left(\varepsilon\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\right)^T\\ &\left(\varepsilon\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\right)+\frac{1}{2}\left(k_q\mathbf{L}_I\right)^T\\ &\left(2\mathbf{K}_{\omega I}-\varepsilon\left(\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+\mathbf{G}_M^T(\bar{\mathbf{E}}_q)\mathbf{J}_M\right)-3\mathbf{I}_{3N}\right)^{-2}\left(k_q\mathbf{L}_I\right)\\ &+\frac{1}{2}\left(\varepsilon\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\right)\left(\varepsilon\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\right)^T\\ &+\frac{1}{2}\left(k_q\mathbf{L}_I\right)^T\left(2\mathbf{K}_{\omega I}-\varepsilon\left(\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+\mathbf{G}_M^T(\bar{\mathbf{E}}_q)\mathbf{J}_M\right)-3\mathbf{I}_{3N}\right)^{-2}\left(k_q\mathbf{L}_I\right)\\ &+\left(k_q\mathbf{L}_I\right)^T\left(2\mathbf{K}_{\omega I}-\varepsilon\left(\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+\mathbf{G}_M^T(\bar{\mathbf{E}}_q)\mathbf{J}_M\right)-3\mathbf{I}_{3N}\right)^{-1}\left(k_q\mathbf{L}_I\right)\end{aligned} \qquad \text{(ض۵-۴)}$$

یا به عبارت دیگر

$$\begin{aligned}&-16\varepsilon\dot{\mathbf{K}}_{\omega I}-\left(\varepsilon\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\right)^T\\ &\left(2\mathbf{K}_{\omega I}-\varepsilon\left(\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+\mathbf{G}_M^T(\bar{\mathbf{E}}_q)\mathbf{J}_M\right)-3\mathbf{I}_{3N}\right)^{-1}\\ &\left(\varepsilon\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\right)-\frac{1}{2}\left(\varepsilon\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\right)^T\\ &\left(\varepsilon\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\right)-\frac{1}{2}\left(\varepsilon\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\right)\\ &\left(\varepsilon\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\right)^T\\ &\ge\\ &+\frac{1}{2}\left(k_q\mathbf{L}_I\right)^T\left(2\mathbf{K}_{\omega I}-\varepsilon\left(\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+\mathbf{G}_M^T(\bar{\mathbf{E}}_q)\mathbf{J}_M\right)-3\mathbf{I}_{3N}\right)^{-2}\left(k_q\mathbf{L}_I\right)\\ &+\frac{1}{2}\left(k_q\mathbf{L}_I\right)^T\left(2\mathbf{K}_{\omega I}-\varepsilon\left(\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+\mathbf{G}_M^T(\bar{\mathbf{E}}_q)\mathbf{J}_M\right)-3\mathbf{I}_{3N}\right)^{-2}\left(k_q\mathbf{L}_I\right)\\ &+\left(k_q\mathbf{L}_I\right)^T\left(2\mathbf{K}_{\omega I}-\varepsilon\left(\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+\mathbf{G}_M^T(\bar{\mathbf{E}}_q)\mathbf{J}_M\right)-3\mathbf{I}_{3N}\right)^{-1}\left(k_q\mathbf{L}_I\right)\end{aligned} \qquad \text{(ض۵-۵)}$$

اکنون طرف چپ نامساوی یک مجموعه بلوکی قطری است که می‌توان شرط هر بلوک مربوط به هر عامل را از آن استخراج نمود. حال با استفاده از لم ۱ (ضمیمه ۲)، سمت راست نامساوی فوق قطری خواهد شد:

$$
\begin{aligned}
&+\frac{1}{2}\left(k_q\mathbf{L}_I\right)^T\left(2\mathbf{K}_{\omega I}-\varepsilon\left(\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+\mathbf{G}_M^T(\bar{\mathbf{E}}_q)\mathbf{J}_M\right)-3\mathbf{I}_{3N}\right)^{-2}\left(k_q\mathbf{L}_I\right)\\
&+\frac{1}{2}\left(k_q\mathbf{L}_I\right)^T\left(2\mathbf{K}_{\omega I}-\varepsilon\left(\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+\mathbf{G}_M^T(\bar{\mathbf{E}}_q)\mathbf{J}_M\right)-3\mathbf{I}_{3N}\right)^{-2}\left(k_q\mathbf{L}_I\right)\\
&+\left(k_q\mathbf{L}_I\right)^T\left(2\mathbf{K}_{\omega I}-\varepsilon\left(\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+\mathbf{G}_M^T(\bar{\mathbf{E}}_q)\mathbf{J}_M\right)-3\mathbf{I}_{3N}\right)^{-1}\left(k_q\mathbf{L}_I\right)\\
&\le\\
&k_q^2\lambda_{\max}^2(\mathbf{L})\left(2\mathbf{K}_{\omega I}-\varepsilon\left(\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+\mathbf{G}_M^T(\bar{\mathbf{E}}_q)\mathbf{J}_M\right)-3\mathbf{I}_{3N}\right)^{-2}\\
&+k_q^2\lambda_{\max}^2(\mathbf{L})\left(2\mathbf{K}_{\omega I}-\varepsilon\left(\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+\mathbf{G}_M^T(\bar{\mathbf{E}}_q)\mathbf{J}_M\right)-3\mathbf{I}_{3N}\right)^{-1}
\end{aligned}
\tag{ض۵-۶}
$$

حال می‌توان نامساوی (ض۵-۵) را می‌توان این‌گونه نوشت

$$
\begin{aligned}
&-16\varepsilon\dot{\mathbf{K}}_{\omega I}-\left(\varepsilon\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\right)^T\\
&\left(2\mathbf{K}_{\omega I}-\varepsilon\left(\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+\mathbf{G}_M^T(\bar{\mathbf{E}}_q)\mathbf{J}_M\right)-3\mathbf{I}_{3N}\right)^{-1}\\
&\left(\varepsilon\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\right)-\frac{1}{2}\left(\varepsilon\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\right)^T\\
&\left(\varepsilon\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\right)-\frac{1}{2}\left(\varepsilon\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\right)\\
&\left(\varepsilon\mathbf{J}_M\mathbf{S}_M(\bar{\mathbf{E}}_\omega)-4\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)\right)^T\\
&\ge\\
&k_q^2\lambda_{\max}^2(\mathbf{L})\left(2\mathbf{K}_{\omega I}-\varepsilon\left(\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+\mathbf{G}_M^T(\bar{\mathbf{E}}_q)\mathbf{J}_M\right)-3\mathbf{I}_{3N}\right)^{-2}\\
&+k_q^2\lambda_{\max}^2(\mathbf{L})\left(2\mathbf{K}_{\omega I}-\varepsilon\left(\mathbf{J}_M\mathbf{G}_M(\bar{\mathbf{E}}_q)+\mathbf{G}_M^T(\bar{\mathbf{E}}_q)\mathbf{J}_M\right)-3\mathbf{I}_{3N}\right)^{-1}
\end{aligned}
\tag{ض۵-۷}
$$

حال با توجه به اینکه دو طرف نامساوی فوق قطری هستند، لذا می‌توان شرط زیر را برای هر بلوک استخراج کرد

$$
\begin{aligned}
&-16\varepsilon\dot{k}_{\omega_i}\ge\frac{\left\|\varepsilon\mathbf{J}_i\mathbf{S}(\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i})-4\mathbf{G}(\bar{\mathbf{e}}_{q_i})\right\|^2}{\left\|2k_{\omega_i}\mathbf{I}_3-\varepsilon\left(\mathbf{J}_i\mathbf{G}(\bar{\mathbf{e}}_{q_i})+\mathbf{G}^T(\bar{\mathbf{e}}_{q_i})\mathbf{J}_i\right)-3\mathbf{I}_3\right\|}\\
&+\left\|\varepsilon\mathbf{J}_i\mathbf{S}(\bar{\mathbf{e}}_{\omega_i})-4\mathbf{G}(\bar{\mathbf{e}}_{q_i})\right\|^2\\
&+\frac{k_q^2\lambda_{\max}^2(\mathbf{L})}{\left\|2k_{\omega_i}\mathbf{I}_3-\varepsilon\left(\mathbf{J}_i\mathbf{G}(\bar{\mathbf{e}}_{q_i})+\mathbf{G}^T(\bar{\mathbf{e}}_{q_i})\mathbf{J}_i\right)-3\mathbf{I}_3\right\|^2}\\
&+\frac{k_q^2\lambda_{\max}^2(\mathbf{L})}{\left\|2k_{\omega_i}\mathbf{I}_3-\varepsilon\left(\mathbf{J}_i\mathbf{G}(\bar{\mathbf{e}}_{q_i})+\mathbf{G}^T(\bar{\mathbf{e}}_{q_i})\mathbf{J}_i\right)-3\mathbf{I}_3\right\|}
\end{aligned}
\tag{ض۵-۸}
$$

مجله کنترل
ISSN (print) 2008-8345
ISSN (online) 2538-3752
جلد ۱۳، شماره ۴، زمستان ۱۳۹۸، صفحه ۷۵-۶۵

طراحی سیستم مقاوم ردیابی سیگنال حامل در شرایط دینامیک و نویز بالا با تاکید بر ردیابی از طریق کنترل‌کننده فازی-عصبی

محی‌الدین مرادی[۱]، مهدی احسانیان[۲]

[۱] فارغ‌التحصیل دکتری مهندسی برق-الکترونیک ، گروه الکترونیک، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، moradi@email.kntu.ac.ir
[۲] استادیار، دانشکدهٔ مهندسی برق، گروه الکترونیک، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، ehsanian@kntu.ac.ir

دریافت: ۱۳۹۷/۰۶/۲۰ ویرایش اول: ۱۳۹۷/۰۹/۲۵ ویرایش دوم: ۹۸/۰۳/۱۰ پذیرش: ۱۳۹۸/۰۳/۲۶

چکیده: ردیابی مقاوم در گیرنده‌ها به صورت توانایی یک گیرنده در دنبال کردن فاز و فرکانس سیگنال حامل ورودی در شرایط غیر معمول همچون تضعیف سیگنال، محو سیگنال ورودی، دینامیک بالای گیرنده یا دیگر اثرات مخرب انتشار تعریف می‌شود. غلبه بر محو سیگنال حامل ورودی، عموماً منجر به ساختارهایی می‌شود که با پهنای باند بسیار باریک فیلتر درون حلقه قفل فاز قابل پیاده‌سازی است ولی با ملزومات ردیابی برای کاربران دارای دینامیک یا سرعت حرکت بالا در تضاد است. چنین تناقضی نقطه بحرانی و محدودیت اساسی سیستم های ردیابی مقاوم سیگنال حامل است، زیرا حذف نویز (یا بازیابی سیگنال‌های با توان ضعیف) و ردیابی سریع سیگنال حامل فرستنده باید به صورت متناسب با هم موازنه شوند. در عمل لازم است با توجه به میزان نویز محیط و میزان دینامیک ورودی، مقدار مناسب برای پهنای باند فیلتر حلقه انتخاب شود. در این مقاله ابتدا روش‌های ردیابی مقاوم حامل بررسی و مرور می‌شوند و از نظر کاربرد و ویژگی ها مورد بررسی قرار خواهند گرفت. با مقایسه روش‌های مختلف نشان خواهیم داد که کنترل کننده های فازی-عصبی نوع دوم پیشنهادی به دلیل غلبه بر عدم قطعیت های موجود در سیگنال حامل دریافتی و شرایط محیطی، نتایج مطلوبی را برای اغلب کاربردها ارایه می نماید.

کلمات کلیدی: ردیابی مقاوم سیگنال حامل، کنترل کننده فازی-عصبی، حلقه قفل فاز.

Design of robust carrier tracking systems in high dynamic and high noise conditions, with emphasis on neuro-fuzzy controller

Mohieddin Moradi, Mehdi Ehsanian

Abstract: The robust carrier tracking is defined as the ability of a receiver to determine the phase and frequency of the input carrier signal in unusual conditions such as signal loss, input signal fading, high receiver dynamic, or other destructive effects of propagation. An implementation of tight tracking can be understood in terms of adopting a very narrow loop bandwidth that contradict with the requirements for tracking high user dynamics. Such a trade-off becomes the critical point and the main limitation of robust carrier tracking, since both noise rejection (and equivalently, recovery of the lost signal power) and agile carrier tracking must be appropriately balanced to avoid penalizing the performance criteria of the specific application under analysis. In practice, bandwidth must be adaptive so that with respect to input noise and dynamic values, optimal bandwidth could be chosen. In this article, first different carrier tracking systems is reviewed and their related features and applications are studied and determined. Then, with comparing existing methods it is shown that, the proposed intelligent type-2 neuro-fuzzy controllers in tracking system provide results that are more acceptable than others because of overcoming the uncertainties in the received carrier signal and environmental conditions.

Keywords: Robust carrier signal tracking, Neuro-fuzzy controller, PLL

۱- مقدمه

روشی که امروزه برای همزمان کردن سیگنالهای حامل تولید شده در گیرنده و فرستنده استفاده می‌شود حلقه قفل فاز یا PLL[1] است که هدف آن مقایسه فاز حامل ورودی با فاز حامل محلی و رساندن خطای فاز به صفر است. از دیدگاه کنترل کلاسیک سیستم PLL یک سیستم کنترل بازخورد غیرخطی است که در آن فیلتر حلقه نقش کنترل کننده و اسیلاتور نقش سیستم تحت کنترل را دارد. غیر خطی بودن آن ناشی از تشخیص دهنده فاز است. خوشبختانه رفتار PLL در حالت قفل شده می تواند توسط مدل خطی شده آن پیش بینی شود و بنابراین، برخی از روش های تحلیل کلاسیک سیستم کنترل می توانند برای تجزیه و تحلیل استفاده شوند. محو شدید سیگنال[1]، از دست رفتن سیگنال[2]، تغییرات ناگهانی در فاز سیگنال و وجود دینامیک بالای حرکت در گیرنده‌ها از جمله عواملی هستند که نیاز به طراحی سیستم ردیابی مقاوم را تشدید می‌نماید. در موضوع ردیابی حامل، ردیابی مقاوم می‌تواند به صورت توانایی ردیابی در شرایط سخت تعریف گردد که عموماً منجر به ساختارهایی است که با پذیرش پهنای باند بسیار باریک فیلتر یا بطور معادل با بزرگ بودن حافظه فیلتر حلقه قابل اجرا می‌باشند. این روش منجر به ردیابی ضعیف خواهد شد و با ملزومات ردیابی برای کاربران دارای دینامیک بالا در تضاد است؛ زیرا در شرایط دینامیک بالا لازم است پهنای باند حلقه وسیع باشد. چنین مصالحه‌ای نقطه بحرانی و محدودیت اساسی سیستم‌های ردیابی مقاوم حامل است، زیرا موضوع حذف نویز (یا بصورت معادل بازیابی سیگنال با توان ضعیف) و ردیابی سریع حامل باید به صورت متناسب با هم موازنه شوند تا از کاهش کارایی سیستم جلوگیری گردد. در عمل سه چالش اساسی در سیستم‌های ردیابی حامل وجود دارد که با آنها برخورد می‌کنیم [۶-۱]. اول دینامیک بالا که ناشی از وجود پدیده دوپلر[3] در وسایل متحرک است. مثلاً گیرنده بر روی موشک نصب است و سرعت نسبی میان گیرنده و ایستگاه فرستنده زمینی و یا فضایی بسیار زیاد است. دوم اغتشاشات تصادفی ایستا که برای نمونه می‌توان به نویز حرارتی زیاد اشاره نمود. سوم اغتشاشات غیرایستا ناشی از فعالیت غیر عادی خورشید در گیرنده‌های ماهواره‌ای و یا از دست رفتن سیگنال اشاره نمود.

متاسفانه عملکرد عوامل فوق به گونه‌ای است که سیستم ردیابی برای کاهش یکی باید افزایش دیگری را تحمل کند. بطور مثال، کم بودن پهنای باند فیلتر حلقه موجود در PLL سبب می‌شود تا فاز ورودی بادقت ردیابی شود و تا حد ممکن نویز نیز حذف شود. زیاد بودن پهنای باند فیلتر حلقه سبب می‌شود تا تغییرات سریع فاز ورودی‌های دارای دینامیک بالا ردیابی شود ولی نویز ورودی به سیستم افزایش خواهد یافت. در عمل لازم است پهنای باند متغیر باشد تا با توجه به میزان نویز محیط و میزان دینامیک ورودی، مقداری مناسب برای پهنای باند فیلتر حلقه تنظیم شود. لذا لازم است در کنار روش های کنترل کلاسیک، از روش های کنترلی تطبیقی پیشرفته تر همچون کنترل کننده های فازی استفاده شود تا امکان بهبود عملکرد کلی سیستم فراهم گردد. در این مقاله، روش های اساسی برای ایجاد سیستم‌های مقاوم ردیابی سیگنال حامل که می‌توانند بر چالش‌های موجود در سیستم‌های سنتی غلبه نمایند بررسی می‌شوند. این روش‌ها از برخی بهینه‌سازی‌های اساسی حلقه‌های ردیابی شروع می‌شوند و به استفاده از فیلتر کالمن و روش‌های ابتکاری و استفاده از سیستم های فازی نوین ادامه پیدا می‌کنند. برخی از روش‌های ردیابی حلقه باز نیز بررسی خواهند شد که به صورت گسترده در گیرنده‌های برست مد[4] مورد استفاده قرار می‌گیرند. این روش‌ها جایگزین و کاندیدی برای ردیابی مقاوم حامل در شرایط کاری سخت هستند. در این مقاله، برای کنترل بهینه عملکرد حلقه ردیابی حامل، سیستم کنترل فازی-عصبی نوع دوم ممدانی پیشنهاد می‌شود و تمامی روش های موجود از نظر نوع کاربری مورد ارزیابی قرار می گیرند تا بهترین روش برای هر نوع از کاربری مشخص گردد. این روش ها را می توان به روش های کنترل کلاسیک و کنترل غیرکلاسیک تقسیم نمود و آنها را بایکدیگر مقایسه نمود.

۲- معماری سیستم‌های ردیابی حامل

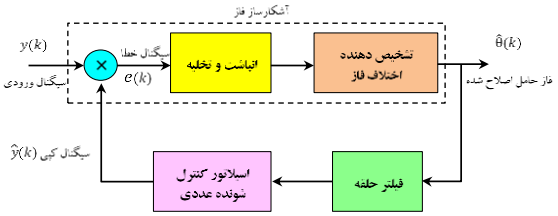
عموماً همزمان‌سازی اسیلاتور محلی گیرنده با اسیلاتور فرستنده در دو مرحله انجام می‌شود: در ابتدا تخمینی از پارامترهای همزمان‌سازی حاصل می‌شود (مرحله اکتساب) سپس، دقت این تخمین بهبود داده می‌شود تا نویز حذف و هرگونه تغییر زمانی ممکن ردیابی شود (مرحله ردیابی). با فرض آنکه در مرحله اکتساب تاخیر زمانی و خطاهای تخمین جبران شده باشند، برای ردیابی حامل در لحظه k، سیگنال باند پایه دریافتی را می‌توان با مدل ریاضی زمان گسسته زیر بیان نمود.

$$y(k) = a(k)e^{j\theta(k)} + \eta(k) \qquad (۱)$$

$a(k)$ پوش سیگنال دریافت شده است که به وسیله تضعیف و پدیده محو سیگنال متغیر با زمان تغییر می‌کند، $\theta(k)$ فاز متغیر با زمان سیگنال حامل در حال ردیابی و $\eta(k)$ اثرات نویز حرارتی و اغتشاشاتی است که بر سیگنال دریافتی اثر می‌کنند. بر اساس مدل ریاضی فوق، موضوع مورد بحث در ردیابی، تغییرات $\theta(k)$ است تا اسیلاتور محلی با سیگنال ورودی همزمان شود. معماری PLL سنتی همراه با بلوک‌های سازنده آن در شکل ۱ نمایش داده شده است. در یک PLL سنتی برای ردیابی تغییرات زمانی فاز حامل $\theta(k)$ از سه بخش اصلی استفاده می‌شود. آشکارساز فاز که متشکل از یک مدار همبسته‌ساز[5]، یک مدار انباشت و تخلیه[6] (جهت جمع زدن ورودی ها با یکدیگر و صفر کردن حاصل جمع)

[1] Fading
[2] Outage
[3] Doppler Effect
[4] Burst Mode
[5] Correlator
[6] Integrate and Dump

و یک تشخیص دهنده اختلاف[1] فاز است که اختلاف فاز میان سیگنال ورودی و سیگنال کپی ساخته شده در گیرنده را مشخص می‌کند.

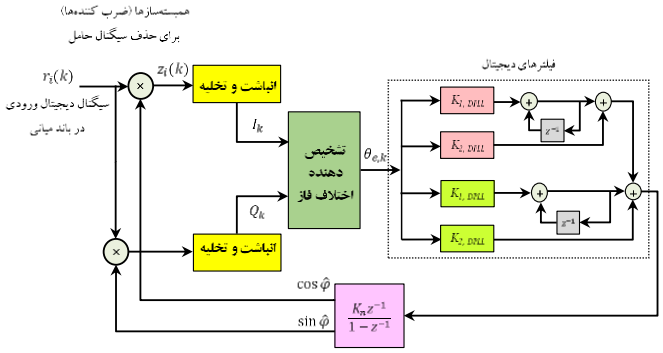


شکل ۱: مروری بر معماری PLL سنتی همراه با بلوکهای سازنده آن [۷]

در واقع خروجی آشکارساز فاز مبین مقدار خطای فاز حامل است که باید جبران گردد. وظیفه مدارهای همبسته‌ساز و انباشت و تخلیه، محاسبه ضرب داخلی میان سیگنال دریافتی و سیگنال محلی کپی است. وظیفه تشخیص دهنده اختلاف، ایجاد سیگنال خروجی متناسب با میزان خطایی است که توسط سیگنال محلی ایجاد می‌شود. یک فیلتر حلقه، که فیلتری پایین‌گذر بسیار باریک است، تغییراتی را که بر اثر نویز حرارتی در خروجی آشکارساز فاز ایجاد می‌گردد هموار می‌سازد. در حقیقت سیگنال خطای خروجی تشخیص دهنده اختلاف توسط فیلتر هموار و نتیجه به نوسان‌ساز فرستاده می‌شود تا سیگنال کپی بروزرسانی شده‌ای تولید گردد و حلقه بسته شود. در مدل آنالوگ، اسیلاتور کنترل شونده با ولتاژ (VCO۲) و در مدل دیجیتال از یک اسیلاتور کنترل شونده عددی (NCO۳) استفاده می‌شود. در حالت زمان گسسته، نمونه سیگنال دریافتی کد شده توسط یک فرستنده را می‌توان به صورت زیر مدل نمود:

$$r(iT_s) = \sqrt{2P}D[iT_s - \tau]\cos[\omega_b iT_s + \theta(iT_s)] + n_i \qquad (۲)$$

در این رابطه P توان متوسط سیگنال دریافتی، $D[.]$ رشته دیتای باینری، T_s پریود نمونه برداری، τ تاخیر زمانی انتقال کد نسبت به ساعت سیستم فرستنده، ω_b فرکانس زاویه‌ای حامل در باند پایه، $\theta(iT_s)$ فاز حامل نامعینی است که با تخمین حاصل شده است، و n_i نویز دریافتی است که بصورت نویز گوسی سفید افزایشی با واریانس σ_n^2 مدل می شود. شکل ۲ حلقه ردیابی حامل در یک گیرنده را نشان می‌دهد. سیگنالهای دیجیتال با فرکانس میانی (Digital IF)، آماده پردازش توسط ترکیبی از همبسته‌سازهای باند پایه و پردازنده‌های دیجیتال سیگنال هستند. برای دیکد کردن اطلاعات، در ابتدا از یک روش اکتساب به منظور آشکارسازی وجود سیگنالها استفاده شود. برای انجام فرایند اکتساب، گیرنده بصورت همزمان محدوده‌های عدم قطعیت فاز کد و شیفت فرکانسی داپلر حامل را جاروب می‌کند تا بتواند سیگنالهای دریافتی و محلی را با هم تطبیق دهد. پس از موفقیت در فرایند جستجو، نسخه کپی کد و فرکانس فرستنده عیناً در گیرنده ایجاد خواهدشد و حلقه‌های ردیابی کد و حامل برای همزمان-سازی دو بعدی فازها (حامل و کد نویز شبه تصادفی) مورد استفاده قرار می‌گیرند. رشته دریافتی $r(iT_s)$ در همبسته‌سازهای کانال I و Q ضرب می‌شود. خروجی انباره‌های کانال I و Q (یا همان مدارهای انباشت و تخلیه) به صورت زیر خواهد بود که در آنها $\theta(kT)$ فاز حامل سیگنال دریافتی و $\hat{\theta}(kT)$ فاز سیگنال کپی محلی، A دامنه مولفه‌های انباشت شده I و Q، و T زمان پیشگویی انباشت یا زمان بروزرسانی حلقه است.



شکل ۲: بلوک دیاگرام حلقه ردیابی حامل [۷]

$$I(KT) = \frac{A}{\sqrt{2}}\cos\left[\theta(kT) - \hat{\theta}(kT)\right] + n_{I,k} \qquad (۳)$$

$$Q(KT) = \frac{A}{\sqrt{2}}\sin\left[\theta(kT) - \hat{\theta}(kT)\right] + n_{Q,k} \qquad (۴)$$

$$A = 2\sqrt{P}MD(kT)\,sinc\left(\frac{\Delta\omega T}{2}\right)R(\tau - \hat{\tau}) \qquad (۵)$$

در این روابط $\Delta\omega = (\theta_k - \theta_{k-1})/T$ است و $M = \frac{T}{T_s}$ برابر تعداد نمونه‌هایی است که برای بروزرسانی حلقه با یکدیگر جمع می‌شوند. سیگنالهای خطای ردیابی شامل خطای فاز، خطای فرکانس و خطای شیب فرکانس بصورت متناوب از روی تخمینگر خطای فاز محاسبه و تشخیص داده می‌شوند. پس از آنکه خطای ردیابی کاهش یافت آنگاه محدودیت پهنای باند کم برداشته خواهد شد. خطای فاز می‌تواند به صورت زیر محاسبه شود.

$$\theta_e(kT) = tan^{-1}\left[\frac{Q(kT)}{I(kT)}\right] = f\left[\theta(kT) - \hat{\theta}(kT)\right] + n_{\theta,k} \qquad (۶)$$

مولفه‌های نویز ورودی با $n_{I,k}$ و $n_{Q,k}$ نشان داده شده‌اند. در این رابطه $\theta_e(kT) \in [-\pi, +\pi]$ خطای فاز حامل با اغتشاش نویز ورودی $n_{\theta,k}$ است. اگر سیگنال دریافتی ورودی فاقد نویز باشد آنگاه $\theta_e(kT) = \theta(kT) - \hat{\theta}(kT)$ خطای ردیابی فاز در پیمانه $[-\pi, +\pi]$ است. شایان ذکر است فاز حامل یا $\theta(kT)$ عموماً شامل آفست فاز، آفست فرکانس، آفست شیب فرکانس، جیتر فاز سینوسی و جیتر فاز (سینوسی) میرا است. لذا، به دلیل تنوعی که در مولفه‌های فاز وجود دارد، لازم است گیرنده ها بگونه ای طراحی شوند تا حلقه ردیابی حامل آنها پاسخ حالت گذرا و دایمی مطلوبی را داشته باشند.

۳- لغزش سیکل و عوامل ایجاد آن در سیستم-های ردیابی حامل

[1] Discriminator
[2] VCO: Voltage Controlled Oscillator
[3] NCO: Numerically Controlled Oscillator

اگر اختلاف فاز میان $\theta_e(kT)$ و $\theta_e(kT) + 2n\pi$ (n عددی صحیح) تشخیص داده نشود آنگاه ممکن است همزمان‌سازی با شکست مواجه شود. به این پدیده لغزش سیکل می گوییم که به معنی پرش فاز حامل به اندازه مضرب صحیحی از طول موج است. در گیرنده ها دو عامل اصلی تغییر آنی فرکانس و شیب فرکانس، $\omega_{desired}$ و $\alpha_{desired}$، در لغزش سیکل نقش دارند. هنگامی که فرکانس ورودی به صورت آنی تغییر می-کند ممکن است PLL دیجیتال قبل از خروج از محدوده قفل ماندن خود از قفل خارج شود. این موضوع یک محدودیت دینامیکی در عملکرد PLL است. مقدار پله فرکانسی حلقه به صورت زیر تعریف می‌شود که صورت رابطه، تفاضل فاز در لحظه kT و $(k-1)T$ است.

$$\omega_{desired} = \left|\frac{\theta(kT)-\theta((k-1)T)}{T}\right| \quad \left(\frac{rad}{s}\right) \qquad (۷)$$

برای تعیین بدون ابهام خطای فاز، باید اختلاف فاز دو مقدار متوالی کمتر از $\pm\pi$ باشد. چنانچه مشتق فرکانس ثابت باشدآنگاه فرکانس را سیگنال شیب می‌نامیم. فرض می‌کنیم کاربر دارای شتاب a_r متر بر مجذور ثانیه باشد و نرخ نظیر تغییر فرکانس دوپلر را بتوان به صورت زیر بیان نمود:

$$\alpha_{desired} = \left(\frac{a_r}{c}\right)\omega_c \qquad \left[\frac{rad}{s^2}\right] \qquad (۸)$$

در رابطه فوق c سرعت نور و ω_c فرکانس زاویه‌ای حامل فرستنده است. لذا لازم است قبل از طراحی یک سیستم ردیابی محدودیت های فوق مد نظر قرارگیرند. برای ایجاد تخمین دقیق از اطلاعات فاز، باید پهنای باند نویز باریک باشد. با کاهش پهنای باند نویز، مشکل جدی لغزش سیکل اتفاق خواهد افتاد و در شرایط دینامیک بالا، سیستم ردیابی عملکرد مطلوبی نخواهد داشت؛ زیرا قابلیتهای حذف نویز یا ردیابی چابک روی یکدیگر اثر متقابل دارند. لذا در طراحی حلقه ردیابی حامل، موازنه میان شرایط متناقض همیشه موضوع مهمی است که مستلزم انتخاب پهنای باند نویز است. به همین دلیل روش‌های ردیابی مقاوم سیگنال حامل مطرح شده‌اند که در ادامه به بررسی آنها خواهیم پرداخت.

٤- بررسی انواع سیستم‌های مقاوم ردیابی حامل متکی بر سیستم های کنترل کلاسیک و فازی

روش‌های مختلف ایجاد سیستم مقاوم ردیابی حامل از ساده‌ترین آنها تا پیچیده‌ترین آنها به ۶ گروه قابل تقسیم می‌شوند که هر یک از آنها در بخش های ۴-۱ الی ۴-۶ به اختصار شرح داده خواهند شد.

٤-١ روش‌های ردیابی حامل با استفاده از فیلتر حلقه با پهنای باند ثابت

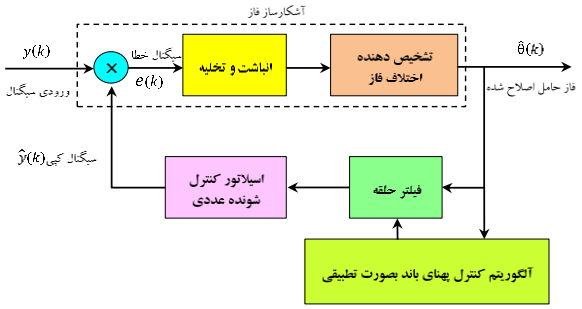
در مقایسه با روشهای سنتی، این روش فقط یک گام اضافه‌تر دارد و حداقل تغییرات را در بلوک دیاگرام حلقه ایجاد می‌کند. این روش‌ها بگونه‌ای عمل می‌کنند که در آنها پهنای باند فیلتر حلقه ثابت است. از آنجا که در تمام آنها پهنای باند PLL ثابت است، روشهای PLL با پهنای باند ثابت نامیده می‌شوند. چون پهنای باند حلقه ثابت است فرض بر ساکن بودن گیرنده است و برای کاربردهای ردیابی مقاوم قابل استفاده نمی باشند [۷-۹].

٤-٢ روشهای ردیابی حامل با استفاده از فیلتر حلقه با پهنای باند متغیر

کم بودن پهنای باند فیلتر حلقه سبب می‌شود فاز ورودی بادقت ردیابی شود و نویز نیز تا حدودی حذف شود. زیاد بودن پهنای باند فیلتر حلقه سبب می‌شود تا تغییرات سریع فاز برای ورودی‌های دارای دینامیک بالا قابل ردیابی باشد. عموماً، چهار روش عمده افزایش مقاومت سیستم ردیابی حامل با استفاده از پهنای باند متغیر وجود دارد.

٤-٢-١ حلقه قفل شونده فاز با قابلیت تغییر سریع پهنای باند

در این روش، همانگونه که در شکل ۳ نمایش داده شده است با توجه به شرایط کار واقعی سیستم، با استفاده از یک آلگوریتم، پهنای باند فیلتر تغییر می کند. در این روش، خطاهای فاز خروجی تشخیص دهنده فاز، با مقدار از پیش تعیین شده‌ای مقایسه می‌شوند. بر اساس این مقایسه و تخمین توان دریافتی واقعی و نیز استفاده از مدلی دقیق جهت محاسبه اثر نویز حرارتی و نویز فاز و محاسبه میزان دینامیک ورودی، بهترین مقدار پهنای باند محاسبه و اعمال میگردد. اشکال این روش بار محاسباتی زیاد آن است [۱۰،۱۱]

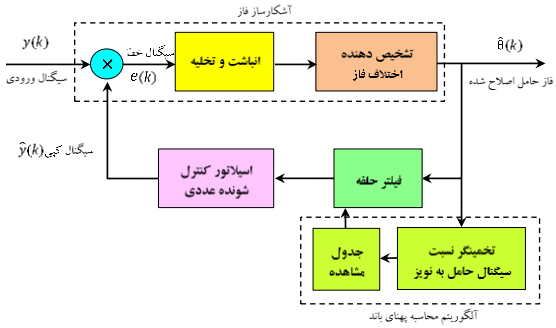


شکل ۳: حلقه قفل شونده فاز با قابلیت تغییر سریع پهنای باند [۱۰]

٤-٢-٢ حلقه قفل شونده فاز با پهنای باند از پیش محاسبه شده

یکی از اشکالات روش قبل، ضرورت تخمین و محاسبه مداوم برخی از پارامترهای سیگنال ورودی است. برای اجتناب از این مشکل، روشی با پیچیدگی کمتر مطابق با شکل ۴ پیشنهاد شد که تقریباً دارای کارایی یکسانی با روش قبل است. در این روش اطلاع از مقدار تقریبی حامل به نویز کافی است و نیازی به محاسبه دینامیک کاربر نیست. در ابتدا، مقدار تقریبی نسبت حامل ورودی به نویز محاسبه و بجای استفاده از یک

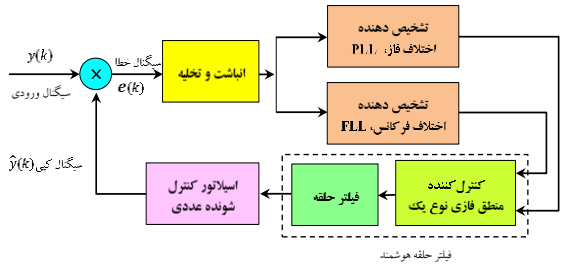
آلگوریتم تطبیقی، از یک جدول مشاهده[1] استفاده می‌شود. مقادیر ذخیره شده در جدول، پهنای باندهای مشخصی هستند که در هر زمان خاص بسته به مقدار C/N_0 و برخی از دینامیک‌های از پیش تعریف شده کاربر، استفاده می‌گردند. این پهنای باندها بصورت آفلاین قبلاً محاسبه شده‌اند و نیازی به پیاده‌سازی آلگوریتم محاسبه بلادرنگ پهنای باند نخواهد بود. همچنین برای دینامیکهای کاربر، یک مقدار مشخص در نظر گرفته می‌شود که نماینده کل محدوده تغییرات دینامیک است[۱۲].



شکل ۴: حلقه قفل شونده فاز با پهنای باند از قبل محاسبه شده [۱۲]

۴-۲-۳ حلقه قفل شونده فاز با استفاده از منطق فازی نوع اول

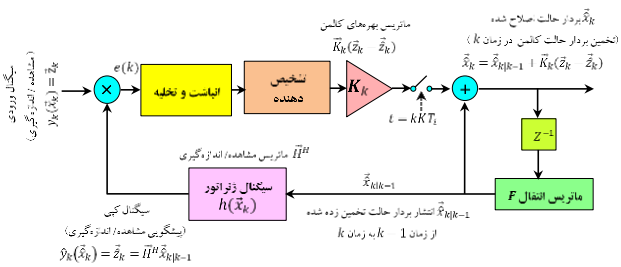
در این روش از منطق فازی نوع اول برای هوشمندسازی حلقه استفاده شده است تا مقاومت ردیابی افزایش یابد. معماری این روش در شکل ۵ نشان داده شده است. ایده اصلی استفاده از کنترل کننده منطق فازی، مطابقت پهنای باند با شرایط واقعی گیرنده است. در این روش با اطلاع از مسیر حرکت، سیستم فازی آموزش داده می‌شود و در عمل مشکلاتی را در شرایط واقعی به دنبال خواهد داشت، زیرا همواره مسیر حرکت گیرنده از قبل مشخص نیست. در این روش، از تشخیص دهنده فاز و فرکانس استفاده و بر اساس خطای فاز و فرکانس، مقدار مناسب پهنای باند مشخص می‌گردد [۱۶-۱۳].



شکل ۵: حلقه قفل شونده فاز با استفاده از منطق فازی نوع اول [۱۳].

۴-۳ روشهای متکی بر استفاده از فیلتر کالمن[2] جهت ردیابی مقاوم حامل

فیلتر کالمن به عنوان یک روش کنترل کلاسیک قالب و ساختار بسیار عمومی‌تری را برای تخمین بهینه پارامترهای سیگنال ارائه می‌کند که بر اساس مدل دینامیکی داده شده تکامل می‌یابد. در نتیجه، فیلتر کالمن قادر است ساختار حلقه بسته‌ای را فراهم کند که در آن ضرایب فیلترینگ بصورت اتوماتیک تنظیم می‌شوند تا در شرایطی که نویز سفید گوسی وجود دارد میان سیگنال ورودی (یعنی مشاهده[3]) و سیگنال کپی محلی (یعنی پیشگویی[4]) حداقل مقدار مربع خطا فراهم گردد [۱۷-۱۹]. رفتار تطبیقی که به وسیله فیلتر کالمن حاصل می‌شود ناشی از استفاده از مدلهای دینامیکی فضای حالت برای پیشگویی و اصلاح پارامترهای تخمین زده شده است. در این روش، تخمین‌ها با احتساب نویز اندازه‌گیری واقعی و دقت مدل مفروض بروزرسانی می‌شوند. لذا حتی در صورت عدم تطابق دینامیکهای واقعی با مفروضات ابتدایی در مدل، فیلترکالمن قادر است به تخمین پروسه ادامه دهد. این قابلیت، بی‌شک یکی از ارزشمندترین ویژگی‌هایی است که در روشهای مقاوم مدنظر قرار می‌گیرد. ترکیب سیستماتیک مقاوم بودن و بهینه بودن دلیل مشخصی است که چرا فیلتر کالمن در مقالات موجود برای ردیابی مقاوم حامل بطور وسیعی مورد توجه قرارگرفته است [۲۲-۲۰]. نمونه‌ای از استفاده از فیلتر کالمن برای سیستم ردیابی مقاوم در شکل ۶ نشان داده شده است. در اینجا اندازه-گیری‌های ورودی، $y_k(\vec{x}_k)$، نمونه‌های مختلط سیگنال باندپایه دریافتی هستند و نه فاز حامل مشاهدات. بطور مشابه، پیشگویی‌های اندازه‌گیری (برای) ورودی، $\hat{y}_k(\hat{\vec{x}}_k)$، نمونه‌های مختلط سیگنال کپی محلی هستند که با پردازش بردار حالت کالمن از طریق یک تابع غیرخطی $h(.)$ تولید شده‌اند. این تابع غیرخطی نقش یک NCO را در معماری سنتی ردیابی حامل بازی می‌کند [۲۳].



شکل ۶: استفاده از فیلتر کالمن خطی در ردیابی سیگنال حامل [۱۹]

این پیکربندی کاملاً با معماری گیرنده‌های سنتی سازگار است که در آنها همبستگی سیگنال دریافتی با سیگنال ورودی محاسبه شده و خطا در خروجی تشخیص دهنده ایجاد می‌شود. خروجی تشخیص دهنده اختلاف، ورودی فیلتر کالمن است و از آنجا که خطایی را بر اساس بزرگی فرکانس

[1] Look-Up Table (LUT)
[2] Kalman Filter
[3] Observation
[4] Prediction

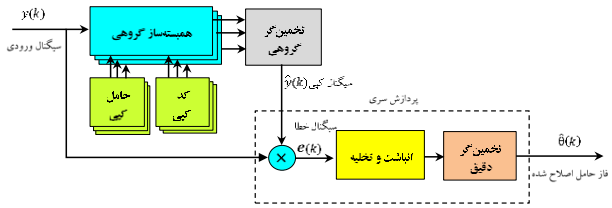
حامل و یا فاز حامل تولید می‌کند با بردار حالت کالمن مبتنی بر حامل ارتباطی خطی دارد و لذا علی‌رغم استفاده از تابع غیرخطی $h(.)$، فرمولبندی خطی فیلتر کالمن حفظ می‌شود. معماری نشان داده شده در شکل فوق می‌تواند به عنوان تعمیم روشهایی که تا کنون مطرح شد در نظر گرفته شود که در آن یک پهنای باند متغیر بهینه از طریق بهره‌های کالمن متغیر با زمان معرفی می‌شود. این نوع بهینه‌سازی فقط برای حالتی که از تشخیص دهنده‌های خطی استفاده شود تضمین می‌شود. وقتی که تشخیص دهنده‌های نوع غیرخطی انتخاب شوند دیگر آماره ورودی کالمن گوسی نیست و بهینه بودن پهنای باند تضمین نخواهد شد. با این وجود، هرگاه مقدار سیگنال به نویز متوسط به بالا باشد، باز هم کارایی نزدیک به بهینه حاصل می‌شود[۲۸-۲۴].

٤-٤ روش‌های ابتکاری ردیابی مقاوم حامل

با وجود مزایای روش‌های مبتنی بر استفاده از فیلتر کالمن، طبیعت غیر خطی محو شدید سیگنال، تغییرات ناگهانی فاز و دینامیک‌های بالای گیرنده در کنار عدم قطعیت ها، عوامل بازدارنده مهمی برای استخراج دقیق و عملی مدلهای دینامیکی در فیلتر کالمن هستند. علاوه بر این، در صورت وجود پدیده‌های غیرخطی و یا اندازه‌گیری‌های دارای همبستگی یا اغتشاشات غیر گوسی، فیلتر کالمن بهینه نیست و تقریب‌هایی باید در نظر گرفته شوند. این همان چیزی است که به نام فیلتر کالمن توسعه‌یافته معروف است و در آن تقریب‌های لازم درنظر گرفته شده‌اند. هزینه‌ای که برای این تقریب پرداخت می‌شود کاهش تضمین همگرایی این روش در مقایسه با روش استفاده از فیلتر کالمن خطی است. در این شرایط بهتر است ابزارهایی بکار روند که با استفاده از روش‌های پیشرفته پردازش سیگنال، بر محدودیت‌های گفته شده غلبه کنند. در حال حاضر تلاش‌های تحقیقاتی روی استخراج فیلترهای غیرخطی، روش‌های تکراری و موارد مشابه آنها متمرکز شده‌اند[۳۷-۲۹].

٤-٥ روش‌های حلقه باز برای ردیابی حامل

در این روش، با رانش تدیجی خطا به سمت صفر، نسخه کپی محلی با سیگنال ورودی همزمان خواهد شد. ساختار حلقه باز برای سیستمهای برست مد استفاده می‌شود. در این حالت، در هر زمان، همزمان‌سازی با پردازش گروهی از نمونه‌های سیگنال انجام خواهدشد [۳۵، ۳۴]. نیاز به ساختار حلقه باز برای ردیابی مقاوم زمانی تشدید خواهد شد که برای فیلتر کردن نویز لازم باشد فواصل زمانی مشاهده طولانی داشته باشیم و در نتیجه، از این طریق بخشی از تضعیفی را که سیگنال دریافتی پشت سر گذاشته است جبران شود. نرخ خروجی فیلتر شده ممکن است کمتر از نرخ ورودی باشد و از اینرو فراهم‌سازی یک فیدبک لحظه‌ای برای سیگنال ورودی بسیار سخت می‌شود. در این حالت، ترجیح داده می‌شود حلقه بسته نشود و در عوض با پردازش مستقل بخشهایی از نمونه‌های ورودی دریافتی، روی تخمین حلقه باز پارامترهای همزمان‌سازی تمرکز شود. این موضوع به پردازش گروهی منجر شده و روشی آسان برای ایجاد استقامت در گیرنده‌های مد پیوسته است که با به ارث بردن بسیاری از روشهای موجود در سیستمهای حلقه باز پیاده‌سازی می‌شوند. نمونه‌ای از این معماری در شکل ۷ نشان داده شده است. به عنوان مثالی از سیستم ردیابی حلقه باز، مرجع [۳۷] با استفاده مجدد از برخی از نتایج تخمین‌گر فرکانس بیشترین همسایگی بهینه که از آن در گیرنده‌های با سیستم حلقه باز استفاده می‌شود، یک تخمین‌گر فرکانس تکراری را پیشنهاد می‌کند. این کار دارای دو مرحله است؛ در ابتدا بانکی از همبسته‌سازهای گروهی از طریق تبدیل فوریه سریع پیاده‌سازی می‌شود تا نمایش سه بعدی زمان،فرکانس و انرژی سیگنال ورودی را ایجاد کند. سپس، با استفاده از پردازشگر تبدیل فوریه سریع دیگری، فرکانس حامل تصفیه می‌شود و اینکار مشابه با دو بار عمل تبدیل فوریه سریع است[۳۸,۳۹] .



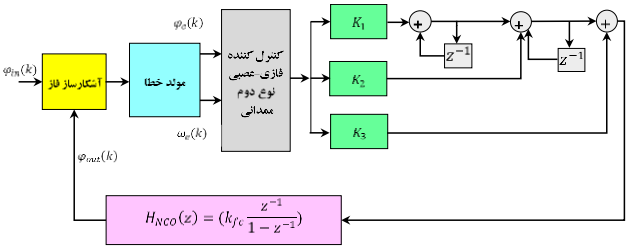
شکل ۷: روش حلقه باز برای ردیابی سیگنال حامل [۳۸,۳۹].

٤-٦ استفاده از کنترل کننده فازی-عصبی نوع دوم در طراحی سیستم‌های هوشمند و مقاوم ردیابی حامل

زمانی که معادلات فیزیکی حاکم بر سیستم به طور دقیق دینامیک سیستم را توصیف می‌کنند، رویکرد بر مبنای مدل به طور گسترده به منظور دستیابی به عملکرد مطلوب مورد استفاده قرار می‌گیرد. اما در دنیای واقعی، به دلیل وجود عدم قطعیت در سیستم و تاثیر عوامل خارجی همانند نویز، اطلاعات بدست آمده از سیستم همواره نامعین و محدود می‌باشد. در چنین مواردی، عملکرد رویکردهای مبتنی بر مدل به طور چشمگیری کاهش و از سویی دیگر پیچیدگی طراحی کنترل‌کننده افزایش می‌یابد. در نتیجه برخی از روش‌های اکتشافی، همانند سعی و خطا برای تنظیم پارامترهای کنترل کننده مورد استفاده قرار می‌گیرند. سیستم‌های کنترل کلاسیک مبتنی بر مدل‌های ریاضی است که با استفاده از یک یا چند معادله دیفرانسیل تعریف می‌شود. چنین سیستمی را نمی‌توان به راحتی ارتقاء داد ولی در کنترل کننده های فازی با اضافه کردن دستور جدید می توان برای بهبود یا اضافه کردن یک ویژگی جدید به سیستم کنترل اقدام نمود. از کنترل فازی می‌توان در بهبود کنترل کننده‌های کلاسیک یا اضافه کردن یک لایه اضافی از روش هوشمند به روش کنترل کنونی استفاده کرد. متداولترین رویکرد در طراحی آزاد از مدل استفاده

از شبکه‌های عصبی مصنوعی، منطق فازی و سیستم‌های فازی تطبیقی است.

به دلیل سادگی پیاده‌سازی و ویژگی غیرخطی سیستم حلقه بسته، ردیابی مبتنی بر سیستم فازی-عصبی نوع دوم برای کنترل DPLL پیشنهاد می شود. بایستی توجه شود که پس از موفقیت آمیز بودن مرحله اکتساب کد و حامل، آنگاه برای مرحله ردیابی کد و حامل از سیستم فازی-عصبی نوع دوم استفاده خواهد شد. در حقیقت با تغییر ضرایب فیلتر حلقه توسط کنترل کننده فازی-عصبی، بهترین مقادیر ضرایب برای کنترل نویز ورودی و میزان دینامیک کاربر به دست خواهد آمد. این موضوع در شکل ۸ نشان داده شده است.



شکل ۸: بلوک دیاگرام سیستم ردیابی حامل با استفاده از کنترل کننده فازی نوع دوم و فیلتر حلقه مرتبه سوم

هنگامیکه حلقه وارد حالت ردیابی می‌شود، خطای فرکانس و فاز به صورت پریودیک با روابط زیر حاصل می‌شوند.

$$\varphi_e(k) = \varphi_{out}(k) - \varphi_{in}(k) \in [-\pi, +\pi] \quad (۹)$$

$$\omega_e(k) = \varphi_e(k) - \varphi_e\big((k-1)\big) \in [-\pi, +\pi] \quad (۱۰)$$

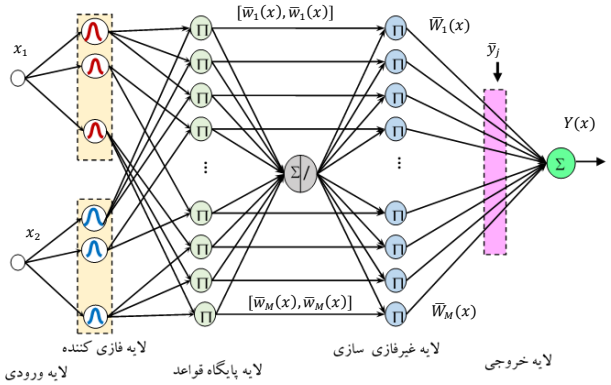
در این سیستم، بردار حالت X_k بصورت زیر تعریف می‌شود و به عنوان متغیر ورودی سیستم کنترل کننده فازی عمل می کند.

$$X_k = [\varphi_e(k) \quad \omega_e(k)]^T \quad (۱۱)$$

در این بردار $\varphi_e(k)$ و $\omega_e(k)$ به ترتیب خطای فاز و خطای فرکانس سیگنال حامل ورودی با سیگنال حامل محلی است. در طراحی کنترل کنندهای فازی-عصبی نوع دوم، توابع تعلق نیز فازی هستند و به علت دارا بودن درجه آزادی بیشتر سبب کاهش اثر نامعینی و عدم قطعیت می‌شوند. در روش پیشنهادی از کنترل کننده فازی-عصبی نوع دوم ممدانی مطابق با شکل ۹ استفاده شده است. یک نمونه از قانون سیستم فازی نوع دوم به صورت زیر است [۴۰,۴۱].

$$R^j: If\ x_1\ is\ \tilde{A}_{1j}\ and\ x_2\ is\ \tilde{A}_{2j} \dots\dots and\ x_n\ is\ \tilde{A}_{nj}$$
$$Then\ y = \bar{y}_j \qquad j = 1,2,..,M \quad (۱۲)$$

که در آن $\tilde{A}_{ij}$ مربوط به مجموعه های فازی بازه ای بخش مقدم j-امین قانون و ورودی i- ام ، μ_{ij} مقدار تعلق مربوط به j- امین قانون مربوط به i -امین ورودی است که شامل حد پایین مقدار تعلق برابر با $\underline{\tilde{\mu}}_{ij}$ و حد بالای مقدار تعلق برابر با $\bar{\tilde{\mu}}_{ij}$ می‌باشد و $\bar{y}_j$ مرکز مجموعه فازی نوع دوم خروجی برای j-امین قانون است. خروجی سیستم فازی نوع-عصبی نوع دوم ممدانی به صورت زیر حاصل می‌شود که در آن $\bar{W}_j$ قدرت آتش نرمالیزه j- ام است و از روی قدرت آتش هر قانون، حد پایین و بالای قوانین محاسبه می‌شود.



شکل ۹: بلوک دیاگرام سیستم فازی-عصبی نوع دوم با ۲ ورودی و ۱ خروجی

$$Y(x) = \sum_{j=1}^{M} \bar{W}_j(x)\bar{y}_j \quad (۱۳)$$

$$\bar{w}_j(x) = \tilde{\bar{\mu}}_{1j}(x_1) * \tilde{\bar{\mu}}_{2j}(x_2) \dots\dots * \tilde{\bar{\mu}}_{nj}(x_n) \quad (۱۴)$$

$$\underline{w}_j(x) = \underline{\tilde{\mu}}_{1j}(x_1) * \underline{\tilde{\mu}}_{2j}(x_2) \dots\dots * \underline{\tilde{\mu}}_{nj}(x_n) \quad (۱۵)$$

علامت * نمایانگر t-نرم یا ضرب توابع عضویت موتور استنتاج است. در این حالت می‌توان قدرت آتش نرمالیزه شده قانون j ام را به صورت زیر تعریف نمود.

$$\bar{W}_j(x) = \frac{\bar{w}_j + \underline{w}_j}{\sum_{j=1}^{M} \bar{w}_j + \sum_{j=1}^{M} \underline{w}_j} \quad (۱۶)$$

انتخاب توابع تعلق فازی ورودی ها و خروجی ها و قواعد فازی مربوطه امری چالش برانگیز است و نیازمند تجربه طراحی حلقه ردیابی حامل و فیلتر دیجیتال بوده و لازم است نسبت به رفتار سیستم ردیابی در شرایط مختلف شناخت لازم وجود داشته باشد. به همین دلیل ضروری است سناریوهای مختلفی که ردیابی حامل با آنها مواجه می‌شود همچون کیفیت‌های مختلف سیگنال ورودی، توان‌های مختلف سیگنال تداخل، سطوح دینامیک مختلف گیرنده و پهنای باندهای مختلف تولید شوند. مرتبه فیلتر و پهنای باند نویز حلقه، پاسخ حلقه به دینامیک ورودی را مشخص خواهند کرد و دو فاکتور حیاطی در حلقه ردیابی هستند. یک PLL مرتبه دوم همواره پایدار است ولی از حساسیت نسبت به خطای ناشی از کار در شرایط با شتاب بالا رنج می‌برد (خطای ناشی از شتاب گیرنده). تبدیل PLL آنالوگ به دیجیتال بر اساس روش اویلر رو به عقب[1] قابل انجام است که در ادامه به این روش پرداخته خواهد است. تابع تبدیل حلقه بسته یک PLL مرتبه دوم با فیلترحلقه مرتبه سوم $F(s)$ به صورت زیر قابل نمایش است.

$$F(s) = \frac{1 + T_{z_1}s + T_{z_2}s^2}{s^2 T_p} \quad (۱۷)$$

$$H(s) = \frac{k_{pd}(k_{fc}+s)(1+T_{z_1}s+T_{z_2}s^2)}{s^3(T_p+k_{pd}T_{z_2})+s^2k_{pd}(T_{z_1}+k_{fc}T_{z_2})+sk_{pd}(k_{fc}T_{z_1})+k_{pd}k_{fc}} \quad (۱۸)$$

[1] Backward Euler Method

ω_n فرکانس طبیعی و a ضریب تابع تبدیل مرتبه سوم است. برای چنین سیستمی پهنای باند یک طرفه نویز حلقه از رابطه زیر حاصل می شود.

$$B_n = \frac{1}{|H(0)|^2}\int_0^{\infty}|H(j2\pi f)|^2\,df = \left(\frac{\omega_n T_{z_1}.(\omega_n{}^2 T_{z_2})^2+(\omega_n T_{z_1})^2-\omega_n{}^2 T_{z_2}}{4(\omega_n T_{z_1}.\omega_n{}^2 T_{z_2})-1}\right)\omega_n \quad Hz \tag{۱۹}$$

با کمک این روابط، فرکانس طبیعی می‌تواند بر اساس پهنای باند B_n دلخواه محاسبه گردد. چنانچه فیلتر حلقه را مرتبه دوم در نظر گیریم آنگاه تابع تبدیل آن بصورت زیر است که در آن K_1 و K_2 و K_3 ضرایب فیلتر دیجیتال DPLL هستند.

$$F(z) = K_1 + K_2\frac{1}{1+z^{-1}} + K_2\frac{1}{(1+z^{-1})^2} \tag{۲۰}$$

در شرایط دینامیک بالا کنترلرهای فازی-عصبی بهره متغیری را برای دنبال کردن فاز ورودی به کار می‌روند. بهره تشخیص دهنده اختلاف فاز K_d، و بهره اسیلاتور کنترل شونده عددی k_{fc} است. مدل NCO به صورت زیر تعریف می‌شود.

$$N(z) = k_{fc}\frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} \tag{۲۱}$$

با قراردادن معادلات فوق در سیستم ردیابی حامل، و استخراج تابع تبدیل حلقه بسته دیجیتال و با شروع از یک تابع تبدیل آنالوگ معادل، از طریق محاسبه ضرایب دو تابع تبدیل آنالوگ و دیجیتال با یکدیگر، ضرایب فیلتر دیجیتال و پهنای باند به صورت زیرمحاسبه خواهند شد.

$$H(z) = \frac{k_{pd}\left((K_1+K_2+K_3)-(2K_1+K_2)z^{-1}+K_1z^{-2}\right)(k_{fc})z^{-1})}{(1-z^{-1})^3+k_{fc}.k_{pd}\left((K_1+K_2+K_3)-(2K_1+K_2)z^{-1}+K_1z^{-2}\right)z^{-1}} \tag{۲۲}$$

$$K_1 = \frac{b\omega_n T}{k_{pd}k_{fc}+b\omega_n T k_{pd}k_{fc}} \tag{۲۳}$$

$$K_2 = \frac{a\omega_n{}^2T^2}{k_{pd}k_{fc}+b\omega_n T k_{pd}k_{fc}} \tag{۲۴}$$

$$K_3 = \frac{\omega_n{}^3T^3}{k_{pd}k_{fc}+b\omega_n T k_{pd}k_{fc}} \tag{۲۵}$$

$$B_L = \frac{1}{2T}\left(\frac{k_{pd}k_{fc}(2K_1^2+K_1K_2)+2K_2}{4K_1-k_{pd}k_{fc}(2K_1^2+K_1K_2)} + \frac{k_{pd}K_2}{2+k_{pd}(K_1-K_2)}\right) \tag{۲۶}$$

۵- شبیه سازی روشهای مختلف و بررسی عملکرد آنها در پاسخ به سیگنالهای تست

در این بخش، عملکرد DPLL طراحی شده با DPLL معمولی مرتبه دوم و DPLL طراحی شده با منطق فازی نوع اول مقایسه می شود [۴۲,۴۳]. برای این ارزیابی، از سیگنال های تست پله فاز، پله فرکانس، شیب فرکانس، جیتر فاز سینوسی و جیترفاز سینوسی میراشونده استفاده می شود تا زمان نشست، محدوده قفل شدن و محدوده اکتساب روش‌های مختلف با یکدیگر مقایسه شود. در مقایسه با DPLL معمولی و DPLL متکی بر کنترل کننده منطق فازی نوع اول، کنترل کننده فازی-عصبی نوع دوم می تواند عدم قطعیت در پارامترهای حلقه و سیگنال ورودی را حذف کند و پاسخ های مطلوب تری را ارائه نماید. جدول ۱ سیگنالهای آزمایش مورد استفاده و کاربرد هر کدام را توضیح می دهد. پاسخ سیستم های مختلف به ورودی های پله فرکانس و شیب فرکانس نیز در جدول ۲ و شکل های ۱۰ و ۱۱ نمایش داده شده است.

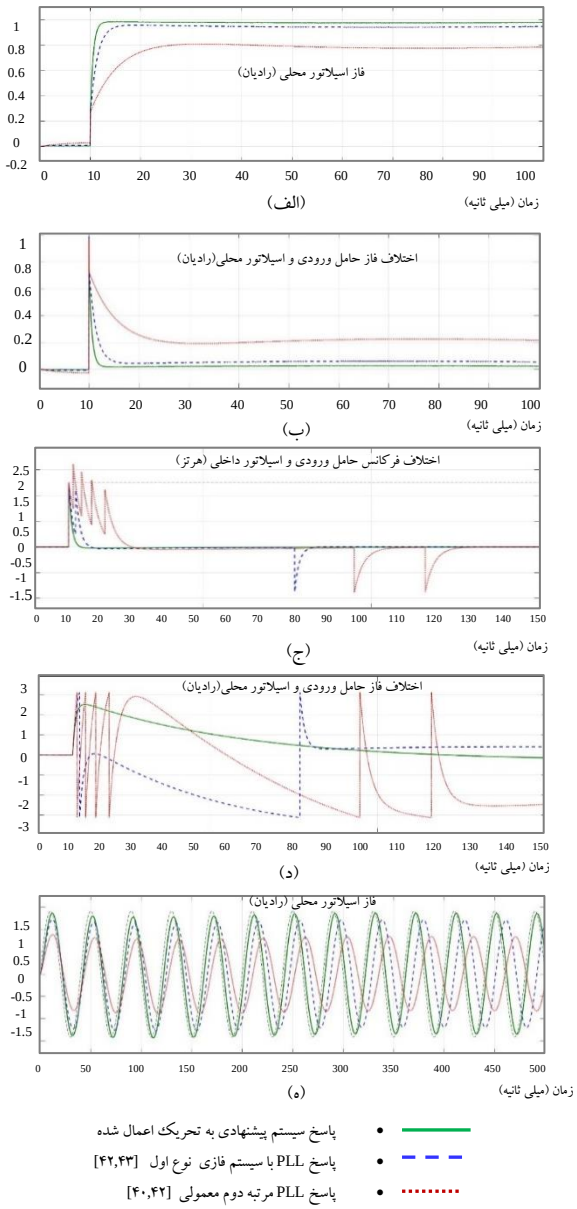
همانگونه که نتایج نشان می دهند، در صورت استفاده از سیستم فازی-عصبی نوع دوم، به دلیل فراهم شدن امکان غلبه بر عدم قطعیت های موجود در سیستم های ردیابی و کاهش اثر منفی تغییر پارامترها در سیستم ردیابی، نتایج مطلوب‌تری در پاسخ به سیگنال های تست ذکر شده در جدول ۱ حاصل خواهد شد و در مجموع می توان گفت سیستم پیشنهادی سیگنال حامل ورودی را به صورت مطلوبتری و با زمان نشست کمتری ردیابی کرده و احتمال خروج از قفل آن کمتر خواهد بود.

جدول ۱: سیگنالهای تحریک مورد استفاده و کاربرد آنها

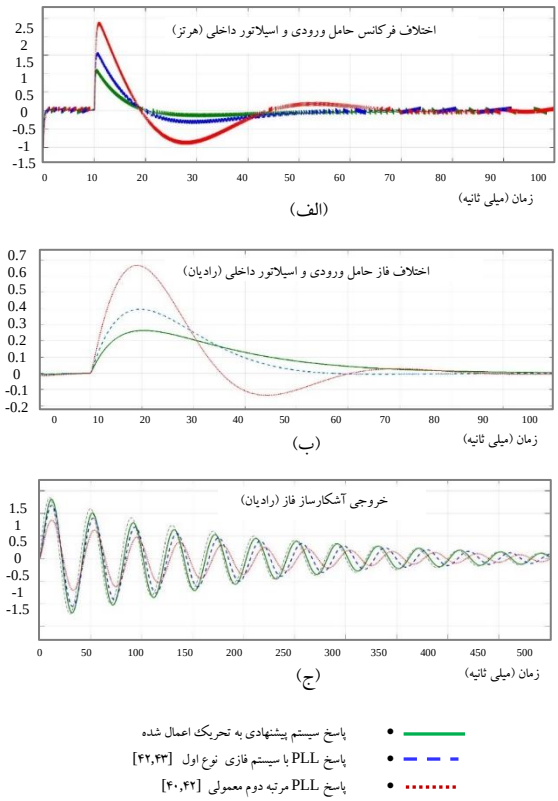
پدیده معادل سیگنال تست	مقدار سیگنال تست	سیگنال تحریک ورودی برای شبیه سازی شرایط واقعی
نوسان آفست فاز	1 Radian	سیگنال تست پله فاز برای اندازه گیری کارایی سیستم در ردیابی سیگنال پله فاز
نوسان آفست فرکانس یا شیفت فرکانس ناشی از اثر داپلر در شرایط با دینامیک بالا	500 Hz	سیگنال تست پله فرکانس برای اندازه گیری کارایی سیستم در ردیابی سیگنال پله فرکانس
اثر داپلر و یا دینامیک کاربر	500 Hz/s	سیگنال تست شیب فرکانس برای اندازه گیری کارایی سیستم در ردیابی سیگنال شیب فرکانس
اثر نوسانات فاز ناشی از پدیده محو کانال در شرایط دینامیک بالا گیرنده	$1.5\sin(2\pi \times 25)(kT)$	سیگنال آمیخته به جیترفاز سینوسی برای اندازه گیری کارایی سیستم در ردیابی جیتر فاز سینوسی
اثر نوسان فاز ناشی از نوسان گیرنده متحرک	$1.5e^{-0.1kT}\sin(2\pi \times 25)(kT)$	سیگنال آمیخته به جیترفاز سینوسی میرا شونده برای اندازه گیری کارایی سیستم در ردیابی جیتر فاز سینوسی میراشونده

جدول ۲: پاسخ سیستم های ردیابی مختلف به سیگنالهای تحریک

زمان نشست DPLL مرتبه دوم معمولی [۴۲,۴۳]	زمان نشست DPLL مرتبه دوم با استفاده از کنترل کننده فازی نوع اول [۴۲,۴۳]	زمان نشست DPLL مرتبه دوم با استفاده از کنترل کننده فازی-عصبی نوع دوم	نوع سیگنال تست برای تحریک سیستم
0.223 ms	0.145 ms	0.121 ms	پله فاز 1 rad
430 ms، با لغزش سیکل	6 ms	4 ms	پله فرکانس 200 Hz
2100 ms، با لغزش سیکل	11 ms	7 ms	پله فرکانس 300 Hz
خروج از حالت قفل	14 ms	9 ms	پله فرکانس 400 Hz
خروج از حالت قفل	16 ms	12 ms	پله فرکانس 500 Hz
خروج از حالت قفل	، با لغزش 17ms سیکل	12.8 ms	پله فرکانس 600 HZ
200 ms	10 ms	8 ms	شیب فرکانس 100 Hz/s
280 ms	22 ms	18 ms	شیب فرکانس 200 Hz/s
خروج از قفل	31 ms	24 ms	شیب فرکانس 300 Hz/s
خروج از قفل	32 ms	28 ms	شیب فرکانس 400 Hz/s
خروج از قفل	، با لغزش 34ms سیکل	31 ms	شیب فرکانس 500 Hz/s



شکل ۱۰: الف) فاز اسیلاتور محلی در پاسخ به پله فاز یک رادیان، ب) اختلاف فاز حامل ورودی و محلی در پاسخ به پله واحد یک رادیان، ج) اختلاف فرکانس حامل ورودی و محلی در پاسخ به پله فرکانس ۵۰۰ هرتز، د) اختلاف فاز حامل ورودی و محلی در پاسخ به پله فرکانس ۵۰۰ هرتز، ه) فاز اسیلاتور محلی رد پاسخ به سیگنال جیتر فاز سینوسی.



شکل ۱۱: الف) اختلاف فرکانس حامل ورودی و محلی در پاسخ به شیب فرکانس ۵۰۰ هرتز بر ثانیه ب) اختلاف فاز حامل ورودی و محلی در پاسخ به شیب فرکانس ۵۰۰ هرتز بر ثانیه ج) فاز اسیلاتور محلی در پاسخ به سیگنال جیتر فاز سینوسی میراشونده

۶- مقایسه روشهای مختلف کنترل کلاسیک و کنترل فازی مشخصات PLL و نتیجه‌گیری

از دیدگاه بررسی کارایی، مقایسه عادلانه همه این روش‌ها کار مشکلی است زیرا روش یکتایی که در همه شرایط کاری مختلف بتواند بخوبی عمل کند وجود ندارد. در عوض برخی از روش‌ها برای برخی از سناریوهای خاص دارای عملکرد بهتری می‌باشند ولی وقتی که شرایط کاری تغییر کند از کارایی روش نیز کاسته خواهد شد. از اینرو برای یک کاربرد مشخص، در هر زمان امکان تصمیم‌گیری در مورد بهترین روش ممکن وجود ندارد. با این حال، در عمل این امکان وجود دارد تا برخی از خطوط راهنما را ترسیم نمود. همانگونه که بیان شد از نظر کنترل کلاسیک می توان PLL را بگونه ای بررسی نمود که در آن فیلتر حلقه نقش المان کنترل کننده و اسیلاتور داخلی نقش کنترل شونده را ایفا می کند. روش-های متکی بر پهنای باند ثابت، مختص غلبه بر اثرات نویز ایستا هستند و همچنین تا حدی بر دینامیک نیز غلبه می کنند. این روش‌ها نمی‌توانند خود را با اثرات متغیر با زمان تطبیق دهند (نویز متغیر با زمان و دینامیک حرکت). طراحی هایی که از فیلتر کالمن، پیشگویی خطی، روش های تطبیقی، روش های حلقه باز و منطق فازی استفاده می کنند این مزیت را دارند که می‌توانند تا حدی بر نویز و دینامیک غلبه کنند و میزان غلبه آنها از روشی به روشی دیگر و از کاربردی به کاربرد دیگر متفاوت خواهد بود. درخصوص روش

های ابتکاری هم لازم است به این نکته توجه شود که یک روش خاص ممکن است برای شرایط پیش‌فرض قابل قبول و بهینه باشد ولی با تغییر پیش‌فرض‌ها از توانمندی سیستم ردیابی کاسته شود. بررسی روش های مختلف نشان میدهد در صورت استفاده از کنترل کننده‌ای فازی نوع دوم و طراحی صحیح سیستم ردیابی، به دلیل غلبه بر عدم قطعیت های موجود در ردیابی، آنگاه استفاده از سیستم های مبتنی بر کنترل کننده های فازی نوع دوم می تواند روش مناسبی برای طراحی سیستم‌های ردیابی مقاوم باشد.

مراجع

[1]J. Laskar, B. Matinpour, and S. Chakraborty, *Modern receiver frontends*, John Wiley & Sons, New York, United states, 2004.

[2]T. E. Humphreys, M. L. Psiaki, and P. M. Kintner, "Modeling theeffects of ionospheric scintillation on GPS carrier phase tracking," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 46, no. 4, pp. 1624–1637, October 2010.

[3]Z. Ghebretensa´e, J. Harmatos, and K. Gustafsson, "Mobile broadbandbackhaul network migration from TDM to carrier Ethernet," *IEEE Commun. Mag*., vol. 48, no. 10, pp. 102–109, October 2010.

[4]M. Paonni, M. Anghileri, D. Fontanella, and B. Eissfeller, "Quasi-pilotsignals: improving sensitivity and TTFF without compromise," *in Proc.ION GNSS*, 20-23 September 2011.

[5]J. T. Curran, G. Lachapelle, and C. C. Murphy, "Improving the designof frequency lock loops for GNSS receivers," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst*., vol. 48, no. 1, pp. 850–868, January 2012.

[6]J. T. Curran, G. Lachapelle, and C. C. Murphy, "An SNR dependent model for the CDMA FLL," *IEEE Trans.Signal Process*., vol. 60, no. 3, pp. 1522–1527, March 2012.

[7]P. Roncagliolo and J. Garcia, "High dynamics and false lock resistantGNSS carrier tracking loops," in Proc. ION GNSS, 25-28 September 2007, pp. 2364–2375.

[8]R. Roncagliolo, J. Garcia, and C. Muravchik, "Pull-out probabilityconsiderations in high dynamics GNSS tracking loops," *in Proc. InternationalSymposium on Spread Spectrum Techniques and Applications(ISSTA)*, pp. 58–62, 25-28 August 2008.

[9]L. Zhang, Y. Morton, F. van Graas, and T. Beach, "Characterizationof GNSS signal parameters under ionosphere scintillation conditions using software-based tracking algorithms," *in Proc. IEEE PositionLocation and Navigation Symposium (PLANS)*, pp264–275, 4-6 May 2010.

[10]F. Legrand, C. Macabiau, J. Issler, L. Lestarquit, and C. Mehlen,"Improvement of pseudorange measurements accuracy by using fast adaptive bandwidth lock loops," *in Proc. ION GPS*, , pp. 2346–2356, 19-22 September 2000.

[11]S. Skone, G. Lachapelle, D. Yao, W. Yu, and R. Watson, "Investigatingthe impact of ionospheric scintillation using a GPS software receiver," *in Proc. ION GNSS*, pp. 1126–1137, 13-16 September 2005.

[12]F. A. Khan, A. G. Dempster, and C. Rizos, "Projected bandwidth loop -an alternative to adaptive bandwidth loops with reduced complexity," *inProc. IEEE Symposium on Position, Location and Navigation (PLANS)*, pp. 1147–1153, May 2010.

[13]D. Simon and H. El-Sherief, "Fuzzy logic for digital phase-locked loopfilter design," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 3, no. 2, pp. 211–218, May1995.

[14]W.-L. Mao, H.-W. Tsao, and F.-R. Chang, "Intelligent GPS receiverfor robust carrier phase trackig in kinematic environments," *IEE Radar, Sonar and Navigation Proceedings*, vol. 151, no. 3, pp. 171–180, June2004.

[15]W.-L. Mao and A.-B. Chen, "Mobile GPS carrier phase tracking usinga novel intelligent dual-loop receiver," *International Journal of SatelliteCommunications and Networking*, vol. 26, pp. 119–139, 2008.

[16]P. Lian, "Improving tracking performance of PLL in high dynamicapplications," Master's thesis, Dept. of Geomatics Engineering, Universityof Calgary, 2004.

[17]D. Polk and S. Gupta, "Quasi-optimum digital phase-locked loops," *IEEE Trans. Commun*., vol. 21, no. 1, pp. 75–82, January 1973.

[18]A. Patapoutian, "On phase-locked loops and Kalman filters," *IEEETrans. Commun*. vol. 47, no. 5, pp. 670–672, May 1999.

[19]B. D. O. Anderson and J. B. Moore, *Optimal filtering*. Prentice-Hall, 1979, reprint: Dover Publications, 2005.

[20]F. R. Castella, "An adaptive two-dimensional Kalman tracking filter," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 16, no. 6, pp. 822–829, November 1980.

[21]S. Hinedi, "An extended Kalman filter based automatic frequencycontrol loop," *Jet Propulsion Laboratory, Tech. Rep.*, 1988.

[22]Y. Zhang, M. G. Amin, and F. Ahmad, "Application of time-frequencyanalysis and Kalman filter to range estimation of targets in enclosed structures," *Proc. IEEE Radar Conference*, pp.1–4, 26-30 May 2008.

[23]H. Sorenson, *Kalman filtering. Theory and applications*. Los-Alamitos, CA: IEEE Press, 1985.

[24]S. M. Kay, Fundamentals of Statistical Signal Processing. EstimationTheory, Vol.1, Prentice Hall, 1993.

[25]J.-H. Won, D. D¨otterb¨ock, and B. Eissfeller, "Performance comparisonof different forms of Kalman filter approach for a vector-based GNSS signal tracking loop," *Navigation*, vol. 57, no. 3, pp. 185–199, 2010.

[26]S. Han, W. Wang, X. Chen, and W. Meng, "Design and capability analyze of high dynamic carrier tracking loop based on UKF," *in Proc. ION GNSS*, pp. 1960–1966, 21-24 September 2010.

[27]P. K. Dash, S. Hasan, and B. K. Panigrahi, "Adaptive complex unscented Kalman filter for frequency estimation of time-varying signals," *IET Science*,

Capability", 25th Iranian Conference on Electrical Engineering, 2017.

[43] Wei-Lung Mao, "Applications of new fuzzy inference-based tracking loops for kinematic GPS receiver", Circuits systems signal processing, vol. 26, no. 1, pp. 91–113, 2007.

Measurement and Technology, vol. 4, no. 2, pp. 93–103, 2010.

[28]I. Arasaratnam, S. Haykin, and T. R. Hurd, "Cubature Kalman filtering for continuous-discrete systems: theory and simulations," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 58, no. 10, pp. 4977–4993, October 2010.

[29]H. Zhang, P. Pan, and Y. Zhang, "Two-step particle-filter-based AFC for LEO satellite receiver with impulsive noise," *in Proc. International Conference on Information Engineering (ICIE)*, 2010.

[30]Y. Chen, J. Juang, and T. Kao, "Robust GNSS signal tracking against scintillation effects: a particle filter-based software receiver approach," *in Proc. ION ITM*, pp. 627–635, 25-27 January 2010.

[31]C. G. Lopes, E. H. Satorius, P. Estabrook, and A. H. Sayed, "Adaptive carrier tracking for Mars to Earth communications during entry, descent and landing," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst*., vol. 46, no. 4, pp. 1865–1879, October 2010.

[32]S. Schnelle, J. Slavinsky, P. Boufounos, M. Davenport, and R. Baraniuk, "A compressive phase-locked loop," *in Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, pp. 1–4, 25- 30 March 2012.

[33]R. Baraniuk, "Compressive sensing," *IEEE Signal Processing Mag*., vol. 24, no. 4, pp. 118–121, July 2007.

[34]D. Jim´enez, G. L´opez-Risue˜no, G. Seco-Granados, and A. Garc´ıa, "Innovative techniques for GPS indoor positioning using snapshot receiver," *in Proc. ION GNSS*, pp. 2944–2955, 26-29 September 2006.

[35]D. Borio, L. Camoriano, L. Lo Presti, and M. Fantino, "DTFT-based frequency lock loop for GNSS applications," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst*., vol. 44, no. 2, pp. 595–612, April 2008.

[36]T. Muhammad, L. Lo Presti, and M. Fantino, "A novel quasi-open loop architecture for GNSS carrier recovery systems," *International Journal of Navigation and Observation*, pp. 1–24, 2012 (In press).

[37]C. Rocken and S. V. Sokolovsky, "Method and system for demodulation of open-loop GPS radio occultation signals," *U.S. Patent 7 912 422B2*, Mar. 22, 2011.

[38]Jos´e A. L´opez-Salcedo, Jos´e A. Del Peral-Rosado, and Gonzalo Seco-Granados, "Survey on Robust Carrier Tracking Techniques", *IEEE communications surveys & tutorials*, pp. 1-19, 2013.

[39]Bibhu Prasad PANDA, "Design and analysis of efficient phase locked loop for fast phase and frequency acquisition", Master of Technology, Department of Electronics and Communication Engineering National Institute of Technology Rourkela, 2011

[40]Jerry J.M. "Uncertain Rule-Based Fuzzy Systems", Introduction and New Directions. Second edition. Los Angeles: Springer International Publishing, 2017.

[41]Jerry M. Mendel, Hani Hagras, Woei-Wan Tan, William W. Melek, Hao Ying, "Introduction to type-2 fuzzy logic control," IEEE Press, 2014.

[42]Moradi M, Ehsanian M. "An FPGA based Robust and Intelligent DPLL with Application Customisation

مجله کنترل
ISSN (print) 2008-8345
ISSN (online) 2538-3752
جلد۱۳، شماره ۴، زمستان ۱۳۹۸، صفحه ۸۸-۷۷

طراحی یک روش جدید هدایت موشک مبتنی بر راهبرد نقطه برخورد و منطق فازی در برابر اهداف مانور بالا

امین آدینه اهری[۱]، علی کارساز[۲]

۱-کارشناسی ارشد مهندسی برق، گرایش کنترل، موسسه آموزش عالی خراسان، aadinehahari@khorasan.ac.ir

۲- استادیار، مهندسی برق، گروه کنترل، موسسه آموزش عالی خراسان، karsaz@khorasan.ac.ir

دریافت: ۱۳۹۶/۱۱/۰۷ ویرایش: ۱۳۹۷/۰۲/۰۸ پذیرش: ۱۳۹۷/۰۴/۱۳

چکیده: این مقاله به ارایه یک قانون هدایت ترکیبی جدید مبتنی بر روش کلاسیک نقطه برخورد و روش هوشمند منطق فازی برای هدایت موشک در فاز نهایی رهگیری برای اهداف مانور بالا می‌پردازد. طراحی قانون هدایت برای اهداف موشکی مانور پائین به علت خطی بودن روابط حاکم بر سینماتیک درگیری موشک و هدف بر اساس محاسبه زاویه سمت مطلوب ساده و آسان است. حال آنکه این طراحی برای اهداف موشکی مانور بالا به علت غیرخطی بودن روابط، پیچیده و همگرایی این روش‌ها زمان‌بر است لذا در این مقاله با استفاده از نتایج قانون هدایت برای اهداف مانور پائین و نیز به کمک منطق‌فازی، روش جدیدی برای تعیین نقطه برخورد و زمان برخورد موشک استخراج می‌شود. نتایج عملکردی روش پیشنهادی با عنوان قانون هدایت نقطه برخورد فازی، با نتایج حاصله از روش متداول کنترل مد لغزشی، روش جدید ناوبری تناسبی افزوده و روش نقطه برخورد به تنهایی مقایسه شده است. کاهش در زمان‌های برخورد در کنار بهبود قابل ملاحظه شتاب کنترلی اعمالی به موشک در چهار سناریوی متفاوت درگیری موشک و هدف از جمله دستاوردهای روش ترکیبی جدید می‌باشد.

کلمات کلیدی: هدایت و کنترل موشک، قانون هدایت نقطه برخورد فازی، اهداف راداری مانور بالا

A New Missile Guidance Law Design based on Interception Point Strategy and Fuzzy Logic against High Maneuvering Targets

Amin Adineh Ahari, Ali Karsaz

Abstract: This paper presents a new hybrid guidance law based on classical interception point strategy and intelligent fuzzy logic methodology for missile guidance in the terminal phase for high maneuvering targets tracking. Due to the linear relationships of the missile -target engagement against the low maneuvering targets, the guidance law will be simply obtained based on the desired course angle of the missile. Since the missile-target engagement equations are highly nonlinear models, the guidance law solution against the high maneuvering targets is so complicated and time consuming. Therefore, the new guidance law against the high maneuvering targets is provided to calculate the interception point and time by using the obtained guidance law from the low maneuvering target and fuzzy logic. Performance comparisons are shown between the new fuzzy collision point (FCP) guidance law and the traditional sliding mode control, recently proposed augmented proportional navigation and collision point methods. Reducing in interception times besides the considerably improvement in control effort on four different missile-target engagement scenarios are among the achievements of the new hybrid method.

Keywords: Missile guidance and control, Fuzzy interception point guidance law, High maneuvering target tracking

۱- مقدمه

در عرصه فن‌آوری‌های موشکی و در حیطه طراحی مکانیزم‌های کنترل و هدایت موشک‌هایی که برای نابودی اهداف متحرک با سرعت و مانور بالا استفاده می‌گردند، دو فاز میانی[1] و فاز هدایت نهایی[2]یا فاز آشیانه‌یابی (هومینگ[3]) اهمیت بسیاری دارند. به دلیل بالا بودن سرعت و شتاب هدف با اندک مانوری در مشخصات حرکتی هدف، ممکن است موشک از هدف جا مانده و یا زمان اصابت افزایش یابد. لذا طراحی یک مکانیزم هدایتی که بتواند با کم‌ترین انرژی و در کمترین زمان پروازی، موشک را به نقطه برخورد[4] با هدف برساند، حائز اهمیت خواهد بود [۱].

برای هدایت موشک تا هدف روش‌های متعددی ارائه گردیده است. یکی از پرکاربردترین مکانیزم‌های هدایت موشک، هدایت تعقیبی[5] است. در این روش موشک در مسیر جابجایی هدف حرکت می‌نماید. اگر سینماتیک حرکات هدف دارای مانور زیادی باشد، احتمال جاماندن موشک و اصابت آن به هدف کاهش می‌یابد، بنابراین برای رفع این نقیصه باید سرعت و قابلیت شتاب‌گیری موشک نسبت به هدف به طور چشم‌گیری بالاتر باشد. با توجه به عملکرد این روش از آن برای فاز آشیانه‌یاب یا هومینگ استفاده می‌گردد. از زاویه خط دید[6] (LOS) به عنوان ابزاری در تحلیل هندسه مسئله در این روش استفاده می‌شود [۲]. یکی از روش‌های کنترلی که در تعیین قانون کنترل و هدایت موشک کاربرد دارد، رویکرد کنترل مد لغزشی[7] (SMC) است. در این نوع هدایت، معادلات غیرخطی ناشی از خط دید، بر اساس تعریف سطح لغزش مناسب حل می‌گردد [۵-۳]. از این روش برای طراحی هدایت مقاوم با داشتن حداقل اطلاعات از عدم قطعیت‌های سیستم استفاده شده است [۶-۷] . روش‌های متنوع دیگر مانند روش‌های مبتنی برکنترل H_∞ [۹-۸]،کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی-مشتقی[8] (PID) [۱۰] و روش‌های ترکیبی مانند تصحیح کنترل مد لغزشی و تاخیر اینرسی[9] [۴] از جمله روش‌های کلاسیک استفاده شده در زمینه هدایت و ناوبری موشک در فاز آشیانه‌یابی می‌باشند.

یکی دیگر از پرکاربردترین روش‌های هدایت و کنترل فاز هومینگ موشک‌ها، ناوبری تناسبی[10] (PN) است. از PN به دلیل سادگی استفاده گسترده‌ای در موضوع هدایت شده است. در این روش، بردار هدایت متناسب با سرعت نسبی بین هدف و موشک تعیین می‌گردد. بکارگیری این روش برای اهداف بدون مانور و نیز اهداف دارای مانور با شتاب ثابت، نتایج مناسبی در پی‌دارد [۱۳-۱۱]. برای اهداف با مانور بالا نیز روش‌های مبتنی بر تصحیح و ارتقاء الگوریتم PN ارائه گردیده است از جمله این روش‌ها، روش ناوبری تناسبی افزوده[11] (APN) است [۱۴] که اثر شتاب جانبی هدف با شتاب مناسب موشک در روش استاندارد تناسبی جبران گردیده و موشک توانایی برخورد با اهداف دارای مانور بالا را پیدا می‌کند [۱۵-۱۴] . روش‌های دیگری همچون اصلاح هدایت ناوبری تناسبی[12] ($MPNG$) بر اساس پیش‌بینی مانورهای تصادفی[13] [۱۶]، بکارگیری روش هدایت تطبیقی سریع[14] در مواجهه با اهداف راداری مانور بالا [۱۸-۱۷] و استفاده از مشاهده‌کننده‌های پیش‌بین[15] جهت غلبه بر تاخیر جستجوگر موشک[16] [۱۹] از جمله روش‌های بهبود یافته PN محسوب می‌شوند.

روش مبتنی بر هندسه درگیری[17] یکی دیگر از استراتژدی‌های هدایت موشک می‌باشد. در این استراتژدی طیف گسترده‌ای از مانورهای هدف در نظر گرفته می‌شود و مسیر مطلوب با استفاده از مفاهیم دیفرانسیل هندسی محاسبه می‌گردد. این راهبرد هدایت غالبا در فاز میانی حرکت موشک و سیستم‌های دفاعی کارایی دارد [۲۲-۲۰]. یکی از استراتژدی‌های کمتر توسعه یافته در هدایت موشک، هدایت بر اساس برخورد خالص[18] است. این راهبرد به طراحی یک مسیر مستقیم پروازی جهت برخورد با هدف می‌پردازد [۴] [۲۳]. به دلیل پیچیدگی طراحی هدایت در این روش، این راهبرد غالبا برای رهگیری اهداف بدون مانور و سرعت کم استفاده می‌شود.

روش‌های کنترل هوشمند در سال‌های اخیر کاربردهای فراوانی در بهینه‌سازی مسائل هدایتی پیدا کرده‌اند. کنترل فازی [۲۶-۲۴] و روش‌های مبتنی بر شبکه‌های عصبی [۲۸-۲۷] از جمله روش‌های هوشمند مورد علاقه طراحان در این دسته از مقالات است. از این روش‌ها به صورت مستقیم یا غیرمستقیم برای حل معادلات غیرخطی و یا بهینه‌سازی برخی ضرایت و پارامترهای مورد نظر برای رسیدن به هدایت مطلوب استفاده می‌شود [۲۹]. روش پیشنهادی مرجع [۲۵] یک روش هدایت موشک در فازهای میانی و نهایی پرواز موشک، بر اساس منطق فازی بوده که سیستم منطق فازی پیشنهادی دارای دو ورودی خطای زاویه هدایت بین موشک و هدف و مشتق آن است که در دو صفحه هدایت عمودی[19] و صفحه هدایت افقی[20] به شکل مجزا، صورت می‌پذیرد. خروجی سیستم استنتاج فازی بکارگیری شده مقادیر زاویه حمله[21] و زاویه غلطش[22] یا زاویه رول موشک است. روش هدایت در این مقاله، به دسته روش‌های هدایت تعقیبی

1 - Midcourse phase
2 - Terminal phase
3 - Homing Phase
4 - Point of collision
5 - Pursuit guidance
6 - Line of Side
7 - Sliding Mode Control
8 - Proportional-Integral-Derivative
9 - Inertial delay
10- Proportional navigation
11- Augmented proportional navigation
12- Modified proportional navigation guidance
13- Random target maneuvers
14- Fast adaptive guidance
15- Predictor observers
16- Missile seeker
17- Engagement geometry
18- Pure collision
19- Vertical guidance plane
20- Horizontal guidance plane
21- Angle of attack
22- Roll angle

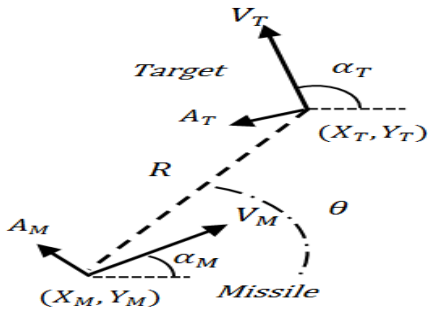
تعلق داشته و چنانچه اشاره گردید در این روش هدایت و کنترل، همواره موشک سعی در تعقیب هدف از طریق قرارگیری پیوسته در مسیر حرکت هدف دارد، لذا بکارگیری این روش برای اهداف راداری مانور بالا، نیازمند شتاب‌های جانبی زیاد برای موشک است. بکارگیری قانون هدایت در دو فاز پی‌درپی میانی و نهایی که مستلزم فعال بودن رادار موشک برای مدت طولانی است از جمله معایب روش پیشنهادی در این مقاله محسوب می‌گردد. مقاله مرجع [۲۶] به تبیین یک روش تلفیقی منطق فازی و روش *SMC* (*FSMC*)، برای اهداف ساکن و یا با مانور پائین می‌پردازد. نتایج شبیه سازی در این مقاله در دو سناریو تعریف شده، نشان دهنده ساکن بودن هدف برای یک موشک با سرعت ثابت است. اگرچه منطق بکار رفته برای اهداف موشکی ساکن و حتی مانور پائین دارای نتایج قابل قبولی در این مقاله بوده ولیکن بکارگیری این روش برای اهداف موشکی مانور بالا، مناسب نیست.

در این مقاله یک روش جدید براساس راهبرد نقطه برخورد و تلفیق مناسب آن با منطق فازی ارائه می‌گردد. هدف این روش محاسبه نقطه برخورد موشک با اهداف دارای مانور بالا می‌باشد. در بسیاری از مقالات محاسبه شتاب جانبی موشک به عنوان خروجی سیستم هدایت و ناوبری مورد توجه و محاسبه بوده است حال آنکه در این مقاله حل معادلات اصابت، بر اساس محاسبه زاویه سمت مطلوب موشک مد نظر قرار گرفته است. لذا تبدیل شتاب جانبی مطلوب موشک به زاویه سمت مطلوب موشک جهت برخورد به هدف، در مرحله نخست با استفاده از یک کنترل‌کننده درجه یک، صورت می‌پذیرد در این روش برخلاف روش‌های مرسوم، تحلیل در مختصات کارتزین صورت گرفته و نتیجه به مختصات قطبی تبدیل می‌گردد. این روش بر دو تحلیل مانور کم و زیاد اهداف موشکی بنا شده است. در هر یک از این تحلیل‌ها، روش پیشنهادی مانورهای کم و زیاد را به ترتیب به صورت توابع ضربه و پله برای شتاب هدف، فرض می‌نماید محاسبه نقطه برخورد و زمان برخورد برای وضعیت مانور کم به سهولت صورت می‌پذیرد زیرا روابط حاصله، به‌صورت خطی خواهند بود. حال آنکه برای اهداف مانور بالاتر، موضوع تعیین زمان و زاویه مطلوب سمت موشک جهت برخورد، به مسئله حل معادلات غیرخطی باز می‌گردد که این حل مبتنی بر روش‌های تکراری بوده و بعضا زمان‌بر هستند. جهت رفع این معضل در سناریوهای درگیری موشک و هدف با مانور بالا، می‌توان از تلفیق سیستم استنتاج فازی و نتایج حاصل از حالت مانور کم استفاده نمود.

تعریف هندسه درگیری و بیان معادلات حرکتی موشک و هدف در بخش دوم مقاله مطرح شده و نیز توسعه این معادلات در مختصات کارتزین در بخش سوم بیان می‌شود. روابط و معادلات طراحی روش هدایت موشک مبتنی بر زاویه برخورد در بخش چهارم ذکر شده در این بخش معادلات روش هدایت برای اهداف بدون مانور و با مانور و تصحیح قانون هدایت بر اساس منطق فازی مطرح می‌شود نتایج شبیه سازی در بخش پنجم خواهد آمد. همچنین تحلیل و نتیجه‌گیری نتایج حاصل از روش پیشنهادی در مقایسه با روش‌های مرسوم *SMC*، *PC* و *APN* در بخش نتیجه‌گیری مقاله به دقت مورد بحث و بررسی قرار گرفته است.

۲- تعریف هندسه درگیری و معادلات حرکتی موشک و هدف

معمولا در مقالات روش‌های هدایت و ناوبری فاز نهایی موشک، هندسه درگیری در دستگاه مختصات کارتزین در صفحه قرارگیری هدف و موشک بررسی می‌گردند. هندسه دو بعدی مختصات درگیری موشک و هدف جهت تعریف و توضیح مسئله در شکل (۱) آمده است.



شکل (۱) هندسه درگیری موشک و هدف در دستگاه مختصات کارتزین دو بعدی

معادلات حرکتی مربوطه در مختصات کارتزین به صورت روابط زیر قابل بیان است.

$$\dot{X}_T = V_T Cos\alpha_T \quad (۱)$$

$$\dot{Y}_T = V_T Sin\alpha_T \quad (۲)$$

$$\dot{\alpha}_T = w_c = \frac{A_T}{V_T} \quad (۳)$$

$$\dot{X}_M = V_M Cos\alpha_M \quad (۴)$$

$$\dot{Y}_M = V_M Sin\alpha_M \quad (۵)$$

$$\dot{\alpha}_M = w_m = \frac{A_M}{V_M} \quad (۶)$$

که در آن (X_T, Y_T) و (X_M, Y_M) به ترتیب موقعیت قرارگیری هدف و موشک در مختصات کارتزین، V_T و V_M نمایش سرعت‌های هدف و موشک، A_T و A_M شتاب‌های جانبی هدف و موشک، w_c و w_m سرعت‌های زاویه‌ای و α_T و α_M به ترتیب زاویه‌های مسیر حرکتی هدف (کورس هدف[۲۳]) و مسیر پروازی موشک را نسبت به محور X نشان می‌دهند. A_T به عنوان یک تابع ناشناخته که فقط مقادیر هر لحظه آن مشخص است، در نظر گرفته می شود. لازم به ذکر است دسته وسیعی از مقالات جهت برآورد و یا تخمین میزان شتاب هدف به‌وسیله روش‌های تخمین و پیش‌بینی که به تخمین ورودی نامعلوم معروف هستند، وجود دارند [۳۰] [۳۱]. برای ساده سازی معادلات حرکتی فرض می‌شود که

23- Target course

V_T و V_M در بازه زمانی نمونه برداری رادار موشک، ثابت هستند و جهت عملی بودن برخورد، مقدار عددی V_M بزرگتر از V_T در نظر گرفته می‌شود. با توجه به روابط (۱) تا (۶)، فاصله قرارگیری موشک تا هدف یا برد[۲۴] ($R(t)$) و زاویه خط دید ($\theta(t)$) نیز از رابطه زیر در دسترس هستند.

$$R(t) = \sqrt{\left(X_T(t) - X_M(t)\right)^2 + \left(Y_T(t) - Y_M(t)\right)^2} \quad (۷)$$

$$\theta(t) = tan^{-1}\left(\frac{Y_T(t) - Y_M(t)}{X_T(t) - X_M(t)}\right) \quad (۸)$$

۳- تحلیل حرکت هدف و موشک در مختصات کارتزین

برای طراحی قانون هدایت مدل‌سازی حرکات هدف و یافتن مختصات هدف در زمان‌های مختلف امری ضروری است. حرکت هدف در دو وضعیت "مانور پائین" و "مانور بالا" مورد تحلیل و بررسی قرار می‌گیرد. طبق تعریف، وضعیت مانور بالا با لحاظ نمودن یک شتاب ثابت برای دینامیک هدف در نظر گرفته می‌شود. اصطلاح مانور پائین (مانور کم) یا مانور بالا (مانور زیاد) که مورد اختلاف مقالات متعدد است، در این مقاله به معنی تغییر مسیر وسیله در حال حرکت از مسیر مستقیم الخط که منجر به تغییر سمت آن نیز می‌شود، لحاظ خواهد شد [۳۳-۳۰]. نحوی تحلیل به گونه‌ای است که با استفاده از تعدادی تابع شناخته شده به عنوان شتاب هدف، رابطه موقعیت هدف تعیین می‌گردد. روابط حاکم بر حرکت موشک به دو بخش خطی و غیرخطی تقسیم می‌شوند که با حذف قسمت خطی ورودی، زاویه مطلوب تغییر سمت موشک محاسبه و درنهایت مقدار تابع موقعیت هدف مشخص می‌شود.

۳-۱- بررسی حرکت هدف در وضعیت مانور پائین هدف

برای تحلیل و محاسبه پارامترهای مورد نیاز در وضعیت مانور پائین، باید تابعی را برای شتاب هدف در نظر گرفت که حرکت مانور هدف را شبیه‌سازی نماید. در این مقاله در صورتی که مسیر حرکت هدف در یک لحظه کوتاه دارای تغییر کوچکی باشد، آن‌را به عنوان مانور پائین تعریف می‌نماید این موضوع در دینامیک حرکت هدف به معنی داشتن یک شتاب لحظه‌ای کوتاه برای یک هدف نوعی است. با در نظر گرفتن شتاب جانبی هدف به صورت ضربه یا یک پالس کوچک، تعریف مورد نظر از شتاب هدف مانور پائین برآورده می شود. لذا شتاب هدف به صورت یک تابع ضربه در زمان t_0 و با دامنه a_T به شکل زیر فرض می‌گردد:

$$A_T(t) = a_T\delta(t - t_0) \quad (۹)$$

در این صورت سمت حرکت هدف با انتگرال‌گیری از رابطه (۳) و با در نظر گرفتن شتاب رابطه (۹) به صورت زیر محاسبه خواهد شد:

$$\alpha_T(t) = \frac{a_T}{V_T}u(t) + \alpha_T(t_0) \quad (۱۰)$$

در این رابطه، $\alpha_T(t_0)$ زاویه کورس ابتدایی حرکت هدف قبل از شروع مانور محسوب می‌گردد. این رابطه نشان دهنده یک زاویه‌ای کورس ثابت با دامنه $\frac{a_T}{V_T}$ برای هدف بوده با جایگذاری رابطه (۱۰) در روابط (۱) و (۲) و انتگرال‌گیری از این روابط، جابجایی هدف در راستای محورهای X و Y محاسبه می‌شود.

$$X_T = \int_{t_0}^{t} V_T Cos(\frac{a_T}{V_T}u(t) + \alpha_T(t_0))dt = V_T t Cos\left(\frac{a_T}{V_T} + \alpha_T(t_0)\right) + X_T(t_0) \quad (۱۱)$$

$$Y_T = \int_{t_0}^{t} V_T Sin\left(\frac{a_T}{V_T}u(t) + \alpha_T(t_0)\right)dt = V_T t Sin(\frac{a_T}{V_T} + \alpha_T(t_0)) + Y_T(t_0) \quad (۱۲)$$

در رابطه فوق $X_T(t_0)$ و $Y_T(t_0)$ به ترتیب موقعیت قرارگیری هدف در لحظه ابتدایی قبل از شروع مانور در مختصات کارتزین در راستای محورهای x و y است. همچنین در انتگرال‌گیری‌های فوق به علت ثابت بودن توابع سینوس و کسینوس و عدم وابستگی آنها به زمان، از انتگرال بدون تغییر خارج می‌شوند. بر اساس روابط فوق، یک حرکت مانور پائین برای هدف به معنی شتاب جانبی ضربه، سرعت زاویه‌ای ضربه و چرخش کورس هدف به یک مقدار ثابت خواهد بود.

۳-۲- بررسی حرکت هدف در وضعیت مانور بالا

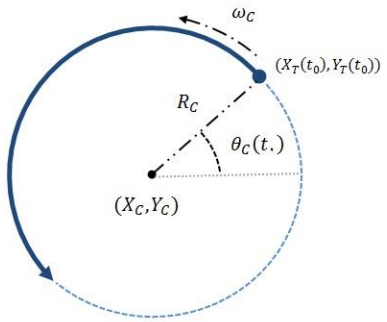
با در نظر گرفتن شتاب جانبی هدف به صورت یک تابع پله وضعیت مانور بالا نسبت به حالت مانور پائین قابل بیان است. اگر شتاب جانبی هدف به صورت یک تابع پله در زمان t_0 و با دامنه a_T فرض گردد:

$$A_T(t) = a_T u(t - t_0) \quad (۱۳)$$

پس کورس حرکت هدف به صورت رابطه زیر محاسبه خواهد شد.

$$\alpha_T(t) = \frac{a_T}{V_T}t + \alpha_T(t_0) \quad (۱۴)$$

طبق این رابطه، زاویه حرکت هدف (کورس حرکت هدف) به صورت ثابت با زمان در حال افزایش است این وضعیت به معنی چرخش هدف با شعاع ثابت در یک مسیر دایره‌ای مطابق شکل (۲) خواهد بود.



شکل (۲) مسیر دایره‌ای حرکت هدف در مانور بالا به ازای شتاب جانبی پله

24- Range

با اعمال ورودی پله به شتاب هدف، هدف بر روی یک دایره شعاع ثابت مانند شکل (۲) حرکت خواهد کرد که مرکز، شعاع و سرعت زاویه ای با جایگذاری رابطه (۱۴) در روابط (۱) و (۲) به صورت رابطه زیر محاسبه می گردد.

$$X_C = X_T(t_0) - \frac{V_T^2}{a_T} Sin\big(\alpha_T(t_0)\big) \qquad (۱۵)$$

$$Y_C = Y_T(t_0) + \frac{V_T^2}{a_T} Cos\big(\alpha_T(t_0)\big) \qquad (۱۶)$$

$$R_C = \frac{V_T^2}{|a_T|} \qquad (۱۷)$$

$$\theta_C(t) = \omega_C t + \theta_C(t_0) \qquad (۱۸)$$

$$\omega_C = \frac{a_T}{V_T} \qquad (۱۹)$$

$$\theta_C(t_0) = tan^{-1}\left(-cot^{-1}\big(\alpha_T(t_0)\big)\right) \qquad (۲۰)$$

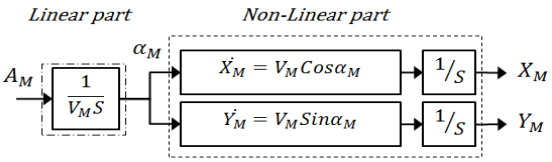
که (X_C, Y_C) مرکز دایره فرضی در حال چرخش، R_C شعاع دایره مورد نظر، ω_C سرعت زاویه‌ای حرکت هدف روی دایره مورد نظر، $\theta_C(t)$ زاویه هدف نسبت به مرکز دایره در زمان t و $(X_T(t_0), Y_T(t_0))$ مختصات هدف در لحظه شروع مانور در مختصات کارتزین می‌باشد. طبق روابط (۱۵) و (۱۶)، مرکز دایره‌ای که هدف حول آن به علت شتاب جانبی در حال چرخش است، در لحظه اعمال شتاب جانبی تشکیل می گردد. بر اساس رابطه (۱۸) و (۱۹) حرکت هدف با سرعت زاویه‌ای ثابت بوده لذا کورس حرکت هدف با زمان به شکل ثابت در حال افزایش است با توجه به شکل (۲) و روابط (۱۵) تا (۲۰)، رابطه موقعیت قرارگیری هدف در مختصات کارتزین نسبت به مرکز دایره ایجاد شده (X_C, Y_C)، در هر لحظه زمانی قابل محاسبه است.

$$X_T(t) = X_C + R_C Sin\big(\theta_C(t)\big) \qquad (۲۱)$$

$$Y_T(t) = Y_C + R_C Cos\big(\theta_C(t)\big) \qquad (۲۲)$$

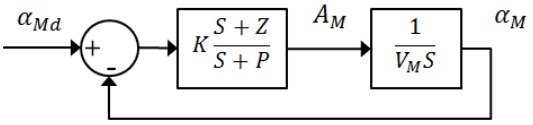
۳-۳- بررسی حرکت موشک و بخش بندی سیستم حرکتی

با توجه به معادلات (۴) تا (۶) که مبین سینماتیک حرکت موشک است، می‌توان روابط را به دو بخش غیر خطی (روابط (۴) و (۵)) و خطی (رابطه (۶)) تفکیک نمود. با در نظر گرفتن این روابط، معادله (۶) رابطه خطی بین شتاب جانبی و کورس موشک و روابط (۴) و (۵) مبین رابطه غیرخطی بین کورس و موقعیت قرارگیری موشک در مختصات کارتزین مطابق شکل (۳) است.



شکل (۳) تفکیک اجزاء سینماتیک حرکت موشک به دو بخش خطی و غیرخطی

با توجه به شکل (۳) در صورت حذف بخش خطی مربوط به محاسبه سمت از روی شتاب جانبی موشک، سیستم حرکت موشک با ورودی سمت قابل بیان است. برای تحقق این موضوع پیشنهاد استفاده از یک کنترل کننده تطبیقی خطی داده می‌شود. ساده‌ترین کنترل برای حل این مشکل، استفاده از کنترل کننده درجه یک مطابق شکل (۴) است.



شکل (۴) کنترل کننده تطبیقی خطی برای حذف قسمت خطی سیستم سینماتیک حرکت موشک

اگر سیستم کنترل‌کننده درجه یک با قطب P، صفر Z و بهره K در نظر گرفته شود. رابطه سمت مطلوب موشک (α_{Md}) و سمت موشک به صورت زیر قابل بیان است.

$$\alpha_{Md} = \frac{K(S+Z)}{V_M S^2 + (PV_M + K)S + KZ}\alpha_M \qquad (۲۳)$$

برای ایجاد یک سیستم پایدار با عملکرد مطلوب مقادیر قطب، صفر و بهره با سعی و خطا در محدوده زیر پیشنهاد می گردد.

$$0 < Z \le 1 \qquad P \ge 1 \qquad (۲۴)$$

$$K = V_M\left(\frac{P}{Z}\right) \qquad (۲۵)$$

با استفاده از کنترل کننده تطبیقی فوق، رابطه (۶) عملا حذف و ورودی سینماتیک موشک α_M که همان سمت مطلوب حرکت موشک است، باقی می‌ماند. در واقع با استفاده از روابط فوق، روش پیشنهادی در این مقاله به جای محاسبه و طراحی قانون هدایت برای بدست آوردن شتاب جانبی مطلوب، به دنبال تعیین سمت مطلوب برای هدایت موشک خواهد بود. با توجه به این نکته که مقدار مطلوب سمت موشک برای کل مسیر یک مقدار ثابت در نظر گرفته می‌شود بنابراین با فرض رابطه::

$$\alpha_M = \alpha_{Md} u(t - t_0) \qquad (۲۶)$$

مختصات موشک بر اساس روابط (۴) و (۵) به صورت روابط زیر قابل بیان است.

$$X_M = \int_{t_0}^{t} V_M Cos\big(\alpha_{Md} u(t)\big)dt = V_M t Cos(\alpha_{Md}) + X_M(t_0) \qquad (۲۷)$$

$$Y_M = \int_{t_0}^{t} V_M Sin\big(\alpha_{Md} u(t)\big)dt = V_M t Sin(\alpha_{Md}) + Y_M(t_0) \qquad (۲۸)$$

پس از تبیین حرکات هدف در دو وضعیت مانور پائین و مانور بالا نوبت به تحلیل چگونگی حرکت موشک در وضعیت رهگیری اهداف مانور بالا می‌رسد برای حرکت موشک جهت برخورد مناسب با هدف در دو وضعیت مانوری، طبق رابطه مفروض(۲۶) تنها نیاز به یک تغییر کورس

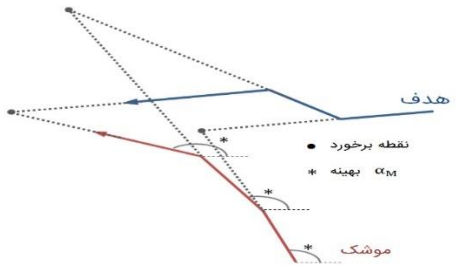
موشک بوده بر این اساس حرکت موشک در دسته‌بندی تعریف شده برای اهداف مانور بالا، مشابه آنچه که برای حرکات هدف مانور پائین در بخش (۱-۳) بیان گردید، خواهد بود.

٤- طراحی سیستم هدایت با روش زاویه برخورد

دو هدف عمده طراحی با روش زاویه برخورد، رسیدن موشک به هدف در کمترین زمان و با کمترین انرژی است. کمترین زمان از دیدگاه این روش زمانی اتفاق می‌افتد که موشک در مسیر برخورد با هدف قرار گیرد. به عبارت دیگر مسیر موشک و هدف همدیگر را در یک نقطه قطع نمایند. به زاویه‌ای که حرکت موشک تحت آن زاویه منجر به برخورد با هدف می‌گردد، زاویه برخورد می‌گویند.

٤-۱- روش نقطه برخورد برای اهداف بدون مانور و مانور کم

در این قسمت زاویه برخورد برای اهداف موشکی با مانور کم، با استفاده از روابط محاسبه شده در بخش (۳-۱) انجام می‌پذیرد. چون در مانور کم فرض بر، تغییر اندک مسیر است پس هدف در یک مسیر مشخص با کورس ثابت حرکت نموده و پس از انجام عملیات مانور پائین، هدف دوباره روی یک مسیر مشخص دیگر با کورس ثابت جدید قرار می‌گیرد. این وضعیت توسط شکل (۵) به خوبی نمایش داده شده است.



شکل (۵) نحوه کلی عملکرد سیستم هدایت سمت نقطه برخورد برای اهداف موشکی مانور پائین

این روش به دنبال یافتن زاویه مناسب برای برخورد سریع با هدف است. برای این منظور فرض می‌شود مختصات موشک و هدف در زمان برخورد که با t_{CP} نمایش داده می‌شود، برابرند.

$$X_T(t_{CP}) = X_M(t_{CP}) \tag{۲۹}$$

$$Y_T(t_{CP}) = Y_M(t_{CP}) \tag{۳۰}$$

پس با جایگذاری روابط (۱۱)، (۱۲) که همان روابط حرکت هدف با مانور کم است و جایگذاری روابط حرکتی موشک از (۲۷) و (۲۸) با فرض محاسبه سمت مطلوب در روابط (۲۹) و (۳۰)، روابط زیر حاصل خواهد شد:

$$V_T t_{CP} Cos\left(\frac{a_T}{V_T} + \alpha_T(t_0)\right) - V_M t_{CP} Cos(\alpha_{Md}) + X_T(t_0) - X_M(t_0) = 0 \tag{۳۱}$$

$$V_T t_{CP} Sin\left(\frac{a_T}{V_T} + \alpha_T(t_0)\right) - V_M t_{CP} Sin(\alpha_{Md}) + Y_T(t_0) - Y_M(t_0) = 0 \tag{۳۲}$$

با حل روابط فوق، زمان برخورد و سمت برخورد به صورت زیر محاسبه می‌گردد.

$$\begin{aligned}\alpha_{Md} &= -tan^{-1}\left(\frac{X_T(t_0) - X_M(t_0)}{Y_T(t_0) - Y_M(t_0)}\right) \\ &+ Cos^{-1}\left[\frac{V_T}{V_M R(t_0)}\left(\left(Y_T(t_0) - Y_M(t_0)\right)Cos\left(\frac{a_T}{V_T} + \alpha_T(t_0)\right) - \left(X_T(t_0) - X_M(t_0)\right)Sin\left(\frac{a_T}{V_T} + \alpha_T(t_0)\right)\right)\right]\end{aligned} \tag{۳۳}$$

$$t_{CP} = \frac{X_M(t_0) - X_T(t_0)}{V_T Cos\left(\frac{a_T}{V_T} + \alpha_T(t_0)\right) - V_M Cos(\alpha_{Md})} \tag{۳۴}$$

که با تبدیل به مختصات قطبی روابط زیر حاصل می‌گردد.

$$\alpha_{Md} = -\varphi + Cos^{-1}\left(\frac{V_T}{V_M} Cos\left(\frac{a_T}{V_T} + \alpha_T(t_0) + \varphi\right)\right) \tag{۳۵}$$

$$t_{CP} = \frac{-R(t_0)Cos\big(\theta(t_0)\big)}{V_T Cos\left(\frac{a_T}{V_T} + \alpha_T(t_0)\right) - V_M Cos(\alpha_{Md})} \tag{۳۶}$$

که در روابط فوق φ زاویه بین موشک و هدف در لحظه t_0 می‌باشد که از رابطه زیر محاسبه می‌شود.

$$\varphi = \pi - \theta(t_0) \tag{۳۷}$$

با استفاده از رابطه (۳۵) ابتدا کورس مطلوب قابل محاسبه و سپس با جایگذاری در رابطه (۳۶) زمان برخورد با هدف دارای مانور پائین به راحتی محاسبه می‌شود و موشک در کمترین زمان و با کمترین شتاب ممکن به آن خواهد رسید. از این روش برای اهداف با مانور بالا نیز می‌توان استفاده کرد ولی باید در نظر داشت که خطای برخورد افزایش و احتمال اصابت کاهش خواهد یافت به عبارت دیگر این روش یک حل غیربهینه برای اهداف با مانور بالا می باشد.

٤-۲-روش نقطه برخورد با ضریب تصحیح کننده فازی

در این بخش نیز مشابه بخش (۴-۱) با استفاده از رابطه تساوی موقعیت هدف و موشک در لحظه برخورد، سمت و زاویه مطلوب محاسبه می‌گردد. بنابراین با در نظر گرفتن مختصات یکسان موشک و هدف در زمان برخورد t_{CP}، روابط زیر حاصل می‌شود.

$$X_T(t_{CP}) = X_M(t_{CP}) \tag{۳۸}$$

$$Y_T(t_{CP}) = Y_M(t_{CP}) \tag{۳۹}$$

با جایگذاری روابط حرکات اهداف با مانور بالای (۲۱)، (۲۲)، و روابط حاکم بر حرکت موشک (۲۷) و (۲۸) در روابط (۳۹-۳۸) :

$$R_C Cos\big(\omega_C t_{CP} + \theta_C(t_0)\big) - V_M t_{CP} Cos(\alpha_{Md}) + X_C - X_M(t_0) = 0 \quad (۴۰)$$

$$R_C Sin\big(\omega_C t_{CP} + \theta_C(t_0)\big) - V_M t_{CP} Sin(\alpha_{Md}) + Y_C - Y_M(t_0) = 0 \quad (۴۱)$$

از روابط (۴۰-۴۱) به راحتی سمت و زمان برخورد قابل محاسبه نیست زیرا این دو رابطه بر حسب زمان برخورد غیرخطی‌اند. برای حل چنین معادلاتی به شکل متداول از روش‌های عددی و بازگشتی که غالبا طولانی و زمانبر و نیازمند رعایت شرط همگرایی هستند، استفاده می‌گردد. با تغییر دیدگاه، می‌توان این روابط را به راحتی حل نمود. همان‌گونه که در انتهای بخش (۴-۱) بیان گردید، از زاویه سمت مطلوب محاسبه شده برای هدف با مانور کم، برای محاسبه سمت مطلوب برای مواجهه با اهداف مانور بالا می‌توان استفاده نمود به شرطی که بتوان خطای ایجاد شده در این روش را جبران کرد. به عبارت دیگر رابطه (۳۵) سمت مطلوب و بهینه برای اهداف موشکی مانور پائین و همچنین سمت مطلوب و البته غیر بهینه برای اهداف با مانور بالا است که با تغییرات در آن و برای شرایط مختلف قابلیت بهینه شدن را خواهد داشت. اصلی ترین تفاوت حرکت در مانور کم و زیاد، در مسیر حرکت هدف می‌باشد. در مانور کم، هدف مطابق توضیحات بخش ۳-۱ پس از اعمال شتاب ضربه، تغییر زاویه کورس داده و در مسیر مستقیم حرکت می‌کند و در مانور بالا مطابق توضیحات بخش ۳-۲ روی دایره با مرکز و شعاع ثابت و مشخص حرکت می‌نماید. پس برای بهینه نمودن سمت مطلوب باید از مرکز دایره در حال چرخش برای بهینگی استفاده نمود. بدین منظور زاویه α_{MCC} که زاویه بین مرکز موشک و مرکز دایره می‌باشد، معرفی می‌گردد این موضوع در شکل (۶) نشان داده شده است، که دارای رابطه زیر است:

$$\alpha_{MCC} = tan^{-1}\left(\frac{X_C - X_M(t_0)}{Y_C - Y_M(t_0)}\right) \quad (۴۲)$$

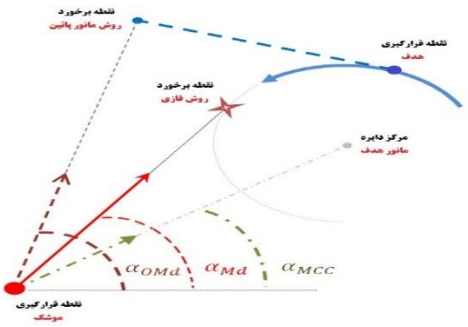
که با استفاده از روابط (۱۵) و (۱۶) به صورت زیر نیز قابل بیان است

$$\alpha_{MCC} = tan^{-1}\left(\frac{R(t_0)Cos\big(\theta(t_0)\big) - \frac{V_T^2}{a_T}Sin\big(\alpha_T(t_0)\big) - X_M(t_0)}{R(t_0)Sin\big(\theta(t_0)\big) + \frac{V_T^2}{a_T}Cos\big(\alpha_T(t_0)\big) - Y_M(t_0)}\right) \quad (۴۳)$$

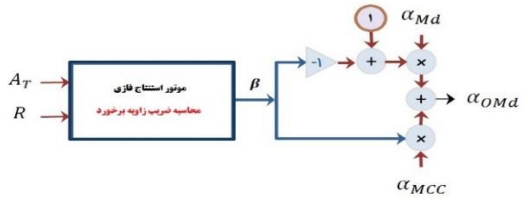
به این ترتیب سمت برخود بهینه (α_{OMd}) را به شکل رابطه زیر می‌توان در نظر گرفت.

$$\alpha_{OMd} = (1-\beta)\alpha_{Md} + \beta\alpha_{MCC} \quad (۴۴)$$

که β ضریب گرایش به مرکز دایره نامگذاری می‌شود و مقداری بین صفر تا یک دارد که در شرایط مختلف قابل تغییر است. برای محاسبه مقدار این ضریب می‌توان از روش‌های هوشمند استفاده نمود. مناسب‌ترین روش برای این مسئله کنترل‌کننده فازی است زیرا می‌تواند با استفاده از قوائد زبانی شرایط مدنظر را پیاده سازی نماید. شرایطی که در نقطه برخورد موثرند شامل برد موشک تا هدف ($R(t_0)$)، مقدار دامنه شتاب هدف (a_T)، شعاع دایره در حال چرخش (R_C) و سرعت زاویه‌ای هدف روی دایره (ω_C) می‌باشد. با توجه به روابط (۱۷) و (۱۹) می توان از شعاع و سرعت زاویه‌ای هدف صرف نظر کرد زیرا این پارامترها وابسته به مقدار دامنه شتاب هدف هستند. لذا با این کاهش تعداد متغیر، تنها $R(t_0)$ و a_T به عنوان دو متغیر اصلی باقی می‌مانند. بازه تغییرات $R(t_0)$ و a_T به عنوان دو ورودی به سیستم فازی بر اساس حداکثر برد قرارگیری هدف در لحظه t_0 و نیز حداکثر بازه شتاب هدف مورد نظر، به عنوان بازه تغییرات توابع عضویت قابل تنظیم هستند.



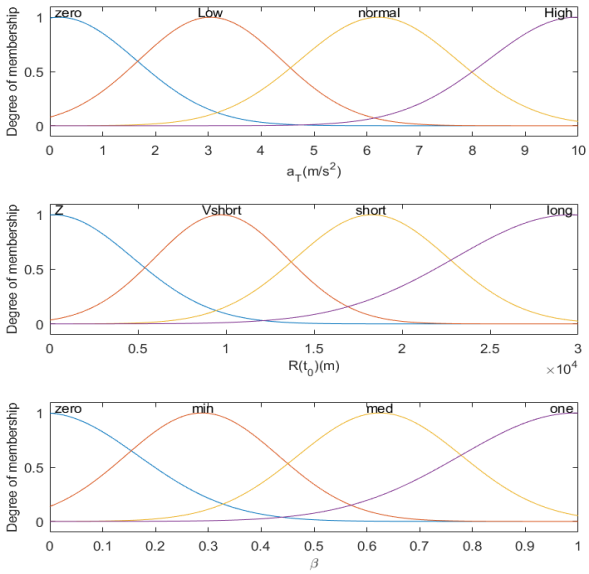
شکل (۶) نحوه کلی عملکرد سیستم هدایت سمت برخورد با کمک منطق فازی برای هدف با مانور بالا (روش پیشنهادی)



شکل (۷) بلوک دیاگرام روش هدایت موشک جهت برخورد بر اساس منطق فازی پیشنهادی

دو نوع استنتاج ممدانی و سوگنو در روش منطق فازی وجود دارد. به دلیل اینکه هم قسمت ورودی و هم بخش نتیجه‌گیری، فازی می‌باشند لذا استنتاج ممدانی برای این مقاله پیشنهاد می‌گردد. در ورودی a_T توابع عضویت $Zero$ برای اهداف بدون مانور، Low برای اهداف با مانور کم، $normal$ برای اهداف با مانور معمولی، $High$ برای اهداف با مانور بالا تعریف می‌گردد. این دسته‌بندی جدید که اهداف را بتوان در تنوع‌های بیشتری از نظر مانور در نظر گرفت و آن‌را به دو دسته مانور بالا و پائین محدود نکرد، یکی از مزایای منطق فازی در این بخش است. در ورودی $R(t_0)$ توابع عضویت که با نماد Z در شکل (۸) نشان داده شده، $Vshort$ برای فواصل خیلی کم، $short$ برای فواصل کم، $long$ برای فواصل زیاد تعریف می‌گردند. همچنین توابع عضویت متغیر خروجی β با نمادهای $Zero$ برای مقادیر نزدیک به صفر، min برای مقادیر کم، med برای مقادیر متوسط، one برای مقادیر زیاد (مقدار یک) تعریف

می‌گردند. توابع عضویت ورودی و خروجی کنترل فازی در شکل (۸) نشان داده شده است.



شکل (۸) توابع عضویت ورودی‌های $\boldsymbol{R(t_0)}$ و $\boldsymbol{a_T}$ و خروجی $\boldsymbol{\beta}$ در روش نقطه برخورد فازی

اساس انتخاب قوائد این کنترل‌کننده بر این مبنا است که در مانورهای بالا و مسافت‌های طولانی، β بیشترین مقدار خود یعنی $\beta = 1$ را می‌گیرد که بر اساس رابطه (۴۴)، رابطه $\alpha_{OMd} = \alpha_{MCC}$ حاصل می‌گردد یعنی موشک به سمت مرکز دایره حرکت می‌کند و در مانورها و مسافت‌های کم، β کمترین مقدار خود یعنی صفر را می‌گیرد لذا $\alpha_{OMd} = \alpha_{Md}$ خواهد بود یعنی موشک به سمت نقطه برخورد تعریف شده برای اهداف بدون مانور، حرکت می‌کند. با استفاده از دانش انسانی تعریف شده فوق می‌توان جدول منطق فازی جدول (۱) را ایجاد نمود. بر اساس این جدول و با توجه به چهار حالت در نظر گرفته شده برای هر یک از ورودی‌های سیستم استنتاج فازی، تعداد ۱۶ قانون کنترلی قابل استخراج خواهد بود.

جدول (۱) قواعد کنترل‌کننده فازی با دو ورودی $\boldsymbol{R(t_0)}$ و $\boldsymbol{a_T}$ و خروجی $\boldsymbol{\beta}$

$R(t_0)$ \ a_T	*zero*	*Low*	*normal*	*high*
zero	*Zero*	*Zero*	*Zero*	*min*
vshort	*Zero*	*Zero*	*min*	*med*
short	*Zero*	*min*	*med*	*one*
long	*min*	*med*	*one*	*one*

۵- شبیه سازی و نتایج

در این بخش عملکرد روش پیشنهادی ترکیبی منطق فازی و نقطه برخورد[۲۵] (FCP) با دیگر قوانین هدایت در مانورهای بالا بررسی می‌گردد. مهمترین دستاورد یک روش مناسب هدایتی چنانچه در بخش‌های قبل نیز اشاره شد، رسیدن به نقطه برخورد با هدف در کمترین زمان و با کمترین شتاب جانبی ممکن برای موشک است. برای این منظور، چهار سناریوی درگیری موشک و هدف متفاوت، با شتاب‌های مختلف هدف و موقعیت‌های متفاوت قرارگیری هدف مطابق جدول (۲) در نظر گرفته شده است. لازم به ذکر است کلیه مقادیر و شرایط عددی بکارگیری شده در این جدول، تا حدود زیادی بر اساس اطلاعات درگیری موشک و هدف یکی از سناریوهای تعریف شده در مرجع [۲۵] انتخاب شده‌اند و نیز جهت بررسی عملکرد روش پیشنهادی کلیه مقادیر این جدول به صورت مقادیر نامی بوده و در اجرای شبیه‌سازی جهت دست‌یابی به مقادیر عددی قابل مقایسه، برنامه شبیه‌سازی با تکرار زیاد و به همراه ۱۰ درصد عدم قطعیت نسبت به مقادیر نامی بکارگیری شده‌اند. بر اساس مقادیر تعریف شده جدول (۲)، سناریوی شماره ۱، نمایش دهنده یک حرکت بدون مانور و در مقابل سناریوی شماره ۳، یک مانور بالا را برای هدف تعریف می‌کند.

در این سناریوها، موقعیت ابتدایی موشک $(X_m(0), Y_m(0)) = (0,0)$ و سمت ابتدایی موشک $\alpha_M(0) = \frac{1}{2}\pi$ و سرعت موشک (V_M) مقدار $500\frac{m}{s}$ و سرعت هدف (V_T) مقدار $400\frac{m}{s}$ در نظر گرفته می‌شود. در این مقاله، $R(t_0)$ فاصله اولیه قرارگیری موشک تا هدف و به عنون یکی از ورودی‌های سیستم فازی با توجه به مقادیر ذکر شده در جدول (۲)، حداکثر ۳۰ کیلومتر لحاظ شده است. همچنین بازه حداکثر تغییرات برای شتاب هدف a_T، ۱۰ متر بر مجذور ثانیه بوده که به عنوان بازه تغییرات توابع عضویت در شکل (۸) لحاظ شده است. روش کنترل مد لغزشی(SMC) پیشنهادی در مقاله [۵]، جهت مقایسه با روش پیشنهادی بارابطه زیر در نظر گرفته شده است:

$$A_M = \frac{1}{\cos(\alpha_M - \theta)}\left[-2\dot{R}\dot{\theta} + 5\dot{\theta} + sgn(\dot{\theta})\right] \qquad (۴۵)$$

همچنین روش پیشنهادی با روش ناوبری تناسبی افزوده (APN) که در مقدمه از آن به عنوان یک روش اصلاح شده هدایت تناسبی یاد شده، مقایسه شده است. این روش هدایت در مقاله [۱۵] به عنوان یک روش برخورد موشک و هدف در هندسه درگیری غیر خطی بکارگیری شده است. رابطه زیر معرف روش استاندارد APN است:

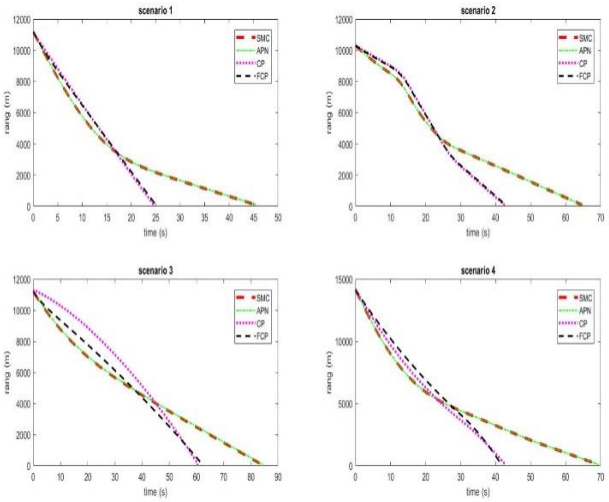
$$A_M = -\frac{1}{\cos(\alpha_M - \theta)}\dot{R}\dot{\theta} + A_T\cos(\alpha_T - \theta) \qquad (۴۶)$$

25 - *Fuzzy collision point*

جدول (۲) مشخصات حرکتی نقطه شروع و شتاب هدف برای چهار سناریو درگیری موشک و هدف

سناریو	1	2	3	4
$\alpha_T(0)$	$-\frac{\pi}{4}$	$\frac{2}{3}\pi$	$\frac{7}{6}\pi$	$\frac{3}{2}\pi$
$X_T(0)$	$5km$	$2.5km$	$-10km$	$1km$
$Y_T(0)$	$10km$	$10km$	$5km$	$-10km$
$A_T(t)$	$0\frac{m}{s^2} \quad t \geq 0$	$80\frac{m}{s^2} \quad 10 \leq t \leq 15$ $-40\frac{m}{s^2} \quad 25 \leq t \leq 30$ $20\frac{m}{s^2} \quad 45 \leq t \leq 50$ $0\frac{m}{s^2} \quad other\ time$	$5\frac{m}{s^2} \quad t \geq 0$	$5\frac{m}{s^2} \quad 0 \leq t \leq 30$ $-10\frac{m}{s^2} \quad 30 \leq t \leq 50$ $8\frac{m}{s^2} \quad t > 50$

زمان اتمام شبیه‌سازی برای تمام روش‌ها، رسیدن موشک به فاصله کمتر از ۱ متری هدف در نظر گرفته شده است. برای بررسی مقدار شتاب اعمالی تا اصابت با هدف از معیار جذر میانگین مربع (RMS) استفاده می‌گردد. شکل (۹) فاصله نسبی بین موشک و هدف یا برد هدف را در سناریوهای مختلف بر حسب زمان برای روش پیشنهادی در مقایسه با سه روش SMC، APN و CP نشان می‌دهد شتاب‌های کنترلی بکار رفته در روش‌های مختلف SMC، APN، CP در مقایسه با روش پیشنهادی FCP در چهار سناریوی تعریف شده در شکل (۱۰) ترسیم شده است. دامنه شتاب‌های جانبی اعمالی به موشک جهت اصابت به هدف، نشان



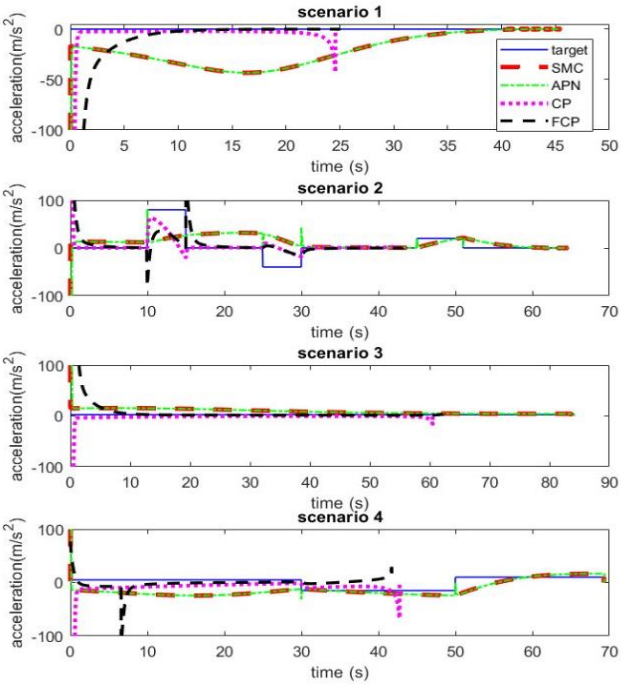
شکل (۹) نمودار فاصله نسبی موشک و هدف با روش‌های مختلف هدایتی، در چهار سنایوری متفاوت جدول (۲)

طبق جدول (۲) سناریو شماره ۱، معرف حرکت هدف بدون مانور بوده، موشک با روش هدایت نقطه برخورد (CP) و روش نقطه برخورد فازی (FCP)، نسبت به دو روش SMC و APN با سرعت بیشتر و در دهنده توان کنترلی موشک بوده طبیعتا هرچه مقدار دامنه این شتاب‌ها پائین‌تر باشد موشک امکان اصابت راحت‌تری را خواهد داشت. شکل (۱۱) مسیر حرکتی موشک و هدف یا تراژکتوری[۲۶] حرکت در چهار سناریوی طراحی شده را در مختصات کارتزین نمایش می‌دهد. جهت مقایسه موثرتر در خصوص نتایج حاصله روش‌های مختلف نیاز به تحلیل کمی بوده لذا جدول (۳) زمان پرواز و میزان شتاب بکارگیری شده توسط موشک در هر یک از روش‌های مورد بررسی، را بیان می‌کند. نتایج عددی ذکر شده در این جدول به ازای تکرارهای متفاوت برنامه شبیه‌سازی در سناریوهای تعریف شده با عدم قطعیت ۱۰ درصدی صورت پذیرفته است. زمان کمتر به هدف برخورد می‌نماید. همان گونه که در شکل ۱۰ مشخص است دو روش CP و FCP با اعمال یک شتاب در ابتدای حرکت، دیگر نیاز به صرف شتاب بالایی در طول مسیر نخواهند داشت. این امر در حالی است که دو روش دیگر سعی می‌کنند ابتدا در راستای حرکت هدف قرار گیرند و سپس به هدف برخورد نمایند که این موضوع مستلزم بکارگیری شتاب جانبی بیشتری برای هدایت خواهد بود.

در سناریوی ۳ حرکت هدف به صورت مانور بالا یا تغییر سمت دائمی صورت می‌پذیرد. روش CP برای هر لحظه یک نقطه را به عنوان برخورد تعیین می‌نماید بنابراین توان کنترلی بیشتری مصرف می‌نماید. روش FCP با مرجع قرار دادن نقاط برخورد در دو روش بدون مانور و با مانور بالا، سبب کاهش توان کنترلی مصرفی تا هدف می‌گردد. روش‌های دیگر SMC و APN با زمان و شتاب بیشتر به هدف می‌رسند. جدول (۳) در سناریوی ۳ برتری کامل روش پیشنهادی نسبت به روش‌های دیگر را نشان می‌دهد ولیکن هنوز نتایج حاصله از روش CP در بخش زمان برخورد، با نتایج روش پیشنهادی قابل مقایسه است.

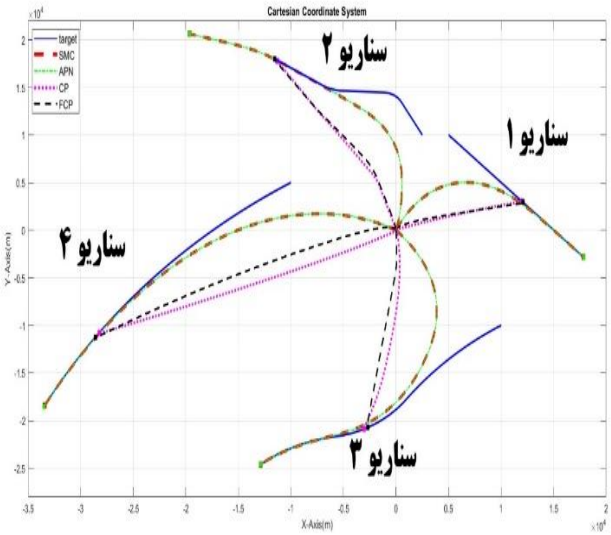
26- Trajectory

در سناریو ۴ حرکت هدف به صورت چندین تغییر سمت دائمی صورت می‌پذیرد. در این سناریو، روش FCP کمترین زمان و شتاب را دارد و موشک در هدایت روش CP با زمان‌بری بیشتر (در حدود ۵ ثانیه) به هدف اصابت می‌کند حال آنکه شتاب کنترلی بسیار بیشتری نسبت به روش پیشنهادی و سایر روش‌ها دارد. روش‌های دیگر مانند SMC و APN با زمان و شتاب بیشتری به هدف می رسند.



شکل(۱۰) شتاب کنترلی موشک با روش‌های مختلف در چهار سناریوی جدول (۲)

با توجه به نتایج شبیه سازی ذکر شده در جدول (۳) می‌توان اینگونه بیان کرد که روش نقطه برخورد (CP) برای مانورهای با تغییر سمت لحظه‌ای کمترین زمان تا برخورد با هدف را طی نموده و کمترین شتاب جانبی را اعمال می‌نماید. که نتایج مشابه‌ای با روش پیشنهادی (FCP) خواهد داشت. ولیکن زمان برخورد در روش (CP) در مواجهه با اهداف با مانورهای دارای تغییر سمت دائمی افزایش می‌یابد که با بکارگیری روش نقطه برخورد فازی (FCP)، خطای سمت روش نقطه برخورد به تنهایی تصحیح و شتاب اعمالی موشک به بالک‌ها کاهش چشم‌گیری می‌یابد.

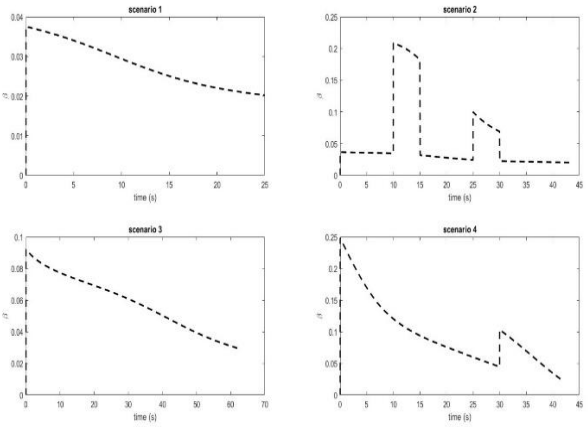


شکل (۱۱) مختصات حرکتی موشک و هدف برای چهار سناریوی جدول (۲)

جدول (۳) مقایسه نتایج شبیه‌سازی برای چهار سناریوی درگیری موشک و هدف

Scenario	1		2		3		4	
	Flight Time (s)	RMS α_M $\left(m/s^2\right)$	Flight Time (s)	RMS α_M $\left(m/s^2\right)$	Flight Time (s)	RMS α_M $\left(m/s^2\right)$	Flight Time (s)	RMS α_M $\left(m/s^2\right)$
SMC	*45.4*	*917*	*64.6*	*224*	*83.8*	*770*	*69.29*	*1219.5*
APN	*45.5*	*192*	*64.63*	*50*	*84.12*	*170.9*	*69.36*	*257.5*
CP	*24.58*	*291*	*42.45*	*59.2*	*60.5*	*624*	*42.75*	*1065*
FCP	*24.99*	*119*	*43.18*	*27*	*62*	*105*	*41.73*	*11*

شکل (۱۲) مقادیر مختلف ضریب گرایش به مرکز β را به عنوان خروجی سیستم استنتاج فازی در سناریوهای مختلف و در زمان‌های متفاوت نشان می‌دهد. مقدار این ضریب با تغییر دو ورودی شتاب و برد هدف توسط سیستم فازی استنتاج و در تصحیح شتاب جانبی موشک بکارگیری می‌شود. به عنوان مثال چنانچه شکل (۸) نشان می‌دهد، مقدار استنتاج شده سیستم فازی برای ضریب β، در سناریوی ۱ که وضعیت بدون مانور است، مقدار بسیار کوچک بوده لذا $\alpha_{OMd} \cong \alpha_{Md}$ لحاظ شده است.



شکل (۱۲) تغییرات β برای چهار سناریو تعریف شده درگیری موشک و هدف، طبق مقادیر جدول (۲)

همانگونه که قبلا بیان گردید، شتاب هدف در این مقاله به عنوان یک کمیت معلوم با دامنه مشخص در هرلحظه فرض گردیده است. باید توجه کرد که در عمل شتاب هدف کاملا ناشناخته بوده، روش‌های مختلفی جهت تخمین و پیش‌بینی شتاب هدف با استفاده از داده‌های راداری تاکنون ارایه شده‌اند [۳۴-۳۱]، که بجای شتاب معلوم هدف در این مقاله می‌توان از تخمین بدست آمده توسط این روش‌ها بهره برد.

٦- نتیجه گیری

بکارگیری روش‌های هوشمند از جمله روش‌های استنتاج فازی دارای تاریخچه مفصلی در ادبیات نظامی بوده به گونه‌ای که در بخش‌های هدایت و ناوبری موشکی، این دسته از روش‌ها دارای سهم به سزایی هستند با توجه به تنوع زیاد روش‌های هدایت که فلسفه همه آنها بکارگیری یک موشک جهت اصابت هرچه دقیق‌تر به یک هدف نوعی است، روش‌ها و پیشنهادات متعددی از بکارگیری این ابزارهای هوشمند و به خصوص منطق فازی در مقالات مختلف شده است. طراحی قانون هدایت برای اهداف دارای مانور بالا به علت ایجاد معادلات غیرخطی از پیچیدگی‌های خاص خود برخوردار بوده که حل تکراری و زمانبری دو خصیصه مشترک این دسته از روش‌ها محسوب می‌گردد. تبدیل محاسبه مستقیم شتاب جانبی مطلوب که در بسیاری از مقالات مورد نظر است به زاویه سمت مطلوب نخستین گام از روش پیشنهادی هدایت نقطه برخورد فازی، در این مقاله است. همچنین در این مقاله، قانون هدایت برخورد موشک و هدف، از تحلیل مستقیم در مختصات کارتزین و تبدیل آن به مختصات قطبی حاصل گردید. هدایت نقطه برخورد برای اهداف موشکی مانور کم و روش ترکیبی هدایت نقطه برخورد و منطق فازی برای اهداف موشکی با مانور بالا پیشنهاد شد. نتایج شبیه‌سازی در چهار سناریوی مختلف درگیری موشک و هدف حاکی از قابلیت‌های بالای روش پیشنهادی در مواجهه با اهداف موشکی دارد. اگر چه نتایج حاصله از روش پیشنهادی در دو سناریو ابتدایی طراحی شده به علت مانور پائین هدف، با نتایج حاصل از روش نقطه برخورد به تنهایی تفاوت چندانی را نشان نمی‌دهد ولیکن بر اساس جدول ارایه شده بخش نتایج مقاله، روش پیشنهادی بهبود ۵ تا ۳۵ درصدی در کاهش زمان برخورد را نسبت به روش‌های هدایت نقطه برخورد به تنهایی و روش مد لغزشی در سناریوهای با مانور بالا، نشان می‌دهد. این بهبود نتایج، برای کاهش توان کنترلی بکارگیری شده توسط روش پیشنهادی بسیار قابل ملاحظه است.

مراجع

[1] H. S. Shin, A. Tsourdos, B. A. White and M. J. Tahk, “Earliest intercept geometry guidance to improve mid-course guidance in area air-defence,” *Int. J. Aerosp. Sci.*, vol. 11, no.2, pp. 118-125, 2010.
[2] G. Siouris, "Missile Guidance and Control Systems", *Applied Mechanics Reviews*, vol. 57, no. 6, p. B32, 2004.
[3] S. B. Phadke and S. E. Talole, “Sliding mode and inertial delay control based missile guidance,” *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 48, no. 4, pp. 3331-3346, 2012.
[4] T. Yamasaki and S. Balakrishnan, "Sliding mode-based pure pursuit guidance for unmanned aerial vehicle rendezvous and chase with a cooperative aircraft," *Proc. Inst. Mech. Eng.*, vol. 224, no. 10, pp. 1057-1067, 2010.
[5] B. S. Yuri, A. SH. Ilya, and L. Arie, “Guidance and control of missile interceptor using second-order sliding modes,” *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst*, vol. 45, no. 1, pp. 110-124, 2009.
[6] Z. Zhu, D. Xu, J. Liu and Y. Xia, “Missile guidance law based on extended state observer,” *IEEE Trans. Indus. Electron.*, vol. 60, no. 12, pp. 5882-5891, 2013.
[7] V. S. Andrey, N. P. Pubudu and A. F. Farhan, “Problem of precision missile guidance: LQR and H∞ control frameworks,” *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst*, vol. 39, no.3, pp. 901-910, 2003.
[8] C. S. Shieh, “Tunable H∞ robust guidance law for homing missiles,” *IEE Cont. Theory Appl.*, vol. 151, no. 1, pp. 103-107, 2004.
[9] M. Golestani and I. Mohammadzaman, “PID guidance law design using short time stability approach,” *Aerosp. Sci. Technol.*, vol. 43, no. 1, pp. 71-76, 2015.
[10] M. Guelman, “A qualitative study of proportional navigation,” *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 7, no. 4, pp. 637-643, 1971.
[11] X. Hu, S. Yang, F. Xiong and G. Zhang, "Stability of spinning missile with homing proportional guidance law," *Aerosp. Sci. Technol.*, vol. 71, pp. 546-555, 2017.
[12] N. Cho and Y. Kim, "Modified pure proportional navigation guidance Law for impact time control", *Guid., Cont., Dynamics*, vol. 39, no. 4, pp. 852-872, 2016.
[13] G. Franzini, L. Tardioli, L. Pollini and M. Innocenti, "Visibility augmented proportional navigation guidance," *J. Guidance, Control, Dynamics*, vol. 41, no. 4, pp. 987-995, 2018.
[14] S. Ghosh, D. Ghose and S. Raha, “Capturability of augmented proportional navigation (APN) guidance

[31] P. Hang, G. Liao, Z. Yang and J. Zheng, “Ground maneuvering target imaging and high-order motion parameter estimation based on second-order keystone and generalized Hough-HAF transform,” *IEEE Trans. Geosci. Remote Sen.*, vol. 55, no. 1, pp. 320-335, 2017.
[32] A. Karsaz and H. Khaloozadeh, “Optimal partitioned state Kalman estimator,” *Signal Process.*, vol. 89, no. 4. pp. 532-547, 2009.
[33] M. H. Bahari, A. Karsaz, N, Pariz, “High Maneuvering Target Tracking Using a novel Hybrid Kalman filter-fuzzy logic architecture,” J. Innovative Comput., Inform. Control (ICIC), vol. 6, no. 5, 2011.
with nonlinear engagement dynamics,” *American Control Conf. (ACC)*, vol. 4, no. 5, pp. 17-19, 2013.
[15] I. J. Ha, “Performance analysis of PNG laws for randomly maneuvering targets,” *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 26, no.5, pp. 713-720, 1990.
[16] D. Cho, H. Kim, M. Tahk, "Fast adaptive guidance against highly maneuvering targets," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 52, no. 2, pp. 671-680, 2016.
[17] L. He and X. Yan, "Adaptive terminal guidance law for spiral-diving maneuver based on virtual sliding targets," *J. Guidance, Control, Dynamics*, pp. 1-11, 2018.
[18] J. Holloway, M. Krstic, "Predictor observers for proportional navigation systems subjected to seeker delay,” *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 24, no. 6, pp. 2002-2015, 2016.
[19] N. Dhananjay, D. Ghose and M.S. Bhat, “Capturability of a geometric guidance law in relative velocity space,” *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 17, no.1, pp. 111–122, 2009.
[20] Ch. Y. Kuo, D. Soetanto, and Y. Ch. Chiou, “Geometric analysis of flight control command for tactical missile guidance,” *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol.9, no.2, pp. 234–243, 2001.
[21] B. A. White, R. Zbikoeski and A. Tsourdos, “Direct intercept guidance using differential geometry concepts,” *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 43, no.3, pp. 899-919, 2007.
[22] H. Haghighi, H, Heidari, S. H. Sadati and J, Karimi, “A hierarchical and priority-based strategy for trajectory tracking in UAV formation flight,” Int. Conf. Mech. and Aerosp. Eng. (ICMAE), pp. 797-800, 2017.
[23] M. Rezaee and S. Seyedtabaii, "On an optimized fuzzy supervized multiphase guidance law," *J. Control*, vol. 18, no. 6, pp. 2010-2017, 2016.
[24] L. Ch. Liang, H. H. Zhen, C. Y. Yue and C. B. Sen, “Development of an integrated fuzzy-logic-based missile guidance law against high speed target,” *IEEE Trans. Fuzzy. Syst.*, vol.12, no.2, pp. 157-169, 2004.
[25] Q. Li, W, Zhang, G. Han and Y. Xie, "Fuzzy sliding mode control guidance law with terminal impact angle and acceleration constraints,” *J. Syst. Eng. Elect.*, vol, 27, no. 3, pp. 664-679, 2016.
[26] S. E. Jung and T. M. Jea, “Real-time neural-network midcourse guidance,” *Control Eng. Practice*, vol. 9, no.1, PP. 1145–1154, 2011.
[27] H. L. Choi, M. J. Tahk and H. Bang, “Neural network guidance based on pursuit-evasion games with enhanced performance,” *Control Eng. Practice*, Vol. 14, no. 5, pp.735-742, 2006.
[28] Z. Li, Y. Xia, C. Yi Su, J. Fu, and W, He, “Missile guidance law based on robust model predictive control using neural-network optimization,” *IEEE Trans. Neural Netw. Learn. Syst.*, vol, 26, no. 8, pp. 1803-1809, 2015.
[29] X. Li, G, Cui, W. Yi, “Detection and RM correction approach for manoeuvring target with complex motions,” *IET Signal Proc..*, vol, 11, no. 4, pp. 378-386. 2017.
[30] H. Khaloozadeh and A. Karsaz, “A modified input estimation technique for tracking maneuvering targets,” *IET Radar, Sonar Navig.*, vol. 3, no. 1, pp. 30–41, 2007.

Industrial Control Center Of Excellence
K.N. Toosi University Of Technology

Journal of Control

ISSN (print) 2008-8345
ISSN (online) 2538-3752

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. 13, No. 4, Winter 2020.

Publisher: **I**ranian **S**ociety of **I**nstrumentation and **C**ontrol **E**ngineers

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. Alireza Fatehi, Dr. Mahdi Aliyari Shoorehdeli

Executive Director: Dr. Mahdi Aliyari Shoorehdeli, Tel: 84062403, Email: aliyari@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. Nikravesh, 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, Prof. H. Seyfi, 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. F. Farivar, Dr. M. Ayati, Dr. M. Mansouri, Dr. R. Havangi, Dr. A. Ramezani, Dr. A. Ghasemi, Prof. M. Farrokhi, Dr. Y. Batmani.

Website Manager: Nasibeh Farahani

Journal of Control

ISSN (print) 2008-8345
ISSN (online) 2538-3752

1307
Industrial Control Center Of Excellence
K.N. Toosi University Of Technology

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. 13, No. 4, Winter 2020

Contents

Improving the Energy Management of Parallel Hybrid Electric Vehicle by Dynamic Programming Using Electro-Thermal Model of Battery 1
Mojtaba Hassanzade, Zahra Rahmani

Structural Properties of Multirate Sampled-Data Systems 15
Mohammad Mahdi Share Pasand , Mohsen Montazeri

Coordinated Control of a Tractor-Trailer and a Combine Harvester by Neural Adaptive Robust Control 23
Parisa Mehrmohammadi, Khoshnam Shojaei

Nonlinear Modelling of Kerman Combined Cycle Power Plant Drum-Boiler and Drum Level control especially in trip conditions 37
Mohammad Maghsoudi*, Ebrahim Salarizadeh, Meisam Yahyazadeh, Malihe Maghfoori, Hassan Fatehi Marj

Attitude Synchronization Control in Satellite Formation Flying in the Presence of States Measurement Errors 49
Seiied Saeed Nasrolahi, Farzaneh Abdollahi

Design of robust carrier tracking systems in high dynamic and high noise conditions, with emphasis on neuro-fuzzy controller 65
Mehdi Ehsanian , Mohieddin Moradi

A New Missile Guidance Law Design based on Interception Point Strategy and Fuzzy Logic against High Maneuvering Targets 77
Amin Adineh Ahari , Ali Karsaz