مجله کنترل

ISSN 2008-8345

قطب علمی کنترل صنعتی

دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

نشریه علمی- پژوهشی

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

جلد ۸، شماره ۱، بهار ۱۳۹۳

فهرست مقالات

طراحی استراتژی کنترل بهینه آنلاین برای اتوبوس هیبرید هیدرولیک ۱

محمدرضا حائری یزدی، علی صفائی ، وحید اصفهانیان، مسعود مسیح تهرانی

یک روش ترکیبی جدید یادگیری تقویتی فازی ۱۱

فرزانه قربانی، ولی درهمی، حسین نظام آبادی پور

شناسائی سیستم‌های سوئیچ شونده خطی با استفاده از نگاشت معادلات خطی همزمان ۲۱

هادی کشوری خور، علی کریم پور، ناصر پریز

مروری بر امنیت سایبری سیستم‌های کنترل صنعتی ۳۱

احمد افشار، عاطفه ترمه‌چی، عارفه گلشن، آزاده آقائیان، حمیدرضا شهریاری

تخمین پارامتر مدل‌های استاتیک چند ورودی با وجود ورودی و خروجی آغشته به نویز ۴۷

مسعود مروج خراسانی، محمد حائری

تعیین مسیر رویت‌گر در موقعیت‌یابی تنها با زاویه سمت با در نظر گرفتن محدودیت میدان دید ۵۵

امیرحسین نایبی آستانه، ناصر پریز، محمدباقر نقیبی سیستانی

مجله کنترل

(ISSN 2008-8345)

قطب علمی کنترل صنعتی
دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

نشریه علمی- پژوهشی، انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق ایران- قطب کنترل صنعتی دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، جلد ۸، شماره ۱، بهار ۱۳۹۳

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 برق دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

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

دبیر اجرایی: دکتر مهدی علیاری شوره دلی -تلفن - ۷۱۳۲۲۱۳۳ پست 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 احد کاظمی، 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 مجتبی احمدیه خانه سر، دکتر فائزه فریور، دکتر موسی آیتی.

هیأت مدیره انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق:

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

ایران - تهران، صندوق پستی ۳۵۹۵-۱۵۸۱۵

تلفن : ۸۱۰۳۲۲۲۳۱

فاکس: ۸۱۰۳۲۲۰۰

www.joc-isice.ir

به نام خدا

فهرست مقالات

طراحی استراتژی کنترل بهینه آنلاین برای اتوبوس هیبرید هیدرولیک ۱

محمدرضا حائری یزدی، علی صفائی ، وحید اصفهانیان، مسعود مسیح تهرانی

یک روش ترکیبی جدید یادگیری تقویتی فازی ۱۱

فرزانه قربانی، ولی درهمی، حسین نظام آبادی پور

شناسائی سیستم‌های سوئیچ شونده خطی با استفاده از نگاشت معادلات خطی همزمان ۲۱

هادی کشوری خور، علی کریم پور، ناصر پریز

مروری بر امنیت سایبری سیستم‌های کنترل صنعتی ۳۱

احمد افشار، عاطفه ترمه‌چی، عارفه گلشن، آزاده آقائیان، حمیدرضا شهریاری

تخمین پارامتر مدل‌های استاتیک چند ورودی با وجود ورودی و خروجی آغشته به نویز ۴۷

مسعود مروج خراسانی، محمد حائری

تعیین مسیر رویت‌گر در موقعیت‌یابی تنها با زاویه سمت با در نظر گرفتن محدودیت میدان دید ۵۵

امیرحسین نایبی آستانه، ناصر پریز، محمدباقر نقیبی سیستانی

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 خطا، تحلیل و طراحی سیستم‌های کنترل کسری، شناسایی و تشخیص عیب در سیستم‌ها، سیستم‌های کنترل پیچیده، سیستم‌های زمان حقیقی و سیستم‌های کنترل تحت نظارت.

کاربردهای مورد علاقه این مجله، 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) مهندسی محیط زیست و هواشناسی.
۵) سیستم‌های اقتصادی و مالی.
۶) سیستم‌های اطلاعاتی، مخابراتی و شبکه های صنعتی.
۷) مهندسی پزشکی.
۸) نانو کنترل.

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 به آدرس www.joc-isice.ir ارسال فرمایید. برای کسب اطلاعات بیشتر و دریافت نحوه تهیه و ارسال مقالات می توانید به سایت مجله با آدرس www.joc-isice.ir مراجعه نمایید.

شیوه تدوین

متن مقالات شامل چکیده، بدنه مقاله، مراجع و زیرنویس‌ها باید با فونت 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 ۲۵۰،۰۰۰ ریال (۲۵ دلار آمریکا) برای هر صفحه پرداخت گردد.

فرآیند ارسال مقاله

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

- برای ارسال مقاله خود به سایت مجله به آدرس www.joc-isice.ir مراجعه نموده و طبق دستورالعمل مندرج در سایت عمل نمایید.
- مقالات جهت داوری به داوران متخصص ارسال می‌گردد. در پایان تایید یا رد هر مقاله توسط هیئت تحریریه مجله انجام خواهد پذیرفت. سردبیر مجله نتیجه داوری را برای نویسنده عهده دار مکاتبات ارسال خواهد نمود.
- 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.

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

مجله کنترل
ISSN 2008-8345
جلد ۸، شماره ۱، بهار ۱۳۹۳، صفحه ۱۰-۱

طراحی استراتژی کنترل بهینه آنلاین برای اتوبوس هیبرید هیدرولیک

محمدرضا حائری یزدی[۱]، علی صفائی[۲]، وحید اصفهانیان[۳]، مسعود مسیح تهرانی[۴]

[۱] دانشیار دانشکده مهندسی مکانیک، دانشکده فنی، دانشگاه تهران، myazdi@ut.ac.ir

[۲] کارشناسی ارشد، سوخت و محیط زیست، دانشگاه تهران، ali.safaie@ut.ac.ir

[۳] استاد، سوخت و محیط زیست، دانشگاه تهران، evahid@ut.ac.ir

[۴] استادیار دانشکده مهندسی خودرو، دانشگاه علم و صنعت، masih@ut.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۲/۱۰/۱۴، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۲/۱۲/۵)

چکیده: در این مقاله، طراحی یک استراتژی کنترل بهینه برای سیستم قوای محرکه‌ی اتوبوس هیبرید هیدرولیک موازی ارائه شده‌است. این سیستم شامل یک موتور احتراق‌داخلی به‌عنوان مؤلفه‌ی اول تولید قدرت و یک پمپ-موتور هیدرولیکی به‌عنوان مؤلفه‌ی دوم می‌باشد.. طراحی یک استراتژی کنترل مناسب برای سیستم‌های قوای محرکه هیبرید، بسیار تابع روند تغییرات سرعت در سیکل رانندگی است. این تابعیت تاحدی است که روند تغییرات سرعت سیکل رانندگی در زمان‌های آتی سیکل نیز روی تصمیم کنترلی در هر گام تأثیر دارد. در اینجا برای طراحی استراتژی کنترل بهینه متناظر با سیکل رانندگی از یک الگوریتم برنامه‌ریزی دینامیکی استفاده شده‌است. ایراد استفاده از روش برنامه‌ریزی دینامیکی نیازمندی آن به اطلاعات آینده سیکل رانندگی جهت پیاده‌سازی است. با طراحی یک استراتژی کنترل هوشمند که دارای واحدی جهت شناسایی و پیش‌بینی سیکل رانندگی است، این مشکل قابل رفع می‌باشد. یک شیوه مناسب جهت طراحی استراتژی کنترل هوشمند، استفاده از مدل آنلاین استراتژی‌های کنترلی بهینه متناظر با چندین سیکل رانندگی استاندارد در بازه‌های زمانی مختلف از یک سیکل رانندگی خاص است. در این مقاله، یک مجموعه‌مدل شامل تعدادی شبکه‌ی عصبی با هدف مدل‌سازی آنلاین استراتژی‌های کنترلی بهینه بکار رفته‌است. به‌منظور بررسی عملکرد طراحی ارائه‌شده، نتایج شبیه‌سازی مدل اتوبوس هیبرید هیدرولیک با دو استراتژی کنترل قانون‌مند و بهینه برای چهار سیکل رانندگی استاندارد مقایسه شده‌است. مشاهده می‌شود که استفاده از استراتژی کنترل بهینه به‌مقدار چشمگیری مصرف سوخت اتوبوس را کاهش داده‌است.

کلمات کلیدی: اتوبوس هیبرید هیدرولیک، استراتژی کنترل بهینه آنلاین، شبکه عصبی، برنامه‌ریزی دینامیکی.

Design of the Online Optimal Control Strategy for a Hydraulic Hybrid Bus

Mohammad Reza Ha'iri-Yazdi, Ali Safaei, Vahid Esfahanian, Masood Masih-Tehrani

Abstract: In this paper, design of an optimal control strategy for the powertrain of a parallel hydraulic hybrid bus is proposed. The powertrain includes an internal combustion engine as the first power generation source and a hydraulic pump/motor as the second one. Design procedure of a proper control strategy for the hybrid powertrains is extremely dependent on the speed trend of the driving cycle. This functionality is such that the control decision is affected by the future trend of the driving cycle speed, too. Here, a dynamic programming algorithm is used for generating the optimal control strategy in a special driving cycle. The disadvantage of the designed control strategy is that it is fully dependent to the future information of the driving cycle. This problem would be

eliminated by using an intelligent control strategy. The control strategies including an identification unit for the driving cycle are named as the intelligent. An appropriate method to design the intelligent control strategy is using the online models of the optimal control strategies for some standard driving cycles in different time periods of a special driving cycle. In this paper, a set of models contains several neural networks is applied to generate the online models of the pre-developed optimal control strategies. The generated models are used as the online optimal control strategies on the hydraulic hybrid bus. Finally, the results of the bus simulation using the online optimal control strategy and a rule-based one are compared for assessment of the proposed design. It can be seen that the fuel consumption of the bus is reduced by using the online optimal control strategy.

Keywords: Hydraulic Hybrid Bus, Online Optimal Control Strategy, Neural Network, Dynamic Programming.

۱- مقدمه

با افزایش قوانین سختگیرانه در مورد مصرف سوخت و آلودگی خودروها درسال‌های اخیر، تکنولوژی‌های جدید جهت طراحی و ساخت سیستم تولید و انتقال قدرت خودروها مورد بررسی قرار گرفته‌است. فناوری هیبرید[1] یکی از ایده‌های اصلی در این دوره به حساب می‌آید. در هیبریدهای الکتریکی [۱] به‌عنوان نوع متداول از فناوری‌های هیبرید، موتور الکتریکی و مجموعه‌ای از باتری‌ها به خودروی متداول اضافه شده‌است. در سال‌های اخیر سیستم‌های هیبرید مکانیکی[2] که در آنها ادوات مکانیکی به‌عنوان المان ذخیره‌ی انرژی به کار می‌روند نیز مورد توجه قرار گرفته‌اند. در میان سیستم‌های هیبرید مکانیکی، سیستم هیبرید هیدرولیک[3] باتوجه به کاربرد گسترده‌ی سیستم‌های هیدرولیکی در صنعت خودرو بیشتر مورد توجه قرار گرفته‌است. در یک سیستم قوای محرکه‌ی هیبرید هیدرولیک، مجموعه‌ای از آکومولاتور[4]ها به‌عنوان منبع ذخیره‌ی انرژی بکار می‌رود و پمپ-موتور هیدرولیکی[5] نقش مبدل انرژی را دارد. هیبرید هیدرولیک نسبت به هیبرید الکتریکی دارای بازده‌ی بالاتر در انتقال توان بین مؤلفه‌های تولید و انتقال قدرت می‌باشد [۲]. علاوه‌بر این مؤلفه‌ی ذخیره‌ی انرژی در هیبرید هیدرولیکی (آکومولاتورها) نسبت به باتری‌های الکتروشیمیایی، چگالی توان بالاتری دارد که موجب بازیابی درصد بالاتری از انرژی ترمزی می‌شود [۲]. البته آکومولاتور در مقایسه با باتری دارای چگالی انرژی پایین‌تری است. مجموع دو نکته‌ی مذکور در مورد آکومولاتور منجربه گرایش به‌سمت ساختارهای هیبرید بر پایه‌ی ترمز بازیاب[6] می‌شود. همانند هیبریدهای الکتریکی، هیبریدهای هیدرولیک نیز در سه ساختار سری، موازی و سری- موازی قابل‌اجرا هستند [۲].

[1] Hybrid Technology
[2] Mechanical Hybrid
[3] Hydraulic Hybrid
[4] Accumulator
[5] Hydraulic Pump/Motor
[6] Regenerative Braking

استراتژی‌های کنترلی موجود برای خودروهای هیبرید به دو دسته کلی تقسیم می‌شوند [۳]: قانون‌مند[7] و براساس بهینه‌سازی[8]. در دسته‌ی اول، قوانین استراتژی کنترل براساس اطلاعات شهودی و تجربه‌ی فرد متخصص تنظیم می‌شوند. استراتژی‌های کنترل قانون‌مند ساده هستند و به‌صورت زمان‌واقعی[9] قابل‌استفاده می‌باشند. همچنین این استراتژی‌ها به دو صورت فازی[10] و غیرفازی قابل‌اجرا هستند [۳]. در دسته‌ی دوم، یک تابع هزینه که بیانگر مقدار مصرف سوخت خودرو یا موارد دیگر است، تعریف می‌شود. سپس با استفاده از روش‌های بهینه‌سازی مختلف، مقادیر بهینه برای متغیرهای خروجی استراتژی کنترل تعیین می‌گردند. روش برنامه‌ریزی دینامیکی[11] و الگوریتم ژنتیک[12] به‌عنوان روش‌های پرکاربرد برای یافتن تصمیم بهینه‌ی کلی در استراتژی‌های کنترل هیبرید کاربرد دارند. باتوجه به ماهیت دینامیک استراتژی کنترل در خودرو، روش برنامه‌ریزی دینامیکی گزینه‌ی منطقی‌تری به‌نظر می‌رسد. برای اجرای روش برنامه‌ریزی دینامیکی نیاز به اطلاعات آتی سیکل حرکتی است؛ از این‌رو یک روش آفلاین[13] محسوب می‌شود. بعضی از استراتژی‌های کنترل بهینه به‌صورت زمان‌واقعی نیز اجرا می‌شوند [۴]. درکنار تقسیم‌بندی فوق برای استراتژی کنترل خودروهای هیبرید، استراتژی کنترل هوشمند[14]، به‌صورت الگوریتمی تعریف می‌شود که براساس اطلاعات استخراج‌شده از سیکل حرکتی، قوانین خود را تعیین می‌کند [۵].

تابحال در زمینه‌ی استخراج استراتژی کنترل بهینه برای سیستم‌های قوای محرکه هیبرید هیدرولیک، تحقیقاتی انجام شده‌است. در سال ۱۹۸۵، وو [۶] یک پروژه‌ی مدل‌سازی و طراحی استراتژی کنترل بهینه را

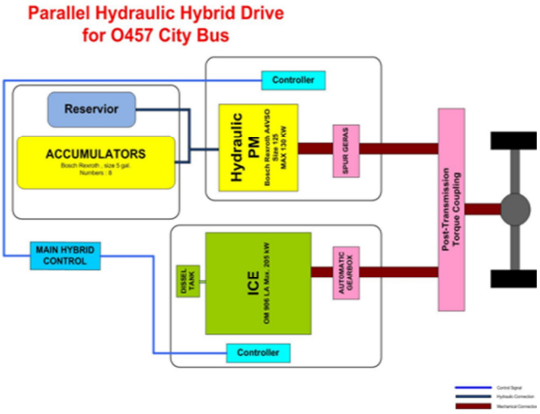
[7] Rule-Based
[8] Optimization-Based
[9] Real-Time
[10] Fuzzy
[11] Dynamic Programming
[12] Genetic Algorithm
[13] Off-line
[14] Intelligent Control Strategy

برای یک سیستم تولید و انتقال قدرت هیبرید هیدرولیک انجام داد. این تحقیقات روی یک خودروی سواری انجام شد. در سال ۲۰۰۴، فیلیپی [۷] یک استراتژی کنترل بهینه با استفاده از برنامه‌ریزی دینامیکی را برای یک کامیون هیبرید هیدرولیک ارائه نمود. در آن تحقیق، بازده‌ی پایین موتور احتراق‌داخلی اعمال نشده‌است. درنهایت در سال ۲۰۰۹، هوی و همکاران [۸]، یک استراتژی کنترل بهینه را با استفاده از برنامه‌ریزی دینامیکی و موتور استنتاج فازی برای یک خودروی هیبرید هیدرولیک سری-موازی ارائه نموده‌است.

در مقاله حاضر، یک استراتژی کنترل بهینه با استفاده از برنامه‌ریزی دینامیکی برای سیستم قوای محرکه هیبرید هیدرولیک اجراشده روی یک اتوبوس شهری ارائه شده‌است. همچنین جهت استفاده از استراتژی کنترل بهینه طراحی‌شده به‌صورت آنلاین، مجموعه‌ای از شبکه‌های عصبی[1] طراحی و مدل‌سازی شده‌است. مدل آنلاین استراتژی کنترل بهینه ارائه‌شده در این مقاله، قابل‌استفاده در طراحی یک استراتژی کنترل هوشمند برای اتوبوس هیبرید هیدرولیک می‌باشد [۹].

۲- مدل‌سازی سیستم قوای محرکه هیبرید هیدرولیک

در شکل ۱ شماتیک سیستم هیبرید هیدرولیک موازی استفاده‌شده در این مقاله نشان داده شده‌است. موتور احتراق داخلی، پمپ- موتور هیدرولیکی، جعبه دنده و آکومولاتورها ادوات اصلی سیستم را تشکیل می‌دهند. آکومولاتورها از نوع دیافراگمی بوده و گاز محبوس در آن نیتروژن می‌باشد. اطلاعات مربوط به اتوبوس هیبرید هیدرولیک و ادوات مختلف سیستم قوای محرکه در جدول ۱ آمده‌است.



شکل ۱- شماتیک سیستم تولید و انتقال قدرت هیبرید موازی هیدرولیکی [۱۰]

جدول ۱- مشخصات اتوبوس هیبرید هیدرولیک

مشخصه	مقدار
مقدار وزن اتوبوس متعارف بدون سرنشین	۹۸۲۰kg
شعاع چرخ	۰/۴۶۶ m
سطح دید اتوبوس	۲ m^2
موتور احتراق داخلی	OM906LA (Mercedes Benz)
پمپ-موتور هیدرولیک	A4VSO-125 (Busch-Rexroth)
آکومولاتور (۲ عدد)	HAB50 (Busch-Rexroth)
گیربکس اتوماتیک ۴ دنده	ZF-4HP590
ضریب دنده دیفرانسیل	۴/۲

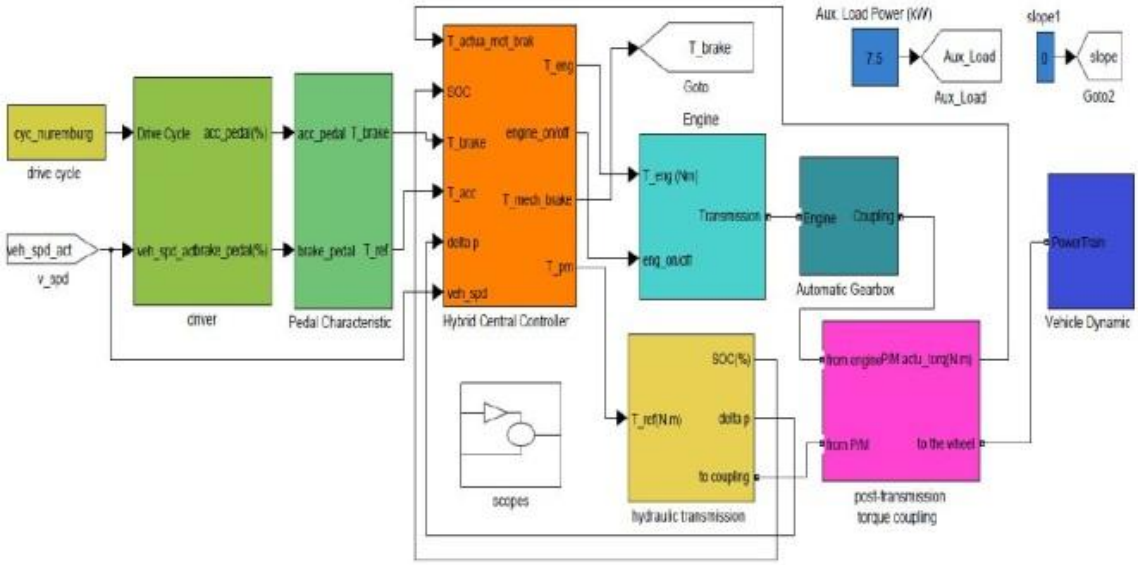
مدل سیستم قوای محرکه اتوبوس هیبرید هیدرولیک موازی به‌کمک نرم‌افزار MATLAB/Simulink ایجاد شده‌است. این مدل از نوع روبه جلو است که در آن راننده با توجه به اختلاف سرعت فعلی و سرعت مطلوب، پدال گاز یا ترمز را فشار می‌دهد. سپس در یک بلوک محاسباتی، این فشرده‌شدن پدال‌ها به گشتاور موردنیاز تبدیل و به کنترل مرکزی فرستاده می‌شود. کنترل‌کننده مرکزی، قسمت اصلی مدل اتوبوس هیبرید است که براساس استراتژی کنترل و متغیرهای ورودی، سهم هر یک از دو منبع قدرت را در تولید گشتاور مورد نیاز خودرو مشخص و به بلوک‌های مربوطه ارسال می‌نماید. گشتاور ارسال‌شده از طرف کنترلر مرکزی، وارد بلوک‌های موتور احتراق داخلی و پمپ- موتور هیدرولیکی می‌شود و گشتاور مورد نظر تأمینمی‌گردد. بین موتور احتراق داخلی و کوپلینگ، بلوک گیربکس چندسرعته قرار دارد. درنهایت دو گشتاور تولیدشده توسط موتور احتراق داخلی و پمپ- موتور هیدرولیکی در بلوک کوپلینگ با یکدیگر جمع می‌شود و پس از عبور از دیفرانسیل وارد مدل دینامیک اتوبوس می‌شود. در مدل دینامیک اتوبوس، معادلات دینامیک مربوط‌به حرکت اتوبوس با درنظر گرفتن نیروهای مقاوم، مدل‌سازی شده‌است. درحالت ترمزگیری، پمپ- موتور هیدرولیکی در حالت پمپی عمل کرده و آکومولاتورها را شارژ می‌کند. اختلاف گشتاور ترمزی درخواستی با گشتاور منفی پمپ- موتور، توسط ترمز مکانیکی (ترمز اصلی اتوبوس) تأمین می‌گردد. در شکل ۲ مدل ارائه‌شده در محیط Simulink برای شبیه‌سازی اتوبوس نشان داده شده‌است. اطلاعات تکمیلی در مورد نحوه ایجاد مدل و همچنین اعتبارسنجی مدل ادوات آن در مرجع [۱۰ و ۵] آمده‌است.

۳- روش برنامه‌ریزی دینامیکی

الگوریتم برنامه‌ریزی دینامیکی یک روش بازگشتی برای حل بهینه‌ی مسائل تصمیم‌گیری ترتیبی[2] است [۱۱]. در این الگوریتم، مسأله موردنظر به تعدادی زیرمسأله تقسیم و سپس تصمیم بهینه در هریک از زیر مسأله‌ها تعیین می‌گردد. ارتباط بین زیرمسأله‌ها، مسیر بهینه‌ی

[1] Neural Networks

[2] Sequential Decision Problems



شکل ۲- مدل اتوبوس هیبرید موازی هیدرولیکی [۱۰]

تصمیم‌گیری را در طول زمان انجام مسأله اصلی مشخص می‌کند. این ترفند، از جستجوی جامع مسیرهای موجود برای دستیابی به مسیر بهینه که نیازمند صرف زمان طولانی است، جلوگیری می‌نماید. مسیر بهینه‌ی بدست‌آمده، خروجی نهایی الگوریتم برنامه‌ریزی دینامیکی است. الگوریتم برنامه‌ریزی دینامیکی اولین بار در سال ۱۹۵۷ توسط بلمن[1] ارائه شد. بلمن با استفاده از قوانین موجود در حوزه‌ی کنترل بهینه، بهینگی الگوریتم ارائه‌شده را اثبات نمود [۱۲]. او برنامه‌ریزی دینامیکی را به‌صورت یک تئوری به نام اصل بهینگی[2] ارائه کرده‌است. طبق اصل بهینگی [۱۳]:

"یک مسیر بهینه دارای این مشخصه است که بدون توجه به حالت و تصمیم نقطه‌ی آغازین، تصمیمات اتخاذشده از هر نقطه‌ای در مسیر تا انتها، یک مسیر بهینه را تشکیل می‌دهد. این مورد مشروط به آن است که تصمیمات گرفته‌شده در نقاط قبل با شروع از نقطه‌ی آغاز منجربه رسیدن به نقطه‌ی موردنظر شده‌باشد."

به‌منظور مشاهده‌ی چگونگی کاربرد اصل بهینگی بلمن در مسائل، یک سیستم دینامیکی را که با استفاده از معادلات دیفرانسیل به‌صورت زیر بیان شده‌است در نظر بگیرید:

$$\dot{x}(t) = f(x(t), u(t), t)\,, \qquad x(0) = x_0 \tag{۱}$$

که در آن $x(t)$ بردار حالت سیستم و $u(t)$ بردار کنترل می‌باشد. طبق روند معمول یک مسأله‌ی کنترل بهینه، بایستی یک سیگنال کنترل که عضو محدوده‌ی مجاز است را طوری تعیین نمود که یک تابع هزینه‌ی اسکالر به‌صورت

$$R(u(t), t) = \phi\left(x(t_f)\right) + \int_0^{t_f} J(x(t), u(t))dt \tag{۲}$$

کمینه شود. صورت مسأله برای یک سیستم گسسته به‌صورت روابط

$$x_{n+1} - x_n = h(x_n, u_n, n\delta t) \tag{۳}$$

و

$$R(u_n, N) = \phi(x_n) + \sum_{n=1}^{N-1} J(x_n, U_n)\delta t \tag{۴}$$

که N بیانگر تعداد گام‌های زمانی است، بیان می‌شود. استفاده از اصل بهینگی بلمن برای مسأله‌ی گسسته، منجربه رابطه‌ی بازگشتی [۱۱]

$$F_{N-n}(x_n) = \min_{u_n} \left(J(x_n, u_n)\delta t + F_{N-(n+1)}\, x_{n+1} \right) \qquad F_0(x_N) = \phi(x_N, N) \tag{۵}$$

می‌شود که در آن مقدار $F_{N-(n+1)}\, x_{n+1}$ برابر با مقدار تجمیعی تابع هزینه‌ی ارائه‌شده در رابطه‌ی (۴) در صورت استفاده از مسیر بهینه از گام n تا گام انتهایی است. به‌عبارت‌دیگر تصمیم بهینه در هر گام طوری انتخاب می‌شود که تابع هزینه‌ی تجمیعی برای مسیر از گام n تا انتهای مسیر کمترین مقدار خود را داشته‌باشد. حل مسأله‌ی بهینه از گام انتهایی مسیر شروع شده و به گام آغازین ختم می‌شود. این الگوریتم، با نام برنامه‌ریزی دینامیکی روبه‌عقب[3] شناخته می‌شود. ملاحظه می‌شود که

[1] Bellman
[2] Principle of Optimality
[3] Backward Dynamic Programming

مقدار تابع هزینه در گام نهایی برای آغاز الگوریتم برنامه‌ریزی دینامیکی روبه‌عقب نیاز است.

علاوه بر الگوریتم فوق، روند دیگری نیز برای کاربرد عملی برنامه‌ریزی دینامیکی ارائه شده‌است. دریفوس[1] در سال ۱۹۶۵ برنامه‌ریزی دینامیکی روبه‌جلو[2] را پیشنهاد داد [۱۴]. در این الگوریتم، حالت اولیه‌ی مسأله و مقدار تابع هزینه‌ی آن مشخص هستند و بهینه‌سازی به‌صورت روبه‌جلو از گام اول شروع و به گام انتهایی ختم می‌شود. رابطه‌ی بازگشتی الگوریتم برنامه‌ریزی دینامیکی روبه‌جلو به‌صورت

$$H_n(x_n) = \min_{u_{n-1}} \left(J(x_{n-1}, u_{n-1})\delta t + H_{n-1}\, x_{n-1} \right) \qquad H_0(x_N) = 0 \tag{۶}$$

بیان می‌شود که در آن مقدار $H_{n-1}x_{n-1}$ برابر با مقدار تجمیعی تابع هزینه در صورت استفاده از مسیر بهینه از گام آغازین تا گام n است. ملاحظه می‌شود که در این حالت، به مقدار تابع هزینه در گام انتهایی مسیر نیازی نمی‌باشد. این مورد برتری الگوریتم روبه‌جلو نسبت به الگوریتم روبه‌عقب است. در مقاله حاضر از الگوریتم برنامه‌ریزی دینامیکی روبه‌جلو جهت استخراج استراتژی کنترل بهینه استفاده شده‌است.

۴- طراحی استراتژی کنترل بهینه با استفاده از الگوریتم برنامه‌ریزی دینامیکی روبه‌جلو

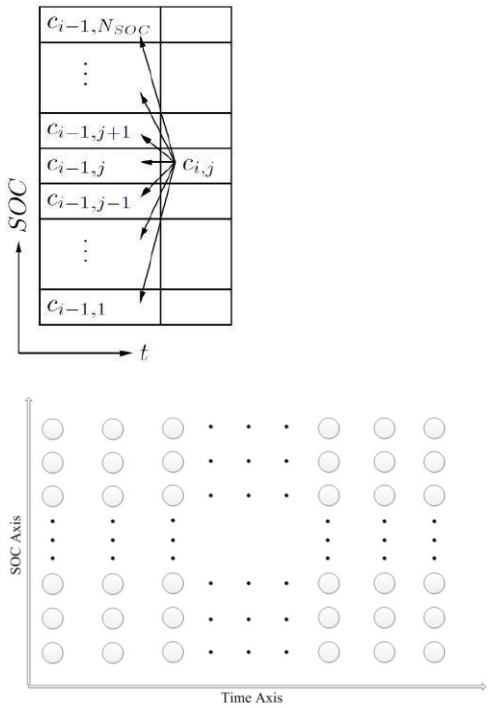
طراحی استراتژی کنترل بهینه برای یک سیستم تولید و انتقال قدرت هیبرید هیدرولیک، یک مسأله‌ی دینامیکی است. هدف مسأله، طراحی سیگنال‌های مناسب به‌عنوان گشتاور موتور احتراق‌داخلی و پمپ-موتور هیدرولیکی به‌منظور دستیابی به مسیر بهینه‌ی مقدار سطح‌شارژ آکومولاتورها می‌باشد. در اینجا برای تعیین استراتژی کنترل بهینه متناظر با یک سیکل رانندگی مشخص از الگوریتم برنامه‌ریزی دینامکی روبه‌جلو استفاده شده‌است. متغیر حالت مسأله، مقدار سطح شارژ آکومولاتورهای مجموعه در طول زمان سیکل رانندگی است. مقدار متغیر حالت در گام‌های آغاز و پایان ثابت و برابر درنظر گرفته شده‌است. برابری مقدار سطح شارژ آکومولاتورها در ابتدا و انتهای مسیر، نیاز به محاسبه‌ی مقدار انرژی مصرف‌شده در آکومولاتورها در طول مسیر و اضافه نمودن آن به مقدار مصرف سوخت موتور احتراق‌داخلی به‌منظور تعیین مقدار مصرف سوخت واقعی خودروی هیبرید را از بین می‌برد. همچنین متغیرهای کنترلی، مقادیر گشتاور موتور احتراق‌داخلی و گشتاور پمپ-موتور هیدرولیکی در طول زمان سیکل رانندگی هستند. مقدار مصرف‌سوخت موتور احتراق‌داخلی در کل زمان سیکل رانندگی به‌عنوان تابع هزینه‌ی مسأله درنظر گرفته شده‌است:

$$R_n = \sum_{n=1}^{N} \dot{m}_f \tag{۷}$$

باتوجه به آنکه مسأله حاضر گسسته است، بایستی فضای حل گسسته‌سازی شود. به‌این منظور علاوه‌بر مرزهای بالا و پایین سطح شارژ آکومولاتورها (SoC)، به طول گام در طول دو محور زمان و SoC نیز نیازمندیم (

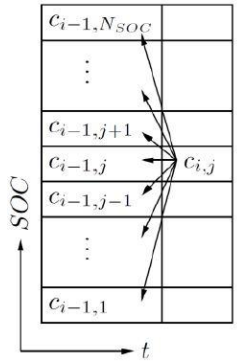
شکل ۳). هرچه طول گام‌ها کمتر باشد، فضای حل به فضای پیوسته نزدیک‌تر می‌شود که افزایش تعداد گزینه‌ها برای انتخاب تصمیم بهینه را به همراه دارد. افزایش تعداد گزینه‌ها منجربه تعیین یک مسیر بهینه‌تر می‌گردد. ازطرف دیگر، کاهش طول گام‌ها، افزایش پیچیدگی محاسباتی حل را به‌همراه خواهدداشت. برای اجرای الگوریتم برنامه‌ریزی دینامیکی یک کامپیوتر با چهار پردازنده و ۸ گیگابایت حافظه‌ی کوتاه مدت در اختیار بوده‌است. کاهش طول گام‌ها محدود به قدرت پردازش این کامپیوتر می‌شود. درنهایت طول گام یک ثانیه برای متغیر زمان و طول گام ۰/۰۰۱ برای SoC درنظر گرفته شده‌است.

در مرحله بعد، مقدار مصرف سوخت تجمیعی موتور احتراق‌داخلی متناظر با تمامی تصمیم‌های مجاز برای هر گره در هر گام زمانی تعیین شده‌است. ابتدا با استفاده از معادلات استفاده‌شده در مدل‌سازی پمپ-و باتوجه به مقدار جابجایی بیشینه‌ی پمپ-موتور،]۵[موتور هیدرولیکی تمامی گزینه‌های مجاز برای تصمیم‌گیری مشخص می‌گردد. توجه شود که منظور از تصمیم‌گیری، انتخاب گره‌ی مبدأ در گام قبلی برای حرکت به‌سمت هر گره در گام حاضر می‌باشد (شکل ۴).



شکل ۳ – گسسته‌سازی فضای حل [۵]

[1] Dreyfus
[2] Forward Dynamic Programming

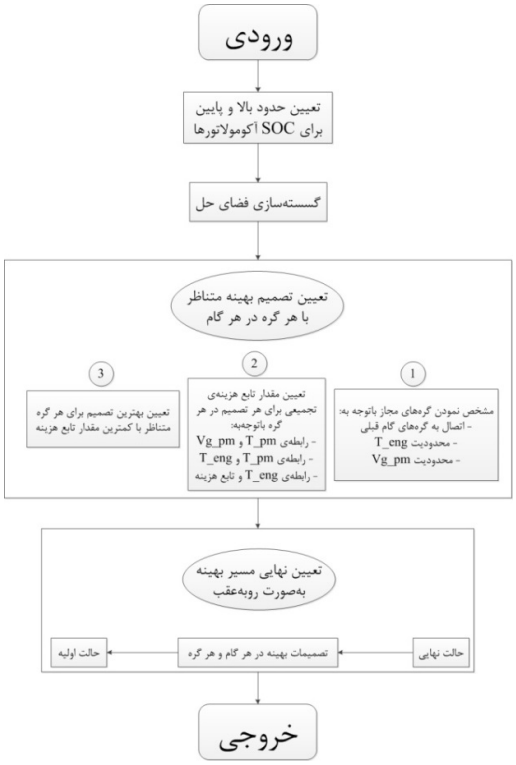


شکل ۴ – انتخاب تصمیم بهینه برای هر گره در گام حاضر از میان گزینه‌های موجود در گام قبلی [۱۵]

هریک از گزینه‌های موجود متناظر با یک گشتاور مشخص برای پمپ-موتور هیدرولیکی است. با داشتن گشتاور پمپ-موتور هیدرولیکی و با درنظر گرفتن حالت شتاب‌گیری یا ترمزگیری اتوبوس، مقدار گشتاور موتور احتراق‌داخلی از رابطه‌ی

$$T_{eng} = T_{dem} - T_{pm}\,,\ \ T_{dem} > 0 \qquad (۸)$$
$$T_{eng} = 0\,,\ \ T_{dem} \le 0$$

بدست می‌آید. مقدار گشتاور موتور احتراق‌داخلی نیز محدود به محدوده مجاز می‌باشد. با داشتن مقدار گشتاور موتور احتراق‌داخلی برای هر گزینه، می‌توان مقدار مصرف سوخت موتور را با استفاده از نمودار مصرف سوخت موتور در سرعت‌ها و گشتاورهای مختلف بدست آورد.



شکل ۵ – فلوچارت الگوریتم برنامه‌ریزی دینامیکی روبه‌جلو استفاده‌شده [۵]

مقدار تابع هزینه متناظر با هر گزینه از جمع مصرف سوخت موتور در گام حاضر با مقدار مصرف سوخت تجمیعی موتور در حالات قبل بدست می‌آید (رابطه‌ی (۵)). در نهایت از میان گزینه‌های موجود، تصمیمی که منجربه کمترین مقدار مصرف سوخت موتور می‌شود به‌عنوان تصمیم بهینه متناظر با هر گره در گام موردنظر مشخص می‌گردد. توجه شود در این قسمت، پیشرفت الگوریتم به‌صورت روبه‌جلو می‌باشد. در پایان، مسیر بهینه برای متغیر حالت در طول زمان سیکل رانندگی تعیین می‌شود. در این قسمت با مشخص بودن حالت نهایی سیستم، الگوریتم از انتهای مسیر آغاز و به‌سمت ابتدای مسیر حرکت می‌کند. با داشتن تصمیم بهینه برای هر گره در هر گام که در قسمت دوم الگوریتم بدست آمده‌است، الگوریتم به‌صورت روبه‌عقب پیشرفت کرده و در نهایت مسیر بهینه مشخص می‌شود. توجه شود که در این حالت دیگر نگرانی درخصوص انتخاب حالتی به‌عنوان حالت بهینه که به حالات قبل متصل نباشد، وجود ندارد. روند اجرای الگوریتم برنامه‌ریزی دینامیکی ارائه‌شده در نشان داده شده‌است. بهینگی این روش، در اصل بهینگی بلمن به‌صورت تئوری ثابت شده‌است [۱۲]. هرچند درکاربردهای مختلف، بسته به شرایط پیاده‌سازی الگوریتم این امکان وجود دارد که قدری از پاسخ بهینه مطلق فاصله بگیریم؛ اما اصل بهینگی الگوریتم همچنان بر جای خود باقی است. در اینجا، امکان عملی برای تعیین بهینگی مطلق مسیر تعیین‌شده برای SOC وجود ندارد. با تأیید صحت مراحل اجرای الگوریتم، می‌توان به نزدیکی مسیر بدست‌آمده به پاسخ بهینه امیدوار بود. همچنین نتایج ارائه‌شده در بخش شبیه‌سازی (جدول ۴) می‌تواند تأییدی بر این مدعا باشد.

۵- طراحی مجموعه‌ای از شبکه‌های عصبی جهت مدل‌سازی استراتژی کنترل بهینه

الگوریتم برنامه‌ریزی دینامیکی، یک الگوریتم آفلاین است. به‌این معنی که تنها با در اختیار بودن تمامی یک سیکل رانندگی می‌توان الگوریتم برنامه‌ریزی دینامیکی را روی سیکل اعمال نمود و استراتژی کنترل بهینه را برای آن بدست آورد. در اینجا، با استفاده از مجموعه‌ای از شبکه‌های عصبی یک مدل آنلاین متناظر با استراتژی کنترل بهینه‌ی بدست‌آمده برای هر سیکل رانندگی ارائه شده‌است. با استفاده از مدل ارائه‌شده می‌توان مدل اتوبوس هیبرید هیدرولیک موازی را تحت هریک از سیکل‌های رانندگی به‌صورت آنلاین شبیه‌سازی نمود و تأثیر استراتژی کنترل بهینه را برآن مشاهده کرد. توجه شود با بکارگیری مدل مذکور دسترسی به اطلاعات سیکل رانندگی پیش از شبیه‌سازی لزومی ندارد. مجموعه‌مدل شبکه عصبی با استفاده از اطلاعات مربوط‌به استراتژی کنترل بهینه استخراج‌شده از برنامه‌ریزی دینامیکی، آموزش دیده‌است.

مجموعه‌مدل شبکه عصبی ارائه‌شده در این مقاله، شامل ۵ شبکه عصبی است. این شبکه‌ها، براساس مقادیر تعدادی متغیر ورودی، مقدار گشتاور فرمان موتور احتراق‌داخلی را به‌عنوان خروجی تعیین می‌کنند. برای انتخاب متغیرهای ورودی مجموعه‌مدل، سیگنال‌های ورودی و همچنین سیگنال متغیر حالت در الگوریتم برنامه‌ریزی دینامیکی در

دسترس می‌باشد. باتوجه‌به ماهیت دینامیک الگوریتم برنامه‌ریزی دینامیکی، استفاده از متغیرهایی که به تاریخچه‌ی سیکل رانندگی مرتبط باشد به‌عنوان ورودی مدل مناسب می‌باشد. از این‌رو، سرعت اتوبوس و گشتاور مطلوب راننده به‌عنوان متغیرهای ورودی مدل‌های شبکه عصبی در نظر گرفته شده‌اند. متغیر ورودی سوم، متغیر حالت در الگوریتم برنامه‌ریزی دینامیکی یعنی SoC آکومولاتور می‌باشد. باتوجه به ماهیت بسیار غیرخطی الگوریتم برنامه‌ریزی دینامیکی، تنها استفاده از یک شبکه‌ی عصبی توانایی مدل‌سازی الگوریتم را ندارد. ازاین‌رو داده‌ها برای هر سیکل رانندگی به 5 مجموعه‌ی مستقل تقسیم‌بندی شده‌اند. این تقسیم‌بندی براساس تغییرات SoC صورت گرفته‌است. به‌عنوان‌مثال برای داده‌های با SoC بین ۰/۶ و ۰/۷ یک شبکه‌ی عصبی با دو ورودی سرعت اتوبوس و گشتاور مطلوب راننده ایجاد شده‌است. برای سایر بازه‌های SoC نیز این روند با حفظ گام ۰/۱ تکرار شده‌است. در جدول ۲، تعداد شبکه‌های عصبی و گروه‌های SOC برای هریک از سیکل‌های رانندگی استاندارد نشان داده شده‌است. هریک از شبکه‌های عصبی شامل دو لایه‌ی درونی و در هر لایه دارای ۲۰ تا ۶۰ نرون (متغیر در بازه‌های مختلف) می‌باشد. نمونه‌ای از تعداد نرون‌ها برای شبکه‌های عصبی متناظر با سیکل رانندگی Local Road درجدول ۳ ارائه شده‌است. داده‌های موردنیاز برای آموزش شبکه‌های عصبی از نتایج طراحی استراتژی‌های کنترلی بهینه روی ۴ سیکل رانندگی استاندارد بدست آمده‌است. ۸۰ درصد داده‌ها به‌عنوان داده‌های آموزش و مابقی برای تست شبکه‌ها استفاده می‌شود. ایجاد شبکه‌ها با استفاده از جعبه‌ابزار *nntool* در نرم‌افزار MATLAB صورت گرفته‌است. برای تعیین بهترین تعداد نرون در هر لایه، یک جستجوی جامع در میان گزینه‌های موجود انجام شده‌است. شماتیک مجموعه‌مدل شبکه‌ی عصبی ارائه‌شده در

آمده‌است. قابل‌ذکر است که جهت تأثیر یکسان متغیرهای ورودی در شبکه‌های عصبی ایجادشده، مقادیر دو متغیر ورودی نرمال‌سازی شده‌است.

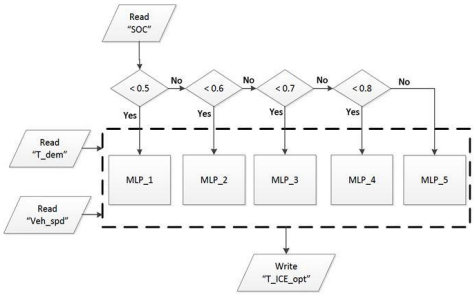
جدول ۲ – تعداد شبکه‌های عصبی و محدوده SOC برای هر سیکل رانندگی

سیکل رانندگی	محدوده SOC	تعداد گروه‌های SOC	تعداد شبکه‌های عصبی
Local Road	۰/۲ – ۰/۵ ، ۰/۵ – ۰/۶ ، ۰/۶ – ۰/۷ ، ۰/۷ – ۰/۸ ، ۰/۸ – ۰/۹	۵	۵
Collector-Arterial E-F	۰/۲ – ۰/۴ ، ۰/۴ – ۰/۵	۶	۶
Collector-Arterial C-D	۰/۵ – ۰/۶ ، ۰/۶ – ۰/۷	۶	۶
Collector-Arterial A-B	۰/۷ – ۰/۸ ، ۰/۸ – ۰/۹	۶	۶

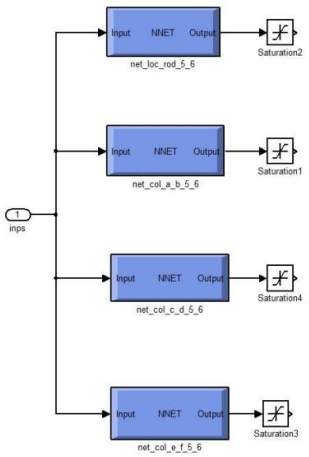
جدول ۳ – مشخصات شبکه‌های عصبی برای سیکل رانندگی Local Road

محدوده SOC	تعداد نرون در لایه پنهان اول	تعداد نرون در لایه پنهان دوم	MSE برای خروجی داده‌های اعتبارسنجی
۰/۲ – ۰/۵	۱۰	۱۵	۰/۰۰۵
۰/۵ – ۰/۶	۳۰	۶۰	۰/۰۳۱
۰/۶ – ۰/۷	۴۰	۶۰	۰/۰۲۵
۰/۷ – ۰/۸	۳۰	۶۰	۰/۰۱۱
۰/۸ – ۰/۹	۳۰	۴۰	۰/۰۱

مجموعه مدل ارائه‌شده به‌عنوان جایگزین یک استراتژی کنترل بهینه برای سیستم قوای محرکه بکار می‌رود. ازاین‌رو خروجی مدل بایستی متناظر با خروجی استراتژی کنترل بهینه موجود باشد. همان‌طورکه در مشاهده می‌شود. گشتاور موتور احتراق‌داخلی به‌عنوان متغیر خروجی مجموعه‌مدل شبکه‌ی عصبی درنظر گرفته‌شده‌است. با این انتخاب، روی مقدار گشتاور موتور احتراق داخلی کنترل وجود دارد و مقدار گشتاور پمپ-موتور هیدرولیکی با تغییر مقدار گشتاور مطلوب راننده تغییر می‌کند. پس از طراحی ساختار مجموعه‌مدل شبکه‌ی عصبی، یک مدل متناظر با هر شبکه برای هر بازه از SoC در محیط Simulink ایجاد شده‌است. نمونه‌ای از مدل‌های ایجادشده در شکل ۸ نشان داده شده‌است.



شکل ۶ – ساختار مجموعه‌مدل شبکه عصبی ایجادشده [۵]

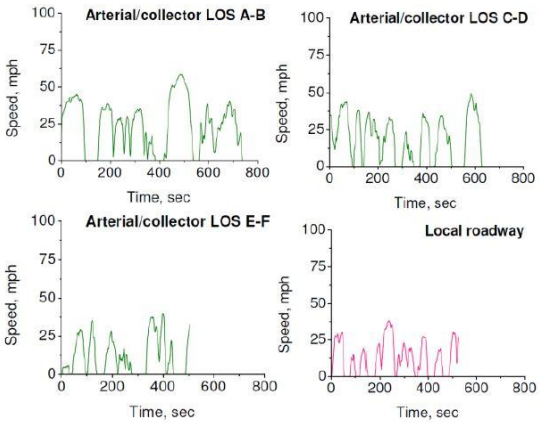


شکل ۷ – نمونه‌ای از مدل شبکه‌های عصبی در نرم‌افزار [Simulink]

۶- نتایج شبیه‌سازی‌ها

با استفاده از الگوریتم برنامه‌ریزی دینامیکی ارائه‌شده در این مقاله، استراتژی کنترل بهینه متناظر با چهار سیکل رانندگی استاندارد بدست آمده‌است. این چهار سیکل توسط مؤسسه سیرا در سال ۱۹۹۷ بعنوان سیکل‌های رانندگی استاندارد جهت حرکت خودرو در مسیرهای شهری معرفی شده‌اند [۱۶]. در این‌جا باتوجه‌به مسیر حرکت اتوبوس‌های شهری که دارای شروع-توقف‌های بسیاری می‌باشد، این سیکل‌ها انتخاب شده‌اند. چهار سیکل رانندگی موردنظر در شکل ۸ نشان داده شده‌است.

به‌منظور بررسی عملکرد الگوریتم برنامه‌ریزی دینامیکی روبه‌جلو، نتایج شبیه‌سازی مدل اتوبوس هیبرید هیدرولیک موازی با یک استراتژی کنترل قانون‌مند [۱۰] و استراتژی کنترل بهینه ارائه‌شده در این مقاله در جدول ۴ مقایسه شده‌است. همان‌طورکه در مقدمه اشاره شد، در یک استراتژی کنترل قانون‌مند هیچ روند بهینه‌سازی وجود ندارد و اصول آن براساس نظرات افراد خبره آشنا به سیستم موردنظر تعیین می‌گردد.



شکل ۸ – ساختار مجموعه‌مدل شبکه عصبی ایجادشده [۵]

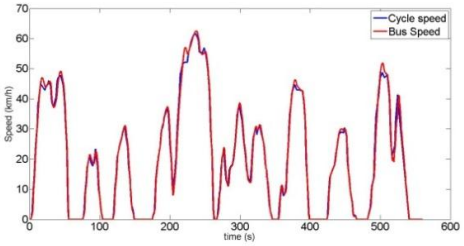
مشاهده می‌شود که استفاده از استراتژی کنترل بهینه به مقدار چشمگیری مصرف سوخت اتوبوس را کاهش داده‌است.

جدول ۴- مقایسه نتایج مصرف سوخت اتوبوس هیبرید هیدرولیک با استفاده از استراتژی کنترل‌های بهینه و قانون‌مند

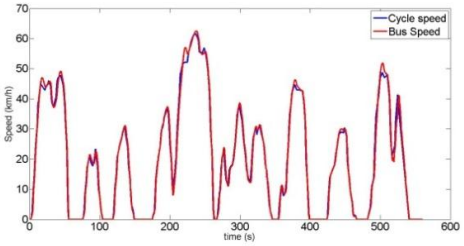
سیکل رانندگی	استراتژی کنترل	مقدار مصرف سوخت (لیتر بر ۱۰۰ کیلومتر)	درصد کاهش مصرف سوخت	خطای سرعت (mse)
Col/Art a-b	قانون‌مند	۳۸/۳۵	۰	۰/۰۱۲
Col/Art a-b	بهینه	۳۴/۳۹	۱۰/۳۳	۰/۰۲۴۶
Col/Art c-d	قانون‌مند	۴۶/۳	۰	۰/۰۱۸۸
Col/Art c-d	بهینه	۴۱/۹۶	۹/۳۷	۰/۰۲۶۶
Col/Art e-f	قانون‌مند	۵۴/۴۸	۰	۰/۰۱۳۳
Col/Art e-f	بهینه	۴۹/۸۵	۸/۵	۰/۰۱۶۵
Loc Rod	قانون‌مند	۴۶/۲۱	۰	۰/۰۰۶۷
Loc Rod	بهینه	۴۳/۰	۶/۹۵	۰/۰۱۴۳

باتوجه به نتایج جدول ۴ مشاهده می‌شود که با استفاده از استراتژی کنترل بهینه‌ی بدست‌آمده از الگوریتم برنامه‌ریزی دینامیکی، مقدار متوسط مربعات خطا بین سرعت اتوبوس و سرعت سیکل رانندگی افزایش یافته‌است. باید درنظر داشت که در الگوریتم برنامه‌ریزی دینامیکی ارائه‌شده، تابع هزینه تنها شامل مصرف سوخت اتوبوس می‌باشد. از این‌رو، الگوریتم پیشنهادشده هیچ ضمانتی در مورد کاهش خطای سرعت اتوبوس ارائه نمی‌کند. بعلاوه مقدار خطای سرعت ناچیز است و می‌توان از آن صرفنظر نمود. نمودار سرعت اتوبوس و سیکل رانندگی برای سیکل Local RoadWay با استفاده از استراتژی کنترل‌های قانون‌مند و بهینه در شکل ۹ و شکل ۱۰ نشان داده شده‌است.

به‌منظور درک دلیل کاهش مصرف سوخت اتوبوس هیبرید با استفاده از استراتژی کنترل بهینه، نمودار نقاط عملکردی موتور احتراق‌داخلی در این حالت در شکل ۱۱ برای سیکل رانندگی Art./Col. A-B نشان داده شده‌است. این نمودار برای شبیه‌سازی با استراتژی کنترل قانون‌مند در شکل ۱۲ آمده‌است. مشاهده می‌شود که با اعمال استراتژی کنترل بهینه، موتور احتراق داخلی در محدوده‌ی با بازده‌ی عملکردی بالاتر فعالیت می‌کند. همین امر موجب کاهش مصرف سوخت اتوبوس شده‌است. بایستی توجه داشت که نتایج شبیه‌سازی ارائه‌شده در اینجا،



شکل ۹ – مقایسه سرعت اتوبوس هیبرید هیدرولیک موازی (استراتژی کنترل قانون‌مند) با سرعت سیکل رانندگی



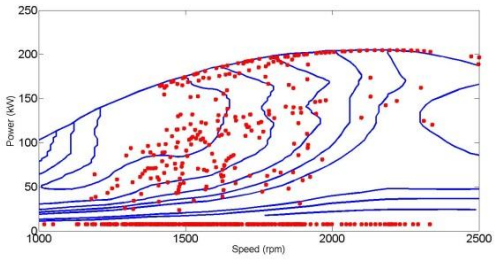
شکل ۱۰ – مقایسه سرعت اتوبوس هیبرید هیدرولیک موازی (استراتژی کنترل بهینه) با سرعت سیکل رانندگی

برای یک سیستم قوای محرکه هیبرید هیدرولیک می‌باشد. در این سیستم، باتوجه به پایین بودن چگالی انرژی منبع دوم قدرت، استفاده از موتور احتراق‌داخلی در محدوده‌ی گسترده‌تری نسبت به میزان معمول در خودروهای هیبرید الکتریکی می‌باشد. از این‌رو امکان قرارگیری کامل نقاط کارکرد روی خط ماکزیمم بازده، وجود ندارد.

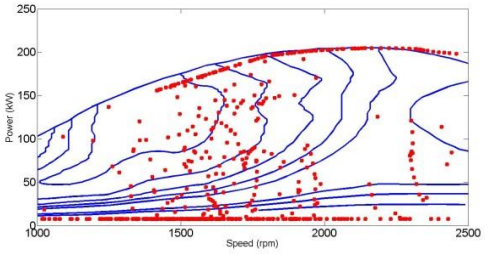
کیفیت عملکرد مجموعه‌مدل‌های شبکه عصبی را نیز می‌توان با شبیه‌سازی مدل اتوبوس به‌صورت آنلاین مشاهده نمود. در جدول ۵ مقادیر مصرف‌سوخت اتوبوس هیبرید هیدرولیک موازی با استفاده از استراتژی کنترل بدست‌آمده از الگوریتم برنامه‌ریزی دینامیکی بصورت

آفلاین و آنلاین مقایسه شده‌است. همان‌طورکه اشاره شد، اعمال استراتژی کنترل بهینه بصورت آنلاین با استفاده از مجموعه‌مدل شبکه‌ی عصبی انجام گرفته‌است. مشاهده می‌شود که اختلاف مقادیر مصرف سوخت ناچیز است. بنابراین مجموعه‌مدل‌های شبکه عصبی به‌عنوان جایگزین استراتژی کنترل‌های بهینه برای شبیه‌سازی مدل اتوبوس هیبرید در چهار سیکل موردنظر قابل‌استفاده می‌باشند.

همان‌طورکه در جدول ۵ دیده می‌شود، تفاوت میان مقادیر دو گروه مصرف سوخت برای ۴ سیکل رانندگی بسیار ناچیز است. این نزدیکی پاسخ‌ها، صحت مدل‌سازی صورت‌گرفته را نشان می‌دهد. اینکه چرا در دو مورد، مصرف سوخت آنلاین از آفلاین کمتر است، ناشی از ماهیت روبه‌جلو بودن مدل قوای محرکه هیبرید هیدرولیک ایجادشده در محیط Simulink است. به‌عبارت‌دیگر، این امکان وجود دارد که براساس سیگنال کنترلی ایجادشده، میزان مسافت پیموده‌شده توسط هریک از سیستم‌ها قدری متفاوت باشد. این تفاوت در میزان مصرف سوخت محاسبه‌شده تأثیر خود را نشان می‌دهد.



شکل ۱۱ – نقاط کارکرد موتور احتراق‌داخلی در اتوبوس هیبرید هیدرولیک موازی (استراتژی کنترل بهینه)



شکل ۱۲- نقاط کارکرد موتور احتراق‌داخلی در اتوبوس هیبرید هیدرولیک موازی (استراتژی کنترل قانون‌مند)

جدول ۵ – مقایسه نتایج مصرف سوخت اتوبوس هیبرید هیدرولیک با استفاده از استراتژی کنترل بهینه به‌صورت آنلاین و آفلاین

استراتژی کنترل	سیکل Col/Art a-b	سیکل Col/Art c-d	سیکل Col/Art e-f	سیکل Loc/Rod
بهینه‌ی آفلاین	۳۴/۳۹	۴۱/۹۶	۴۹/۸۵	۴۳/۰
بهینه‌ی آنلاین	۳۴/۴۲	۴۰/۹۵	۴۹/۰۹	۴۲/۹۶

جمع‌بندی

طراحی یک استراتژی کنترل مناسب برای سیستم قوای محرکه هیبرید، بسیار وابسته به نوع سیکل رانندگی است. در این مقاله، یک استراتژی کنترل بهینه با استفاده از روش برنامه‌ریزی دینامیکی روبه‌جلو برای اتوبوس هیبرید هیدرولیک موازی طراحی شده‌است. همچنین به‌منظور استفاده آنلاین از استراتژی کنترل بهینه بدست‌آمده، مجموعه‌ای از شبکه‌های عصبی با استفاده از نتایج روش برنامه‌ریزی دینامیکی آموزش دیده‌اند. سپس مدل‌های متناظر شبکه‌های عصبی ایجاد و در مدل کلی اتوبوس هیبرید هیدرولیک قرار داده شده‌است. نتایج شبیه‌سازی‌ها برتری استراتژی کنترل بهینه را نسبت به یک استراتژی کنترل قانون‌مند نشان می‌دهد. همچنین براساس این نتایج، مجموعه‌مدل شبکه عصبی توانایی مدل‌سازی استراتژی کنترل بهینه را داراست و با استفاده از این مجموعه می‌توان استراتژی کنترل بهینه را به‌صورت آنلاین روی مدل اتوبوس اجرا نمود.

تقدیر و تشکر

لازم است در اینجا از مرکز تحقیقات خودرو، سوخت و محیط زیست دانشگاه تهران تشکر شود.

مراجع

[1] Ehsani, M., Gao, Y., and Emadi, A., Modern Electric, Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory and Design, 2nd ed., CRC Press, USA, 2009.

[2] Kim, Y. J., "Integrated Modelinh and hardware-in-the-loop study for systematic evaluation of hydraulic hybrid propulsion options". PhD Thesis, University of Michigan, USA, 2008.

[3] Ragaei Salmasi, F., "Control Strategies for Hybrid Electric Vehicles: Evolution, Classification, Comparison and Future Trends," *IEEE Transactions on Vehicular Technology,* 56(5), pp. 2393-2402, September 2007.

[4] Dosthosseini R., Kouzani A. Z. and Sheikholeslam F., "Direct Method for optimal Power Management in Hybrid Electric Vehicles," *International Journal of Automotive Technology,* 12(6), pp. 943-950, 2011.

[5] صفائی، علی، مدل‌سازی و طراحی استراتژی کنترل هوشمند برای اتوبوس هیبرید هیدرولیک، پایان‌نامه کارشناسی‌ارشد، دانشکده مهندسی مکانیک، دانشکده فنی دانشگاه تهران، ۱۳۹۱.

[6] Wu, P., Luo, N., Fronczak, F. J. and Beachly N. H., "Fuel economy and operating characteristics of a hydropneumatic energy storage automobile," *SAE paper 851678,* 1985.

[7] Wu B., Lin CC., Filipi Z., *et al*, "Optimal power management for hydraulic hybrid delivery truck," *Vehicle Syst Dyn*, pp. 23-40, 2004.

[8] Hui S., Ji-Hai J. and Xin W., "Torque Control strategy for a parallel hydraulic hybrid vehicle," *Journal of Terramechanics,* 46, pp. 259-265, 2009.

[9] Safaei, A., Esfahanian, V., Ha'iri-Yazdi, M. R. *et al,* "Optimized Control Strategy Based on the Driving Cycle Type for a hydraulic hybrid bus," Proceedings of ASME 11th biennial conference on Engineering Systems Design and Analysis, Nantes, France, July 2012.

[10] Esfahanian V., Safaei A. *et al,* 2012, "Design and Modeling of a Parallel Hydraulic Hybrid Bus," Proceedings of International Conference Applications and Design in Mechanical Engineering (ICADME2012), Penang, Malaysia, February 2012.

[11] Seinfeld J. H. and Lapidus L., "Aspects of Forward Dynamic Programming Algorithm," *Industrial and Engineering Chemistry Process Design and Development,* 7, pp. 475-478, 1968.

[12] Bellman R., "Dynamic Programming," *Princeton University Press,* Princeton, USA, 1957.

[13] Kirk, D. E., *Optimal Control Theory: An Introduction,* Dover Publications Inc., USA, 1970.

[14] Dreyfus, S. E., "Dynamic Programming and Calculus of Variations," *Academic Press,* New York City, USA, 1965.

[15] Wegleiter, H. *et al*, "Fast Quasi Optimal Control of Hybrid Electric Vehicles considering Limiting Conditions," European Electric Vehicle Congress, Brussels, Belgium, 2011.

[16] Carlson, T. R. and Austin, R. C., "Development of Speed Correction Cycles," Sierra Research Inc., Sacramento, California, Report SR97-04-01, 1997.

مجله کنترل
ISSN 2008-8345
جلد ۸، شماره ۱، بهار ۱۳۹۳، صفحه ۴۵-۳۱

مروری بر امنیت سایبری سیستم‌های کنترل صنعتی

احمد افشار[۱]، عاطفه ترمه‌چی[۲]، عارفه گلشن[۳]، آزاده آقائیان[۴]، حمیدرضا شهریاری[۵]

[۱] دانشیار، پژوهشکده پدافند غیرعامل، دانشگاه صنعتی امیرکبیر، aafshar@aut.ac.ir

[۲,۳,۴] فارغ التحصیل کارشناسی ارشد کنترل، پژوهشکده پدافند غیرعامل، دانشگاه صنعتی امیرکبیر

atefetermehchy@aut.ac.ir, arefeh.golshan@aut.ac.ir, aghaeeyan@aut.ac.ir

[۵] استادیار، پژوهشکده پدافند غیرعامل، دانشگاه صنعتی امیرکبیر، shahriari@aut.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۳/۲/۴، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۳/۳/۱۹)

چکیده: امروزه کلیه زیرساخت‌های حیاتی، واحدهای صنعتی و تجهیزات مدرن شهری و کشوری از سیستم‌های کنترل و اتوماسیون مبتنی بر شبکه، برای پایش و کنترل فرآیندهای خود استفاده می‌نمایند. این سیستم‌ها امکان مدیریت، هماهنگی و بهره‌برداری ایمن، مؤثر و کارآمد از این واحدها را امکان پذیر می‌سازند. به بیان دیگر سیستم‌های کنترل و اتوماسیون نقش مغز و سیستم عصبی پیکره زیرساخت‌های حیاتی و سیستم‌های صنعتی را ایفا می‌کنند. استفاده از فناوری ارتباطات و رایانه که به منظور افزایش کیفیت، کارایی و ضریب اطمینان در سیستم‌های کنترل واتوماسیون به کار می‌روند، تهدیدات ناخواسته‌ای را متوجه این سیستم‌ها کرده‌اند، از جمله مهمترین این تهدیدات حمله‌های سایبری می‌باشد. بررسی تهدیدها و آسیب پذیری‌های سایبری سیستم‌های کنترل و مقابله با آن‌ها بعد از حمله استاکس نت[۱]، به عنوان یک چالش جدی وارد حوزه مطالعاتی و کاربردی گرایش کنترل در دانشگاه‌ها شده است. در واقع شدت تهدیدات سایبری برای سیستم‌های کنترل، بعد از این حمله به وضوح آشکار گردید. طی چند سال گذشته کارهای پژوهشی زیادی در زمینه امنیت سایبری سیستم‌های کنترل صنعتی و زیرساخت‌های حیاتی توسط متخصصین رشته کنترل و سایر رشته‌های مرتبط ارائه شده است. هدف از این مقاله مروری بر منابع علمی و دانشگاهی ارائه شده در این زمینه از دید مهندسی کنترل و آشنایی متخصصین این حوزه با ضرورت و فرصت‌های پژوهشی مربوطه می‌باشد.

کلمات کلیدی: حمله سایبری، امنیت سایبری، سیستم‌های کنترل صنعتی، زیرساخت‌های حیاتی.

Survey on Cyber Security of Industrial Control Systems

Ahmad Afshar, Atefe Termehchy, Arefeh Golshan, Azade Aghaeeyan, Hamidreza Shahriyari

Abstract: Today all critical infrastructure and industrial systems apply network-based automation and control systems to monitor and control their processes. Safe, effective and efficient management, coordination and operation of these units are possible through these control systems. In other words, automation and control systems are considered as the brain and nervous systems of critical infrastructure and industrial systems. Using computer and information technology to enhance the quality, performance and reliability of control systems, caused them facing unexpected threats; Cyber attacks are the most important ones. Following the Stuxnet attack, Industrial Cyber Security (ICS) has become a serious challenge for control engineering studies. Over the last few years, many researches have been conducted in the field of ICS. In this paper, we survey the literature of this area from the perspective of control engineering to present an overview of this issue and informing experts of this field with the related importance and research opportunities.

Keywords: Cyber attack, Cyber Security, Industrial Control System, Critical Infrastructure System.

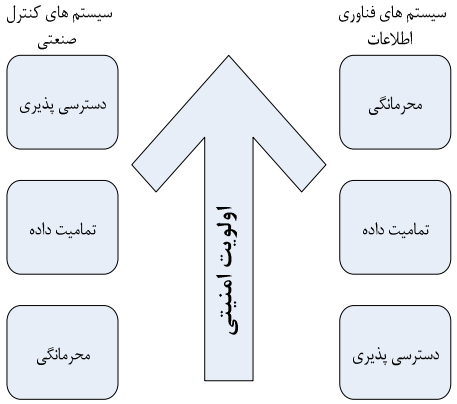
[1] Stuxnet

۱- مقدمه

امروزه کلیه زیرساخت‌های حیاتی، واحدهای صنعتی و تجهیزات مدرن شهری و کشوری از سیستم‌های کنترل و اتوماسیون مبتنی بر شبکه، برای پایش و کنترل فرآیندهای خود استفاده می‌نمایند. این سیستم‌ها امکان مدیریت، هماهنگی و بهره‌برداری ایمن، مؤثر و کارآمد از این واحدها را امکان پذیر می‌سازند. به بیان دیگر سیستم‌های کنترل و اتوماسیون نقش مغز و سیستم عصبی پیکره زیرساخت‌های حیاتی و سیستم‌های صنعتی را ایفا می‌کنند. قطع عملکرد عادی این سیستم‌های کنترل صنعتی[1] می‌تواند اثر قابل ملاحظه‌ای بر سلامت عمومی و امنیت هر جامعه‌ای داشته باشد و منجر به تلفات اقتصادی زیادی شود.

بسیاری از اتفاقات ناشی از خرابی‌های غیرعمدی، ممکن است عملکرد عادی این سیستم‌ها را تحت تأثیر قرار دهد. با این حال، بزرگترین تهدید برای سیستم‌های کنترل صنعتی، خرابی‌های عمدی هدف‌دار است که در گذشته به صورت حمله فیزیکی به اجزای سیستم کنترل صورت می‌پذیرفت و هدف آن‌ها مختل کردن عملکرد سیستم بود. حملات سایبری، تکامل طبیعی برای این نوع حمله‌ها می‌باشند که برای مهاجمان ارزان‌تر و کم‌خطرتر بوده و تحت اثر فاصله نیستند، در عین حال تکرار و هماهنگی آن‌ها بسیار راحت‌تر است. در بین حمله‌های سایبری که تا به حال به سیستم‌های کنترل صنعتی انجام شده است، هیچ حمله‌ای به اندازه حمله استاکس نت نتوانسته‌است آشکارکننده اهمیت این نوع تهدیدات، برای سیستم‌های کنترل و به تبع آن سیستم‌های صنعتی و زیرساخت‌های حیاتی باشد.

وضعیت کنونی امنیت سایبری در سیستم‌های کنترل صنعتی ناامید کننده است و قابل قیاس با وضعیت امنیت سایبری IT در ۱۵ سال پیش می‌باشد[۱]. از سویی دیگر، به علت ماهیت متفاوت سیستم‌های کنترل صنعتی و IT، راه حل‌های امنیتی IT کفایت نیازهای مربوطه در سیستم‌های کنترل صنعتی را نمی‌دهد. به طور کلی هدف از امنیت در IT، حفاظت از داده‌ها است، در حالی‌که در سیستم کنترل صنعتی، حفظ عملکرد عادی سیستم و جلوگیری از خرابی[2] در آن می‌باشد. به عبارت ساده‌تر هدف راهبردهای امنیتی سیستم‌های کنترل صنعتی، حفظ کارکرد اجزا می‌باشد به طوری‌که کل سیستم بتواند به خوبی و ایمن، کار خود را انجام دهند. تفاوت در هدف، منجر به تفاوت در اولویت‌های امنیتی این دو سیستم نیز می‌شوند، در شکل ۱ این تفاوت نمایش داده شده است:



شکل ۱: اولویت‌های امنیت در سیستم‌های IT و کنترل صنعتی[۲]

طی چند سال گذشته کارهای پژوهشی زیادی در زمینه امنیت سایبری سیستم‌های کنترل صنعتی توسط متخصصین رشته کنترل و سایر رشته‌های مرتبط ارائه شده است. با وجود گستردگی و تنوع موضوعی مقاله‌های منتشر شده، متأسفانه تعداد مقالات مروری[3] در این زمینه اندک هستند. ازاینرو قلمروی بحث برای محققین تازه وارد، مبهم و ناشناخته می‌باشد. از جمله مقالات مروری در این زمینه می‌توان به مراجع [۳-۵] اشاره کرد. منبع [۳] به بررسی مقاله‌های ارائه شده در زمینه سیستم‌های تشخیص نفوذ در سیستم‌های سایبر فیزیکی[4](سیستم‌های کنترل صنعتی یک سیستم فیزیکی سایبری محسوب می‌شوند) می‌پردازد. این منبع ابتدا مفهوم سیستم‌های سایبر فیزیکی را تبیین می‌کند، سپس ضمن بررسی منابع، تکنیک‌های سیستم تشخیص نفوذ در این سیستم‌ها را دسته‌بندی کرده و مزایا و معایب هر یک را عنوان می‌کند. در منبع [۴]، بررسی جامع و وسیعی از مقالات علمی مرتبط با مسائل امنیت سایبری شبکه‌های هوشمند[5] انجام گرفته است. هدف این منبع ارائه درک عمیقی از آسیب‌پذیری‌های امنیتی و راه‌حل‌های آن‌ها در شبکه‌های هوشمند بوده و به بیان نیازمندی‌های امنیتی، آسیب‌پذیری‌های شبکه، پروتکل‌های ارتباطی امن و معماری شبکه‌های هوشمند می‌پردازد. منبع [۵] مقاله‌های ارزیابی ریسک در سیستم‌های SCADA و DCS را بررسی و مفاهیم اصلی مرتبط با ارزیابی ریسک حمله‌های سایبری در این سیستم‌ها را بیان می‌کند.

بنابراین، کمبود مقاله‌های مروری در زمینه "امنیت سایبری سیستم‌های کنترل صنعتی" از یک سو و ناشناخته بودن زمینه‌های تحقیقاتی آن در جامعه دانشگاهی مهندسی کنترل کشور از سویی دیگر، هدف این مقاله را مروری بر منابع علمی و دانشگاهی ارائه شده در این زمینه از دید مهندسی کنترل قرار داده است. نوآوری این مقاله ارائه یک تقسیم‌بندی جامع از مسائل پیشروی امنیت سیستم‌های

[1] سیستم‌های کنترل زیر ساخت‌های حیاتی و واحدهای صنعتی در این مقاله به اختصار، با عنوان سیستم‌های کنترل صنعتی شناخته می‌شوند.

[2] Failure

[3] Survey Papers

[4] Cyber Physical System(CPS)

[5] Smart Grid

کنترل صنعتی در مقابل حملات سایبری و بررسی مقاله‌ها در چهارچوب این دسته‌بندی می‌باشد.

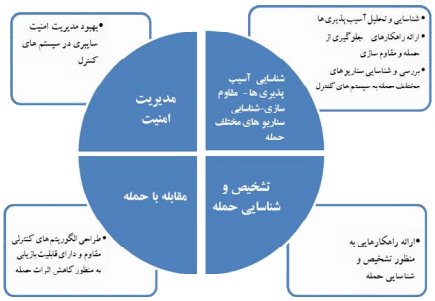
مسائل پیشروی امنیت سیستم‌های کنترل صنعتی در مقابل حملات سایبری مطابق شکل ۲ به چهار دسته زیر تقسیم‌بندی می‌شود:

اول) شناسایی آسیب‌پذیری‌ها و سناریوهای مختلف حمله به سیستم‌های کنترل صنعتی و تلاش برای جلوگیری از آن

دوم) ارائه راهکارهایی به منظور تشخیص و شناسایی حمله

سوم) بازترکیب و استفاده از ابزارهای کنترلی به منظور کاهش اثرات حمله و افزایش خاصیت خودترمیمی سیستم

چهارم) بهبود مدیریت امنیت سایبری در سیستم‌های کنترل صنعتی

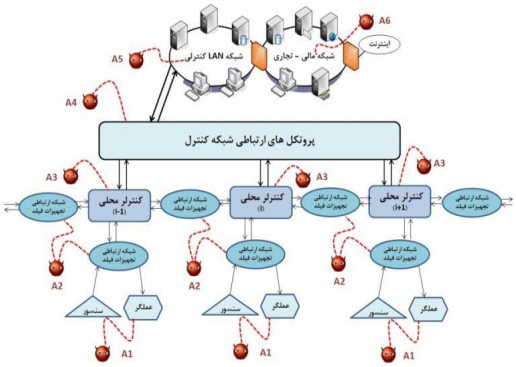


شکل ۲: تقسیم‌بندی زمینه‌های مطالعاتی امنیت سایبری سیستم‌های کنترل صنعتی

در این مقاله مروری، ابتدا یک مدل مفهومی از آسیب‌پذیری‌های سیستم کنترل صنعتی ارائه خواهد شد تا بدین وسیله یک چارچوب کلی از موضوع آسیب‌پذیر بودن سیستم کنترل صنعتی در مقابل حمله‌های سایبری ترسیم شود. بخش سوم این مقاله به بررسی مقالات ارائه شده در زمینه شناسایی آسیب‌پذیری‌های و سناریوهای مختلف حمله به سیستم‌های کنترل صنعتی و مقاوم‌سازی آن‌ها می‌پردازد. در بخش چهارم مقاله، به بررسی راهکارهای ارائه شده در زمینه تشخیص و شناسایی حملات سایبری در سیستم‌های کنترل صنعتی می‌پردازد. مقابله با حمله و استفاده از ابزارهای کنترلی به منظور کاهش اثرات حمله و خودترمیمی سیستم در بخش پنجم مورد بررسی قرار می‌گیرد. هدف کلی از مقالات بررسی‌شده در این بخش، از بین بردن و یا کاهش اثرات حمله بر روی عملکرد نامی سیستم و حفظ پایداری آن می‌باشد. با توجه به گستردگی تهدیداتی که سیستم‌های کنترل صنعتی در معرض آن‌ها هستند، علاوه بر راهبردهای امنیتی مختلف، مدیریت امنیت از نقطه اثر بسیار بالایی برای حفظ امنیت در برابر حملات سایبری برخوردار می‌باشد. از اینرو در بخش ششم به این مهم پرداخته می‌شود. در پایان، جمع‌بندی و نتیجه‌گیری ارائه می‌گردد.

۲- مدل مفهومی آسیب‌پذیری‌های سیستم کنترل صنعتی

سیستم‌های کنترل صنعتی وظیفه‌ی هدایت و کنترل فرآیندهای فیزیکی را برعهده دارند که معمولاً متشکل از مجموعه‌ای از اجزای متعدد شامل حسگرها، عملگرها، واحدهای پردازش داده مانند کنترل‌کننده‌های منطقی قابل برنامه ریزی (PLCs)، شبکه‌های ارتباطی و رایانه‌های مرکزی می‌باشند. چندین مدل کلی برای تبیین ساختار سیستم کنترل صنعتی وجود دارد که یکی از پرکاربردترین آن‌ها ساختار ارائه‌شده توسط استاندارد ISA-88/01 می‌باشد [۶, ۷]. در این مقاله با الهام از این ساختار و منبع [۸]، مدل مفهومی آسیب‌پذیری‌های سیستم کنترل صنعتی مطابق شکل ۳ بیان می‌شود:



شکل ۳: مدل مفهومی آسیب‌پذیری‌های سیستم کنترل صنعتی

در این شکل آسیب‌پذیری‌های سیستم کنترل صنعتی به شش دسته زیر تقسیم‌بندی می‌شوند:

۱. آسیب‌پذیری‌های تجهیزات فیلد
۲. آسیب‌پذیری‌های شبکه ارتباطی تجهیزات فیلد
۳. آسیب‌پذیری‌های کنترل‌کننده‌های محلی مانند RTU، PLC
۴. آسیب‌پذیری‌های پروتکل‌های ارتباطی شبکه کنترل
۵. آسیب‌پذیری‌های شبکه LAN کنترلی
۶. آسیب‌پذیری‌های شبکه‌های همکار و مالی - تجاری

ساختار لایه‌ای این مدل مفهومی بر این نکته تأکید می‌کند که نوع آسیب‌پذیری‌های هر لایه سیستم کنترل صنعتی متفاوت است و به تبع آن هر لایه نیازمند اقدامات امنیتی متفاوتی نیز می‌باشد[۱].

[۱] توضیح کامل این مدل مفهومی در مقاله‌ای جداگانه ارائه خواهد شد.

۳- شناسایی آسیب‌پذیری‌ها و سناریوهای مختلف حمله به سیستم‌های کنترل صنعتی و تلاش برای جلوگیری از حمله

با پیشرفت سیستم‌های کنترل صنعتی و استفاده آن‌ها از سکوهای نرم‌افزاری، سخت‌افزاری و شبکه‌ای یکسان و دارای استانداردهای واحد، دسترسی افراد غیرمجاز به لایه‌های درونی این سیستم‌ها امکان‌پذیر شده است. به طور کلی مهاجمی که قصد حمله سایبری و صدمه به یک سیستم کنترل صنعتی را دارد، با ۲ چالش عمده مواجه است:

۱) شناسایی سیستم، نفوذ و دسترسی به آن

۲) دردست‌گرفتن کنترل کامل و یا قسمتی از فرآیند و ایجاد صدمه به آن

بنابراین قدم اول در امن کردن سیستم‌های کنترل صنعتی، شناسایی آسیب‌پذیری‌ها و نقاط دسترسی به آن‌ها می‌باشد که می‌توان آن را در دو زمینه عمده تجهیزات (از لحاظ سخت‌افزاری، سفت‌افزاری[1]، نرم‌افزاری) و پروتکل‌های ارتباطی تقسیم‌بندی کرد. تجهیزاتی که در سیستم‌های کنترل صنعتی به‌کار گرفته می‌شوند نیز بر دو دسته هستند:

۱. تجهیزاتی که صرفاً در سیستم‌های کنترل مورد استفاده قرار می‌گیرند مانند سنسورها، عملگرها، PLC ها، RTU ها،و ...
۲. تجهیزات فناوری اطلاعات که در دیگر سیستم‌ها و شبکه‌ها نیز استفاده می‌شوند مانند روتورها، سوئیچ‌ها، رایانه‌ها و ...

در این بخش ابتدا تعدادی از مقالاتی که آسیب‌پذیری‌های پروتکل‌های ارتباطی سیستم کنترل صنعتی و راهکارهای مقابله با آن‌ها را مورد توجه قرار داده‌اند، مورد بررسی قرار می‌گیرند. سپس با توجه به گستردگی آسیب‌پذیری‌های تجهیزات و مقالات در این زمینه، در این مجال فقط به آسیب‌پذیری‌های تجهیزات دسته اول پرداخته می‌شود. در نهایت نیز چهار دسته از سناریوهای مطرح شده در زمینه‌ی حمله به سیستم‌های کنترل صنعتی بررسی می‌گردد.

۳-۱ آسیب‌پذیری‌های پروتکل‌های ارتباطی و تلاش برای جلوگیری از نفوذ مهاجم

امروزه پروتکل‌های بسیار زیادی در سیستم‌های کنترل صنعتی استفاده می‌شوند. بیشتر این پروتکل‌ها با هدف افزایش کارایی، قابلیت اطمینان در عملیات بلادرنگ و پشتیبانی از الزامات اقتصادی و عملکردی طراحی شده‌اند. متأسفانه اکثر این پروتکل‌ها به جهت بالا بردن کارایی، از هر ویژگی غیرضروری از جمله ویژگی‌های امنیتی نظیر احراز اصالت و رمزنگاری صرف‌نظر کرده‌اند. از سوی دیگر بسیاری از آن‌ها برای استفاده از پروتکل اترنت و اتصال به شبکه اینترنت توسعه داده شده‌اند. بنابراین پروتکل‌های ارتباطی سیستم‌های کنترل صنعتی بسیار آسیب‌پذیر بوده و در معرض حملات زیادی قرار گرفته‌اند[۹].

طبق گزارش انجمن گاز آمریکا[2][۱۰] در حدود ۱۵۰ تا ۲۰۰ پروتکل اسکادا[3] وجود دارد. یکسان‌سازی این پروتکل‌ها در سال‌های اخیر، منجر به کسب اطلاعات بسیار دقیق مهاجمان از کارکرد و ساختار آن‌ها شده است. به این ترتیب مهاجمان با شناسایی آسیب‌پذیری‌های این پروتکل‌ها می‌توانند به بسته‌های داده دسترسی پیدا کرده و به دلخواه در آن‌ها تغییراتی ایجاد کنند [۱۱]. مانند حمله به سیستم کنترل آب و فاضلاب شهر کوئیزلند استرالیا در سال ۲۰۰۰ که مهاجم به واسطه داشتن اطلاعات کامل از پروتکل مورد حمله، توانست به شبکه ارتباطی لایه فیلد نفوذ کرده و هشتصد هزار لیتر فاضلاب را وارد چرخه آب سالم این شهر کند.

آسیب‌پذیری‌های این پروتکل‌ها در منابع متعددی [۹, ۱۱-۲۱] و مورد بررسی قرار گرفته است. در منبع [۹] انواع پروتکل‌های صنعتی، آسیب‌پذیری‌ها و راهکارهای امنیتی آن‌ها بررسی می‌شود. یکی از موارد بررسی‌شده در این منبع پروتکل مودباس[4] است که فاقد احراز اصالت، رمزگذاری و مجموع مقابله‌ای پیام‌ها[5] می‌باشد. یکی از سودمندترین و درعین‌حال خطرناک ترین ویژگی‌های مودباس، قابلیت استفاده از آن به منظور برنامه‌ریزی کنترل‌کننده‌ها می‌باشد که بسیاری از پروتکل‌های صنعتی در این ویژگی با مودباس اشتراک دارند. به‌واسطه این ویژگی خطرناک، مهاجم می‌تواند از این طریق برای تزریق برنامه‌های مخرب در PLCها و RTU ها استفاده کند. آسیب‌پذیری پروتکل مودباس به عنوان پرکاربردترین پروتکل صنعتی، در منابع دیگر [۱۳, ۱۴] نیز تشریح شده است. در منبع [۱۳] چهار کلاس از آسیب پذیری های پروتکل مودباس از جمله آسیب پذیری منع خدمت[6] و تزریق فرمان به این پروتکل و راه‌های نفوذ مهاجم به آن بررسی شده است. از جمله روش‌های تشخیص نفوذ در پروتکل‌های مودباس، استفاده از سیستم‌های تشخیص نفوذ مبتنی بر مدل[7] می‌باشد. منبع [۱۴] سه روش مبتنی بر مدل را برای پایش و تشخیص حمله به پروتکل Modbus TCP معرفی می‌کند. این روش‌ها با توجه به توپولوژی و ساختار ارتباطی شبکه اسکادا، مکانیسمی حفاظتی برای پروتکل Modbus/TCP IP ارائه می‌دهد. مدل‌های ارائه شده توسط این منبع به منظور توصیف درخواست‌ها و پاسخ‌های این نوع مودباس بر اساس اسناد توصیف کاربرد آن و راهنمای پیاده‌سازی Modbus، به کار گرفته شده‌اند [۲۲, ۲۳]. یکی دیگر از پروتکل‌های بررسی شده در منابع، پروتکل WirelessHART می‌باشد که به طور خاص برای سیستم‌های کنترل صنعتی طراحی و در سال ۲۰۰۷ توسط سازمان ارتباطات HART[8] تصویب شده است [۲۰].

[1] Firmware

[2] American Gas Association (AGA)
[3] SCADA
[4] Modbus
[5] Message Checksum
[6] Denial Of Service
[7] Model-based Detection
[8] HART Communication Foundation

منابع گوناگونی از جمله [۱۸-۲۰, ۲۴] مکانیزم‌های امنیتی این پروتکل را تشریح کرده‌اند. منبع [۲۰] به منظور تضمین محرمانه بودن و تمامیت داده، روش‌های مختلف رمزگذاری در این پروتکل را بررسی کرده است.

در راستای جلوگیری از ورود غیرمجاز به سیستم تحت حفاظت، دیوار آتش[1] به عنوان راهکار امنیتی در اکثر منابع پیشنهاد شده است [۱۱, ۲۵-۲۷]. یکی از وظایف آن ممانعت از ورود پیام‌هایی است که ساختار آن‌ها مطابق با پروتکل ارتباطی ناحیه تحت حفاظت نمی‌باشد. مرکز همکاری امنیت زیرساخت‌های ملی انگلستان[2] کتابچه راهنمایی مبنی بر راهکارهای استفاده، پیکربندی و مدیریت دیوارهای آتش در شبکه اسکادا[3] را منتشر کرده است. برای جلوگیری از نفوذ مهاجمان در سیستم، وجود سیستم‌های تشخیص متجاوز[4] به همراه دیوار آتش لازم و ضروری است. البته بهبود این سیستم‌ها وابسته به شناسایی آسیب‌پذیری شبکه و پروتکل‌های اسکادا می‌باشد [۲۸].

یکی دیگر از راهکارهای رایج در افزایش امنیت پروتکل‌های ارتباطی استفاده از رمزنگاری[5] است. روش‌های سنتی گوناگونی برای رمزنگاری وجود دارد، اما اکثر آن‌ها قابلیت استفاده در سیستم‌های کنترل صنعتی را ندارند. دلیل این امر، توانایی محاسباتی محدود و سرعت انتقال داده کم اجزای این سیستم‌ها می‌باشد که در عین حال باید پاسخگوی ضرورت عملکرد بلادرنگ[6] نیز باشند. این محدودیت‌ها، اجرای رمزنگاری‌های پیچیده را با مشکل مواجه می‌کنند [۱۱, ۲۹, ۳۰]. استاندارد AGA-12 [۱۰] مشکلات اجرای رمزنگارها و راهکارهای تکنیکی اجرایی آن را توضیح داده است. برای غلبه به این مشکلات، اتصال ماژول سخت‌افزاری رمزنگار به هر گره توسط [۳۱] پیشنهاد شده است.

۳-۲ آسیب‌پذیری‌های تجهیزات کنترلی

بسیاری از حملات سایبری در سیستم‌های کنترل صنعتی با سوءاستفاده ازآسیب‌پذیری‌های موجود در تجهیزات کنترلی انجام گرفته که یکی از مشهورترین آن‌ها، حمله استاکس نت است. ازاینرو شناسایی این آسیب‌پذیری‌ها یکی از موضوعات مورد توجه محققین در این حوزه می‌باشد [۲۱, ۳۲-۳۷]. در سال‌های اخیر علاوه بر آسیب‌پذیری‌های نرم‌افزاری، انواع سخت‌افزاری و سفت‌افزاری نیز به‌شدت مورد توجه کارشناسان امنیت قرار گرفته است. این موارد در پردازنده‌ها و قطعات الکترونیکی به‌طور گسترده وجود دارند و حتی در سطوح مخابراتی و یا نظامی نیز یافت می‌شوند. نمونه‌ی بارزی از این آسیب‌پذیری‌ها، وجود یک نقطه‌ی دسترسی مخفی در تراشه‌های ساخت یک شرکت چینی می‌باشدکه در تجهیزات نیروی هوایی آمریکا نیز به‌کار می‌روند[۳۸] و توسط تیم تحقیقاتی دانشگاه کمبریج شناسایی شده است. عموماً این نوع تهدیدات به عنوان آسیب‌پذیری‌های درپشتی[7] در تجهزات در نظر گرفته می‌شوند. [۳۹, ۴۰]

سیستم‌های کنترل شامل تجهیزات الکترونیکی و پردازشی متنوعی است که از جمله مهمترین این تجهیزات، عملگرها، سنسورها، PLC ها و RTU ها می‌باشند. مهاجمان با دسترسی به کد نرم‌افزاری و یا سفت‌افزاری این تجهیزات، می‌توانند به راحتی به سامانه‌ی کنترل نفوذ کرده و کنترل فرآیند را در دست گیرند[8]. منابع بسیاری از جمله [۳۲, ۴۱, ۴۲] این نوع آسیب‌پذیری‌های PLC ها را مورد بررسی قرار داده‌اند که حاکی از ضعف شدید این ابزارها در حوزه امنیت سایبری می‌باشد. نمونه‌هایی از اشکالات امنیتی همه تجهیزات کنترلی نیز در مرجع [۴۳] موجود است. از جمله آسیب‌پذیری‌های عنوان شده در این مرجع برای RTUها، تایید ورودی نامناسب و غیر ایمن این تجهیز می‌باشد که منجر به نفوذ مهاجم به سیستم کنترل صنعتی می‌گردد.

۳-۳ بررسی و شناسایی سناریوهای مختلف حمله به سیستم‌های کنترل صنعتی

چهار دسته از سناریوهای مطرح شده در زمینه‌ی حمله به سیستم‌های کنترل صنعتی، به شرح زیر است:

۳-۳-۱ حمله فریب[9](حمله تزریق داده غلط استاتیک[10])

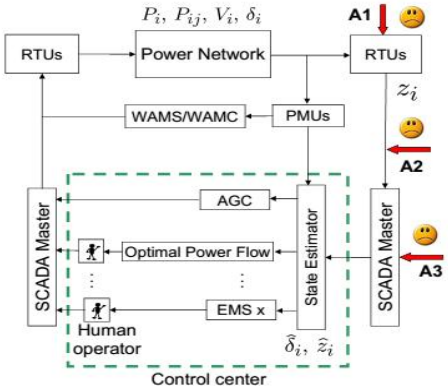
در حمله فریب، مهاجم خروجی حسگرها را به شکلی تغییر می‌دهد که سیستم کنترل فریب خورده و متوجه ارسال داده غلط به کنترل‌کننده نمی‌شود. این سناریو اولین بار توسط آقای Liu در سال ۲۰۰۹ برای حمله به سیستم قدرت و سیستم تشخیص داده غلط آن، با فرض آگاهی کامل مهاجم از سیستم مطرح شد [۴۴, ۴۵]. در منبع [۴۶, ۴۷] نویسنده اثبات کرده است که مهاجم حتی با داشتن آگاهی نسبی نیز می‌تواند حمله موفقیت‌آمیزی را صورت دهد. در راستای تلاش برای مقابله با این حمله، منبع [۴۸] دو مقیاس امنیتی برای تخمینگر حالت شبکه قدرت پیشنهاد می‌دهد که در واقع مقیاسی از حداقل تلاش‌های ضروری مهاجم برای اجرای موفق حمله می‌باشد. این مقیاس‌ها وابسته به توپولوژی فیزیکی شبکه قدرت و میزان دسترسی‌پذیری مقادیر خروجی حسگرها می‌باشند. منبع [۴۹] عنوان می‌کند که اجرای حفاظت کامل و رمزنگاری از خروجی تمام تجهیزات مقرون به صرفه و قابل اجرا نیست و با حفاظت از تعداد محدودی از اندازه‌گیرها و خروجی آن‌ها می توان از موفقیت حمله تزریق جلوگیری کرد. تعداد این اندازه‌گیرها برابر با تعداد متغیرهای

[1] Firewall
[2] National Infrastructure Security Coordination Center (NISCC)
[3] SCADA (Supervisory Control and Data acquisition)
[4] Intrusion Detection Systems (IDS)
[5] Cryptography
[6] Real Time
[7] Backdoor
[8] حمله به خطوط انتقال گاز سیبری(۱۹۸۲)، حمله استاکس نت(۲۰۱۰) و ...
[9] Stealth Attack
[10] False Data Injection Attack(Static)

حالت سیستم می‌باشد. منبع [۵۰] دو الگوریتم دیگر حفاظت از تعداد محدودی از تجهیزات را به نحوی پیشنهاد می‌دهد که حداکثر امنیت در مقابل حمله تزریق فراهم شود. منبع [۵۱] ابتدا راهبرد حمله بهینه‌ای را تشریح می‌کند که می‌تواند حداکثر صدمه را به سیستم وارد کند، سپس با فرموله کردن مسئله دفاع، توانسته است راهبرد دفاع بهینه‌ای را مطرح و میزان صدمه را حداقل کند. اثرات اقتصادی حمله تزریق داده بر روی عملکرد بازار شبکه برق در منبع [۵۲] فرموله شده است.

۳-۳-۱-۱ حمله به تخمینگر حالت شبکه قدرت و تزریق داده غلط

هدف تخمینگر حالت شبکه‌های قدرت، تخمین متغیرهای حالت آن سیستم بر اساس داده‌های اندازه گیری شده است. در منبع [۵۳]، نحوه ساخت ماتریس متغیرهای حالت سیستم قدرت توسط مرکز کنترل بیان شده است. تخمین‌های نامناسب می‌تواند به دلایل مختلف مانند خرابی اندازه‌گیرها و یا حملات خرابکارانه باشد. در سناریو مطرح شده توسط آقای Liu فرض می‌شود مهاجم ماتریس متغیرهای حالت سیستم قدرت مورد هدف را می‌داند و اندازه‌گیری‌های خرابکارانه را با علم به این ماتریس می‌سازد. سپس این اندازه‌گیری‌های غلط را به سیستم کنترل تزریق می‌کند تا فرآیند تخمین حالت را دچار اشتباه نماید.



شکل ۴: حمله تزریق داده وشبکه قدرت [۴۸]

۳-۳-۲ حمله تزریق داده غلط دینامیک

در این حمله سعی می‌شود تزریق داده غلط به صورت دینامیک بوده و یک مد ناپایدار و مشاهده‌ناپذیر در سیستم ایجاد کند. در منبع [۵۴] فرض شده است که هدف مهاجم، تزریق داده غلط، ناپایدار کردن سیستم و مخفی ماندن است. نویسنده برای پایش و کنترل سیستم خطی ناپیوسته نامتغیر با زمان و همچنین شناسایی حمله تزریق داده غلط دینامیک، از فیلتر کالمن و کنترل‌کننده LQG استفاده می‌کند. در نهایت این مقاله شرایط لازم و کافی را برای اجرای یک حمله موفقیت‌آمیز را نیز تشریح کرده و روشی را برای مقابله با حمله براساس استفاده از سنسورهای افزونه[1] پیشنهاد می‌دهد.

منبع [۵۵] اثر این حمله را بر روی شناساگری در نظر می‌گیرد که از ابزار رویتگر با ورودی نامشخص[2] استفاده می‌کند و پس از بررسی چگونگی فریب، راهکاری بهینه بر مبنای شناسایی حسگرهای بحرانی و حفاظت کامل از آن‌ها ارائه می‌دهد.

۳-۳-۳ حمله بازسازی اطلاعات[3]

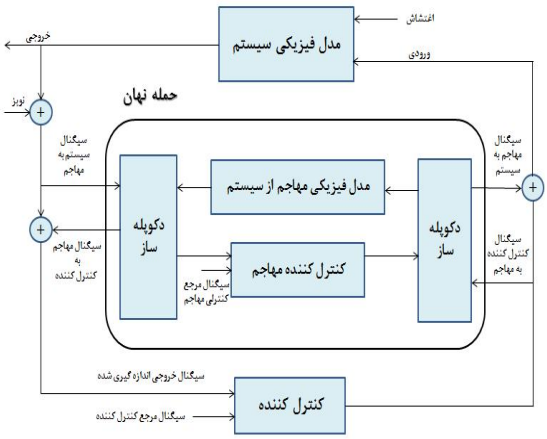
از جمله خطرناک ترین حملات، حمله بازسازی اطلاعات به شمار می‌آید. همان طور که در حمله‌های "تزریق داده" نیز ملاحظه شد، درصورتی‌که مهاجم بتواند به داده خروجی حسگر یا عملگر دسترسی پیدا کند، می‌تواند داده غلط را به صورت هوشمند و هدف‌دار و یا به طور تصادفی وارد سیستم کند و کنترل‌کننده را دچار خطا نماید[۵۶]. در حمله بازسازی اطلاعات، مهاجم اطلاعات حسگر و یا عملگر را در شرایط عادی سیستم ثبت کرده و آن را در زمان حمله و خرابکاری برای شبکه کنترل ارسال می‌کند[۵۷]. به این ترتیب سیستم کنترل به طور هوشمند فریب می‌خورد و علاوه بر از بین رفتن کنترل حلقه بسته، سیستم به حالت خطرناک می‌رود. یکی از روش‌های مقابله با این حمله، اضافه کردن ورودی تصادفی گوسین با میانگین صفر به ورودی سیستم است[۵۶]. ورودی تصادفی، یک سیگنال تأیید هویت محسوب می‌شود و تلاش بر این است که به صورت بهینه طراحی شود تا کمترین اثر را روی بازدهی سیستم بگذارد[۵۸].

۳-۳-۴ حمله نهان[4]

این حمله در واقع یک حمله بازسازی اطلاعات حلقه بسته می‌باشد. به عبارت دیگر خروجی حمله به صورت حلقه بسته بازسازی می‌شود تا اثر آن بر خروجی حسگرها از بین برود و حمله مخفی بماند. در این حمله، مهاجم باید آشنایی کامل از مدل فیزیکی سیستم تحت کنترل داشته باشد تا بتواند مدلی مشابه با آن را شبیه‌سازی کند. مهاجم، مدل شبیه‌سازی شده و کنترل‌کننده‌ی مورد نظر خود را به صورت شکل ۵ بین سیستم و کنترل‌کننده اصلی قرار داده و با ارسال همزمان سیگنال‌های دلخواه به ورودی کنترل‌کننده اصلی و سیستم تحت کنترل، حمله را مخفی و نقطه کار دلخواه خود را جایگزین می‌کند[۵۹].

[1] Redundant Sensor

[2] Unknown Input Observer (UIO)
[3] Replay Attack
[4] Covert Attack



شکل ۵: حمله نهان

۴- ارائه راهکارهایی به منظور تشخیص و شناسایی حمله

هدف هر مهاجم از حمله به سیستم کنترل صنعتی، صدمه زدن و ایجاد اثر نامطلوب بر روی سیستم فیزیکی تحت کنترل آن است. از این رو مهندسین کنترل تلاش می‌کنند با نظارت بر رفتار سیستم تحت کنترل، راهکاری برای شناسایی حمله بیان کنند. پژوهش‌ها و مقاله‌های زیادی در این راستا انجام گرفته است که می‌توان به صورت زیر آن‌ها را دسته‌بندی کرد:

۱. مدل کردن حمله،

۲. تشخیص و شناسایی حمله و اثرات آن.

۴-۱ مدل کردن حمله

همان طور که اشاره شد در سیستم‌های صنعتی و زیرساخت‌های حیاتی هدف نهایی حمله، ایجاد خرابی یا اختلال در عملکرد تجهیزات و لایه فیزیکی سیستم می‌باشد. در حوزه علم کنترل مطالعه و تحقیق بر روی اختلال و یا خرابی غیرعمدی تجهیزات از دهه ۸۰ میلادی آغاز شده است اما خرابی‌های عمدی، موضوع نوظهوری است که در سال‌های اخیر به منظور توصیف خرابی‌ها و اختلال‌های ناشی از حمله‌های سایبری و همچنین مدل کردن این حمله‌ها به کار می‌رود. محققین متعددی برای مدل‌سازی حمله تلاش کرده‌اند[۸, ۵۵, ۶۰-۶۳]. در منابع [۸, ۶۴]، مدلی برای تعریف حمله به حسگرها به صورت زیر ارائه داده شده است:

$$\tilde{y}_i(t) = \begin{cases} y_i(t) & for\ t \notin t_a \\ a_i(t) & for\ t \in t_a \end{cases} \qquad (۱)$$

$$\text{such that } t_a = \{t_s, \ldots, t_e\}$$

در این مدل t_s زمان شروع حمله و t_e زمان اتمام حمله می‌باشد. نویسنده این منبع تأکید می‌کند این مدل می‌تواند دو حمله به تمامیت اطلاعات[۱] و حمله منع خدمت[۲] را تشریح کند.

منبع [۶۰]، مدلی مشابه ارائه کرده است با این تفاوت که در مدل خود تغییراتی در نظر گرفته است تا بتواند اثرات حمله بر سیستم را نیز بر مبنای آن استخراج کند. همچنین منبع [۵۵] با توجه مدل مطرح شده در منبع [۸]، علاوه بر حمله به حسگرها، حمله به عملگرها را به صورت زیر در نظر گرفته است:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Ed(t) + Bf_a(t) \qquad (۲)$$

$$y(t) = Cx(t) + f_s(t)$$
$$X(t) \in R^n, U(t) \in R^p, Y(t) \in R^m, d \in R^q \qquad (۳)$$

که در این مدل $d(t)$ نمایانگر اغتشاش و نویز، $f_a(t) \in R^p$ نشان‌دهنده حمله به عملگر و $f_s(t) \in R^m$ نشان‌دهنده حمله به حسگر می‌باشد. همچنین مدلی متناسب با حمله به تمامیت اطلاعات و حمله منع خدمت به منظور استخراج اثرات مالی و هزینه‌های حمله، در منبع [۶۰] نیز مطرح شده است.

۴-۲ تشخیص و شناسایی حمله و اثرات آن

با توجه به این که در سیستم‌های کنترل صنعتی تبادل داده باید بدون وقفه صورت گیرد. منبع [۶۵] ایده‌ی تبدیل کد محدوده زمانی[۳] به کد میکرو زمان[۴]، و بررسی آن توسط تجهیزات یا سیستم عامل را برای تشخیص حمله پیشنهاد می‌دهد.

در راهبردهای امنیتی از دیدگاه مهندسی کنترل برای مقابله با حملات سایبری، تمرکز روی هدف نهایی حمله کننده است. از این رو مدل فیزیکی و دینامیک سیستم یا به طور کلی مدل کمی-کیفی مورد توجه قرار گرفته است.

منابع [۸, ۳۳, ۵۵, ۶۳, ۶۶, ۶۷] استفاده از الگوریتم‌های تشخیص خطا را برای تشخیص حمله پیشنهاد داده‌اند. البته این نکته باید مورد توجه قرار گیرد که حمله، یک خطای عمدی و تحت سناریو بوده و همچنین از لحاظ دامنه کمی ممکن است متفاوت با خطا باشد. در این دیدگاه برای

[۱] حمله به تمامیت اطلاعات (Integrity Attack) در سیستم‌های کنترل صنعتی : مهاجم سعی می‌کند خروجی حسگر ویا عملگر ویا کنترل‌کننده را تغییر دهد و خروجی غلط را به مقصد برساند.

[۲] حمله منع خدمت (Denial Of Service) در سیستم‌های کنترل صنعتی: مهاجم سعی می‌کند مانع دسترسی کنترل‌کننده ویا عملگر به داده مورد نیاز خود شود.

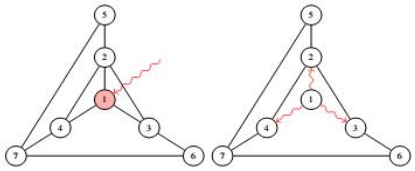
[3] timing bound
[4] micro-timings

تشخیص یک حمله یا خطای عمدی، باید تخمینی نسبتاً دقیق از خروجی سیستم وجود داشته باشد و نیز الگوریتمی برای تشخیص، انتخاب و یا طراحی شود. مثلاً با استفاده از تفاوت خروجی تخمین‌زده‌شده و خروجی به‌دست‌آمده از حسگرها و مقایسه‌ی آن‌ها با یک حد آستانه، می‌توان به وجود حمله پی برد [۸, ۳۳, ۵۵, ۶۳, ۶۸, ۶۹]. درمنبع [۸] از رویتگر با ورودی ناشناخته به عنوان ابزار تخمین‌گر مقاوم استفاده می‌شود، اما این تخمین‌گر دو ناکارآمدی عمده دارد:۱) ناتوانایی در استفاده از این تخمین‌گر در سیستم‌های نامینیمم فاز و ۲) ناتوانایی در زمان حمله‌های همزمان. راهکارهای حل این دو ناکارآمدی در منبع [۵۵] پیشنهاد داده شده است.

منبع [۶۸] از یک مدل خطی برای سیستم تحت کنترل استفاده می‌کند و حمله را به عنوان یک ورودی ناشناخته در نظر می‌گیرد. این منبع با بهره‌گیری از نظریه کنترل هندسی[۱]، شرایطی را برای تشخیص[۲] و شناسایی‌پذیری[۳] حمله ارائه می‌دهد و به منظور تشخیص و شناسایی حمله‌هایی که این شرایط را ندارند، از نظریه گراف بهره می‌گیرد. این منبع با استفاده از فیلتر مبتنی بر شکل موج ساده شده[۴] به منظور تشخیص حمله، نشان می‌دهد که مسئله تشخیص حمله از لحاظ محاسباتی بسیار پیچیده است و باید از یک پروسه تشخیصی توزیع شده بهینه[۵] و زیربهینه[۶] استفاده شود. منبع [۶۶] با کمک تکنیک‌های انتخاب حسگرها[۷] و آموزش فعال[۸]، روشی توزیع شده[۹] برای تشخیص و شناسایی حمله‌های شناخته‌شده و ناشناخته پیشنهاد می‌دهد. این روش توانسته است حجم محاسبات را بدون تحت تأثیر قرار دادن میزان کارایی کاهش دهد. این روش شامل یک قانون ترکیب داده به منظورر ترکیب تصمیم های بدست آمده از کلاسی فایرهای محلی توزیع شده، می باشد.

منبع [۷۰] بر روی حملات بازسازی اطلاعات و محرومیت از خدمات[۱۰] در سیستم‌های کنترل صنعتی تمر کز می‌کند. فرض شده است که این حملات قابل تشخیص هستند. نویسنده به منظور مقابله با این نوع حملات در هر نمونه زمانی، با استفاده از کنترل‌کننده مبتنی بر افق محدود، ورودی را محاسبه می‌نماید و به عملگر ارسال می‌کند. در منبع [۷۱] روشی بر مبنای برنامه‌ریزی نیمه‌معین[۱۱] برای شناسایی و مقابله با حمله منع خدمت در این سیستم‌ها پیشنهاد شده است. هدف نویسنده طراحی کنترل کننده بهینه مبتنی بر فیدبک ای است که توابع هدف را (که در ارتباط با ایمنی و مصرف انرژی تعریف شده اند) کمینه می کند. در منبع [۷۲] یک ماژول پایشی ارائه شده است که روی تراشه پردازنده (مثلاً پردازنده کنترل‌کننده) قرار می‌گیرد. مکانیزم تشخیص به این صورت است که برنامه‌ی در حال اجرا با گراف جریان کنترلی[۱۲] (که در حافظه بارگذاری شده است)، مورد مقایسه قرار می‌گیرد و در صورت تناقض بین این دو، هشدار حمله فعال می‌شود.

منبع [۷۳] ابتدا به بررسی اثرات حمله‌ی تمامیت داده به سیستم قدرت می‌پردازد سپس الگوریتمی را به منظور طراحی تشخیص‌گر حمله سایبری به سیستم قدرت پیشنهاد می‌دهد. عملکرد این تشخیص‌گر مبتنی بر مدل سیستم و دانشی است که از رفتار عادی سیستم به دست آمده است. منبع[۶۳] با دیدگاه کنترل تحت شبکه[۱۳] دو کلاس حمله به گره و حمله به مسیرهای ارتباطی گره را در نظر گرفته و فرموله می‌کند (شکل ۶). همچنین این منبع روشی توزیع شده به منظور شناسایی و تشخیص حمله پیشنهاد می‌دهد. در این روش از دینامیک خطی برای توصیف سیستم کنترل تحت شبکه و تخمین‌گر با ورودی نامشخص[۱۴] به منظور شناسایی و تشخیص حمله، استفاده می‌شود.



شکل ۶: حمله به مسیرهای ارتباطی یک گره- حمله به یک گره [۶۳]

در منابع [۷۴, ۷۵] شبکه به صورت یک سیستم چندعامله در نظر گرفته شده است که حمله به عنوان یک ورودی خارجی و غیرقابل اندازه گیری مدل شده است. با توجه به اینکه فرض شده است عامل خوش رفتار (عاملی که به آن حمله نشده است) ورودی صفر دارد به منظور تشخیص حمله سعی می شود با استفاده از تخمین متغیرهای حالت سیستم، غیر صفر بودن ورودی عامل ها تشخیص داده شود.

اغلب سیستم‌های کنترل صنعتی بزرگ، دارای ساختار ارتباطی پیچیده‌ای هستند و وابستگی گسترده‌ای بین فعالیت‌های زیرسیستم‌های مختلف آن‌ها وجود دارد. یکی از روش‌های بسیار رایج به منظور شناسایی و تحلیل اثرات حمله در شبکه‌های کامپیوتری، استفاده از روش درخت حمله است. یکی از محدودیت های اصلی استفاده از گراف حمله، ضرورت وجود دانش کافی نسبت به سیستم به منظور ورود به جزیئات می باشد. استفاده از پتری نت به منظور مدل کردن حمله به عنوان یک روند تکاملی طبیعی محسوب می شود [۷۶]. مدل کردن حمله با استفاده از پتری نت را پت نت[۱۵] نامیده می شود که هدف آن افزایش قابلیت های درخت حمله می باشد [۷۷]. منابع [۷۸-۸۱] استفاده از نظریه پتری نت را به منظور مدل کردن حمله و شناسایی اثرات آن در سیستم‌های کنترل صنعتی پیشنهاد کرده‌اند.

[1] Geometric Control Theory
[2] Detectability
[3] Identifiability
[4] waveform relaxation technique
[5] Optimal Distributed Attack Detection
[6] Sub-Optimal
[7] Sensor Selection
[8] Active Training Technique
[9] Distrbuted
[10] Denial Of Service(DOS)
[11] Semi definite Programming
[12] Control Flow Graph (CFG)
[13] Networked Control Systems
[14] Unknown Input Observer
[15] PETNET

منبع [۸۲] به منظور مطالعه و بررسی تأثیر حملات سایبری (به خصوص حملات محرومیت از خدمات[1])در سیستم‌های کنترل تحت شبکه، از ابزارهای امنیت موجود در بستر آزمایش DETERLAB [2] استفاده می‌کند. این منبع برای طراحی کنترل‌کننده مقاوم از حلقه فیدبک ساده بهره می‌گیرد و در نهایت بعد از تهیه چیدمان مناسب و اجرای پیکربندی‌های لازم، دو نکته موقعیت واحد صنعتی حمله شده نسبت به کنترل‌کننده اصلی و نیز طول زمان حمله را مورد بررسی قرار می‌دهد.

۵- بازترکیب و استفاده از ابزارهای کنترلی به منظور کاهش اثرات حمله و خودترمیمی سیستم

به طور کلی هدف محققان مورد اشاره در بخش‌های ۴ و ۵، طراحی و توسعه‌ی الگوریتم‌های کنترل و ایجاد سامانه‌های امنیتی خاص می‌باشد، که در صورت عبور موفق مهاجمان از مکانیزم‌های امنیتی مبتنی بر فناوری اطلاعات، حمله شناسایی، پایداری سیستم حفظ و در نهایت اثرات آن بر روی عملکرد نامی سیستم کنترلی حداقل شود[۵۵]. در این راستا در منابع [۸، ۳۳] حمله به‌وسیله مشاهده‌گر با ورودی نامشخص، شناسایی می‌شود، سپس مدلی به منظور مقابله با حمله پیشنهاد می‌دهند که در آن، سیستم کنترل بعد از تشخیص حمله، از حالت بدون وقفه[3] خارج شده و از داده‌های محاسبه شده توسط مدل خطی سیستم استفاده می‌کند. در منبع [۵۵] نویسنده با استفاده از نظریه‌های بازپیکربندی سیستم در زمان خطا، سیستمی تحمل پذیر در مقابل حمله معرفی می‌کند. نویسنده همچنین تلاش کرده است با استفاده از تعریف عملگر مجازی، ورودی جدید را به نحوی محاسبه کند که در صورت حمله به یک یا چند عملگر و ازدست‌رفتن آن‌ها، سیستم همچنان پایدار بماند و خروجی مطلوب را دنبال کند. منبع [۸۳] به تحلیل و طراحی سیستم‌های کنترل مقاوم در برابر حملات پنهان[4] می‌پردازد. این منبع ابتدا شرایط لازم و کافی برای این که در یک سیستم کنترل صنعتی امکان حمله پنهانی وجود نداشته باشد را مطرح می‌کند. سپس دو روش برای امن کردن سیستم کنترل صنعتی پیشنهاد کرده است. روش اول بر مبنای بازترکیب سیستم بعد از حمله به منظور کاهش اثرات حمله و روش دوم بر مبنای گسترش سیستم و افزایش تعداد متغیرهای اندازگیری می باشد. در منبع [۸۴]، نویسنده ابتدا نشان داده است که اگر تعداد سنسور های تحت حمله بیشتر از نصف کل سنسورهای سیستم باشد، امکان بازسازی و تخمین درست متغیرهای حالت بعد از حمله وجود ندارد. سپس نشان داده است که چطور طراحی حلقه‌های کنترل محلی امن، می‌تواند به قابلیت ارتجاعی بودن[5] کل سیستم کمک کند. این نویسنده همچنین روشی را به منظور طراحی کنترل‌کننده‌ها مبتنی بر فیدبک خروجی پیشنهاد داده است. این کنترل‌کننده‌ها تحت شرایطی خاص، به پایداری ماندن سیستم بعد از حمله به سنسورها کمک می‌کند. منبع [۸۵] به مطالعه طراحی کنترل مقاوم در سیستم‌های کنترل تحت شبکه می‌پردازد و " قانون کنترلی افق بازگشتی استاکبرگ[6]" را به منظور پایدار کردن سیستم کنترل با وجود حمله و صدمه به شبکه ارتباطی پیشنهاد می‌دهد. در منبع [۸۶] به طراحی و پیاده‌سازی سیستم‌های کنترل پیش‌بین امن تحت شبکه[7] در برابر حملات فریبکارانه پرداخته می‌شود. در این مقاله یک سیستم کنترل پیش‌بین امن تحت شبکه پیشنهاد می‌شود که از الگوریتم رمزنگاری DES[8]، الگوریتم MD5[9]، راهبرد برچسب زمانی[10] (به منظور ایجاد سازوکار انتقال امن بین بین کنترل‌کننده و واحد صنعتی) و نیز روش کنترل پیش‌بین تحت شبکه بازگشتی (RNPC)[11] به منظور اطمینان از کارایی مناسب در حضور حملات فریبکارانه و پایداری حلقه بسته سیستم استفاده می‌نماید.

با توجه به این که برخی از محققین، حملات سایبری و بدافزاری را، یک خطای تصادفی در نظر گرفته‌اند، برای مقابله با آن‌ها از ابزارهای علم فرآیندهای اتفاقی[12] کمک می‌گیرند. منبع [۸۷] تلاش می‌کند پایداری تصادفی[13] سیستم تحت کنترل را زمانی که یک خرابی عمدی به طور تصادفی رخ داده است، بررسی کند. این خرابی تصادفی باعث می‌شود که پروسه تخمین سیستم و کنترل آن ناقص انجام گیرد. همچنین در این منبع شرایط محدوده پایداری و ملزومات حفظ آن را بررسی کرده است. منبع [۸۸] روشی برای بهینه‌سازی تصادفی[14] سیستم‌های سایبر فیزیکی، در زمان وقوع حمله پیشنهاد می‌کند. منبع [۸۹] فرض کرده است که خرابی عمدی تصادفی در مسیر سیگنال کنترلی ارسالی، از کنترل‌کننده به واحد صنعتی اتفاق افتاده است. این منبع روشی برای تخمین حالت سیستم در زمان حمله مبتنی بر فیلتر کالمن با ورودی نامشخص پیشنهاد می‌دهد و همچنین پایداری فیلتر پیشنهادی و سیستم را مطالعه کرده است. منبع [۹۰] به بررسی پایداری تصادفی تخمینگر حالت مبتنی بر فیلتر کالمن پرداخته است در حالتی که تخمینگر اطلاعات خود را از یک شبکه سنسوری توزیع شده و در معرض خرابی های تصادفی دریافت می‌کند. در شبکه سنسوری که در این مقاله در نظر گرفته شده، هر سنسور وظیفه ارسال داده‌های مربوط به نودها یا متغیرهای حالت حوزه همسایگی خود را دارد

[1] Denial Of Service(DOS)

[2] بستر آزمایش DETER نسخه توسعه یافته Emulab است که برای آموزش و نیز بهبود امنیتی طراحی شده است. این بستر، یک زیرساخت آزمایشگاهی چند کاربری است و امکان تکرار چندباره آزمایشات نمونه سازی شده از جمله وارد کردن کدهای بدافزار را فراهم می‌آورد.

[3] Real Time

[4] حمله پنهانی به حمله ای اطلاق می‌شود که در آن مهاجم ورودی و یا خروجی یک سیستم حلقه بسته را تغییر می‌دهد اما از طریق اندازه گیری خروجی این حمله قابل تشخیص نمی‌باشد.

[5] Resilience
[6] Receding-Horizon Stackelberg Control Law
[7] Networked Predictive Control
[8] Data Encryption Standard
[9] Message Digest
[10] Time Stamp
[11] Recursive Networked Predictive Control
[12] Stochastic Events
[13] Stochastic Stability
[14] Stochastic Optimization

و حوزه همسایگی دو سنسور ممکن است دارای اشتراک باشد. همچنین اتصال همه سنسورها به تخمین‌گر از طریق چند مسیر ارتباطی می‌باشد. نویسنده با در نظر گرفتن این فرضیات تلاش می‌کند که محدوده پایداری تخمین‌گر را بر اساس احتمال دریافت صحیح مقادیر سنسورها در مسیر ارتباطی مستقل، محاسبه کند.

منبع [۹۱] با در نظر گرفتن دو حالت دستی و خودکار برای شناسایی و پاسخ سیستم به حمله، ابتدا با استفاده از دنباله مارکوف حالت گذرای سیستم از خودکار به دستی را مدل می کند. سپس مدت زمان مجاز و بهینه جایگزینی را نیز به‌دست‌آورده و از روش کنترل تطبیقی، به منظور محاسبه این بازه زمانی (در هنگام خرابی‌های عمدی) استفاده کرده است.

منبع [۹۲] از روش کنترل پیش‌بین به منظور شناسایی و کاهش اثر حملات سایبری استفاده می‌کند. وقتی کنترل‌کننده پیش‌بین به نتیجه برسد که هیچ ورودی کنترلی مجازی وجود ندارد تا خروجی حاصل در محدوده نرمال خودش باشد، هشدار حمله فعال می‌شود. سپس به منظور مقابله با اثر حمله با استفاده از یک کنترل‌کننده بهینه، خروجی را به حالت قابل قبول برمی‌گرداند و به کنترل‌کننده پشتیبان تغییر می‌کند.

منبع [۶۲] حمله جمینگ و اثرات آن را به صورت دینامیکی مدل و به منظور کاهش دادن اثر حمله از کنترل فیدبک و دیدگاه پاسیویتی[1] استفاده می‌کند؛ به گونه‌ای که سیستم به نقطه کار مطلوب همگرا گردد. در این مقاله بیان می شود که انتخاب کنترل کننده هایی با مرتبه بالاتر منجر به افزایش پایدارپذیری و مقاومت سیستم می شود ولی در عین حال سرعت همگرایی سیستم نیز کاهش می یابد. منبع [۹۳] چارچوب جدیدی از نظریه بازی‌ها را ارائه می‌کند تا به کمک آن بتواند مسائل مرتبط با امنیت وارتجاعی بودن در لایه‌های مختلف سیستم‌های سایبری- فیزیکی را تحت پوشش قرار دهد. در واقع تصمیمات بهینه در سیاست‌های امنیت سایبری با نگاهی بر اثراتی که بر روی لایه فیزیکی می گذارند، اتخاذ می‌شود.

منبع [۹۴] بیان می‌کند که هدف همه تلاش‌ها در نهایت، به‌دست‌آوردن روش‌ها و تکنیک‌هایی است که باعث خودترمیمی سیستم‌های کنترل صنعتی در زمان وقوع حمله شوند. در سیستم خودترمیم اجزای سیستم‌های کنترلی به نحوی باهم همکاری می‌کنند که نه‌تنها خود کارایی مناسب داشته باشند، بلکه بتوانند کارایی مناسبی برای کل سیستم برآورده کنند. به عبارت دقیق‌تر از دیدگاه این منبع، سیستم خودترمیم، سیستمی است که با استفاده از اطلاعات سیستم، داده‌های اندازه‌گیری‌شده، کنترل و فناوری ارتباطات بتواند مشکلات ناشی از اتفاقات نامطلوب پیش‌بینی نشده را حل و اثرات آن را حداقل کند. همچنین این منبع لایه‌های کنترلی یک سیستم خودترمیم شبکه قدرت را تشریح کرده است. منبع [۹۵] طرحی حفاظتی برای شبکه‌های کنترل صنعتی به ویژه شبکه‌های برق ارائه می‌دهد. نویسنده تلاش کرده است که طرحی پیشنهاد دهد که قابلیت کنترل خودکار و شرایط خودترمیم را در زمان وقوع حمله فراهم می‌کند.

۶- بهبود مدیریت امنیت سایبری در سیستم‌های کنترل

برای رسیدن به یک امنیت مطلوب، علاوه‌بر استفاده از راهبردهای امنیتی مناسب باید مدیریت امنیتی خوبی نیز وجود داشته باشد. ابزارهای مدیریت امنیتی مناسب عبارتند از سیاست، راهبرد و برنامه امنیتی که بر مبنای تحلیل تهدید و ریسک دقیق برآورده می‌شوند. به عبارت دیگر با توجه به گستردگی تهدیدات سایبری که سیستم‌های کنترل صنعتی در معرض آن‌ها هستند، شناسایی این تهدیدات و تحلیل آن‌ها جهت ارائه راهبرد حفاظتی بهینه و مقرون به صرفه بسیار ضروری است.

به طور کلی زمینه مطالعاتی مقالات این بخش را به صورت زیر می‌توان دسته‌بندی کرد:

- ارائه روش‌هایی به منظور شناسایی تهدیدات سایبری و ارزیابی ریسک آن در سیستم‌های کنترل صنعتی
- استفاده از این تحلیل‌ها و ارزیابی‌ها به منظور استخراج و انتخاب راهبرد دفاع بهینه و مقرون‌به‌صرفه و تدوین برنامه امنیتی

تلاش‌های زیادی در زمینه ارائه روش‌های شناسایی تهدید و ریسک و همچنین تحلیل آن در سیستم‌های کنترل صنعتی انجام گرفته است. در منبع [۹۶] تلاش شده است با استفاده از روش نظریه بازی‌ها، تهدیدات امنیتی سیستم‌های سایبری- فیزیکی تخمین زده شوند. منبع [۵] یک مقاله "بررسی منابع"[2] در زمینه ارزیابی ریسک سیستم‌های SCADA و DCS می‌باشد، این منبع توانسته است بررسی کامل و لیستی جامع از مراکز و منابع تحقیقاتی در این زمینه را تا سال ۲۰۰۷ ارائه دهد. اکثر سیستم‌های کنترل صنعتی و زیرساخت‌های حیاتی دربرگیرنده زیرسیستم‌های متفاوت با شرایط اتصال مختلف هستند، در منبع [۹۷]، نویسنده به بررسی چگونگی ارزیابی و تفاوت اتخاذ راهبرد دفاع در سیستم‌های مستقل، موازی و سری پرداخته است. در سال‌های اخیر روابط و وابستگی بین زیرساخت‌های حیاتی چنان پیچیده شده است که نظریه های ریاضی و روش‌های کنترلی مرسوم، از عهده حل همه مسائل آن‌ها به تنهایی بر نمی‌آیند. ازاینرو زمینه مطالعاتی "سیستم‌سیستم‌ها"[3] مطرح و مورد توجه قرار گرفته است. در واقع محققین در این زمینه تلاش می‌کنند تا با مد نظر گرفتن پیچیدگی، وابستگی و ارتباط زیرسیستم‌هایی که خود جزء سیستم‌های بزرگ[4] محسوب می‌شوند، راهکارها، روش‌ها و نظریه‌های جدید ریاضی و کنترلی را به منظور حل مشکلات کنترل ، ارزیابی امنیتی و ... در آن‌ها توسعه دهند. با همین دیدگاه منبع [۹۸] تلاش می‌کند تا با مد نظر قرار دادن این پیچیدگی‌ها و وابستگی‌های موجود بین

[1] Passivity

[2] Survey Paper
[3] System Of Systems
[4] Large System

زیرسیستم‌های یک سیستم کنترل صنعتی، مدلی را به منظور توصیف این وابستگی ها بیان کند.

تحلیل کیفی ریسک با فرض شناخت و ریشه یابی ریسک‌های سیستم توسط روش‌هایی مانند مدل‌سازی هولوگرافی سلسه‌مراتبی[1] (HHM) انجام می‌گیرد [۹۹]، ولی تحلیل کمی ریسک بر پایه بررسی احتمال وقوع ریسک[2] می‌باشد. از جمله روش‌های مبتنی بر احتمال وقوع ریسک، می توان به تحلیل درختی خطا (یا حمله)[3]، تحلیل درختی حادثه[4]، تحلیل اثر و شرایط خرابی[5]، تحلیل حساسیت و اثر شرایط خرابی[6] و تحلیل دلایل و نتایج[7] و همچنین روش‌های مبتنی بر استفاده از دیاگرام منطقی و گراف[8] اشاره کرد. اکثر روش‌های دیگر ترکیب یا تعمیمی از روش‌های نام برده شده هستند. آزمایشگاه ملی سندیا[9] در آمریکا در گزارش [۱۰۰] خود تلاش کرده است که روش‌های تحلیل ریسک را بر اساس سطح جزئیات و مفاهیم کاربردی آن‌ها، تقسیم‌بندی کند. محققان مؤسسه فناوری جورجیا[10] در [۱۰۱] روشی کیفی و سیستماتیک را برای تحلیل ریسک سیستم‌های اطلاعاتی[11] ارائه کرده‌اند. در منبع [۱۰۲]، بیان می شود که روش HHM می تواند همه منابع ریسک قابل متصور در سیستم اسکادا و زیرساخت‌های حیاتی تحت کنترل آن را شناسایی کند. این روش قادر به ساده‌سازی ارزیابی ریسک زیرسیستم‌ها و اثرات آن بر روی کل سیستم می‌باشد. این خصوصیت باعث می‌شود روش HHM به عنوان روشی ایده آل در بررسی سیستم‌های اسکادا و زیرساخت هایی که دارای زیرسیستم‌های به‌هم‌مرتبط هستند، شناخته شود [۱۰۳]. منبع [۷۸] با استفاده از نظریه پتری‌نت روشی به منظور تحلیل کمی ریسک حملات سایبری در سیستم‌های کنترل پیشنهاد داده است. در این منبع، نویسنده ریسک را به صورت تابعی از متغیرهای حالت پتری‌نت محاسبه می کند.

یکی از زیرساخت‌های حیاتی که دارای لایه‌های متفاوتی با شرایط اتصال مختلف است، سیستم قدرت می‌باشد. منابع [۷۷, ۱۰۴-۱۰۶] با ارائه راهکارهایی برای لایه بندی سیستم قدرت و شناسایی آسیب‌پذیری به ارزیابی تهدیدات و ریسک این سیستم پرداخته‌اند. در منبع [۱۰۴] با پیشنهاد یک تقسیم‌بندی لایه‌ای برای سیستم‌های قدرت، به بررسی امکان و اثرات یک حمله موفق، در این سیستم پرداخته است. منبع [۱۰۶] به ارزیابی کمی اثرات یک حمله سایبری به شبکه قدرت پرداخته است که به همین منظور این شبکه را به چهار لایه تقسیم کرده است: لایه فیزیکی، ارتباطات، کنترل و لایه امنیت سایبری و در نهایت به ارزیابی ارزش سرمایه‌گذاری هر لایه با توجه به خصوصیات آن‌ها پرداخته است.

به منظور اتخاذ راهبرد و برنامه امنیتی بهینه، بررسی صدمه مالی احتمالی هر حمله به هر زیرسیستم و به دنبال آن کل سیستم و همچنین سیستم‌های وابسته به آن ضروری است. در منبع [۱۰۷] نویسندگان تلاش کرده‌اند صدمات مالی و گسترش آن از طریق قسمت‌های مختلف در یک زیرساخت حیاتی بزرگ که با سیستم اسکادا کنترل و مدیریت می‌شود را بررسی کنند. همچنین همین نویسندگان در منبع [۱۰۸] به بررسی صدمات مالی حمله به یک سیستم قدرت و گسترش این صدمه مالی از طریق وابستگی بین زیرسیستم‌ها پرداخته‌اند. منبع [۱۰۹] با در نظر گرفتن تهدیدات و ریسک ناشی از حملات سایبری به یک سیستم کنترل شبکه قدرت، روشی را بر اساس برنامه‌ریزی دینامیک[12] به منظور انتخاب راهبرد بهینه مقرون‌به‌صرفه ارائه می‌کند. در واقع هدف این مقاله پیشنهاد روشی است که بتوان با استفاده از آن، راهبرد و برنامه امنیتی سیستم طوری اتخاذ گردد که متناسب با تبعات مالی و ریسک ناشی از حمله به آن باشد.

۸- نتیجه‌گیری

مهاجمان سایبری به شکل روزافزون علاوه بر استفاده از آسیب‌پذیری‌های ناشناخته، روش‌های پیچیده‌تری را برای حمله به سیستم‌های کنترل صنعتی طراحی می‌نمایند. بدین‌ترتیب آن‌ها بعد از عبور از راهبردهای امنیتی مبتنی بر علم فناوری اطلاعات (ITB[13])، عملا با یک سیستم کنترلی بدون حفاظت‌های امنیتی روبه‌رو می‌شوند. از سویی دیگر هدف نهایی مهاجمان، صدمه و ایجاد اختلال در عملکردمطلوب سیستم فیزیکی تحت کنترل می‌باشد که این موضوع در راهبردهای امنیتی ITB نادیده گرفته می‌شود. به طور خلاصه می‌توان بیان کرد که صرفاً راهبردهای امنیتی ITB، نمی‌توانند استراتژی دفاع در عمق (استراتژی دفاع در عمق این امکان را فراهم می‌کند که مهاجم با عبور از هر لایه، مجدداً به لایه‌ای امنیتی برخواهد خورد که در راستای از بین بردن حمله و یا کاهش اثر آن طراحی شده است) را برای سیستم‌های کنترل فراهم کند.

بنابراین محققین علم کنترل تلاش می‌کنند تا با لحاظ نمودن دینامیک و پایش عملکرد سیستم فیزیکی تحت کنترل، راهکارهایی برای شناسایی و تشخیص طیف گسترده‌ای از حملات ارائه دهند. همچنین الگوریتم‌های کنترل را طوری طراحی و یا توسعه دهند که در صورت عبور موفق مهاجمان از تمام مکانیزم‌های امنیتی ITB، سیستم نه‌تنها پایداری خود را حفظ نموده، بلکه آسیب‌های ناشی از حمله را شناسایی و حداقل کند. پیشینه علم کنترل در این راستا را می‌توان در مباحثی مانند کنترل مقاوم، کنترل تطبیقی، تشخیص خطا، سیستم‌های تحمل‌پذیر در مقابل خطا و ... یافت. البته باید توجه داشت مسئله امنیت سایبری با مسائل سنتی مطرح شده در این مباحث بعضاً دارای تفاوت‌های اساسی می‌باشد که این امر مستلزم ایجاد

[1] Hierarchical Holographic Modeling (HHM)
[2] Probabilistic Risk Assessment (PRA)
[3] Fault/Attack (FTA) Tree Analysis
[4] Event Tree Analysis (ETA)
[5] Failure Mode And Effect Analysis (FMEA)
[6] Failure Mode Effect And Criticality Analysis (FMECA)
[7] Cause/Consequence Analysis (CCA)
[8] Graphs And Logic Diagrams
[9] Sandia National Laboratories
[10] Georgia Institute of Technology
[11] Information Systems
[12] Dynamic Programming
[13] Information Technology Based

بعضی تغییرات بنیادی در ارائه راه‌حل‌ها می‌شود. مثلاً همان طور که در متن مقاله اشاره شد، مقالات زیادی را می‌توان یافت که حمله سایبری را به صورت خطای عمدی تعریف کرده‌اند. اما این نکته حائز اهمیت است که مواردی شامل دامنه، همزمانی و تکرار خطاهای عمدی با خطاهای غیرعمدی در یک سیستم متفاوت است. به عبارتی دیگر این موارد در خطاهای عمدی تحت سناریو بوده و به شکلی طراحی می‌شوند که مهاجم بتواند حتی الامکان حمله را مخفی کند و بیشترین صدمه را با کمترین تلاش به سیستم بزند.

همان طور که بیان شد تحقیقات بسیاری در راستای حل این مسائل انجام گرفته و یا در حال انجام است. از نظر نویسندگان این مقاله، ازجمله موارد مهمی که تا به حال در تحقیقات کمتر مورد توجه قرار گرفته است، به شرح زیر می‌باشد:

۱. تخمین بر خط[1] تأخیری که تجهیزات امنیتی (مانند دیوار آتش، سیستم تشخیص نفوذ و ...) در سیستم کنترل ایجاد می‌کنند.

در راستای مقاوم‌سازی سیستم کنترل، محققان استفاده از تجهیزات امنیتی زیادی را پیشنهاد داده‌اند. ولی باید توجه شود که ممکن است عملکرد این تجهیزات حتی با وجود سرعت پردازشی نسبتاً بالا، در زمان بعضی حملات خود موجب اختلال در سیستم کنترل شود. از اینرو لازم است با پایش تأخیر ایجاد شده توسط آن‌ها، در صورت لزوم از سیکل کاری سیستم حذف شوند.

۲. تخمین کمی از میزان امنیت سیستم‌های کنترل صنعتی

در راستای بهبود امنیتی سیستم کنترل ضروری است که تخمین دقیقی از میزان امنیت آن وجود داشته باشد. تحلیل‌هایی که به منظور تخمین میزان امنیت یک سیستم کنترل انجام می‌گیرد، بیشتر کیفی بوده و دقت آن‌ها وابسته به دقت کارشناسان بررسی‌کننده می‌باشد. بنابراین وجود یک مقدار کمی از میزان امنیت سیستم مشابه آنچه در مورد میزان ایمنی سیستم[2] استفاده می‌شود ضروری به نظر می‌آید.

۳. بررسی امکان کاهش ارادی اتصال به شبکه‌های ارتباطی بدون از دست دادن مرزهای پایداری مطمئن و عملکرد مطلوب سیستم تحت کنترل.

با توجه به تهدیدات ناخواسته‌ای که استفاده از فناوری ارتباطات و رایانه متوجه سیستم‌های کنترل صنعتی می کند، ضروری است که امکان کاهش ارادی وابستگی این سیستم ها به شبکه‌های ارتباطی با شرط از دست ندادن پایداری و عملکرد مطلوب مورد بررسی قرار گیرد.

۴. طراحی سیستم‌های کنترل صنعتی امن در مقابل تهاجمات سایبری با الهام از پدیده‌های زیستی

[1] Online
[2] Safety Integrity Level (SIL)

همان طور که بیان شد یکی از اهداف علم کنترل در مبحث امنیت سایبری یافتن جواب‌های مناسبی برای جبران‌سازی بهینه عملکرد سیستم بعد از حمله می‌باشد، به گونه‌ای که موجب پایداری سیستم و کاهش اثرات حمله شود. با توجه به این‌که این رفتار هدف اغلب پدیده‌های زیستی در زمان حمله‌های خارجی یا اختلال داخلی است، الهام گرفتن از عملکرد این پدیده‌ها احتمالاً می‌تواند منجر به طراحی سیستم‌های کنترل امن‌تر گردد.

تشکر و قدردانی

این مقاله در ضمن اجرای فاز مطالعاتی پروژه " طراحی و پیاده‌سازی سامانه جامع مقابله با بدافزارها در سیستم‌های کنترل صنعتی و زیرساخت‌های حیاتی" تهیه شده است. این پروژه در راستای طرح کلان ملی "معماری و راه‌اندازی مرکز ملی دفاع سایبری و سامانه‌های زیرساختی فضای سایبری"، در پژوهشکده پدافند غیرعامل دانشگاه صنعتی امیرکبیر در حال اجرا می‌باشد.

مراجع

[۱] Weiss, Joseph M., "Control Systems Cyber Security—the Current Status of Cyber Security of Critical Infrastructures", 2009; Available from: http://www.controlglobal.com/articles/2009/CyberSecurity0903.html.

[۲] http://embedded.communities.intel.com.

[۳] Mitchell, Robert, and Ing-Ray Chen, "A Survey of Intrusion Detection Techniques for Cyber Physical Systems", ACM Computing Surveys (CSUR), 2014, Vol. 46, No. 4.

[۴] Wang, Wenye, and Zhuo Lu, "Cyber Security in the Smart Grid: Survey and Challenges", Computer Networks, 2013, Vol. 57, No. 5, pp. 1344-1371.

[۵] Ralston, P. A. S., J. H. Graham, and J. L. Hieb, "Cyber Security Risk Assessment for SCADA and DCS Networks", ISA transactions, 2007, Vol. 46, No. 4, pp. 583-594.

[۶] ISA SP-99, "Technical Security Requirements for an Industrial Automation and Control Systems", 2008, pp. 23-26.

[۷] http:\\www.isa.org.

[۸] Amin, Saurabhs, "On Cyber Security for Networked Control Systems",phd thesis, University of California, 2011.

[۹] Teumim, David J., "Industrial Network Security. Isa", 2010.

[۱۰] American Gas Association, "Cryptographic Protection of SCADA Communications", March 2006.

[۱۱] Igure, Vinay M., Sean A. Laughter, and Ronald D. Williams, "Security Issues in Scada Networks", Computers & Security, 2006, Vol.25, No. 7, pp. 498-506.

[۱۲] Nai Fovino, Igor, Andrea Carcano, Marcelo Masera, and Alberto Trombetta, "An Experimental Investigation of Malware Attacks on SCADA Systems", International Journal of Critical Infrastructure Protection, 2009 , Vol. 2, No. 4, pp. 139-145.

[۱۳] Morris, Thomas, Rayford Vaughn, and Yoginder Dandass. "A Retrofit Network Intrusion Detection System for Modbus Rtu and Ascii Industrial Control Systems", 45th Hawaii International Conference on System Science (HICSS), 2012, pp. 2338-2345.

[۱۴] Cheung, Steven, Bruno Dutertre, Martin Fong, Ulf Lindqvist, Keith Skinner, and Alfonso Valdes. "Using Model-Based Intrusion Detection for SCADA Networks", In Proceedings of the SCADA Security Scientific Symposium, 2007, Vol. 46, pp. 1-12.

[۱۵] Byres, Eric J., Dan Hoffman, and Nate Kube, "On Shaky Ground–a Study of Security Vulnerabilities in Control Protocols", Proc. 5th American Nuclear Society Int. Mtg. on Nuclear Plant Instrumentation, Controls, and HMI Technology, 2006.

[۱۶] Byres, Eric J., Matthew Franz, and Darrin Miller, "The Use of Attack Trees in Assessing Vulnerabilities in Scada Systems", Proceedings of the International Infrastructure Survivability Workshop, 2004.

[۱۷] Bhatia, Sajal, Nishchal Kush, Chris Djamaludin, Ayodeji Akande, and Ernest Foo, "Practical Modbus Flooding Attack and Detection", Proceedings of Australasian Information Security Conference (ACSW-AISC 2014), 2014, Vol. 149.

[۱۸] Raza, Shahid, Adriaan Slabbert, Thiemo Voigt, and Krister Landernas, "Security Considerations for the WirelessHART Protocol", IEEE Conference on Emerging Technologies & Factory Automation(ETFA), 2009, pp. 1-8.

[۱۹] Raza, Shahid, Thiemo Voigt, Adriaan Slabbert, and Krister Landernas, "Design and Implementation of a Security Manager for WirelessHART Networks", IEEE 6th International Conference on Mobile Adhoc and Sensor Systems, 2009, pp. 995-1004.

[۲۰] Song, Jianping, Song Han, Aloysius K. Mok, Deji Chen, Mike Lucas, and Mark Nixon, "WirelessHART: Applying Wireless Technology in Real-Time Industrial Process Control", Real-Time and Embedded Technology and Applications Symposium, 2008, RTAS'08. IEEE, pp. 377-386 .

[۲۱] Abbasi, A., "Critical Infrastructure Vulnerability Assessment and Protection from Protocol Layer to Hardware Layer", 2013.

[۲۲] Modbus, I. D. A., "Modbus Application Protocol Specification v1. 1a.", North Grafton, Massachusetts (www. modbus. org/specs. php), 2004.

[۲۳] Modbus, I. D. A., "Modbus Messaging on TCP/IP Implementation Guide v1. 0a", North Grafton, Massachusetts (www. modbus. org/specs. php), 2004.

[۲۴] Zenner, Erik, "Nonce Generators and the Nonce Reset Problem", Information Security, Springer Berlin Heidelberg, 2009, pp. 411-426.

[۲۵] Krutz, Ronald L., "Securing SCADA Systems", John Wiley & Sons, 2005.

[۲۶] Creery, A., and E. J. Byres., "Industrial Cybersecurity for Power System and SCADA Networks", Petroleum and Chemical Industry Conference, Industry Applications Society 52nd Annual, 2005, pp. 303-309.

[۲۷] Cai, Ning, Jidong Wang, and Xinghuo Yu., "SCADA System Security: Complexity, History and New Developments", 6th IEEE International Conference on Industrial Informatics, 2008, pp. 569-574.

[۲۸] Byres, Eric, John Karsch, and Joel Carter, "NISCC Good Practice Guide on Firewall Deployment for SCADA and Process Control Networks", National Infrastructure Security Co-Ordination Centre, 2005.

[۲۹] Patel, Sandip C., Ganesh D. Bhatt, and James H. Graham, "Improving the Cyber Security of SCADA Communication Networks", Communications of the ACM, 2009, Vol. 52, No.7, pp. 139-142.

[۳۰] Piètre-Cambacédès, Ludovic, and Pascal Sitbon, "Cryptographic Key Management for Scada Systems-Issues and Perspectives", IEEE International Conference on Information Security and Assurance, 2008, pp. 156-161.

[۳۱] Wright, Jason, "Control Systems Communications Encryption Primer", Department of Homeland Security, December 2009.

[۳۲] Valentine, Sidney E., "PLC Code Vulnerabilities through SCADA Systems", PhD diss, University of South Carolina, 2013 ,

[۳۳] Cardenas, Alvaro A., Saurabh Amin, Zong-Syun Lin, Yu-Lun Huang, Chi-Yen Huang, and Shankar Sastry, "Attacks against Process Control Systems: Risk Assessment, Detection, and Response", In Proceedings of the 6th ACM symposium on information, computer and communications security, 2011, pp. 355-366.

[۳۴] Barnes, Ken, Briam Johnson, and Reva Nickelson. "Introduction to SCADA Protection and Vulnerabilities", Idaho National Engineering and Environmental Laboratory, January 2004.

[۳۵] Stidham, Jonathans, "Can Hackers Turn Your Lights Off: The Vulnerability of the US Power Grid to Electronic Attack", SANS Institute, 2001.

[۳۶] Robles, R., Min-kyu Choi, Eun-suk Cho, Seok-soo Kim, Gil-cheol Park, and S. Yeo, "Vulnerabilities in SCADA and Critical Infrastructure Systems", International J. of Future Generation and Networking, 2008, Vol. 1, No. 1, pp. 102-103.

[۳۷] Robles, Rosslin John, and Min-kyu Choi, "Assessment of the Vulnerabilities of SCADA, Control Systems and Critical Infrastructure Systems", 2009, Assessment 2, No. 2.

[۳۸] Skorobogatov, Sergei, and Christopher Woods, "Breakthrough Silicon Scanning Discovers Backdoor in Military Chip", Springer Berlin Heidelberg, 2012.

[۳۹] King, Samuel T., Joseph Tucek, Anthony Cozzie, Chris Grier, Weihang Jiang, and Yuanyuan Zhou., "Designing and Implementing Malicious Processors", Wild and Crazy Ideas Session VI (ASPLOS XIII), 2008.

[۴۰] قادری، ف.، "نگاهی به تهدیدات سخت افزاری"، فصلنامه مرکز تحقیقات صنایع انفورماتیک، ۱۳۹۱.

[۴۱] http://ics-cert.us-cert.gov/alerts

[۴۲] http//:ics-cert.us-cert.gov/advisories.

[۴۳] http://nvd.nist.gov

[۴۴] Liu, Yao, Peng Ning, and Michael K Reiter, "False Data Injection Attacks against State Estimation in Electric Power Grids", ACM Transactions on Information and System Security (TISSEC), 2011. Vol. 14, No. 1, pp. 13 .

[۴۵] Yao Liu, Peng Nin, Michael K. Reiter, "False Data Injection Attacks against State Estimation in Electric Power Grids", National Science Foundation (NSF), 2009

[۴۶] Teixeira, André, Saurabh Amin, Henrik Sandberg, Karl Henrik Johansson, and Shankar S. Sastry, "Cyber Security Analysis of State Estimators in Electric Power Systems",

[۴۷] Liu, Xuan and Zuyi Li, "Local Load Redistribution Attacks in Power Systems with Incomplete Network Information", IEEE Transactions On Smart Grid, July 2014, Vol. 5, pp. 1665-1676.

[۴۸] Sandberg, Henrik, André Teixeira, and Karl H. Johansson, "On Security Indices for State Estimators in Power Networks", in Preprints of the First Workshop on Secure Control Systems, CPSWEEK, Stockholm, Sweden, 2010.

[۴۹] Bobba, Rakesh B., Katherine M. Rogers, Qiyan Wang, Himanshu Khurana, Klara Nahrstedt, and Thomas J. Overbye, "Detecting False Data Injection Attacks on dc State Estimation", Preprints of the First Workshop on Secure Control Systems, CPSWEEK, 2010.

[۵۰] Dán, György and Henrik Sandberg, "Stealth Attacks and Protection Schemes for State Estimators in Power Systems", First IEEE International Conference on Smart Grid Communications (SmartGridComm), 2010, pp. 214-219.

[۵۱] Qingyu Yang, Jie Yang, Wei Yu, Dou An, Nan Zhang, and Wei Zhao, "On False Data Injection Attacks against Power System State Estimation: Modeling and Countermeasures", IEEE Transactions on Parrallel and Distributed Systems, 2014, Vol. 25, No. 3, pp. 717-729.

[۵۲] Xie, Le, Yilin Mo, and Bruno Sinopoli, "Integrity Data Attacks in Power Market Operations", IEEE Transactions on Smart Grid, 2011, Vol. 2, No. 4, pp. 659-666.

[۵۳] Monticelli, Alcir, "State Estimation in Electric Power Systems, a Generalized Approach", Springer, 1999, vol. 507.

[۵۴] Mo, Yilin and Bruno Sinopoli. "False Data Injection Attacks in Control Systems", In Preprints of the 1st Workshop on Secure Control Systems, 2010, pp. 1-6.

[۵۵] ترمه‌چی، عاطفه.، "کنترل آسیب‌های ناشی از حملات سایبری به زیرساخت‌های حیاتی"، پایان نامه کارشناسی ارشد، دانشگاه صنعتی امیر کبیر، ۲۰۱۳.

[۵۶] Bruno Sinopoli, Yilin Mo, "Secure Control against Replay Attacks", Trust Autumn 2009 Conference, 2009.

[۵۷] Mo, Yilin and Bruno Sinopoli. "Secure Control against Replay Attacks", 47th Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing, 2009, pp. 911-918.

[۵۸] Chabukswar, Rohan, Yilin Mo, and Bruno Sinopoli, "Detecting Integrity Attacks on SCADA Systems", Proceedings of the 18th IFAC World Congress, Milano, Italy, 2011, pp. 11239-11244.

[۵۹] Smith, Roy S., "A Decoupled Feedback Structure for Covertly Appropriating Networked Control Systems", Network, 2011, Vol. 6.

[۶۰] Huang, Yu-Lun, Alvaro A. Cárdenas, Saurabh Amin, Zong-Syun Lin, Hsin-Yi Tsai, and Shankar Sastry, "Understanding the Physical and Economic Consequences of Attacks on Control Systems", International Journal of Critical Infrastructure Protection, 2009, Vol. 2, No. 3, pp. 73-83.

[۶۱] Burmester, Mike, Emmanouil Magkos, and Vassilis Chrissikopoulos, "Modeling Security in Cyber–Physical Systems", International Journal of Critical Infrastructure Protection, 2012, Vol 5, No.3, pp.118-126.

[۶۲] Lee, Phillip, Andrew Clark, Linda Bushnell, and Radha Poovendran" ,Modeling and Designing Network Defense against Control Channel Jamming Attacks: A Passivity Based Approach", Control of Cyber-Physical Systems, Springer International Publishing, 2013, pp. 161-175.

[۶۳] Teixeira, André, Henrik Sandberg, and Karl H. Johansson. "Networked Control Systems under Cyber Attacks with Applications to Power Networks", American Control Conference (ACC), 2010, pp. 3690-3696.

[۶۴] Amin, Saurabh, Xavier Litrico, S. Shankar Sastry, and Alexandre M. Bayen, "Stealthy Deception Attacks on Water SCADA Systems", in Proceedings of the 13th ACM international conference on Hybrid systems: computation and control. 2010, pp. 161-170.

[۶۵] Zimmer, Christopher, Balasubramanya Bhat, Frank Mueller, and Sibin Mohan, "Time-Based Intrusion Detection in Cyber-Physical Systems", In Proceedings of the 1st ACM/IEEE International Conference on Cyber-Physical Systems, 2010, pp. 109-118.

[۶۶] Nguyen, Hoa Dinh, Sandeep Gutta, and Qi Cheng, "An Active Distributed Approach for Cyber Attack Detection", Conference Record of the Forty Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2010, pp. 1540-1544.

[۶۷] Hashimoto, Hideaki and Tomohisa Hayakawa, "Distributed Cyber Attack Detection for Power Network Systems", 50th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC), 2011, pp. 5820-5824.

[۶۸] Pasqualetti, Fabio, Florian Doörfler, and Francesco Bullo, "Attack Detection and Identification in Cyber-Physical Systems--Part I: Models and Fundamental Limitations", arXiv preprint arXiv:1202.6144, 2012.

[۶۹] Pasqualetti, Fabio, Florian Dörfler, and Francesco Bullo, "Attack Detection and Identification in Cyber-Physical Systems--Part Ii: Centralized and Distributed Monitor Design", arXiv preprint arXiv:1202.6049, 2012.

[۷۰] Zhu, Minghui, and Sonia Martinez, "On the Performance Analysis of Resilent Networked Control Systems under Replay Attacks", 2013.

[۷۱] Amin, Saurabh, Alvaro A. Cárdenas, and S. Shankar Sastry, "Safe and Secure Networked Control Systems under Denial-of-Service Attacks", Hybrid Systems: Computation and Control, Springer, 2009, pp. 31-45.

[۷۲] Abdi Taghi Abad, Fardin, Joel Van Der Woude, Yi Lu, Stanley Bak, Marco Caccamo, Lui Sha, Renato Mancuso, and Sibin Mohan, "On-Chip Control Flow Integrity Chech for Real Time Embeded Systems", IEEE 1st International Conference on Cyber-Physical Systems, Networks, and Applications (CPSNA), 2013, pp. 26-31.

[۷۳] Sridhar, Siddharth and Manimaran Govindarasu, "Model-Based Attack Detection and Mitigation for Automatic Generation Control", IEEE Transaction On Smart Grid, 2014, Vol. 5, pp. 580-591.

[۷۴] Pasqualetti, Fabio, Ruggero Carli, Antonio Bicchi, and Francesco Bullo, "Identifying Cyber Attacks Via Local Model Information", 49th IEEE Conference on Decision and Control (CDC), 2010, pp. 5961-5966.

[۷۵] Pasqualetti, Fabio, "A control-theoretic approach to cyber-physical security", University Of California, Santa Barbara, 2012.

[۷۶] E. Ciancamerla, A. Di Pietro, M. Minichino, S. Palmieri , et al., "Cybersecurity on Scada: Risk Prediction,Analysis and Reaction Tools for Critical Infrastructures", 2012: ENEA.

[۷۷] Ten, Chee-Wooi, Manimaran Govindarasu, and Chen-Ching Liu. "Cybersecurity for Electric Power Control and Automation Systems", IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, 2007, pp. 29-34.

[۷۸] Henry, Matthew H., Ryan M. Layer, Kevin Z. Snow, and David R. Zaret. , "Evaluating the Risk of Cyber Attacks on SCADA Systems Via Petri Net Analysis with Application to 49th IEEE Conference on Decision and Control (CDC), 2010, pp. 5991-5998.

[۹۵] Yuksel, Murat, K. Bekris, Cansin Y. Evrenosoglu, Mehmet Hadi Gunes, S. Fadali, Mehdi Etezadi-Amoli, and F. Harris, "Open Cyber-Architecture for Electrical Energy Markets", IEEE 35th Conference on Local Computer Networks (LCN), 2010, pp. 1024-1031.

[۹۶] Amin, Saurabh, Galina A. Schwartz, and Alefiya Hussain, "In Quest of Benchmarking Security Risks to Cyber-Physical Systems", IEEE network, Feb 2013, Vol. 27, No. 1, pp. 19-24.

[۹۷] Hausken, Kjell, "Strategic Defense and Attack for Series and Parallel Reliability Systems", European Journal of Operational Research, 2008, Vol. 186, No. 2, pp. 856-881.

[۹۸] Eusgeld, Irene, Cen Nan, and Sven Dietz, " "System-of-Systems" Approach for Interdependent Critical Infrastructures ", Reliability Engineering & System Safety, 2011, Vol. 96, No. 6, pp. 679-686.

[۹۹] Doremami, Nadia, Ahmad Afshar, and A. D. Mohammadi, "Hierarchical Risk Assessment in Gas Pipelines Based on Fuzzy Aggregation", IEEE 2nd International Conference on Reliability, Safety and Hazard (ICRESH), 2010, pp. 631-636.

[۱۰۰] Campbell, Philip L. and Jason E. Stamp, "A Classification Scheme for Risk Assessment Methods.", SANDIA Report, 2004.

[۱۰۱] Farahmand, Fariborz, Shamkant B. Navathe, Philip H. Enslow, and Gunter P. Sharp, "Managing Vulnerabilities of Information Systems to Security Incidents", in Proceedings of the 5th international conference on Electronic commerce, 2003, pp. 348-354.

[۱۰۲] Chittester, Clyde G. and Yacov Y. Haimes, "Risks of Terrorism to Information Technology and to Critical Interdependent Infrastructures", Journal of Homeland Security and Emergency Management, 2004, Vol. 1, No. 4 .

[۱۰۳] BC, Ezells, Thesis/Dissertation, University of Virginia, 1998.

[۱۰۴] Sridhar, Siddharth, Adam Hahn, and Manimaran Govindarasu, "Cyber–Physical System Security for the Electric Power Grid", Proceedings of the IEEE, 2012, Vol. 100, No. 1, pp. 210-224.

[۱۰۵] Nai Fovino, Igor, Luca Guidi, Marcelo Masera, and Alberto Stefanini, "Cyber Security Assessment of a Power Plant", Electric Power Systems Research, 2011, Vol. 81, No. 2, pp. 518-526.

[۱۰۶] Negrete-Pincetic, Matias, Felipe Yoshida, and George Gross. "Towards Quantifying the Impacts of Cyber Attacks in the Competitive Electricity Market Environment", PowerTech, IEEE Bucharest, 2009, pp. 1-8.

[۱۰۷] Haimes, Yacov Y. and Clyde G. Chittester, "A Roadmap for Quantifying the Efficacy of Risk Management of Information Security and Interdependent Scada Systems", Journal of Homeland Security and Emergency Management, 2005. Vol. 2, No. 2, pp. 1-23.

[۱۰۸] Crowther, Kenneth G. and Yacov Y. Haimes, "Application of the Inoperability Input—Output Model (IIM) for Systemic Risk Assessment and Management of Interdependent Infrastructures", Systems Engineering, 2005, Vol. 8, No. 4, pp. 323-341.

[۱۰۹] Zahid Anwar, Mirko Montanari, Alejandro Gutierrez, Roy H. Campbell, "Budget Constrained Optimal Security Hardening of Control Networks for Critical Cyber-Infrastructures ", International Journal of Critical Infrastructure Protection, May 2009, Vol. 2, No. 1, pp. 13–25.

Hazardous Liquid Loading Operations", IEEE Conference on Technologies for Homeland Security, 2009, pp. 607-614.

[۷۹] Chen, Thomas M. , Juan Carlos Sanchez-Aarnoutse, and John Buford., "Petri Net Modeling of Cyber-Physical Attacks on Smart Grid", IEEE Transactions on Smart Grid, 2011, pp. 741-749.

[۸۰] Ten, Chee-Wooi, Chen-Ching Liu, and Govindarasu Manimaran, "Vulnerability Assessment of Cybersecurity for SCADA Systems", IEEE Transactions on Power Systems, 2008, Vol. 23, No. 4, pp. 1836-1846.

[۸۱] Calderaro, Vito, Vincenzo Galdi, Antonio Piccolo, and Pierluigi Siano, "A Petri Net Based Protection Monitoring System for Distribution Networks with Distributed Generation", Electric Power Systems Research, 2009, Vol. 79, No. 9, pp. 1300-1307.

[۸۲] Alefiya, Hussain and Saurabh Amin, "NCS Security Experimentation Using DETER", In Proceedings of the 1st international conference on High Confidence Networked Systems, 2012, pp. 73-80.

[۸۳] Bopardikar, Shaunak D., and Alberto Speranzon, "On Analysis and Design of Stealth Resilient Control Systems", 6th international symposium on resilient control systems (ISRCS), Aug 2013, pp. 48-53. 2013, pp. 48-53.

[۸۴] Fawzi, Hamza, Paulo Tabuada, and Suhas Diggavi, "Secure Estimation and Control for Cyber-Physical Systems under Adversarial Attacks", IEEE Transactions on Automatic Control, 2014, Vol. 59, No. 6, pp. 1454-1467.

[۸۵] Zhu, Minghui, and S. Martinez, "Stackelberg-Game Analysis of Correlated Attacks in Cyber-Physical Systems", American Control Conference (ACC), 2011, pp. 4063-4068. 4068.

[۸۶] Pang, Zhong-Hua, and Guo-Ping Liu, "Design and Implementation of Secure Networked Predictive Control Systems under Deception Attacks", IEEE Transactions on Control, Systems Technology, Sep 2012, Vol. 20, No. 5, pp. 1334-1342.

[۸۷] Siddharth, Deshmukh, "Estimation & Control in Spatially Distributed Cyber Physical Systems", 2013.

[۸۸] Yang, Leis, "Stochastic Optimization and Real-Time Scheduling in Cyber-Physical Systems", PhD diss , Arizona State University, 2012

[۸۹] Keller, Jean-Yves, Dominique Sauter, and Karim Chabir, "State Filtering for Discrete-Time Stochastic Linear Systems Subject to Random Cyber Attacks and Losses of Measurements", 20th Mediterranean Conference on Control & Automation, 2012, pp. 935-940.

[۹۰] Deshmukh, Siddharth, Balasubramaniam Natarajan, and Anil Pahwa, "State Estimation over a Lossy Network in Spatially Distributed Cyber-Physical Systems", IEEE Transactions on Signal Processing 2014, Vol. 62, pp. 3911-3923.

[۹۱] Dohi, Tadashi and Toshikazu Uemura, "An Adaptive Mode Control Algorithm of a Scalable Intrusion Tolerant Architecture", Journal of Computer and System Sciences, 2012, Vol. 78, No. 6, pp. 1751-1774.

[۹۲] Rosich, Albert, Holger Voos, Yumei Li, and Mohamed Darouach, "A Model Pedictive Approach for Cyber Attack Detection and Mitigation in Control Systems", 52nd IEEE Annual Conference on Decision and Control (CDC), Florence, Italy, 2013, pp. 6621-6626.

[۹۳] Zhu, Quanyan, "Game-Theoretic Methods for Security and Resilience in Cyber-Physical Systems", PhD diss., University of Illinois at Urbana-Champaign, 2013.

[۹۴] Amin, Massoud, "Toward Self-Healing Energy Infrastructure Systems", Computer Applications in Power, 2001, Vol. 14, No. 1, pp. 20-28.

مجله کنترل
ISSN 2008-8345
جلد ۸، شماره ۱، بهار ۱۳۹۳، صفحه ۵۴-۴۷

تخمین پارامتر مدل‌های استاتیک چند ورودی با وجود ورودی و خروجی آغشته به نویز

مسعود مروج خراسانی [۱]، محمد حائری [۲]

[۱] دانشجوی کارشناسی ارشد مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی شریف، m_moravej_kh@ee.sharif.edu

[۲] استاد، دانشکدهٔ مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی شریف ، Haeri@sina.sharif.edu

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۳/۲/۱۰، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۳/۳/۲۷)

چکیده: این مقاله شناسایی دسته‌ای از سیستم‌های استاتیکی با نویز بر روی ورودی و خروجی را بررسی می‌کند. این دسته شامل مدل‌های استاتیک $y(t) = \sum_{i=1}^{n} a_i u_i(t)$ می‌باشد که در آن u_iها ورودی‌های نویزی هستند. فرض این است که می‌دانیم بر روی کدام ورودی‌ها نویز نشسته است. به این منظور از روش PEM که از کارآمدترین روش‌های شناسایی کلاسیک است، استفاده می‌شود. سپس با تلفیق آن با روش IV که عرفاً برای شناسایی این دسته از سیستم‌ها به کار می‌رود به روش جدیدی می‌رسیم. این روش ترکیبی را PEM جبران شده می‌خوانیم. چون روش پیشنهادی ترکیبی از دو روشی است که به سادگی قابلیت بازگشتی دارند، می‌توان آن را به صورت بازگشتی نیز به کاربرد. اثبات می‌شود که تخمین با این روش بدون بایاس خواهد بود. طی بررسی نتایج شبیه‌سازی، درستی قضایا و نتایج مطرح شده نشان داده می‌شوند و مقایسه‌ای از نظر میانگین و واریانس تخمین میان روش‌های رقیب و روش پیشنهادی به عمل می‌آید. در نهایت یک مثال کاربردی از روش پیشنهادی مورد بررسی قرار می‌گیرد.

کلمات کلیدی: تخمین پارامتر، مدل‌های خطا در متغیر (EIV)، مدل‌های استاتیک چند ورودی، روش پیش‌بینی خطا (PEM)، روش متغیر ابزاری (IV)

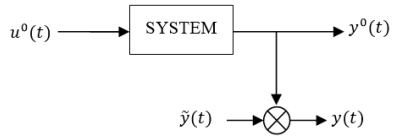
Parameter Estimation of Static Multi-Input Model with Noisy Inputs and Output

Masoud Moravej Khorasany, Mohammad Haeri

Abstract: This paper deals with identification of a group of multi-input static systems with noisy inputs and output. This group includes static models $y = \sum_{i=1}^{n} a_i u_i$ where u_is are contaminated by noise. It is assumed that we know which inputs are the contaminated ones. To reach the goal, the PEM which is an efficient classical system identification method is implemented. Then, by combining it with the IV method which is commonly used for identification of the intended group of systems, a new method is proposed. We call the new method as compensated PEM. Since both PEM and IV methods are recursively implementable, the proposed method could be implemented recursively as well. It is proved that the new method results in an unbiased estimation. Simulation results are provided to verify the given theorems and compare the proposed method with its competitors in mean and variance of the estimation. Finally a practical application of the method is investigated.

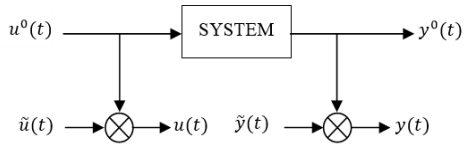
۱- مقدمه

در تخمین پارامترهای یک سیستم بر اساس داده‌های استخراج شده از آن، حضور نویز بر روی داده‌ها در بسیاری از کاربردها اجتناب ناپذیر است. از طرفی، مدل‌های کلاسیک و معمول در نظر گرفته شده برای شناسایی، معمولاً نویز را بر روی داده‌های خروجی در نظر می‌گیرند (مطابق این حالت را در شکل ۱ مشاهده می‌کنیم). آنگاه با نسبت دادن برخی مشخصه‌های آماری به نویز سعی می‌کنند مدل مزبور را شناسایی کنند و در حقیقت نویز موجود بر داده خروجی را خنثی کنند.



شکل ۱: فرم کلاسیک مدل برای شناسایی سیستم‌ها.

بر خلاف فرم معمول در نظر گرفته شده در شکل ۱، دسته‌ی دیگری از مدل‌ها تحت عنوان مدل‌های خطا در متغیر[1] (EIV) وجود دارند که علاوه بر نویز بر روی خروجی، نویزی را بر روی ورودی نیز در نظر می‌گیرند. شکل ۲ شمایی از این مدل‌ها را نمایش می‌دهد. در همین راستا روش‌هایی ارائه شده است که علی‌رغم نویز خروجی بر نویز ورودی نیز غلبه کرده و سیستم واقعی را تخمین بزنند.



شکل ۱: شمای کلی مدل‌های EIV.

مدل‌های EIV که منشا اصلی آن‌ها را می‌توان مربوط به قرن ۱۹ میلادی دانست [۱]، کاربردهای فراوانی در مخابرات، پردازش سیگنال و اقتصاد آماری دارند [۲، ۳]. این دسته از مدل‌ها اخیراً مورد توجه مهندسان کنترل نیز قرار گرفته و مقالات متعددی توسط آن‌ها در این زمینه به چاپ رسیده است. البته ریشه توجه به این مدل‌ها در حوزه کنترل را باید توانایی این مدل‌ها در تعیین قوانین فیزیکی دانست [۴]. در حقیقت در این مدل‌ها صحت پارامترهای تخمین زده شده، بر یافتن سیستمی که از دیدگاه ورودی-خروجی مشابه سیستم اصلی است، اولویت دارد.

پیش از بررسی روش‌های مختلف شناسایی این مدل‌ها، باید آن‌ها را از دیدگاه شناسایی‌پذیری مورد بررسی قرار داد. مقالات [۵، ۶] بررسی تفصیلی در این باب انجام داده‌اند که از نتایج مهم آن‌ها عدم شناسایی‌پذیری این مدل‌ها با کمک دو ممان اول است. بر همین مبنا روش‌های مختلف با در نظر گرفتن فرض‌های جدید یا معلوم دانستن برخی مجهولات مثل واریانس نویز معرفی شده‌اند.

در زمینه مدل‌های با ساختار EIV استاتیک تحقیقات زیادی انجام گرفته است که مروری بر آن‌ها را می‌توان برای نمونه در [۴، ۷] مشاهده نمود. از مهمترین روش‌های معرفی شده در این چارچوب روش‌هایی است که با بکارگیری طرح فرینچ[2] سعی در شناسایی این دسته از سیستم‌ها دارند [۸-۱۰]. این دسته از روش‌ها سعی می‌کنند مجموعه مدل‌هایی که داده‌های نویزی را نمایش می‌دهد مشخص کنند و پس از آن با مفروضات دیگر، سیستم اصلی را شناسایی کنند. این ابزار به حالت دینامیکی نیز تعمیم داده شده است [۱۱]. از دیگر روش‌های به‌کار رفته می‌توان به روش کمپوس اشاره کرد که از بررسی مقدار ویژه‌های ماتریس کواریانس استفاده می‌کند و مانند طرح فرینچ به حالت دینامیکی نیز تعمیم داده شده است [۱۲]. علاوه بر این روش‌ها مدل‌های EIV استاتیکی را تا حدی می‌توان شبیه به موضوعات دیگری مثل مدل‌های فاکتور[3] دانست [۱۳] که در این حوزه‌ها نیز کارهایی انجام گرفته است. تمامی روش‌های اشاره شده قیدی را روی سیگنال ورودی در نظر نمی‌گیرد و هر سیگنالی تنها با ایستایی و ارگودیک بودن می‌تواند ورودی مناسبی تلقی گردد ولی نویز روی ورودی را سفید منظور می‌کنند. از روش‌هایی که نویز ورودی رنگی را نیز مورد شناسایی قرار می‌دهد می‌توان به روش متغیر ابزاری[4] (IV) اشاره نمود که البته روشی کم دقت و با حجم محاسباتی کم است.

علاوه بر آن‌چه گذشت، مدل‌های EIV دینامیکی از نوع خطی و غیرخطی نیز به صورت گسترده مورد پژوهش قرار گرفته‌اند که روش‌های خطی به تفصیل در [۴، ۷، ۱۴] بحث شده‌اند و از روش‌های موجود برای مدل‌های غیرخطی نیز می‌توان به [۱۵، ۱۶] اشاره کرد.

این مقاله قصد دارد از روش پیش‌بینی خطا[5] (PEM) برای شناسایی مدل‌های EIV استفاده کند. این روش از معروف‌ترین روش‌های شناسایی کلاسیک می‌باشد و دسته‌ی بسیار وسیعی از سیستم‌های خطی را در برمی‌گیرد [۱۷، ۱۸]. در مقاله پیش‌رو اثر نویز ورودی روی نتایج این مدل مورد بررسی قرار می‌گیرد. سپس با ایجاد شرایطی سعی می‌شود از مدل حاصله برای شناسایی سیستم اصلی استفاده شود. از مزایا این روش می‌توان به تخمین بدون بایاس آن حتی در حضور نویز ورودی و نویز خروجی رنگی اشاره کرد که از این نظر این روش را نسبت به روش‌های مرسوم مرور شده برتر می‌سازد. این ویژگی نیز به خواص PEM بر می‌گردد که متعاقباً به آن اشاره می‌شود.

سیر کلی این مقاله به این ترتیب است که در بخش ۲، مسئله و مفروضات آن به طور کلی تعریف می‌شود و در بخش ۳ اثر PEM روی مدل مزبور بررسی خواهد شد. بخش ۴ مدل حاصله از روش PEM را به کمک روش IV تصحیح می‌کند و بخش ۵ نحوه‌ی بازگشتی کردن روش را شرح می‌دهد. در بخش ۶ طی شبیه‌سازی، روش PEM جبران شده با دیگر روش‌ها مقایسه می‌شود و بخش ۷ به یک کاربرد موردی از این روش اشاره می‌کند. در نهایت بخش ۸ به نتیجه‌گیری می‌پردازد.

۲- تعریف مسئله

فرض کنیم سیستم n ورودی و یک خروجی مطابق رابطه (۱) را در اختیار داریم که در آن $u_i^0(t)$ها ورودی‌ها و $y^0(t)$ خروجی سیستم هستند. در ضمن ورودی‌ها و خروجی سیستم مطابق رابطه (۲) آغشته به نویز شده‌اند.

$$y^0(t) = \sum_{i=1}^{n} a_i u_i^0(t) \qquad (۱)$$

$$\begin{cases} u_i(t) = u_i^0(t) + \tilde{u}_i(t), 1 \le i \le n \\ y(t) = y^0(t) + \tilde{y}(t) \end{cases} \qquad (۲)$$

[1] Error-In-Variable
[2] Frisch scheme
[3] Factor model
[4] Instrumental Variable
[5] Prediction Error Method

۲-۱. مفروضات

سیگنال‌های $u_i^0(t)$ها، $\tilde{u}_i(t)$ها و $\tilde{y}(t)$ ارگودیک، ایستا، مستقل و دارای میانگین صفر هستند.

$u_i^0(t)$ها ورودی‌های سیستم هستند در حالی که ما $u_i(t)$ها را که ورودی آغشته به نویز هستند در اختیار داریم و همین نکته در مورد خروجی نیز صادق است.

تخمین بدست آمده برای پارامتر a_i را با $\hat{a}_i$ نشان می‌دهیم و ساختار مدل نیز دقیقاً معلوم فرض شده است، تنها پارامترهای مدل مجهول هستند. طیف توان هر سیگنال با ϕ نمایش داده خواهد شد. j نمایش دهنده $\sqrt{-1}$ می‌باشد و T_s زمان نمونه‌برداری سیگنال‌های سیستم است.

۲-۲. مسئله EIV

فرض کنید $u(t)$ها و $y(t)$ در شکل ۲ را مطابق روابط (۲) در اختیار داریم و قصد داریم از آن‌ها جهت شناسایی سیستم اصلی که همان پارامترهای a_i هستند، استفاده کنیم.

۳- روش PEM روی مدل‌های EIV

در این بخش اثر PEM بر روی مدل‌های EIV بررسی و تحلیل می‌شود. سپس سعی می‌شود شرایطی ممکن و نه‌چندان محدود کننده بدست آید که تحت آن شرایط، مدل بدست آمده از روش PEM به سادگی قابل تصحیح باشد.

۳-۱. اثر روش PEM روی مدل‌های EIV

روش PEM در شناسایی کلاسیک بسیار محبوب و کارآمد است و دقت مناسبی نیز دارد. پیش از این در [۴] و [۱۴] اثبات شده است که استفاده از این روش در مدل‌های EIV برای حالت دینامیک و یک ورودی-یک خروجی منجر به تخمین بدون بایاس نمی‌شود، اما بررسی نشده است که مدل تخمین زده شده چه رابطه‌ای با سیستم اصلی دارد. طی قضیه ۱ این مهم برای مدل‌های به فرم (۱) بررسی می‌شود و در نهایت نتیجه‌گیری می‌شود که سیستم بدست آمده از روش PEM چیست و چه ارتباطی با سیستم اصلی دارد.

قضیه ۱: سیستم اصلی مطابق رابطه (۳) و مدل مطابق رابطه (۴) در نظر گرفته می‌شود. ویژگی‌های سیستم مطابق آنچه که قبلا توضیح داده شد می‌باشد.

$$y(t) = \sum_{i=1}^{n} a_i u_i^0(t) + \tilde{y}(t) \qquad (۳)$$

$$\hat{y}(t) = \sum_{i=1}^{n} \hat{a}_i u_i(t) \qquad (۴)$$

با به‌کارگیری روش PEM برای شناسایی چنین مدلی پارامترهای مدل به صورت یکتا مطابق رابطه (۵) بدست می‌آید.

$$\hat{a}_i = a_i \frac{\phi_{u_i^0}(\omega)}{\phi_{u_i}(\omega)}, 1 \le i \le n, -\frac{\pi}{T_s} \le \omega \le \frac{\pi}{T_s} \qquad (۵)$$

اثبات: برای اثبات قضیه در بخش اول نشان می‌دهیم رابطه (۵) یکی از مدل‌های منتجه با استفاده از روش PEM است و سپس در بخش دوم یکتایی آن را مورد بررسی قرار خواهیم داد.

بخش ۱) روش PEM سعی در کمینه کردن مانده سیستم دارد. بدین منظور تابع هزینه‌ای بر حسب مانده در رابطه (۶) تشکیل شده است.

$$\begin{aligned} J(\theta) &= E\left\{\tfrac{1}{2}\varepsilon^2(t,\theta)\right\} = E\left\{\tfrac{1}{2}\left(y(t)-\hat{y}(t)\right)^2\right\} \\ &= E\left\{\tfrac{1}{2}\left(\textstyle\sum_{i=1}^{n}(\hat{a}_i u_i(t) - a_i u_i^0(t)) - \tilde{y}(t)\right)^2\right\} \\ &= \textstyle\sum_{i=1}^{n}\left(E\left\{\tfrac{1}{2}\left(\hat{a}_i u_i(t) - a_i u_i^0(t)\right)^2\right\}\right) + E\left\{\tfrac{1}{2}\tilde{y}(t)^2\right\} \end{aligned} \qquad (۶)$$

رابطه (۷) سعی دارد با کمک مشتق گرفتن نسبت به پارامترها تابع هزینه (۶) را کمینه کند. پس از انجام مشتق‌گیری، از فضای زمان به فضای فرکانسی می‌رویم تا امکان صفر قرار دادن رابطه آماری حاوی امید ریاضی فراهم گردد.

$$\begin{aligned} \frac{dJ}{d\hat{a}_i} &= E\{(\hat{a}_i u_i(t) - a_i u_i^0(t))u_i(t)\} \\ &= \frac{1}{2\pi j}\oint\left(\hat{a}_i\phi_{u_i} - a_i\phi_{u_i^0}\right)\frac{dz}{z}, 1 \le i \le n \end{aligned} \qquad (۷)$$

نهایتا پس از متحد با صفر قرار دادن رابطه (۷) به رابطه (۸) می‌رسیم که مشابه همان رابطه (۵) است.

$$\begin{aligned} &\frac{dJ}{d\hat{a}_i} = \frac{1}{2\pi j}\oint\left[\hat{a}_i\phi_{u_i} - a_i\phi_{u_i^0}\right]\frac{dz}{z} = 0 \\ &\rightarrow \hat{a}_i = a_i\frac{\phi_{u_i^0}(\omega)}{\phi_{u_i}(\omega)}, 1 \le i \le n, -\frac{\pi}{T_s} \le \omega \le \frac{\pi}{T_s} \end{aligned} \qquad (۸)$$

بخش ۲) یکتایی پارامتر بدست آمده در بخش ۱ به وضوح قابل استنتاج است، زیرا تابع هزینه نسبت به پارامتر مجهول ($\hat{a}_i$ها) فرم مرتبه دو دارد. از طرفی ضریب عبارت مرتبه دو داخل تابع هزینه مطابق رابطه (۶) مثبت است. در نتیجه تابع هزینه مزبور تنها یک اکسترمم آن هم از نوع کمینه خواهد داشت. پس رابطه (۵) پاسخ یکتا PEM خواهد بود. ■

نتیجه ۱: این نکته واضح است که در صورت عدم وجود نویز بر روی ورودی، سیستم واقعی شناسایی می‌شود ($\phi_{u_i^0}(\omega) = \phi_{u_i}(\omega), -\frac{\pi}{T_s} \le \omega \le \frac{\pi}{T_s}$). این امر در حالی صورت می‌پذیرد که سیستم داخل مجموعه مدل نیست. به طور دقیق‌تر نویز سیستم می‌تواند رنگی باشد اما مدل بدون نویز فرض شده است.

این امر از قضیه ۸-۴ در مرجع [۱۷] در هنگام عدم حضور نویز روی ورودی قابل انتظار است. براساس این قضیه اگر مدل انتخابی ما برای سیستم اصلی خطای خروجی[1] (OE) انتخاب شود، آن‌گاه صحیح یا غلط انتخاب کردن مدل نویز خللی در شناسایی مدل سیستم ایجاد نمی‌کند. در همین راستا رابطه (۷) نشان می‌دهد که نویز ورودی نیز مخل قضیه ۸-۴ مرجع [۱۷] نشده است و نویز رنگی خروجی روی نتایج روش PEM در صورتی که مدل OE باشد اخلالی ایجاد نمی‌کند.

نتیجه ۲: اگر ورودی‌ها و نویز متناظر آن‌ها دارای استقلال باشد. نویزی که روی هر ورودی موجود است، در تخمین پارامتر مربوط به همان ورودی اختلال ایجاد می‌کند و بر روی دیگر پارامترها بی‌تاثیر است.

۳-۲. یافتن شرایط جهت تسهیل در تصحیح مدل حاصله

همانطور که قضیه ۱ نشان می‌دهد اختلال ایجاد شده در تخمین هر پارامتر به میزان $\phi_{u_i^0}(\omega)/\phi_{u_i}(\omega)$ است که تحت دو حالت زیر می‌توان آن را تنها انحرافی از نوع بهره در نظر گرفت. در صورتی‌که انحراف از

[1] Output Error

نوع بهره باشد مدل رابطه (۵) داخل مجموعه مدل پارامتری (۴) قرار می‌گیرد و می‌توان همان رابطه (۵) را انتظار داشت.

حالت اول: اگر نسبت $\phi_{u_i^0}(\omega)/\phi_{u_i}(\omega)$ در طول فرکانس مقداری ثابت باشد. به عنوان مثال هر دو نویز سفید با واریانس‌های متفاوت باشند و یا آن‌که هر دو نویز سفید با واریانس‌های مختلف اما گذرنده از یک فیلتر یکسان باشند. در این حالت رابطه (۹) صادق خواهد بود.

$$\frac{\phi_{u_i^0}(\omega)}{\phi_{u_i}(\omega)} = \text{cte}, -\frac{\pi}{T_s} \le \omega \le \frac{\pi}{T_s} \qquad (۹)$$

به وضوح مشهود است که این فرض بسیار محدودکننده است و تنها دسته کوچکی از سیستم‌ها را در بر می‌گیرد.

حالت دوم: در این بخش سعی می‌شود شرایطی جامع‌تر از حالت اول بدست آورده شود. اگر بر خلاف حالت قبل نسبت $\phi_{u_i^0}(\omega)/\phi_{u_i}(\omega)$ در طول فرکانس داده‌های مورد شناسایی ثابت نباشد سیستم ما در حضور نویز ورودی داخل مجموعه مدل قرار نخواهد داشت. بدین منظور باید به نوعی اطمینان حاصل کنیم که $\phi_{u_i^0}(\omega)/\phi_{u_i}(\omega)$ در طول فرکانس مورد شناسایی ما ثابت است.

در این راستا می‌توان از عملیات فیلتر کردن ورودی و خروجی استفاده کرد. بدین ترتیب که چون ما u_iها را در اختیار داریم می‌توانیم حداقل فرکانسی که طیف تمام ورودی‌های نویزی در آن مسطح هستند بیابیم و سپس با عبور دادن ورودی‌ها و خروجی‌ها از فیلتری پایین‌گذر، ورودی‌هایی با $\phi_{u_i}(\omega)$های مسطح در طول فرکانس شناسایی در اختیار داشته باشیم. در این صورت رابطه (۹) به شکل رابطه (۱۰) بازنویسی می‌شود که در آن ω_c فرکانس قطع فیلتر اعمال شده بر روی داده‌ها است.

$$\frac{\phi_{u_i^0}(\omega)}{\phi_{u_i}(\omega)} = cte\ , -\frac{\pi}{T_s} < -\omega_c \le \omega \le \omega_c < \frac{\pi}{T_s} \qquad (۱۰)$$

از آن‌جایی که ما $\phi_{u_i}(\omega)$ را مسطح کرده‌ایم این سوال پیش می‌آید که عملیات بالا چگونه باعث مسطح شدن نسبت $\phi_{u_i^0}(\omega)/\phi_{u_i}(\omega)$ در طول فرکانس می‌شود. این سوال این‌گونه توجیه می‌شود که چون انرژی نویز کمتر از انرژی ورودی سیستم است، می‌توان از مسطح بودن $\phi_{u_i}(\omega)$ به صافی $\phi_{u_i^0}(\omega)$ نیز پی برد و در نهایت ثابت بودن $\phi_{u_i^0}(\omega)/(\phi_{u_i^0}(\omega) +$ $\phi_{\tilde{u}_i}(\omega))$ را در طول فرکانس استنتاج کرد. این تقریب چنان مشکل‌زا نخواهد بود همانطور که در شبیه‌سازی ۱ مشاهده خواهد شد.

به کمک قضیه ۱ و نتایج آن این امر بر می‌آید که حضور نویز بر روی ورودی منجر به شناسایی سیستمی متفاوت با سیستم اصلی می‌شود. به این معنی که سیستم واقعی ما در قعر تابع هزینه تعریف شده قرار نمی‌گیرد. با این وجود قضیه ۱ تحت حالات ۱ یا ۲ نشان داد که پارامترهای نظیر ورودی‌های بدون نویز صحیح شناسایی می‌شود و پارامترهای مربوط به ورودی‌های نویزی نیز با انحراف ثابت شناسایی می‌شوند.

۴- تصحیح مدل بدست آمده به کمک روش IV

حال با مدلی روبرو هستیم که پارامترهای نظیر ورودی‌های بدون نویز در آن درست شناسایی شده‌اند و پارامترهای نظیر ورودی نویزی با خطای ضربی $\phi_{u_i^0}(\omega)/\phi_{u_i}(\omega) = \text{cte}$ در طول فرکانس مورد شناسایی، تخمین زده شده‌اند. این امر به نوعی از شناسایی‌پذیر نبودن مدل‌های EIV نیز قابل انتظار بود.

روش‌های زیادی را می‌توان جهت تصحیح انحراف موجود به‌کار برد که یکی از ساده‌ترین آن‌ها روش IV است. در ادامه کلیت روش IV در مدل‌های EIV را بیان نموده [۱۹-۲۱] و نحوه‌ی استفاده در این مورد خاص را نیز شرح خواهیم داد.

۴-۱. به‌کارگیری روش IV در شناسایی مدل‌های EIV

برای شناسایی مدل‌های EIV به روش IV مطابق ماهیت روش عمل می‌کنیم به این معنی که ابزار خاصی را انتخاب کرده و به کمک آن سیستم را شناسایی می‌کنیم. به این منظور سیستم رابطه (۱) را به ترتیب رابطه (۱۱) در نظر می‌گیریم [۱۹، ۲۰].

$$\begin{aligned} y(t) &= \boldsymbol{\varphi}^T(t)\boldsymbol{\theta} + v(t,\boldsymbol{\theta}) \\ v(t,\boldsymbol{\theta}) &= \tilde{y}(t) - \tilde{\boldsymbol{\varphi}}^T(t)\boldsymbol{\theta} \end{aligned} \qquad (۱۱)$$

که در آن $\boldsymbol{\varphi}^T(t)$ و $\tilde{\boldsymbol{\varphi}}^T(t)$ مطابق رابطه (۱۲) هستند و نویز ورودی نیز در گام اول سفید فرض شده است [۱۹].

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\varphi}_0^T(t) &= [u_1^0(t)\ \ u_2^0(t)\ \cdots\ u_n^0(t)] \\ \tilde{\boldsymbol{\varphi}}^T(t) &= [\tilde{u}_1(t)\ \ \tilde{u}_2(t) \cdots\ \tilde{u}_n(t)] \\ \boldsymbol{\varphi}^T(t) &= \boldsymbol{\varphi}_0^T(t) + \tilde{\boldsymbol{\varphi}}^T(t) = [u_1(t)\ \ u_2(t) \cdots u_n(t)] \end{aligned} \qquad (۱۲)$$

حال با ابزار ارائه شده در رابطه (۱۳) می‌توان سیستم را شناسایی کرد طوری که شروط IV نیز مطابق رابطه (۱۴) در صورت سفید بودن نویز ورودی ارضا خواهد شد.

$$\boldsymbol{z}^T(t) = [u_1(t-1)\ \ u_2(t-1)\ \cdots\ u_n(t-1)] \qquad (۱۳)$$

$$\begin{aligned} C1&: E\left\{\begin{bmatrix} u_1(t-1) \\ u_2(t-1) \\ \vdots \\ u_n(t-1) \end{bmatrix}(y(t) - \boldsymbol{\varphi}^T(t)\boldsymbol{\theta})\right\} \\ &= E\left\{\begin{bmatrix} u_1(t-1) \\ u_2(t-1) \\ \vdots \\ u_n(t-1) \end{bmatrix}(\tilde{y}(t) - \tilde{\boldsymbol{\varphi}}^T(t)\boldsymbol{\theta})\right\} = 0 \\ C2&: E\left\{\begin{bmatrix} u_1(t-1) \\ u_2(t-1) \\ \vdots \\ u_n(t-1) \end{bmatrix}(\boldsymbol{\varphi}^T(t)\boldsymbol{\theta})\right\} \neq 0 \end{aligned} \qquad (۱۴)$$

در ضمن در رابطه (۱۴) این امر قابل توجه است که شرط $C2$ در صورتی ارضا می‌شود که ورودی بدون نویز اعمالی به سیستم مستقل نباشد و به بیان دیگر رابطه (۱۵) نیز صادق باشد.

$$E[u_i(t-1)u_i(t)] \neq 0 \qquad (۱۵)$$

حال برای حالتی که نویز ورودی به صورت میانگین محرک[1] (MA)، مطابق رابطه (۱۶) باشد می‌توان با تغییری در ابزار روش IV به تخمین صحیح دست یافت. کافی است ابزار مطابق رابطه (۱۷) در نظرگرفته شود.

$$\begin{aligned} \tilde{u}_i(t) = e_i(t) &+ c_1 e_i(t-1) + c_2 e_i(t-2) \\ &+ \cdots + c_{n_c} e_i(t-m), 1 \le i \le n \end{aligned} \qquad (۱۶)$$

[1] Moving Average

$$z^T(t) = [u_1(t-1-m)\ u_2(t-1-m)\ \cdots\ u_n(t-1-m)] \quad (۱۷)$$

در دو رابطه اخیر m مرتبه مدل MA است و $e_i(t)$ها نویزهای سفید، مستقل و با میانگین صفر هستند.

۴-۲. ترکیب روش PEM و IV برای دست‌یابی به مدل مطلوب

در ادامه همین حالت را بکار می‌بریم با این تفاوت که پارامترهایی که دارای نویز نیستند شناسایی نکرده و معلوم فرض می‌کنیم و از این طریق تنها پارامترهای نامعلوم را می‌یابیم. پس اگر a_i^tها را پارامترهایی با ورودی نظیر بدون نویز فرض کرده و a_i^fها را پارامترهای مربوط به ورودی‌های نویزی تصور کنیم مدل جدید (۱۸) را برای آن در نظر می‌گیریم. در این مدل، n_k تا از ورودی‌ها بدون نویز و $n-n_k$ تا آغشته به نویز هستند.

$$y(t) = \sum_{i=1}^{n_k} a_i^t u_i^0(t) + \sum_{i=n_k+1}^{n} a_i^f u_i(t) + \tilde{y}(t) \quad (۱۸)$$

در نهایت عملیات IV تشریح شده در بالا را برای مدل جدید (۱۵) با ورودی‌های کمتر انجام می‌دهیم.

$$\overbrace{y(t) - \sum_{i=1}^{n_k} a_i^t u_i^0(t)}^{y_{new}(t)} = \sum_{i=n_k+1}^{n} a_i^f \overbrace{u_i(t)}^{u_{new}(t)} + \tilde{y}(t) \quad (۱۹)$$

در نهایت این روش را که در آن a_i^tها با روش PEM و a_i^fها با روش IV شناسایی شدند را روش PEM جبران شده می‌نامیم.

حال این سوال مطرح می‌شود که چرا در همان ابتدا از روش IV استفاده نشده است و به تبع آن، مرحله ابتدایی حذف نشده است؟ علت آن در بخش۶ بهتر مشخص می‌شود. اما به طور اجمالی می‌توان بیان کرد که IV روشی بدون دقت است و ما تمام پارامترهای سیستم که بدون نویز هستند را با دقت بالا با روش PEM می‌یابیم. پس از آن به سراغ روش IV می‌رویم. در ضمن این بخش با کاهش تعداد پارامترها، ویژگی‌های روش IV را از قبیل کواریانس تخمین بهبود می‌دهد.

۵- تعمیم روش به حالت بازگشتی

در شناسایی سیستم‌ها، روش‌های بازگشتی[1] به فراخور کاربردشان از اهمیت ویژه‌ای برخوردار هستند. در این بخش قصد داریم روش بررسی شده را به حالت بازگشتی تعمیم بدهیم. تعمیم روش مورد بحث در این مقاله به حالت بازگشتی به سادگی انجام می‌پذیرد زیرا روش به‌کار رفته ترکیبی از دو روش PEM و IV می‌باشد و هر دو این روش‌ها شکل بازگشتی هم دارند [۱۷، ۱۸]. به این ترتیب برای شناسایی بازگشتی سیستم در هر مرحله کافی است گام‌های زیر را طی کنیم.

گام ۱: برای پارامترهای مربوط به ورودی بدون نویز (a_i^tها) از روش PEM بازگشتی[2] (RPEM) استفاده می‌کنیم.

گام ۲: خروجی مدل جدید را مطابق (۱۹) و با کمک پارامترهای بدست آمده در گام ۱ تشکیل می‌دهیم.

گام ۳: از روش IV بازگشتی[3] (RIV) جهت شناسایی پارامترهای مربوط به ورودی‌های نویزی بهره برده و در ضمن از خروجی گام ۳ برای این مهم استفاده می‌کنیم.

۶- شبیه‌سازی

در این بخش قصد داریم مقایسه‌ای از روش‌های مطرح شده بالا داشته باشیم. بدین منظور مدلی مطابق زیر در نظر گرفته و آن را سیستم ۱ می‌نامیم.

$$y(t) = a_1 u_1^0(t) + a_2 u_2^0(t) + a_3 u_3^0(t) + v(t)$$
$$u_3 = u_3^0(t) + \tilde{u}_3(t)$$

ورودی، نویز روی ورودی و نویز روی خروجی سیستم به ترتیب زیر خواهد بود.

$$u_i^0(t) = \frac{1+0.6q^{-1}}{1+0.4q^{-1}} e_i(t),\ \ i = 1,2,3,$$
$$\tilde{u}_3(t) = \tilde{e}_3(t), v(t) = \tilde{y}(t)$$

که در آن $e_i(t)$ها، $\tilde{e}_3(t)$ و $\tilde{y}(t)$ نویزهای سفید مستقل هستند و واریانس آن‌ها برای تخمین به ترتیب زیر می‌باشد.

$$\sigma_{\tilde{e}}^2 = 0.5, \sigma_{\tilde{y}}^2 = 0.5, \sigma_{e_i}^2 = 1,\ \ i = 1,2,3.$$

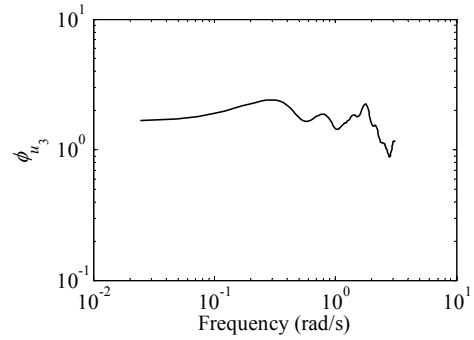
شبیه‌سازی ۱: این بخش مقایسه‌ای بین روش‌های موجود و روش ارائه شده در این مقاله انجام می‌دهد. از این‌رو روش‌های حداقل مربعات[4] (LS) ، IV، PEM و روش PEM جبران شده را بر روی سیستم ۱ اجرا می‌کنیم و به منظور بررسی‌های آماری، این روش‌ها را $M = 500$ مرتبه با $N = 500$ عدد داده انجام می‌دهیم و از معیارهای زیر برای بررسی بهتر روش‌ها بهره می‌گیریم. اگر $\hat{\boldsymbol{\theta}}_l$ را بردار پارامترهای تخمین زده شده در اجرای lام، $\mathrm{ave}(\boldsymbol{\theta})$ میانگین پارامترهای تخمین زده شده در طول M اجرا و $\boldsymbol{\theta}$ نیز پارامترهای واقعی سیستم در نظر گرفته شوند، معیار خطای نسبی[5] (RE) مطابق رابطه (۲۰) و میانگین مربع خطای نرمال شده[6] (NRMSE) در رابطه (۲۱) تعریف می‌شود.

$$\mathrm{RE} = \frac{\|\mathrm{ave}(\boldsymbol{\theta}) - \boldsymbol{\theta}\|}{\|\boldsymbol{\theta}\|} \quad (۲۰)$$

$$\mathrm{NRMSE} = \sqrt{\frac{1}{M}\sum_{l=1}^{M} \frac{\|\hat{\boldsymbol{\theta}}_l - \boldsymbol{\theta}\|^2}{\|\boldsymbol{\theta}\|^2}} \quad (۲۱)$$

برای شروع روش PEM جبران شده اگر به بخش ۳-۲ بازگردیم ما ورودی رنگی با نویز داریم پس باید در ابتدا ورودی و خروجی را فیلتر کنیم در نتیجه باید ω_c فیلتر را بیابیم. مطابق شکل ۳ که طیف توان $u_3(t)$ را نشان می‌دهد، و فرکانس نمونه برداری آن واحد در نظر گرفته شده است، اعوجاجات اندکی در طیف توان آن مشاهده می‌شود. به همین جهت نیازی به فیلتر کردن نخواهد بود. در ادامه مقاوم بودن این روش به اعوجاجات را ملاحظه خواهیم کرد.

[1] Recursive methods
[2] Recursive PEM
[3] Recursive IV
[4] Least Squares
[5] Relative Error
[6] Normalized Root Mean Square Error



شکل ۳: طیف توان سیگنال $u_3(t)$.

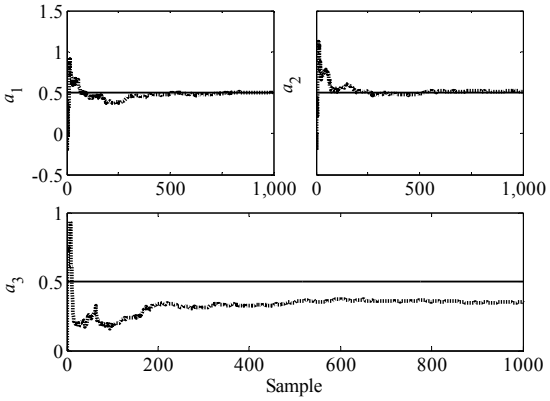
در نهایت نتایج در جدول ۱ نشان داده می‌شود. برای مشاهده حجم محاسبات هر روش و مقایسه آن، زمان اجرا هر روش در طول M اجرا محاسبه شده و میانگین آن ارائه می‌شود. با توجه به M اجرای انجام شده، واریانس تخمین محاسبه می‌شود و با ضرب در ۳ به عنوان انحراف نرمال در کنار پارامترها در جدول ۱ ارائه می‌شود. مشاهده می‌شود که تا حد زیادی انتظارات ما از روش‌ها برآورده شده است.

جدول ۱: مقایسه روش‌های شناسایی مدل استاتیکی EIV.

روش	a_1	a_3	a_2	RMSE	RE	CPU TIME
Regular PEM	0.5036 $\pm$ 0.0055	0.3382 $\pm$ 0.0033	0.4973 $\pm$ 0.0051	0.2027	0.1869	0.0864
Compensated PEM	0.5036 $\pm$ 0.0055	0.4850 $\pm$ 0.3561	0.4973 $\pm$ 0.0051	0.4037	0.0180	0.0865
IV	0.5302 $\pm$ 0.3474	0.5370 $\pm$ 0.8159	0.4954 $\pm$ 0.3597	0.8238	0.0554	1.2482 $\times 10^{-4}$
true value	0.5	0.5	0.5			

همانطور که در جدول ۱ مشاهده می‌شود روش PEM تخمین بدون بایاس را نتیجه نمی‌دهند که از مقادیر RE، RMSE و میانگین پارامتر a_3 که مربوط به ورودی نویزی است، مشخص است. در مقابل روش IV و PEM جبران شده با مشاهده میانگین پارامترها تخمینی بدون بایاس ارائه می‌دهند. در ضمن روش IV حجم محاسباتی بسیار کمی دارد به طوری که زمان اجرا آن بیش از ۵۰۰ بار از روش PEM جبران شده کمتر است. در عین حال روش IV دقت بسیار کمتری نیز نسبت به PEM جبران شده دارد. این عدم دقت با مشاهده RE و RMSE به سهولت قابل استنتاج است که به ترتیب بهبود ۵ و ۲ برابری مشاهده می‌شود. انحراف نرمال هر یک از پارامترها نیز موید همین نکته است. در مورد a_1 و a_2 بیش از ۵۰ برابر بهبود در انحراف نرمال مشاهده می‌شود. حتی انحراف نرمال پارامتر a_3 که به کمک IV اصلاح شده است حدود ۲ برابر بهتر از حالتی است که تمام پارامترها به کمک IV تخمین زده شده است که این امر می‌تواند از کاهش تعدادپارامترها و یا دقیق‌تر شدن دیگر پارامترها ناشی شده باشد.

شبیه‌سازی ۲: در این شبیه‌سازی قصد داریم عملکرد روش را به صورت بازگشتی مورد بررسی قرار دهیم. به همین منظور روند موجود در بخش ۵ را بر روی سیستم ۱ پیاده‌سازی نموده و با روش RIV که روشی بازگشتی و مناسب برای این مدل‌ها است، مقایسه می‌کنیم. برای مشاهده بهتر همگرایی تعداد داده‌ها را $N = 1000$ در نظر می‌گیریم. شکل‌های ۴، ۵ و ۶ به ترتیب پارامترهای تخمین زده شده را با سه روش RPEM، RIV و RPEM جبران شده نشان می‌دهد.

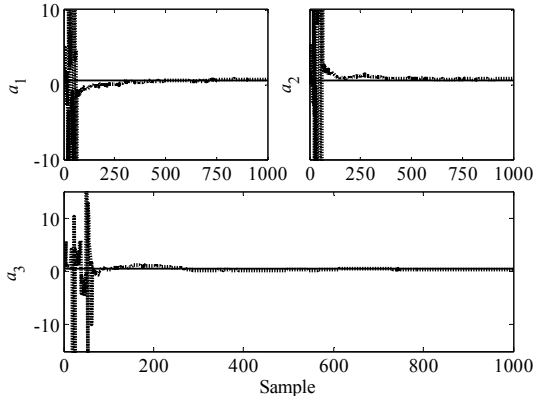


شکل ۴: روش RPEM بدون تصحیح a_3.

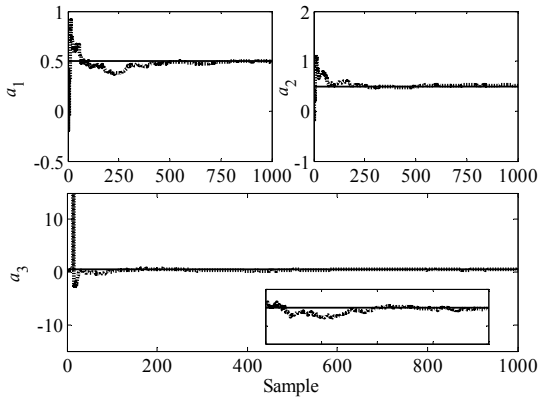
همان‌طور که انتظار داشتیم مشاهده می‌شود که روش RPEM در شکل ۴ پارامترهای نظیر ورودی بدون نویز را درست شناسایی می‌کند و پارامتر نویزی (a_3) را با خطایی ثابت شناسایی می‌کند. در مقابل روش RIV مطابق شکل ۵ تخمینی بدون بایاس اما بی‌دقت و با همگرایی کند را نتیجه می‌دهد. در نهایت مطابق آن‌چه در شکل ۶ مشاهده می‌شود، روش RPEM جبران شده به راحتی خطای پارامتر a_3 را جبران نموده و به پاسخی قابل قبول منجر می‌شود.

۷. کاربرد عملی از روش

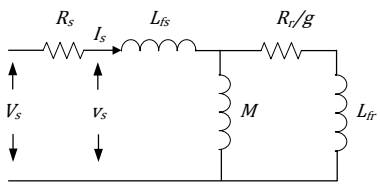
این قسمت یک کاربرد عملی از روش مطرح شده در مقاله را مورد بررسی قرار می‌دهد. موتورهای القایی در حالت ماندگار رفتاری مطابق شکل ۷ از خود نشان می‌دهند. در صورت ساده‌سازی و در نظر گرفتن فرض‌های الحاقی می‌توان به روابط (۲۲) برای این سیستم دست پیدا کرد [۲۲].



شکل ۵: روش RIV.



شکل ۶: روش RPEM با تصحیح a_3.



شکل ۷: مدل موتور القایی در حالت ماندگار.

$$Y = \frac{d^2 I_s}{dt^2} - j\omega_r \frac{dI_s}{dt}, V_s = \mathrm{v}_s + R_s I_s$$

$$X = \begin{bmatrix} \frac{dI_s}{dt} \\ \frac{d\mathrm{v}_s}{dt} - j\omega_r . \mathrm{v}_s \\ \mathrm{v}_s \end{bmatrix} \text{ and } \theta^T = [\theta_1 \ \theta_2 \ \theta_3]$$

$$\theta_1 = -R_r\left(\frac{1}{L_{fs}} + \frac{1}{L_r}\right), \theta_2 = \frac{1}{L_{fs}}, \theta_3 = \frac{R_r}{L_{fs}L_r}$$

$$Y = X^T\theta \qquad (۲۲)$$

در این روابط R_s و R_r بترتیب مقاومت استاتور و روتور هستند. L_s و L_r اندوکتانس استاتور و رتور و L_{fs} و L_{fr} اندوکتانس نشتی آنها است. M ادوکتانس متقابل می‌باشد ($L_{fs} = L_s - M$ و $L_{fr} = L_r - M$). چون می‌توان R_s را با تغذیه DC استاتور و بدون چرخش روتور تعیین کرد بجای V_s از v_s در روابط تخمینی استفاده شده است. ω_r سرعت زاویه روتور است که در حالت ماندگار ثابت فرض می‌شود. V_s و I_s ولتاژ و جریان استاتور در حالت ماندگار و g ثابت گرانشی می‌باشد.

حال مطابق روش به‌کار رفته در [۲۲] اگر V_s و I_s را بدون نویز در اختیار داشته باشیم می‌توان از روش حداقل مربعات بازگشتی[1] (RLS) برای شناسایی چنین مدلی بهره برد. به این منظور کافی است X و Y را تشکیل داده و θ را از روش RLS بیابیم. طبق رابطه (۲۳) پارامترهای سیستم نیز به صورت یکتا از θ قابل استخراج خواهند بود.

$$R_r = -\left(\frac{\theta_1}{\theta_1} + \frac{\theta_1}{\theta_2^2}\right), L_{fs} = \frac{1}{\theta_2}, L_r = -\left(\frac{\theta_1}{\theta_3} + \frac{1}{\theta_2}\right) \qquad (۲۳)$$

اینجا شرایطی را در نظر می‌گیریم که I_s آغشته به نویز باشد. به طبع آن مشتقات اول و دوم I_s نیز آغشته به نویز خواهند بود که مطمئناً مشتق‌گیری آن را تشدید می‌کند. این امر باعث می‌شود که X و Y آغشته به نویز باشند و طبیعتاً RLS به شناسایی بدون بایاس پارامترها منجر نخواهد شد. در این صورت این مدل را می‌توان مشابه مدل (۱) دسته‌بندی کرد و از روش ارائه شده در این مقاله جهت شناسایی صحیح پارامترها بهره برد.

بدین ترتیب همان‌طور که اشاره شد روش مزبور به هرگونه ساختار نویزی بر روی خروجی مقاوم بود پس نویز ایجاد شده بر روی Y مشکل‌زا نخواهد بود. در ضمن با فرض ابتدایی ما dI_s/dt که همان ورودی اول است آغشته به نویز خواهد بود و دو ورودی دیگر بدون نویز هستند، به این ترتیب دو پارامتر θ_2 و θ_3 با روش PEM و پارامتر θ_1 با روش IV شناسایی خواهند شد.

۸- نتیجه‌گیری

در این مقاله به شناسایی دسته‌ای از سیستم‌های استاتیک پرداخته شد. این دسته به کمک PEM مورد شناسایی قرار گرفت که طی آن استقلال هر پارامتر به نویز ورودی‌های غیرمرتبط رویت شد. این نتیجه به شناسایی دقیق پارامترهای مربوط به ورودی‌های بدون نویز منجر شد و پس آن به کمک نتایج PEM از روش IV جهت شناسایی پارامترهای باقی مانده استفاده شد. به جهت ماهیت روش PEM این روش توانایی زیادی در شناسایی مدل‌ها با نویز خروجی رنگی خواهد داشت و پارامترهای شناسایی شده در مرحله دوم با روش IV نیز به دقت و واریانس بهتری نسبت به زمانی که تنها از روش IV استفاده شود، منجر خواهد شد. این روش به صورت بازگشتی نیز تعمیم داده شد. در روش فوق فرضی محدود کننده‌ای موجود است مبنی بر این‌که از قبل بدانیم روی کدام ورودی نویز موجود است و کدام ورودی بدون نویز است. از کارهای آینده می‌توان به روشی برای برطرف کردن این محدودیت اشاره نمود. علاوه بر این تعمیم روش فوق به سیستم‌های دینامیکی نیز می‌تواند از کارهای آینده این مقاله باشد.

مراجع

[1] Adcock, R.J., "Note on the method of least squares", The Analyst, 4 (6), pp. 183-184, 1877.

[2] Van Huffel, S. (Ed.). Recent advances in total least squares techniques and errors-in-variables modelling, USA: SIAM, 1997.

[3] Van Huffel, S., Lemmerling, Ph., (Eds.), Total least squares and errors-in-variables modelling. Analysis, algorithms and applications, The Netherlands: Kluwer, 2002.

[4] Soderstrom, T., "Errors-in-variables methods in system identification", Automatica, 43(6), pp. 939-958, 2007.

[5] Aguero, J.C., Goodwin, G.C., "Identifiability of errors in variables dynamic systems", Automatica, 44(2), pp. 371-382, 2008.

[6] Anderson, B.D.O., Deistler, M., "Identifiability of dynamic errors-in-variables models", Journal of Time Series Analysis, 5(1), pp. 1-13, 1984.

[1] Recursive Least Squares

[7] Soderstrom, T., "System identification for the errors-in-variables problem", Transactions of the Institute of Measurement and Control, 34(7), pp. 780-792, 2012.

[8] Frisch, R., "Statistical confluence analysis by means of complete regression systems", Universitetets Okonomiske Instituut, 5, 1934.

[9] Guidorzi, R., "Certain models from uncertain data: The algebraic case", Systems and Control Letters, 17(6), pp. 415-424, 1991.

[10] Beghelli, S., and U. Soverini., "Identification of linear relations from noisy data: Geometrical aspects", Systems and Control Letters, 18(5), pp. 339-346, 1992.

[11] Beghelli, S., Guidorzi, R., Soverini, U., "The Frisch scheme in dynamic system identification", Automatica, 26(1), pp. 171-176, 1990.

[12] Koopmans, T.C., "Linear regression analysis of economic time series", De Erven F. Bohn, Haarlem, Netherlands, 1937.

[13] Van Schuppen, J.H. Stochastic realization problems, Springer, 1989.

[14] Soderstrom, T., Soverini, U., Mahata, K., "Perspectives on errors-in-variables estimation for dynamic systems", Signal Process, 82(8), pp. 1139-1154, 2002.

[15] Mu, B.Q., Chen, H.F., "Recursive identification of errors-in-variables Wiener systems", Automatica, 49(9), pp. 2744-2753, 2013.

[16] Vajk, I., Hetthessy, J., "Identification of nonlinear errors-in-variables models", Automatica, 39(12), pp. 2099-2107, 2003.

[17] Ljung, L., System Identification: Theory for the User. Prentice-Hall, Engle-Wood Cliffs, NJ, 1987.

[18] Soderstrom, T., Stoica, P., System Identification, Prentice-Hall, Engle-Wood Cliffs, NJ, 1988.

[19] Thil, S., Gilson, M., "Survey of analytical IV estimates for errors-in-variables model identification", In 18th IFAC World Congress, IFAC WC'2011, pp. 13098-13103, August 2011.

[20] Thil, S., Gilson, M., Garnier, H., "On instrumental variable-based methods for errors-in-variables model identification", In 17th IFAC World Congress, pp. 426-431, July 2008.

[21] Soderstrom, T., "A generalized instrumental variable estimator for multivariable errors-in-variables identification problems", International Journal of Control, 85(3), pp. 287-303, 2012.

[22] Koubaa, Y., "Recursive identification of induction motor parameters", Simulation Modelling Practice and Theory, 12(5), pp. 363-381, 2004.

مجله کنترل
ISSN 2008-8345
جلد ۸، شماره ۱، بهار ۱۳۹۳، صفحه ۲۰-۱۱

یک روش ترکیبی جدید یادگیری تقویتی فازی

فرزانه قربانی[۱]، ولی درهمی[۲]، حسین نظام آبادی پور[۳]

[۱] فارغ‌التحصیل کارشناسی ارشد مهندسی کامپیوتر، گروه مهندسی کامپیوتر، دانشگاه یزد، f.ghorbani@stu.yazd.ac.ir
[۲] دانشیار، دانشکدهٔ مهندسی برق و کامپیوتر، گروه مهندسی کامپیوتر، دانشگاه یزد، vderhami@yazd.ac.ir
[۳] استاد، دانشکدهٔ فنی و مهندسی، گروه مهندسی برق، دانشگاه شهید باهنر کرمان، nezam@uk.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۳/۱/۱۳، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۳/۳/۸)

چکیده: در این مقاله یک روش جدید یادگیری تقویتی پیوسته برای مسائل کنترل ارائه می‌شود. روش ارائه شده از ترکیب روش "تکرار سیاست کمترین مربعات " با یک سیستم فازی سوگنوی مرتبه صفر حاصل شده و "تکرار سیاست کمترین مربعات فازی" نامیده شده است. در اینجا برای هر قاعده فازی تعدادی عمل نامزد در نظر گرفته می‌شود. هدف، یافتن مناسب‌ترین عمل نامزد (تالی) برای هر قاعده می‌باشد. با استفاده از بردار شدت آتش قواعد فازی و عمل‌های نامزد مربوط به قواعد، توابع پایه حالت –عمل به گونه‌ای تعریف شده‌اند که شرایط قضایای روش تکرار سیاست کمترین مربعات را برآورده می‌نمایند. با استفاده از توابع پایه حالت- عمل تعریف شده و بهره‌گیری از الگوریتم تکرار سیاست کمترین مربعات، یک روش جدید برای تازه‌سازی پارامترهای وزن تالی قواعد ارائه می‌شود. تحلیل ریاضی که برای این الگوریتم آورده می‌شود، کران خطایی برای اختلاف تابع مقدار ارزش حالت–عمل واقعی و تخمین تابع ارزش حالت- عمل حاصل از الگوریتم ارائه شده، تعریف می‌کند. نتایج شبیه‌سازی در مساله معروف قایق، حاکی از سرعت آموزش بالاتر و نیز کیفیت عملکرد بهترِ روش پیشنهادی نسبت به دو روش یادگیری کیوی فازی و یادگیری سارسای فازی است. از مزایای دیگر روش ارائه شده، عدم نیاز به تعیین نرخ آموزش است.

کلمات کلیدی: یادگیری تقویتی، تکرار سیاست کمترین مربعات ، تقریب تابع ارزش حالت–عمل، سیستم فازی.

A Novel approach in Fuzzy Reinforcement Learning

Farzaneh Ghorbani,Vali Derhami, Hossein Nezamabadipour

Abstract: In this paper, we present a novel continuous reinforcement learning approach. The proposed approach, called "Fuzzy Least Squares Policy Iteration (FLSPI)", is obtained from combination of "Least Squares Policy Iteration (LSPI)" and a zero order Takagi Sugeno fuzzy system. We define state-action basis function based on fuzzy system so that LSPI conditions are satisfied. It is proven that there is an error bound for difference of the exact state-action value function and approximated state-action value function obtained by FLSPI. Simulation results show that learning speed and operation quality for FLSPI are higher than two previous critic-only fuzzy reinforcement learning approaches i.e. fuzzy Q-learning and fuzzy Sarsa learning. Another advantage of this approach is needlessness to learning rate determination.

Keywords: Reinforcement learning; least squares policy iteration, state-action function approximation, fuzzy system.

۱- مقدمه

با توجه به ویژگی‌های مطلوب یادگیری تقویتی مانند عدم نیاز به داده‌های آموزشی در مسائلی که داده‌های آموزشی در دسترس نیست و همچنین آموزش، تنها با استفاده از یک سیگنال اسکالر، این روش‌ها مورد توجه هستند. روش‌های یادگیری تقویتی، قدرتمند هستند، اما روش‌های یادگیری تقویتی استاندارد بر روی فضای حالت و عمل گسسته، عمل می‌کنند. این روش‌ها در مسائل با فضای بزرگ یا فضای پیوسته دچار چالش می‌شوند، زیرا گسسته سازی این فضاها مشکل است و آموزش، نیاز به زمان و فضای زیاد دارد. این مشکل در فضاهای بزرگ، نفرین یا تنگنای ابعاد[1] نام دارد. برای رفع مشکل تنگنای ابعاد، از ترکیب تقریب زننده های تابع با روش‌های یادگیری تقویتی استفاده شده است. این روش‌ها از ترکیب تقریب زننده‌هایی مانند سیستم های فازی و شبکه‌های عصبی با روش‌های یادگیری تقویتی به وجود می‌آیند. استفاده از تقریب زننده‌ها در زمره کاربردهای موفق روش‌های یادگیری تقویتی قرار دارند. اول به دلیل این که نیاز به نگه‌داری جدولی اطلاعات تابع ارزش حالت-عمل و لذا حافظه زیاد ندارند. دوم این که نیاز به اطلاعات دقیق محیط ندارند. در ضمن استفاده از آن‌ها ساده است و عملکردشان واضح و شفاف می‌باشد، لذا از لحاظ تحلیل و اشکال زدایی ساده می‌باشند [۱].

تمرکز ما در این مقاله بر روی روش‌های یادگیری تقویتی فازی با معماری نقاد-تنها است. الگوریتم‌های یادگیری کیوی فازی [۲-۷] و یادگیری سارسای فازی [۸] از جمله الگوریتم‌های ارائه شده در یادگیری تقویتی فازی با معماری نقاد-تنها هستند. این روش‌ها از لحاظ ارائه تحلیل ریاضی مثبت در فضاهای پیوسته و وابستگی به نرخ آموزش دچار چالش هستند. ما در این مقاله به دنبال ارائه روشی هستیم که چالش‌های مذکور را برطرف نموده و نسبت به روش‌های قبل، دارای کارایی بهتری باشد.

یکی از روش‌های یادگیری تقویتی که دارای تحلیل ریاضی مثبت، عدم وابستگی به نرخ آموزش و کارایی مناسب است، تکرار سیاست کمترین مربعات (LSPI[2]) [۱،۹،۱۰] می‌باشد. برای پیاده سازی و استفاده عملی از LSPI، تعریف توابع پایه ضروری است اما در مقاله‌های مذکور، شیوه تعریف توابع پایه مشخص نشده است. LSPI یک الگوریتم تکراری است که در هر تکرار دارای دو مرحله است: (الف) ارزیابی سیاست، مقدار تابع ارزش حالت-عمل را برای سیاست جاری محاسبه می‌کند و (ب) بهبود سیاست، با استفاده از تابع ارزش حالت-عمل مرحله قبل سیاست جدید را تعریف می‌کند. روش LSPI بر روی فضای حالت و عمل متناهی ارائه شده است. تحلیل ریاضی LSPI با استناد به تحلیل ریاضی تکرار سیاست (PI[3]) [۱۱] بیان شده است. در LSPI نحوه تعریف دقیق توابع پایه بیان نشده است. مرجع [۱۲]، این روش را به صورت LSPI برخط[4]، برای فضای حالت نامتناهی اصلاح کرده است، اما در این روش نیز توابع پایه به صورت دقیق بیان نشده است و هیچ تحلیل ریاضی و تضمین همگرایی برای این روش (در فضای نامتناهی) وجود ندارد.

در این مقاله از سیستم های فازی به عنوان یک تقریب زننده جامع [۱۳-۱۵] برای تقریب تابع ارزش حالت-عمل در روش LSPI استفاده شده و منجر به تعریف روش تکرار سیاست کمترین مربعات فازی (FLSPI[5]) شده است. در واقع از سیستم های فازی برای تعریف توابع پایه در LSPI استفاده شده است. از سوی دیگر، سیستم فازی مورد استفاده در FLSPI، سیستمی است که نیاز به تنظیم تالی‌های قواعد دارد و می‌توان گفت از LSPI برای تنظیم تالی های این سیستم فازی استفاده شده است.

آن چه که در ادامه این مقاله خواهد آمد به این صورت بخش بندی شده است: در بخش دوم مروری کوتاه بر یادگیری تقویتی به طور کلی و سپس الگوریتم LSPI به عنوان یکی از روش‌های مورد استفاده در یادگیری تقویتی انجام شده است. در بخش سوم به روش FLSPI که برای اولین بار در این مقاله ارائه شده پرداخته می‌شود. بخش چهارم در بردارنده نتایج شبیه سازی مساله قایق با استفاده از FLSPI است و در بخش پنجم، جمع بندی و نتایج حاصل از به کارگیری این الگوریتم آمده است.

۲- یادگیری تقویتی

در یک سیستم مبتنی بر عامل با یادگیری تقویتی، در هر قدم زمانی t، عامل، حالت فعلی s_t از فضای حالت S مشاهده نموده و عملی را از فضای عمل متناهی A، بر اساس سیاست π انتخاب و به محیط اعمال می‌کند. در پی آن، محیط به حالت جدید s_{t+1} از فضای حالت S با احتمال انتقال $\mathcal{P}(s_t, a_t, s_{t+1})$ رفته و عامل سیگنال تقویتی $\mathcal{R}_{t+1} = \mathcal{R}(s_t, a_t)$ را دریافت می‌کند [۶۱].

سیاست که با $\pi(s,a)$ نشان داده می‌شود، احتمال انتخاب عمل a در حالت s می‌باشد. مبنای کار در یادگیری تقویتی بر اساس پاداش و جریمه است و هدف، حداکثر کردن مجموع پاداش‌های دریافتی در طول یادگیری می‌باشد. بر این اساس عامل یاد می‌گیرد عملی را انتخاب کند که او را به حالتی با بیش‌ترین ارزش برساند. ارزش حالت s تحت سیاست π توسط تابع زیر تعریف می‌شود [۶۱]:

$$V^{\pi}(s) = E_{\pi}[\sum_{t=0}^{\infty} \gamma^t \mathcal{R}_t | s_t = s] \quad 0 \le \gamma \le 1 \qquad (۱)$$

1 Curse of dimensionality
2 Least Squares Policy Iteration (LSPI)
3 Policy Iteration (PI)
4 Online
5 Fuzzy Least Squares Policy Iteration

که γ نرخ کاهش و $E_\pi[.]$ امید ریاضی می‌باشد. به طور مشابه، تابع ارزش حالت-عمل برای عمل a و حالت s که مشخص می‌کند در حالت s ارزش انجام عمل a چه اندازه است، به صورت زیر تعریف می‌شود [۶۱]:

$$Q^\pi(s,a) = E_\pi[\sum_{t=0}^{\infty} \gamma^t \mathcal{R}_t | s_t = s, a_t = a] \quad (۲)$$

۲-۱-تکرار سیاست کمترین مربعات

روش تکرار سیاست (PI[1]) [۷۱] یکی از روش‌های یادگیری تقویتی است که سیاست بهینه را برای هر زنجیره تصمیم مارکوف به وسیله تولید دنباله ای از سیاست‌ها در فضای گسسته به دست می‌آورد. PI، یک الگوریتم تکراری است که در تکرار mام آن دو مرحله وجود دارد: ارزیابی سیاست، مقدار تابع Q^{π_m} را از سیاست فعلی π_m محاسبه می‌کند:

$$\begin{aligned} Q^{\pi_m}(s,a) &= \mathcal{R}(s,a) \\ &+\gamma \sum_{s'\in S} \mathcal{P}(s,a,s') \sum_{a'\in A} \pi(s',a') Q^{\pi_m}(s',a') \end{aligned} \quad (۳)$$

بهبود سیاست، سیاست حریصانه بهبود یافته π_{m+1} را روی Q^{π_m} تعریف می‌کند:

$$\pi_{m+1}(s) = \underset{a\in A}{argmax}\, Q^{\pi_m}(s,a) \quad (۴)$$

این روش در فضای حالت و عمل متناهی دارای کارایی بالایی است و کران خطایی برای آن تعریف شده است [۱۱].

مقدار دقیق Q^{π_m} را می‌توان از حل معادله زیر به دست آورد:

$$T_{\pi_m} Q = Q \quad (۵)$$

که T_π عملگر بلمن تحت سیاست π می‌باشد و به صورت زیر تعریف می‌شود [۱]:

$$\begin{aligned} (T_\pi Q)(s,a) &= \mathcal{R}(s,a) \\ &+\gamma \sum_{s'\in S} \mathcal{P}(s,a,s') \sum_{a'\in A} \pi(s',a') Q(s',a') \end{aligned} \quad (۶)$$

این روش مانند روش‌های دیگر یادگیری تقویتی در فضاهای بزرگ، دچار مشکل تنگنای ابعاد می‌باشد.

مرجع [۱] روش تکرار سیاست کمترین مربعات را با استفاده از روش تکرار سیاست برای رفع مشکل تنگنای ابعاد، ارائه نموده است. این روش از روش‌هایی است که به جای محاسبه دقیق تابع ارزش حالت-عمل Q، تقریب آن یعنی $\hat{Q}$ را محاسبه می‌نماید. مبنای LSPI، از بین بردن خطای حاصل از $\hat{Q}$ و تصویر[2] آن تحت عملگر بلمن است.

در حالت کلی می‌توان از یک ترکیب خطی وزن دار برای تقریب تابع ارزش حالت-عمل به صورت زیر استفاده کرد:

$$\hat{Q}^\pi = \boldsymbol{\Phi W} \quad (۷)$$

که در آن $\boldsymbol{W}$ ماتریس وزن‌ها و $\boldsymbol{\Phi}$ ماتریس توابع پایه حالت- عمل هستند:

$$\boldsymbol{\Phi} = \begin{pmatrix} \emptyset(s_1,a_1)^T \\ \dots \\ \emptyset(s_i,a_i)^T \\ \dots \\ \emptyset(s_{|S|},a_{|A|})^T \end{pmatrix} \quad (۸)$$

به طوری که

$$\emptyset(s,a) = \begin{pmatrix} \emptyset_1(s,a) \\ \dots \\ \emptyset_k(s,a) \end{pmatrix}. \quad (۹)$$

که $k \ll |S||A|$ تعداد توابع پایه، $\emptyset_j$ توابع پایه حالت – عمل می باشند.

در [۱] LSPI پس از انجام محاسبات نتیجه گرفته شده که می‌توان $\hat{Q}^\pi$ را از حل معادله (۱۰) به دست آورد:

$$\hat{Q}^\pi = \boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{\Phi}^T\boldsymbol{\Phi})^{-1}\boldsymbol{\Phi} T_\pi \hat{Q}^\pi \quad (۱۰)$$

از ساده سازی رابطه بالا (پس از انجام محابات مبسوط که مجال بیان آن‌ها در این مقاله نیست)، می‌توان به نتایج زیر رسید [۱]:

$$AW = b \quad (۱۱)$$

$$\begin{aligned} A_{new} = A_{old} + \emptyset(s,a)\Big(\emptyset(s,a) \\ - \gamma\emptyset\big(s',\pi(s')\big)\Big)^T \end{aligned} \quad (۱۲)$$

$$b_{new} = b_{old} + \emptyset(s,a)\mathcal{R} \quad (۱۳)$$

که $\mathcal{R}$ پاداش انتقال از حالت s به حالت s' است وقتی که عمل a انتخاب شده باشد. γ، نرخ کاهش است و ماتریس A و بردارb که به صورت تکراری محاسبه می‌شوند، برای محاسبه بردار وزن W مورد استفاده قرار می‌گیرند.

1 Policy Iteration

2 Projection

۳- تکرار سیاست کمترین مربعات فازی(FLSPI)

در این بخش با استفاده از سیستم‌های فازی به عنوان تقریب زننده روش تکرار سیاست کمترین مربعات فازی (FLSPI) ارائه می‌شود. FLSPI، از سیستم فازی سوگنو مرتبه صفر استفاده می‌نماید. R قاعده سیستم به شکل زیر تعریف می‌شود:

$$R_i: If\ x_1\ is\ L_{i1}\ and \dots and\ If\ x_n\ is\ L_{in}, Then$$
$$(o_{i1}\ with\ weigth\ w^{i1}\ or \dots or\ o_{im}\ with\ weigth\ w^{im})$$

که $s = (x_1, \dots, x_n)$ برداری از فضای ورودی n-بعدی و $L_i = L_{i1} \times \dots \times L_{in}$، فضای n-بعدی محدب است و مجموعه‌های فازی قاعده iام دارای مراکز یکتا هستند. m، تعداد عمل‌های ممکن برای هر قاعده و o_{ij}، jامین عمل نامزد برای قاعده iام با وزن w^{ij} می‌باشد. مشخصات توابع عضویت، تعداد عملها و مقدار عملها وابسته به مساله بوده و با توجه به تجربه طراح تعیین می شوند.

برای قاعده iام با توجه به وزن هر عمل و استفاده از روش انتخاب عمل شبه حریصانه، عمل o_{ii^+} (i^+ اندیس عمل مورد نظر است) انتخاب می‌شود و عمل نهایی به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$a_t(s_t) = \sum_{i=1}^{R} \mu_i(s_t) o_{ii^+} \qquad (۱۴)$$

که $\mu_i(s)$، شدت آتش نرمال شده قاعده iام به ازای ورودی s است.

هدف از آموزش سیستم تقریب w^{ij} به صورت برخط، برای رسیدن به سیاست بهینه است.

شدت آتش هر قاعده از حاصل ضرب مقدم‌های مجموعه‌های فازی به دست می‌آید و با استفاده از توابع شدت آتش نرمال شده قواعد، توابع پایه حالت-عمل را به صورت زیر تعریف می‌نماییم:

$$\varphi(s,a) = \left[\overbrace{0\dots\mu_1(s)\dots0}^{m}\ \overbrace{0\dots\mu_2(s)\dots0}^{m} \dots \overbrace{0\dots\mu_R(s)\dots0}^{m}\right]^T \qquad (۱۵)$$

که در آن، m تعداد عمل‌ها می‌باشد. لازم به ذکر است تعدادعملهای نامزد و این پارامتر توسط کاربر، بر اساس مساله و تجربه کاربر تعیین می‌شود.

روال الگوریتم FLSPI را می‌توان به صورت زیر خلاصه کرد:

۱-حالت اولیه s_0 را مشاهده کن.

۲-در مجموعه عمل‌های نامزد هر قاعده، یکی از عمل‌ها را با توجه به مقدار وزنشان و روش انتخاب عمل شبه حریصانه[1] انتخاب کن.

۳-تا زمانی که به انتهای اپیزود نرسیده ای مراحل زیر را تکرار کن:

a. با استفاده از رابطه (۱۴) عمل نهایی a_t را محاسبه کن.

b. با اعمال a_t به محیط، حالت s_{t+1} را مشاهده کن و پاداش r_{t+1} را دریافت کن.

c. ماتریس A را با استفاده از رابطه زیر به روزرسانی کن:

$$A_{t+1} = A_t + \emptyset(s_t,a_t)\left(\emptyset(s_t,a_t) - \gamma\emptyset(s_{t+1},\pi(s_{t+1}))\right)^T \qquad (۱۶)$$

d. بردار b را با استفاده از رابطه زیر به روزرسانی کن:

$$b_{t+1} = b_t + \emptyset(s_t,a_t) r_{t+1} \qquad (۱۷)$$

e. $t \leftarrow t+1$

۴-رابطه

$$\frac{1}{t-1} A_t W_k = \frac{1}{t-1} b_t \qquad (۱۸)$$

را برای به دست آوردن W_k حل کن و $k \leftarrow k+1$.

تا زمانی که شرط توقف برقرار نیست، قرار بده $s_t = s_0$ و مراحل ۲ تا ۴ را تکرار کن.

که شرط توقف یا رسیدن به هدف (با خطای تعریف شده توسط کاربر) و یا تعداد تکرار خاصی که توسط کاربر تعریف می‌شود، است.

به روز رسانی ماتریس A و بردار b، توسط روابط (۱۶) و (۱۷)، در هر قدم زمانی و به روزرسانی بردار وزن W توسط رابطه (۱۸)، در هر اپیزود انجام می‌شود. پارامترهای A و b، همان پارامترهای مطرح شده در روابط (۱۳) تا (۱۵) هستند که برای محاسبه بردار وزن W مورد استفاده قرار می‌گیرند. به عبارت دیگر، سیاست در طول یک اپیزود، تغییر نمی‌کند. در صورتی که این الگوریتم برای موارد غیر اپیزودیک استفاده شود، به جای به روز رسانی بردار وزن بعد از هر اپیزود، این بردار، بعد از تعداد مشخصی قدم زمانی به روز رسانی می‌شود. شرط توقف رسیدن به هدف با یک خطای قابل قبول یا تعداد تکرار مشخصی می‌باشد.

لازم به یادآوری است که به روز رسانی بردار W در واقع به روز رسانی $\hat{Q}$ می‌باشد و منجر به استخراج سیاست جدید می‌شود.

۴- تحلیل ریاضی روش پیشنهادی

در این بخش، مباحثی مطرح می‌شود که منجر به تعریف کران برای خطای تقریب تابع حالت-عمل و مقدار بهینه تابع حالت-عمل می‌شود. با استفاده از مرجع [۱۳]، قضیه زیر را داریم.

تبصره ۱ (قضیه استون-وایرشتراس): اگر Z یک مجموعه از توابع پیوسته روی فضای محدب X باشد و اگر

الف) Z یک جبر باشد یعنی نسبت به جمع و ضرب اسکالر و ضرب بسته باشد.

1 ε-greedy

ب) Z نقاط روی X را جدا کند:

$$\forall x_1, x_2 \in X, x_1 \neq x_2;\ \exists F \in Z\ s.t\ F(x_1) \neq F(x_2)$$

ج) Z روی هیچ نقطه ای از X صفر نشود:

$$\forall x \in X;\ \exists F \in Z\ s.t\ F(x) \neq 0$$

آنگاه برای هر تابع پیوسته G(x) روی X و هر ε>0 دلخواه، یک $F \in Z$ وجود دارد به‌طوری که

$$\|F(x) - G(x)\|_\infty < \varepsilon$$

لم ۱- برای هر تابع پیوسته Q و هر ε>0 دلخواه، تابع $\hat{Q} = \sum_{i=1}^{R} \mu_i(s) w_{ii^+}$ وجود دارد به‌طوری که

$$\left\|\hat{Q} - Q\right\|_\infty < \varepsilon$$

اثبات- X را فضای حاصل از ضرب دکارتی فضای حالت (زیرفضایی محدب از $\mathbb{R}^n$) و فضای عمل (زیرفضایی محدب از $\mathbb{R}^m$) در نظر بگیرید، در این صورت X زیرفضایی محدب از $\mathbb{R}^{n+m}$ است که n بعد فضای حالت و m بعد فضای عمل می‌باشد. همچنین Q روی این فضا تابعی پیوسته است. اکنون با تعریف Z به عنوان فضای همه توابع $\hat{Q} = \boldsymbol{\Phi} W$ که W یک بردار است و $\boldsymbol{\Phi}$ با رابطه (۸) مشخص می‌شود، کافی است شرایط قضیه۱ ارضا شود تا اثبات کامل شود:

تعریف می‌کنیم:

$$\hat{Q}: X \to Y\ , y = \hat{Q}(s,a)\ , X \subseteq \mathbb{R}^{n+m}\ , Y \subseteq \mathbb{R}$$

همچنین R قاعده به به صورت تعریف شده در بخش ۳، در نظر می‌گیریم:

$$R_i: If\ s_1\ is\ L_{i1}\ and \dots and\ If\ s_n\ is\ L_{in}, Then$$
$$(o_{i1}\ with\ weigth\ w^{i1}\ or \dots or\ o_{im}\ with\ weigth\ w^{im})$$

اکنون y را به این شکل تعریف می‌کنیم:

$$y = \hat{Q}(s,a) = \sum_{i=1}^{R} \mu_i(s) W_{ii^+} \tag{۱۹}$$

که در آن W_{ii^+} وزن مربوط به عمل انتخاب شده در قاعده i ام و $\mu_i(s)$ شدت آتش نرمال شده قاعده i ام به ازای ورودی s است:

$$\mu_i(s) = \frac{\alpha_i(s)}{\sum_{j=1}^{R} \alpha_j(s)} \tag{۲۰}$$

که $\alpha_i(s)$ شدت آتش قاعده i ام به ازای ورودی s می باشد:

$$\alpha_i(s) = \prod_{l=1}^{n} \mu_i^l(s_l) \tag{۲۱}$$

$\mu_i^l(s_l)$ درجه عضویت s_l در l امین تابع عضویت تعریف شده می‌باشد. لذا داریم:

$$\hat{Q}(s,a) = \frac{\sum_{i=1}^{R} W_{ii^+} \prod_{l=1}^{n} \mu_i^l(s_l)}{\sum_{i=1}^{R} \prod_{l=1}^{n} \mu_i^l(s_l)} \tag{۲۲}$$

اکنون با استفاده از دو رابطه زیر شرط قسمت (الف)تبصره ۱ را بررسی می‌کنیم:

$$\left(\sum_i p_i b_i\right)\left(\sum_j c_j\right) + \left(\sum_j q_j c_j\right)\left(\sum_i b_i\right) = \sum_i \sum_j (p_i + q_j)(b_i c_j) \tag{۲۳}$$

$$\left(\sum_i a_i\right)\left(\sum_j b_j\right) = \sum_i \sum_j a_i b_j \tag{۲۴}$$

دو تابع دلخواه $\hat{Q}_1$ با R_1 قاعده و $\hat{Q}_2$ با R_2 قاعده از Z را در نظر بگیرید:

$$\hat{Q}_1(s,a) = \frac{\sum_{i=1}^{R_1} W_{ii^+} \prod_{l=1}^{n} \mu_i^l(s_l)}{\sum_{i=1}^{R_1} \prod_{l=1}^{n} \mu_i^l(s_l)}$$

$$\hat{Q}_2(s,a) = \frac{\sum_{j=1}^{R_2} W_{jj^+} \prod_{l=1}^{n} \mu_j^l(s_l)}{\sum_{j=1}^{R_2} \prod_{l=1}^{n} \mu_j^l(s_l)}$$

با استفاده از رابطه (۲۳) داریم:

$$\hat{Q}_1(s,a) + \hat{Q}_2(s,a) = \frac{\sum_{i=1}^{R_1} \sum_{j=1}^{R_2} (W_{ii^+} + W_{jj^+})(\prod_{l=1}^{n} \mu_i^l(s_l) \mu_j^l(s_l))}{\sum_{i=1}^{R_1} \sum_{j=1}^{R_2} (\prod_{l=1}^{n} \mu_i^l(s_l) \mu_j^l(s_l))}$$

در نتیجه $\hat{Q}_1(s,a) + \hat{Q}_2(s,a) \in Z$. پس Z نسبت به جمع بسته است.

حال با استفاده از رابطه (۲۴) خواهیم داشت:

$$\hat{Q}_1(s,a).\hat{Q}_2(s,a) = \frac{\sum_{i=1}^{R_1} \sum_{j=1}^{R_2} (W_{ii^+}.W_{jj^+})(\prod_{l=1}^{n} \mu_i^l(s_l) \mu_j^l(s_l))}{\sum_{i=1}^{R_1} \sum_{j=1}^{R_2} (\prod_{l=1}^{n} \mu_i^l(s_l) \mu_j^l(s_l))}$$

و در نتیجه $\hat{Q}_1(s,a).\hat{Q}_2(s,a) \in Z$ یعنی Z نسبت به ضرب بسته است. به وضوح Z نسبت به ضرب اسکالر هم بسته است. لذا Z یک جبر است.

برای بررسی قسمت (ب) تبصره ۱، فرض کنید

$$v = (s_1, a_1), h = (s_2, a_2) \in X$$

دو بردار دلخواه باشند که $v \neq h$، سیستم فازی با دو قاعده را در نظر بگیرید که دارای دو تابع عضویت به شکل زیر است:

$$\mu_1^l(x_l) = \exp(-\frac{1}{2}(x_l - v_l)^2)$$

$$\mu_2^l(x_l) = \exp(-\frac{1}{2}(x_l - h_l)^2)$$

و همچنین تالی‌های:

$$o_{11} = a_1/2\ , o_{12} = (a_2/2)\exp\left(\frac{1}{2}\|v - h\|^2\right)$$

$$o_{21} = (a_1/2)\exp\left(\frac{1}{2}\|v - h\|^2\right)\ , o_{22} = a_2/2$$

با وزن‌های:

$$W_{11} = W_{12} = 0\,, W_{21} = W_{22} = 1$$

که اندیس‌های منتخب برای a_1، قاعده اول اندیس اول، قاعده دوم اندیس اول و برای a_2، قاعده اول اندیس دوم و قاعده دوم اندیس دوم می‌باشد.

شدت آتش‌ها به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$\alpha_1(x) = \prod_{l=1}^{n} \mu_1^l(s_l) = \exp(-\frac{1}{2}\|x - v\|_2^2)$$

$$\alpha_2(x) = \prod_{l=1}^{n} \mu_2^l(s_l) = \exp(-\frac{1}{2}\|x - h\|_2^2)$$

لذا داریم:

$$\hat{Q}(s_1, a_1) = \frac{\exp(-\frac{1}{2}\|v - h\|_2^2)}{1 + \exp(-\frac{1}{2}\|v - h\|_2^2)}$$

$$\hat{Q}(s_2, a_2) = \frac{1}{1 + exp(-\frac{1}{2}\|v - h\|_2^2)}$$

در نتیجه $\hat{Q}(v) \neq \hat{Q}(h)$. پس Z نقاط روی X را جدا می‌کند.

برای بررسی قسمت (ج) کافی است با تعاریف قسمت قبل $W_{ij} > 0$ برای همه i و jها. در این صورت به ازای هر $x \neq 0$. $\hat{Q}(x)$ روی هیچ نقطه ای از X صفر نمی‌شود. پس Z ■

آنچه از لم۱ نتیجه می‌شود این است که برای هر تابع دلخواه می‌توان تابعی از سیستم فازی استفاده شده در الگوریتم FLSPI یافت که با هر دقت دلخواهی آن را تقریب بزند.

لم ۲- برای سیاست ایستای π و اسکالر دلخواه x داریم:

$$T(Q + xe)(s, a) = TQ(s, a) + \gamma x \qquad (۲۵)$$

$$T_\pi(Q + xe)(s, a) = T_\pi Q(s, a) + \gamma x \qquad (۲۶)$$

که در آن e همانی است.

اثبات- چون این مساله یک مساله کاهشی[1] با نرخ کاهش γ است، با استناد به مرجع [۱۱] اثبات کامل می‌شود. ■

لم ۳- برای سیاست ایستای π داریم:

$$\|TQ - T\hat{Q}\|_\infty \leq \gamma\|Q - \hat{Q}\|_\infty \qquad (۲۷)$$

$$\|T_\pi Q - T_\pi\hat{Q}\|_\infty \leq \gamma\|Q - \hat{Q}\|_\infty \qquad (۲۸)$$

اثبات- چون این مساله یک مساله کاهشی با نرخ کاهش γ است، با استناد به مرجع [۱۱] اثبات کامل می‌شود. ■

لم ۴- فرض کنید π_k سیاست تولید شده توسط kامین تکرار از الگوریتم FLSPI و $\varepsilon_k \geq 0$ دلخواه باشد به‌طوری‌که $\|\hat{Q}^{\pi_k} - Q^{\pi_k}\|_\infty \leq \varepsilon_k$،

در این صورت

$$Q^{\pi_{k+1}}(s, a) \leq Q^{\pi_k}(s, a) + \frac{2\gamma\varepsilon_k}{1 - \gamma}\,, \forall(s, a) \qquad (۲۹)$$

اثبات- تعریف می‌کنیم

$$e_k = \sup_{(s,a)}(\,Q^{\pi_{k+1}}(s, a) - Q^{\pi_k}(s, a))$$

بنابراین

$$Q^{\pi_{k+1}}(s, a) \leq Q^{\pi_k}(s, a) + e_k\,, \forall s, a$$

اما چون $T_\pi Q^\pi = Q^\pi$ و با استفاده از (۲۶):

$$\begin{aligned} Q^{\pi_{k+1}}(s, a) &= T_{\pi_{k+1}} Q^{\pi_{k+1}}(s, a) \\ &\leq T_{\pi_{k+1}}(Q^{\pi_k}(s, a) + e_k) \\ &= T_{\pi_{k+1}} Q^{\pi_k}(s, a) + \gamma e_k \end{aligned}$$

از طرفی در LSPI به دلیل عدم نیاز به نمایش تقریب سیاست، همه خطاهای عملگر صفر هستند [۱]. لذا برای هر k داریم:

$$T_{\pi_{k+1}} Q^{\pi_k} = T_{\pi_k} Q^{\pi_k}.$$

بنابراین:

$$\begin{aligned} Q^{\pi_{k+1}}(s, a) &- Q^{\pi_k}(s, a) \\ &\leq T_{\pi_{k+1}} Q^{\pi_k}(s, a) + \gamma e_k \\ &- Q^{\pi_k}(s, a) \\ &= T_{\pi_{k+1}} Q^{\pi_k}(s, a) - T_{\pi_{k+1}} \hat{Q}^{\pi_k}(s, a) \\ &+ T_{\pi_{k+1}} \hat{Q}^{\pi_k}(s, a) - Q^{\pi_k}(s, a) \\ &+ \gamma e_k \end{aligned}$$

در نتیجه با استفاده از (۲۸) می‌توان نوشت:

$$\begin{aligned} T_{\pi_{k+1}} Q^{\pi_k}(s, a) &- T_{\pi_{k+1}} \hat{Q}^{\pi_k}(s, a) + T_{\pi_{k+1}} \hat{Q}^{\pi_k}(s, a) \\ &- Q^{\pi_k}(s, a) + \gamma e_k \\ &\leq \gamma\left|\hat{Q}^{\pi_k}(s, a) - Q^{\pi_k}(s, a)\right| \\ &+ \gamma\left|\hat{Q}^{\pi_k}(s, a) - Q^{\pi_k}(s, a)\right| + \gamma e_k \\ &\leq 2\gamma\varepsilon_k + \gamma e_k \end{aligned}$$

لذا داریم:

$$\sup_{(s,a)}(\,Q^{\pi_{k+1}}(s, a) - Q^{\pi_k}(s, a)) \leq 2\gamma\varepsilon + \gamma e_k$$

$$\Rightarrow e_k \leq 2\gamma\varepsilon_k + \gamma e_k$$

$$\Rightarrow e_k \leq \frac{2\gamma}{1-\gamma}\varepsilon_k.$$ ■

لم ۵- فرض کنید $\boldsymbol{\pi_k}$ سیاست تولید شده توسط k امین تکرار الگوریتم FLSPI و $\boldsymbol{\varepsilon_k \geq 0}$ دلخواه باشد به‌طوری‌که

$$\|\hat{Q}^{\pi_k} - Q^{\pi_k}\|_\infty \leq \varepsilon_k$$

1 Discount problem

و همچنین فرض کنید

$$f_k = \sup_{(s,a)}(\boldsymbol{Q^{\pi_k}}(s,a) - \boldsymbol{Q^*}(\boldsymbol{s},\boldsymbol{a}))$$

در این صورت خواهیم داشت:

$$f_{k+1} \le \gamma f_k + \gamma e_k + 2\gamma\varepsilon_k \qquad (۳۰)$$

اثبات- با توجه به فرض داریم

$$Q^{\pi_k}(s,a) \le Q^*(s,a) + f_k, \quad \forall(s,a)$$

اما T عملگری غیر نزولی است [۱۱]، پس با استفاده از (۲۵) و این که $TQ^* = Q^*$:

$$\begin{aligned} TQ^{\pi_k}(s,a) &\le T(Q^*(s,a) + f_k) = TQ^*(s,a) + \gamma f_k \\ &= Q^*(s,a) + \gamma f_k \end{aligned}$$

از طرفی اگر $|a-b| < \varepsilon$، آنگاه $a < b + \varepsilon$ و $b < a + \varepsilon$. با استفاده از این مطلب در فرض قضیه و (۲۵):

$$\begin{aligned} T_{\pi_{k+1}}Q^{\pi_k}(s,a) &\le T_{\pi_{k+1}}\left(\hat{Q}^{\pi_k}(s,a) + \varepsilon_k\right) \\ &= T_{\pi_{k+1}}\hat{Q}^{\pi_k}(s,a) + \gamma\varepsilon_k \\ &= T\hat{Q}^{\pi_k}(s,a) + \gamma\varepsilon_k \\ &\le T(Q^{\pi_k}(s,a) + \varepsilon_k) + \gamma\varepsilon_k \\ &= TQ^{\pi_k}(s,a) + \gamma\varepsilon_k + \gamma\varepsilon_k \\ &\le Q^*(s,a) + \gamma f_k + 2\gamma\varepsilon_k \end{aligned}$$

بنابراین

$$\begin{aligned} Q^{\pi_{k+1}}(s,a) &= T_{\pi_{k+1}}Q^{\pi_{k+1}}(s,a) \\ &\le T_{\pi_{k+1}}(Q^{\pi_k}(s,a) + e_k) \\ &= T_{\pi_{k+1}}Q^{\pi_k}(s,a) + \gamma e_k \\ &\le Q^*(s,a) + \gamma f_k + 2\gamma\varepsilon_k + \gamma e_k \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow Q^{\pi_{k+1}}(s,a) - Q^*(s,a) \\ \le \gamma f_k + \gamma e_k + 2\gamma\varepsilon_k, \forall(s,a) \end{aligned}$$

$$\Rightarrow f_{k+1} \le \gamma f_k + \gamma e_k + 2\gamma\varepsilon_k. \qquad \blacksquare$$

قضیه ۱- فرض کنید $\pi_1, \dots, \pi_k$ دنباله ای از سیاست‌های تولید شده توسط FLSPI باشد، در این صورت:

$$\boldsymbol{\lim\sup}_{k\to\infty}\left\|\hat{Q}^{\pi_k} - Q^*\right\|_\infty \le \frac{1+\gamma^2}{(1-\gamma)^2}\varepsilon \qquad (۳۱)$$

که در آن $\varepsilon = \boldsymbol{\lim\sup}_{k\to\infty}\varepsilon_k$.

اثبات- با استفاده از لم ۴ داریم

$$\boldsymbol{\lim\sup}_{k\to\infty} f_k \le \gamma\boldsymbol{\lim\sup}_{k\to\infty} f_k + \gamma\boldsymbol{\lim\sup}_{k\to\infty} e_k + 2\gamma\varepsilon$$

اکنون با استفاده از لم ۳ داریم:

$$\boldsymbol{\lim\sup}_{k\to\infty} e_k \le \frac{2\gamma}{1-\gamma}\varepsilon$$

بنابراین

$$(1-\gamma)\boldsymbol{\lim\sup}_{k\to\infty} f_k \le \gamma\frac{2\gamma}{1-\gamma}\varepsilon + 2\gamma\varepsilon = \frac{2\gamma}{1-\gamma}\varepsilon$$

$$\Rightarrow \boldsymbol{\lim\sup}_{k\to\infty} f_k \le \frac{2\gamma}{(1-\gamma)^2}\varepsilon$$

$$\boldsymbol{\lim\sup}_{k\to\infty}\|Q^{\pi_k} - Q^*\|_\infty \le \frac{2\gamma}{(1-\gamma)^2}\varepsilon$$

از طرفی

$$\begin{aligned} \left\|\hat{Q}^{\pi_k} - Q^*\right\|_\infty &= \left\|\hat{Q}^{\pi_k} - Q^{\pi_k} + Q^{\pi_k} - Q^*\right\|_\infty \\ &\le \left\|\hat{Q}^{\pi_k} - Q^{\pi_k}\right\|_\infty \\ &\quad + \|Q^{\pi_k} - Q^*\|_\infty \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow \boldsymbol{\lim\sup}_{k\to\infty}\left\|\hat{Q}^{\pi_k} - Q^*\right\|_\infty \\ &\le \boldsymbol{\lim\sup}_{k\to\infty}\left\|\hat{Q}^{\pi_k} - Q^{\pi_k}\right\|_\infty \\ &\quad + \boldsymbol{\lim\sup}_{k\to\infty}\|Q^{\pi_k} - Q^*\|_\infty \\ &\le \varepsilon + \frac{2\gamma}{(1-\gamma)^2}\varepsilon \end{aligned}$$

$$\Rightarrow \boldsymbol{\lim\sup}_{k\to\infty}\left\|\hat{Q}^{\pi_k} - Q^*\right\|_\infty \le \frac{1+\gamma^2}{(1-\gamma)^2}\varepsilon. \qquad \blacksquare$$

به طور خلاصه دو مهم در این بخش مورد تحلیل قرار گرفته است. آنچه که از لم ۱ حاصل می‌شود این است که مجموعه توابع تعریف شده در سیستم فازی الگوریتم FLSPI، قدرت تقریب هر تابع پیوسته دلخواه را دارند. به بیان روشن‌تر، FLSPI می‌تواند هر تابع ارزش حالت-عمل را با دقت دلخواه، تقریب بزند. در ادامه، آنچه که در لم‌های ۱ تا ۵ آمده است، در جهت آماده کردن مقدمات مربوط به اثبات قضیه ۱ می‌باشد. این قضیه، کران خطایی برای اختلاف تخمین تابع ارزش حالت-عمل، نسبت به تابع ارزش حالت-عمل بهینه، تعریف نموده است. این کران خطا، به حد دنباله ε_k، یعنی دقت تخمین kامین تابع ارزش حالت-عمل تولید شده توسط الگوریتم FLSPI وابسته است. با نزدیک شدن این حد به صفر، کران خطای مزبور نیز به صفر نزدیک شده و تخمین تابع ارزش حالت-عمل تولید شده توسط این الگوریتم، به مقدار بهینه تابع ارزش حالت-عمل نزدیک می‌شود.

۵- شبیه سازی

در این بخش، برای نمایش کارایی روش FLSPI، این روش را در مساله قایق [۲] پیاده سازی کرده‌ایم. هدف، هدایت قایق با شروع از هر موقعیت در سمت چپ رودخانه ای با جریان آب غیر خطی قوی به اسکله سمت راست است. این مسأله دارای دو متغیر حالت پیوسته x و y (مختصات دماغه قایق) در دامنه ۰ تا ۲۰۰ است . مرکز اسکله در موقعیت (۱۰۰،۲۰۰) قرار دارد و عرض آن برابر با ۵ می‌باشد. فضای عمل این مساله، زوایای سکان قایق نسبت به محور افقی است. هدف استفاده از یادگیری تقویتی در این مساله، یاد گرفتن زاویه (عمل) مناسب در هر حالت (موقعیت قایق در رودخانه با جریان آب مربوط به آن موقعیت)، با استفاده از سیگنال تقویتی (پاداش) می‌باشد.

پنج مجموعه فازی برای تقسیم بندی متغیرهای ورودی x و y در نظر گرفته شده است. لذا ۲۵ قاعده فازی خواهیم داشت. خروجی کنترلگر زاویه حرکت قایق می‌باشد. برای تالی هر قاعده دوازده عمل (زاویه حرکت) گسسته لحاظ گردیده است: $A = \{-100,-90,-75,-60,-45,-35,-15,0,15,45,75,90\}$ البته می‌توان برای هر قاعده مجموعه عمل های گسسته متفاوتی در نظر گرفت، لیکن در اینجا یکسان فرض می‌شوند. همچنین مقادیر اولیه وزن (w) برای عمل ها یکسان و برابر صفر لحاظ شده است. کنترل گر با ترکیب این عمل های گسسته، خروجی پیوسته را تولید می کند. هدف از یادگیری پیدا کردن عمل مناسب برای تالی قواعد است.

نتایج هر آزمایش متوسط ارزیابی انجام شده از ۱۰۰ اجرا است. هر اجرا شامل دو بخش یادگیری و آزمون می‌باشد. برای بخش یادگیری، ابتدا ۱۰۰ دسته موقعیت تصادفی تولید می‌شود. هر دسته شامل ۵۰۰۰ نقطه تصادفی شروع حرکت قایق (x=10,y=random) می‌باشد. اگر تعداد اپیزودها (منظور از یک رویداد شروع از نقطه آغاز و رسیدن به طرف دیگر ساحل است) از ۵۰۰۰ بیشتر شود یا تعداد دفعات متوالی که قایق به ناحیه غیر شکست رسیده است به ۴۰ برسد بخش یادگیری پایان می یابد. بخش آزمون شامل ۴۰ رویداد با شروع از ۴۰ نقطه با x=10 و y پخش شده با فواصل مساوی در رنج ۰ تا ۲۰۰ است.

نتایج حاصل از ۱۰۰ اجرای مجزای این الگوریتم در جدول ۱ با بهترین نتیجه‌های روش‌های FQL و FSL [۸] مقایسه شده است. در این جدول، متوسط تعداد اپیزود در یادگیری(Avg. LDI) ، انحراف معیار اپیزودها در یادگیری(std. LDI) ، میانگین فاصله در آزمایش (Avg. DEI) ، نرخ شکست[1] در آزمایش و همچنین میانگین زمان اجرا (Avg. time) آمده است. سیستم کامپیوتری مورد استفاده در این آزمایش دارای پردازشگر intel core i7 (2.20GH) و ۸ گیگابایت حافظه می‌باشد.

همانطور که در جدول ۱ مشاهده می‌شود،FLSPI نتیجه بسیار بهتری نسبت به FQL و FSL دارد. برای مثال، FLSPI به ترتیب نسبت به FQL و FSL، از نظر زمان آموزش (LDI)، ۲ و ۲/۸ برابر، از نظرکیفیت یادگیری (DEI)، ۲/۸ و ۱/۵ برابر و از لحاظ نرخ شکست، ۵/۷ و ۲/۴ برابر بهتر شده است. از لحاظ زمان اجرا نیز مشاهده می‌شود که FLSPI نسبت به FQL و FSL به ترتیب ۵/۸ و ۲/۹ برابر سریع‌تر است.

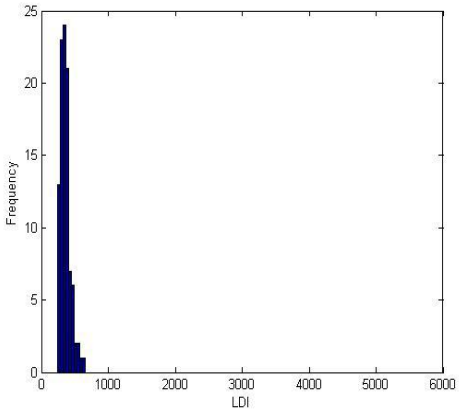
جدول۱ : مقایسه نتایج شبیه سازی

Initial parameters	Method	Avg. DEI	Avg. LDI	Std. (LDI)	Failure Rate	Avg. Time (Sec)
$\delta = 0.01$ $\alpha = 0.01$	FQL	8.69	733	1084	6.7	83.81
$\delta = 1$ $\alpha = 0.1$	FSL	4.45	1010	1065	2.825	41.97
	FLSPI	3.06	360.9	76.04	1.17	14.45

هیستوگرام یادگیری FLSPI و FSL در شکل‌های ۱ و ۲ آمده است. همانطور که دیده می‌شود در FLSPI، به ازای ۱۰۰ اجرای متمایز، هیچ مورد واگرایی وجود ندارد. و در همه اجراها، یادگیری با تعداد اپیزود کمتر از ۶۷۰ صورت گرفته است.

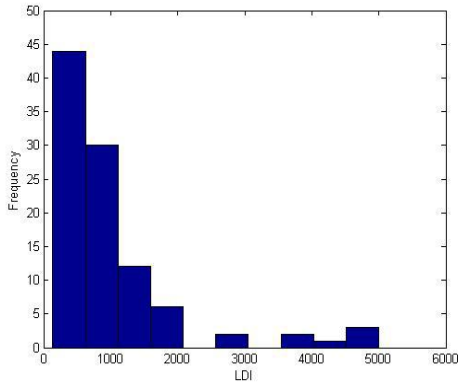
در شکل ۳ تغییرات وزن‌های قاعده اول در اپیزودهای متوالی، از این پیاده سازی برای FLSPI نشان داده شده است. همانطور که دیده می‌شود تغییرات وزن‌ها بعد از حدود ۳۰۰ تکرار بسیار کم شده است و می‌توان گفت که بعد از حدود ۱۰۰۰ تکرار تقریبا بدون تغییر هستند. لذا وزن‌ها در FLSPI خیلی سریع همگرا می‌شوند.

برای نمونه، نتیجه آزمایش الگوریتم FLSPI روی ۴۰ داده آزمایشی در شکل ۴ آمده است. همانطور که ملاحظه می‌شود یادگیری به صورت مطلوبی اتفاق افتاده است. در واقع یادگیری به ازای همه نقاط فضا به صورت کامل می‌باشد.

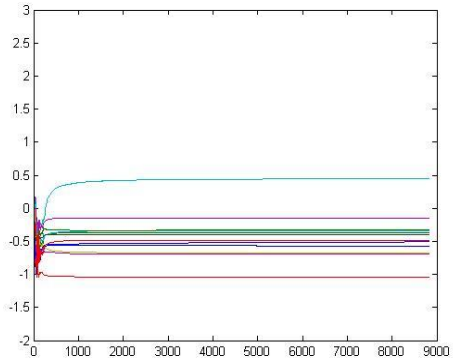


شکل ۱: هیستوگرام یادگیری برای FLSPI

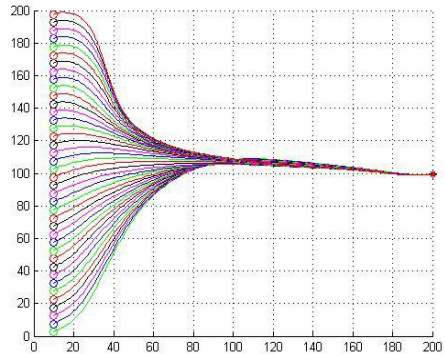
1 Failure Rate



شکل ۲: هیستوگرام یادگیری برای FSL



شکل ۳: تغییرات وزن‌های قاعده اول FLSPI



شکل ۴: نتیجه الگوریتم FLSPI پس از آموزش، روی داده‌های تست

۵- ۶-نتیجه‌گیری

در این مقاله یک روش جدید یادگیری تقویتی فازی با استفاده از LSPI ارائه شد. الگوریتم ارائه شده FLSPI نامیده شد. نحوه تعریف توابع پایه ارزش- عمل، و بروز رسانی پارامترهای وزن در FLSPI شرح داده شد.

ابتدا اثبات شد که FLSPI شرایط مربوط به قضایای بیان شده در LSPI را بر آورده نموده و لذا نتایج آن قضایا برای FSLPI صادق است. همچنین اثبات شد که خطای تابع ارزش عمل تقریب زده شده با مقدار واقعی محدود بوده و کمتر از مقدار کرانی است که در این مقاله بدست آمده است. جهت ارزیابی FLSPI، عملکرد آن در مساله شناخته شده قایق با دو روش یادگیری تقویتی فازی نقاد-تنها به نام های FQL و FSL مقایسه شد. از دیگر مزیت‌های روش ارائه شده، عدم وابستگی آن به نرخ یادگیری می باشد. همچنین عدم وجود واگرایی، از ویژگی های قابل توجه FLSPI می باشد.نتایج شبیه سازی نشان داد که همگرایی وزن‌ها در این الگوریتم خیلی سریع اتفاق می افتد. در ضمن این که زمان اجرای این الگوریتم، آن را برای مسائلی که نیاز به الگوریتم های بلادرنگ دارند، مناسب می کند.

مراجع

[1] Lagoudakis M. G., and Parr, R., "Least-squares policy iteration", Journal of Machine Learning Research, vol. 4, p. 1107-124, 2003.

[2] Jouffe, L., "Fuzzy inference system learning by reinforcement methods", IEEE Trans. Syst., Man, Cybern. C, vol. 28, p. 338–35, 1998.

[3] Berenji, H., " Fuzzy Q-learning: a new approach for fuzzy dynamic programming", IEEE World Congress on Computational Intelligence, 1994.

[4] Panahi, F.H., Ohtsaki, T., "Optimal Channel-Sensing Scheme for Cognitive Radio Systems Based on Fuzzy Q-Learning", IEICE TRANSACTIONS on Communications, Vol.E97-B, No.2, pp.283-29, 2014.

[5] Shamshirband, S., Patelc, A., Anuarb, N.B., Mat Kiahb, M.L., Abrahame, A., "Cooperative game theoretic approach using fuzzy Q-learning for detecting and preventing intrusions in wireless sensor networks", Engineering Applications of Artificial Intelligence, 2014.

[6] Muñoz, P., Barco, R., De la Bandera, I., "Optimization of load balancing using fuzzy Q-Learning for next generation wireless networks", Expert Systems with Applications Volume 40, Issue 4, Pages 984–994, March 2013.

[7] Glorennec, P.Y. and Jouffe, L., "Fuzzy Q-learning", Proc. IEEE Int. Conf. Fuzzy Systems, vol 2, p. 659-662, July 1997.

[8] Derhami, V., Majd , V.J., and Ahmadabadi, M.N., "Fuzzy sarsa learning and the proof of existence of its stationary points", Asian Journal of Control, vol 10, p. 535-549, September 2008.

[9] Rovcanin M., De Pooreter, E., Moerman, I., Demeester, P., "A reinforcement learning based solution for cognitive network cooperation between co-located, heterogeneous wireless sensor networks", Ad Hoc Netw, vol 17, p. 98-113, June 2014.

[10] Thiery, C., Scherrer, B.L., "east-Squares λ Policy Iteration: Bias-Variance Trade-off in Control Problems", International Conference on Machine Learning, 2010.

[11] Bertsekas, D.P., and Tsitsiklis, J.N., "Neuro-Dynamic Programming", Athena Scientific, Belmont, Massachusetts, 1996.

[12] Bus¸oniu, L., Ernst, D., De Schutter, B., "Online least-squares policy iteration for reinforcement learning control", American Control Conference (ACC-10), Baltimore, US, 30 June – 2 July 2010.

[13] Jang, J.S.R., Sun, C.T., and Mizutani, E., "Neuro-Fuzzy and soft computing", Prentice-Hall, 1997.

[14] Razavi, R., Klein, S., and Claussen, H., "Self-Optimization of Capacity and Coverage in LTE Networks Using a Fuzzy Reinforcement Learning Approach", 21st Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2010.

[15] Castro, J.L., "Fuzzy logic controllers are universal approximators", vol 25, p. 629-63, April 1995.

[16] Du, K.L., Swamy, M. N. S., "Reinforcement Learning. Neural Networks and Statistical Learning", pp 547-561, 2014.

[17] Howard, R.A., "Dynamic Programming and Markov Processes", MIT Press, Cambridge, Massachusett, 1960.

مجله کنترل
ISSN 2008-8345
جلد ۸، شماره ۱، بهار ۱۳۹۳، صفحه ۳۰-۲۱

شناسائی سیستم‌های سوئیچ شونده خطی با استفاده از نگاشت معادلات خطی همزمان

هادی کشوری خور[۱]، علی کریم پور[۲]، ناصر پریز[۳]

[۱] دانشجوی دکتری مهندسی برق- کنترل، دانشگاه فردوسی مشهد، hadi.keshvari@stu.um.ac.ir

[۲] دانشیار، دانشکده مهندسی، گروه مهندسی برق-کنترل، دانشگاه فردوسی مشهد، karimpor@um.ac.ir

[۳] استاد، دانشکده مهندسی، گروه مهندسی برق-کنترل، دانشگاه فردوسی مشهد، n-pariz@um.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۳/۱/۲۵، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۳/۳/۱۰)

چکیده: این مقاله یک روش جدید برای حل مسئله شناسائی سیستم‌های سوئیچ شونده خطی پیشنهاد می‌دهد. روش ارائه‌شده شامل دو مرحله نگاشت و خوشه‌بندی می‌باشد. در مرحله نخست، با حل دستگاه‌های معادلات خطی متعددی که هرکدام شامل تعداد معادلات و مجهولات یکسانی می‌باشند، یک نگاشت از فضای داده‌های ورودی-خروجی سیستم به فضای پارامترها صورت می‌گیرد. در مرحله بعدی با خوشه‌بندی و تفکیک پارامترهای به‌دست‌آمده در مرحله قبل در چندین دسته، پارامترهای زیرسیستم‌ها به دست می‌آیند. ازآنجاکه خوشه‌بندی در فضای پارامترها انجام می‌گیرد، این روش برخورد یکسانی در شناسائی پارامترهای سیستم‌های سوئیچ شونده خطی و سیستم‌های تکه‌ای‌خطی دارد و شناسائی پارامترهای زیرسیستم‌ها مستقل از شناسائی سیگنال سوئیچینگ انجام می‌شود. مثال‌های عددی کارایی روش پیشنهادی را برای شناسائی سیستم‌های سوئیچ شونده خطی نشان می‌دهد.

کلمات کلیدی: شناسائی سیستم‌ها، سیستم‌های سوئیچ شونده خطی، سیستم‌های تکه‌ای‌خطی، دستگاه معادلات خطی.

Identification of Switched Linear Systems Using Simultaneous Linear Equations (SLE) Mapping

Hadi Keshvari-Khor, Ali Karimpour, Naser Pariz

Abstract: This paper proposes a new method for the identification of switched linear systems. The proposed method includes two main steps of mapping and clustering. At the first step, a mapping is developed from the space of input-output data into the parameter space. A lot of linear equation sets, composed of equal number of equations and unknowns, are solved in this part. At the next step, submodel parameters are derived by clustering the parameters obtained in previous step, into several groups. Since the clustering step is carried out in the parameter space, the proposed method makes no distinction between the identification of switched linear systems and piecewise linear systems and the identification of submodel parameters is done independently of the estimation of switching signal. Numerical examples show the effectiveness of the proposed method in the identification of switched linear systems.

Keywords: System identification, Switched linear systems, Piecewise affine systems, System of linear equations.

۱- مقدمه

در این مقاله منظور از مدل یک سیستم، رابطه‌ای ریاضی است که ارتباط ورودی– خروجی آن تا حد قابل قبولی مشابه با سیستم اصلی باشد. در بسیاری از سیستمها، بدلیل پیچیدگی بیش از حد و یا عدم وجود اطلاعات و شناخت کافی در مورد تمامی اجزای سیستم، بدست آوردن مدل فیزیکی امری دشوار یا غیرممکن می‌باشد. بنابراین مسئله بدست آوردن یک مدل از سیستم برمبنای آزمایشهای تجربی انجام گرفته و داده‌های ورودی–خروجی آن امری ضروری است. در این مقاله مسئله شناسائی کلاس خاصی از سیستمهای هایبرید، سیستمهای سوئیچ شونده خطی، مورد بررسی قرار می‌گیرد. سیستمهای سوئیچ شونده دسته خاصی از سیستمهای هایبرید می‌باشند که از دو یا چند زیرسیستم تشکیل شده‌اند؛ بگونه‌ای که در هر لحظه از زمان، تنها یکی از زیرسیستم‌ها فعال می‌باشد. در سیستمهای سوئیچ شونده مکانیزم سوئیچ مستقل از متغیرهای دامنه پیوسته تعیین می‌گردد؛ در حالیکه اگر مکانیزم سوئیچ با توجه به مقادیر حالتهای پیوسته و یا ورودیهای سیستم تعیین گردد، به آنها سیستمهای تکه‌ای خطی گفته می‌شود. با توجه به کاربرد روزافزون این سیستمها در سالهای اخیر، تحقیقات بسیاری در زمینه مدلسازی و شناسائی آنها انجام گرفته است [۲،۱]. رول و همکاران [۳] بر مبنای برنامه‌ریزی اعداد صحیح و فراری و همکاران [۴] بر اساس خوشه‌بندی داده‌ها روشهایی را برای شناسائی سیستمهای تکه‌ای خطی ارائه کرده‌اند. اوزی و همکاران [۵] روشی را بر مبنای ماتریس‌های تنک[1] برای شناسائی سیستم‌های سوئیچ شونده آفین[2] ارائه نموده‌اند. ویدال و همکاران [۶] یک روش جبری برای شناسائی سیستمهای سوئیچ شونده خطی پیشنهاد کرده‌اند. جولسکی و همکاران [۷] از روش بیزی[3] برای شناسائی سیستمهای هایبرید خطی استفاده کرده‌اند. در روش بیزی در هر مرحله با استفاده از احتمال پیشین مقادیر پارامترهای سیستم و تئوری بیز، یک احتمال پسین برای تابع چگالی احتمال پارامترهای سیستم بدست می‌آید. بمپوراد و همکاران [۸] یک روش با خطای محدود شده را برای شناسائی سیستمهای تکه‌ای خطی پیشنهاد کرده‌اند. پائولتی و همکاران [۹] خلاصه‌ای از روشهای ارائه شده برای شناسائی سیستمهای هایبرید را جمع‌آوری کرده‌اند. ونگ و همکاران [۱۰] روشی را برای شناسائی سیستمهای سوئیچ شونده که سیگنال سوئیچ آنها پریودیک می‌باشد، ارائه نموده‌اند. در مرجع [۱۱] روشی برای شناسائی سیستمهای هایبرید با سیستمهای اندازه گیری معیوب ارائه گردیده است. روشهای دیگری مانند بهینه سازی پیوسته [۱۲] فضای حالت [۱۳] و بازگشتی [۱۵،۱۴] برای شناسائی سیستمهای هایبرید ارایه شده‌اند.

روش پیشنهادی در این مقاله در دو مرحله انجام می‌گیرد. در مرحله اول، بصورت تصادفی و به تعداد پارامترهای مجهول هر زیرسیستم، از میان تعداد کل داده‌ها، n داده انتخاب و یک دستگاه n معادله n مجهولی خطی که از این به بعد معادله تخمین نامیده می‌شود، تشکیل می‌گردد. جواب منحصر به فرد این دستگاه در صورت وجود، بعنوان یکی از کاندیدهای قابل قبول برای پارامترهای مجهول یکی از زیرسیستم‌ها خواهد بود. فرض بر این است که تعداد داده‌ها N خیلی بزرگتر از تعداد پارامترهای مجهول زیرسیستم‌ها n می‌باشد، لذا انتخابهای متفاوتی امکان پذیر است و برای هر انتخاب متفاوت، جواب دیگری بدست خواهد آمد. بنابراین در مرحله نخست، یک نگاشت از فضای داده‌های ورودی–خروجی سیستم به فضای پارامترهای مجهول سیستم انجام می‌گیرد. در مرحله دوم نقاط بدست آمده در مرحله اول خوشه بندی شده و با ترکیب مناسب پارامترهای هر کدام از خوشه‌ها، پارامترهای یکی از زیرسیستم‌ها تخمین زده می‌شود. در این مقاله نشان داده خواهد شد که اگر همه پارامترهای بدست آمده در مرحله نخست با هم ترکیب شوند، پاسخ بدست آمده با پاسخ حاصل از روش حداقل مربعات خطا[4] که بر روی کل داده‌ها انجام شود، یکسان است؛ ولی در صورتی که با انجام خوشه بندی بر روی پارامترهای بدست آمده، پارامترهای مربوط به هر زیرسیستم به درستی دسته‌بندی و جداگانه ترکیب گردند، این روش منجر به حل مسئله شناسائی سیستمهای سوئیچ شونده خطی خواهد شد.

اغلب روشهای ارائه شده برای شناسائی سیستمهای هایبرید خطی، بر مبنای خوشه بندی داده‌ها می‌باشند [۴،۸،۱۰]. در این روش‌ها یک خوشه بندی اولیه برای داده‌ها تعیین شده و سپس برای داده‌های درون هر خوشه یک زیرمدل خطی بدست می‌آید. در ادامه با توجه به خطای پیش بینی هر داده نسبت به زیرمدلها، داده‌های درون خوشه‌ها بروز رسانی می‌گردند. پروسه تکراری تعیین خوشه‌ها (معادل با تعیین سیگنال سوئیچ) و تعیین پارامترهای زیر مدلها، تا هنگامی ادامه می‌یابد که تابع هزینه مربوطه کمینه گردد. در برخی از این روش‌ها، تعداد زیرمدلها نیز در هر مرحله ممکن است تغییر کند. مشکل بزرگی که این روشها داراست، آنست که درگیر تخمین همزمان زیرسیستم‌ها و سیگنال سوئیچ خواهد شد [۹].

مزیت مهمی که روش پیشنهادی در این مقاله نسبت به سایر روشهای ارائه شده برای شناسایی سیستمهای سوئیچ شونده خطی/تکه‌ای خطی داراست، آن است که بجای خوشه بندی بر مبنای خطای پیش بینی مدل، خوشه بندی در فضای پارامترها انجام می‌گیرد، بنابراین شناسائی پارامترها مستقل از شناسائی سیگنال سوئیچ قابل انجام می‌باشد و این روش برخورد یکسانی در شناسائی پارامترهای سیستم‌های سوئیچ شونده و سیستمهای تکه‌ای خطی دارد. تنها روش موجود برای شناسائی سیستم‌های هایبرید که دارای این ویژگی می‌باشد و قادر است پارامترهای زیرسیستم‌ها را مستقل از سیگنال سوئیچ شناسائی نماید، روش جبری ارائه شده در [۶] می‌باشد. در این روش، با تعریف تابع حاصلضرب خطاها، مسئله شناسائی بگونه‌ای ساده شده است که تخمین پارامترهای زیرمدلها بطور مستقل از تخمین حالت گسسته سیستم قابل انجام بوده و سپس با استفاده از روشی

[1] Sparse
[2] Affine
[3] Bayesian
[4] least square error

موسوم به روش جبری، پارامترهای زیرسیستم‌ها بدست می‌آیند. به دلیل این تشابه، در بخش شبیه‌سازیها، نتایج روش پیشنهادی این مقاله، با روش جبری مقایسه شده است. یک مزیت مهم دیگر روش پیشنهادی این مقاله آن است که، در این روش الزامی برای وجود زمان سکون[1] در سیگنال سوئیچ وجود ندارد. با توجه به آن که روش ارائه شده، یک روش چند مرحله‌ای می‌باشد، نشان داده شده است که همگرائی الگوریتم‌های ارائه شده با تعداد محدودی تکرار، تضمین شده می‌باشد.

در ادامه این مقاله، ضمن معرفی سیستمهای سوئیچ شونده خطی در بخش ۲ روش ارائه شده برای شناسائی سیستمهای هایبرید و قضایای مربوط به آن در بخش ۳ ارایه می‌شود. در بخش ۴ نتایج شبیه‌سازی و در بخش ۵ نتیجه‌گیری مقاله ارائه می‌گردد.

۲- سیستم‌های سوئیچ شونده خطی

سیستم سوئیچ شونده خطی با نویز جمع شونده در خروجی توسط معادله زیر بیان می‌شود.

$$y(t)=\varphi^T(t)\theta_{\sigma(t)}+e(t) \qquad (۱)$$

که در آن $y(t)\in\mathbb{R}$ خروجی سیستم در زمان t ، $\varphi(t)\in\mathbb{R}^n$ بردار رگرسیون و $\theta_k\in\mathbb{R}^n$ بردار پارامترهای زیرسیستم k ام می‌باشد. $\sigma(t)$ که سیگنال سوئیچ نامیده می‌شود، بیانگر یک تابع تکه‌ای ثابت می‌باشد که برد آن یک مجموعه متناهی از اعداد طبیعی مانند $\Im=\{1,2,\ldots,s\}$ است و s تعداد زیرسیستم‌ها می‌باشد. $e(t)$ بیانگر نویز سفید با میانگین صفر و واریانس λ می‌باشد. اگر بردار رگرسیون فقط شامل ورودیها و خروجیهای قبلی سیستم باشد، $\varphi^T(t)=\left[y(t-1)\ \cdots\ y(t-n_a)\ \ u(t-1)\ \cdots\ u(t-n_b)\right]$ سیستم SARX[2] نامیده شده و اگر $\varphi^T(t)=\left[y(t-1)\ \cdots\ y(t-n_a)\ \ u(t-1)\ \cdots\ u(t-n_b)\ \ 1\right]$ باشد، به آن سیستم SA[3] گویند. در اینجا n_a و n_b به ترتیب درجه خروجی و ورودی بوده و $n=n_a+n_b+1$ بعد بردار رگرسیون می‌باشد. در سیستم‌های SA سیگنال سوئیچ مستقل از ورودی و خروجی سیستم می‌باشد. در صورتی که مقادیر سیگنال سوئیچ با توجه به متغیر حالت یا ورودی سیستم تعیین گردد، به سیستمی که توسط معادله (۱) بیان می‌شود، مدل PWA[4] گفته می‌شود. در مسئله شناسائی سیستم‌های هایبرید، هدف آنست که با دانستن ورودی و خروجیهای سیستم برای یک زمان محدود، تعداد زیرسیستم‌ها، درجه زیرسیستم‌ها، مقادیر پارامترهای همه زیرسیستم‌ها و همچنین سیگنال سوئیچ تخمین زده شود [۶]. برای سادگی در اینجا فرض می‌شود که درجه تمامی زیرسیستم‌ها با هم برابر و از قبل معلوم است. نتیجه این فرض آنست که دانستن ورودی و خروجی سیستم در یک بازه زمانی محدود، معادل داشتن خروجی و بردار رگرسیون سیستم در یک بازه زمانی محدودتر می‌باشد. بنابراین از این پس فرض می‌شود که $\{y(t),\varphi(t)\}_{t=1}^{N}$ داده‌های سیستم برای N زمان در دسترس بوده و هدف تخمین تعداد زیرسیستم‌ها، سیگنال سوئیچ و پارامترهای زیرسیستم‌ها می‌باشد.

۳- روش پیشنهادی

فرض کنید داده‌ها توسط سیستم سوئیچ شونده خطی که با معادله (۱) توصیف می‌شود، تولید می‌گردد و تعداد داده‌های تولید شده توسط زیرسیستم k ام برابر با N_k بوده و $N=\sum_{k=1}^{s}N_k$ تعداد کل داده‌ها باشد. همچنین شرط لازم برای آنکه زیرسیستم k ام شناسائی پذیر باشد، آنست که حداقل n داده از آن زیرسیستم موجود و معادله تخمین مربوطه جواب منحصر بفردی داشته باشد. بنابراین از این به بعد فرض می‌شود که برای تمام زیرسیستم‌ها $N_k\geq n$ است و معادله تخمین دارای جواب منحصر بفردی است، لذا فرض می شود که همه زیرسیستم-ها شناسائی پذیر هستند.

اگر از میان N داده موجود، n داده بصورت اتفاقی انتخاب شود، بگونه‌ای که معادله تخمین حاصل از آنها جواب منحصر بفردی داشته باشد، که از این به بعد این مجموعه داده با $\hat{n}$ نشان داده خواهد شد، یکی از حالتهای زیر ممکن است اتفاق بیافتد:

حالت۱ : $\hat{n}$ توسط یک زیرسیستم تولید شده باشد.

حالت۲ : $\hat{n}$ توسط یک زیرسیستم تولید نشده باشد.

همانگونه که در ادامه نشان داده خواهد شد، اگر $\hat{n}$ توسط یک زیرسیستم تولید شده باشد، آنگاه می‌توان تخمینی برای بردار پارامترهای آن زیرسیستم بدست آورد، اما در حالتی که تمام داده‌ها مربوط به یک زیرسیستم نباشد، یک بردار پارامتر پراکنده بدست خواهد آمد.

فرض کنید اعضای $\hat{n}$ به ترتیب از داده‌های زمانهای t_1 ، t_2 ، ... و t_n که توسط زیرسیستم k ام تولید شده‌اند، تشکیل شده باشد، بطوری که بردارهای $\varphi(t_1)$ و ... و $\varphi(t_n)$ مستقل خطی بوده و بدون از دست دادن کلیت، $1\leq t_1<t_2<\ldots<t_n\leq N$ باشد. در این صورت برای داده‌های $\{y(t),\varphi(t)\}_{t=t_1}^{t_n}$ دستگاه معادلات خطی زیر برقرار است .

$$\begin{bmatrix} y(t_1)\\ \vdots\\ y(t_n)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\varphi^T(t_1)\\ \vdots\\ \varphi^T(t_n)\end{bmatrix}\theta_k+\begin{bmatrix}e(t_1)\\ \vdots\\ e(t_n)\end{bmatrix} \qquad (۲)$$

با توجه به استقلال خطی $\varphi(t_1)$ و ... و $\varphi(t_n)$ می‌توان θ_k را از معادله زیر که معادله تخمین نامیده می شود محاسبه نمود.

$$\hat{\theta}_{t_1:t_n}=\Phi_{t_1:t_n}^{-1}Y_{t_1:t_n} \qquad (۳)$$

که در رابطه اخیر ماتریسهای $\Phi_{t_1:t_n}$ و $Y_{t_1:t_n}$ بترتیب $n\times n$ و $n\times 1$ بوده و بصورت زیر تعریف می‌شوند:

[1] dwell time
[2] Switched Auto Regressive with eXogenous input
[3] Switched Affine
[4] Piecewise Affine

$$\Phi_{t_1:t_n} = \left[\varphi(t_1) \quad \cdots \quad \varphi(t_n)\right]^T \tag{۴}$$

$$Y_{t_1:t_n} = \left[y(t_1) \quad \cdots \quad y(t_n)\right]^T \tag{۵}$$

لم ۱– اگر همه داده‌های درون $\hat{n}$ توسط زیرسیستم k –ام تولید شده باشند، آنگاه پارامتر بدست آمده از طریق معادله (۳) یک تخمین بدون بایاس از θ_k بوده و دارای واریانس $\lambda\ \Phi_{t_1:t_n}^{-1}\Phi_{t_1:t_n}^{-T}$ می‌باشد.

اثبات– با جایگذاری $Y_{t_1:t_n}$ از معادله سیستم (۲) درون معادله (۳) داریم:

$$\begin{aligned}\hat{\theta}_{t_1:t_n} &= \Phi_{t_1:t_n}^{-1} Y_{t_1:t_n} \\ &= \Phi_{t_1:t_n}^{-1}\left(\Phi_{t_1:t_n}\theta_k + e_{t_1:t_n}\right) \\ &= \theta_k + \Phi_{t_1:t_n}^{-1} e_{t_1:t_n}\end{aligned} \tag{۶}$$

که در این رابطه:

$$e_{t_1:t_n} = \left[e(t_1) \quad \cdots \quad e(t_1)\right]^T \tag{۷}$$

با گرفتن امید ریاضی از طرفین معادله (۶) و با توجه به اینکه $e_{t_1:t_n}$ و $\Phi_{t_1:t_n}^{-1}$ مستقل از هم بوده و امید ریاضی $e_{t_1:t_n}$ برابر با صفر است، داریم:

$$\begin{aligned}\mathrm{E}\left\{\hat{\theta}_{t_1:t_n}\right\} &= \mathrm{E}\left\{\theta_k + \Phi_{t_1:t_n}^{-1} e_{t_1:t_n}\right\} \\ &= \theta_k + \mathrm{E}\left\{\Phi_{t_1:t_n}^{-1}\right\}\ \mathrm{E}\left\{e_{t_1:t_n}\right\} \\ &= \theta_k\end{aligned} \tag{۸}$$

همچنین ماتریس کواریانس تخمین با توجه به اینکه $\mathrm{cov}\left\{e_{t_1:t_n}\right\} = \lambda I_{n\times n}$ بصورت زیر خواهد بود:

$$\begin{aligned}\mathrm{cov}\left\{\hat{\theta}_{t_1:t_n}\right\} &= \mathrm{E}\left\{\left[\theta_{t_1:t_n} - \mathrm{E}\left\{\theta_{t_1:t_n}\right\}\right]\left[\theta_{t_1:t_n} - \mathrm{E}\left\{\theta_{t_1:t_n}\right\}\right]^T\right\} \\ &= \mathrm{E}\left\{\left[\Phi_{t_1:t_n}^{-1} e_{t_1:t_n}\right]\left[\Phi_{t_1:t_n}^{-1} e_{t_1:t_n}\right]^T\right\} \\ &= \mathrm{E}\left\{\Phi_{t_1:t_n}^{-1} e_{t_1:t_n} e_{t_1:t_n}^T \Phi_{t_1:t_n}^{-T}\right\} \\ &= \lambda\ \Phi_{t_1:t_n}^{-1}\Phi_{t_1:t_n}^{-T}\end{aligned} \tag{۹}$$

■

از آنجا که سیگنال سوئیچ از قبل معلوم نیست، اگر برای تمامی انتخابهای ممکن بردار پارامتر تخمین زده شود تعداد $\binom{N_k}{n}$ بردار پارامتر از $\binom{N}{n}$ بردار پارامتر تخمین زده شده، متعلق به زیرسیستم k –ام خواهد بود و اگر برای هر $k \in \mathfrak{I}$ شرط $N_k >> n$ برقرار باشد، بردار پارامتر هر زیرسیستم به دفعات زیادی تخمین زده خواهد شد. در اینصورت، تعداد $\binom{N}{n} - \sum_{k=1}^{s}\binom{N_k}{n}$ بردار پارامتر پراکنده نیز در میان بردارهای تخمین زده شده وجود خواهد داشت. لذا با توجه به تجمع بردارهای تخمینی یک زیرسیستم در اطراف یک نقطه در فضای پارامتر، بردار پارامتر هر زیرسیستم قابل تشخیص خواهد بود.

لم ۲– فرض کنید که $\hat{\theta}_i$ ، $i = 1,2,\cdots m_k = \binom{N_k}{n}$ همه تخمین‌های ممکن از بردار پارامتر زیرسیستم k ام سیستم (۱) با واریانس W_i باشند ، آنگاه:

$$\hat{\theta}_{com,k} = \left[\sum_{i=1}^{m_k} W_i^{-1}\right]^{-1}\left[\sum_{i=1}^{m_k} W_i^{-1}\hat{\theta}_i\right] \tag{۱۰}$$

با تخمین حاصل از روش حداقل مربعات خطا که فقط از داده‌های زیرسیستم k –ام استفاده می‌کند، برابر خواهد بود.

اثبات– با توجه به آنکه می‌توان برای داده‌های مربوط به زیرسیستم k –ام، W_i در رابطه (۹) را بصورت زیر نوشت:

$$W_i = \lambda\left[\sum_{t\in\{t_1:t_n|\sigma(t_i)=k\}} \varphi(t)\varphi^T(t)\right]^{-1} \tag{۱۱}$$

و معادله (۳) را نیز می‌توان برای داده‌های مربوط به زیرسیستم k –ام بصورت زیر بیان نمود:

$$\begin{aligned}\hat{\theta}_i &= \Phi_{t_1:t_n}^{-1}\left(\Phi_{t_1:t_n}^{-T}\Phi_{t_1:t_n}^{T}\right)Y_{t_1:t_n} \\ &= \left(\Phi_{t_1:t_n}^{T}\Phi_{t_1:t_n}\right)^{-1}\Phi_{t_1:t_n}^{T} Y_{t_1:t_n} \\ &= \left(\sum_{t\in\{t_1:t_n|\sigma(t_i)=k\}} \varphi(t)\varphi^T(t)\right)^{-1}\sum_{t\in\{t_1:t_n|\sigma(t_i)=k\}} \varphi(t)y(t)\end{aligned} \tag{۱۲}$$

با جایگذاری W_i از رابطه (۱۱) و $\hat{\theta}_i$ از رابطه (۱۲) در رابطه (۱۰) و انجام ساده سازی خواهیم داشت:

$$\begin{aligned}\hat{\theta}_{com,k} &= \left[\sum_{i=1}^{m_k}\frac{1}{\lambda}\sum_{t\in\{t_1:t_n|\sigma(t_i)=k\}} \varphi(t)\varphi^T(t)\right]^{-1} \\ &\times\left[\sum_{i=1}^{m_k}\frac{1}{\lambda}\sum_{t\in\{t_1:t_n|\sigma(t_i)=k\}} \varphi(t)y(t)\right]\end{aligned} \tag{۱۳}$$

با توجه به انتخاب همه جایگشتهای ممکن، جملات $\varphi(t)\varphi^T(t)$ و $\varphi(t)y(t)$ دقیقا به تعداد $\frac{(N_k-1)!}{(n-1)!(N_k-n)!}$ بار تکرار شده‌اند، بنابراین:

$$\begin{aligned}\hat{\theta}_{com,k} &= \left[\frac{(N_k-1)!}{(n-1)!(N_k-n)!}\sum_{\{t\in\{1:N\}|\sigma(t)=k\}} \varphi(t)\varphi^T(t)\right]^{-1} \\ &\times\left[\frac{(N_k-1)!}{(n-1)!(N_k-n)!}\sum_{\{t\in\{1:N\}|\sigma(t)=k\}} \varphi(t)y(t)\right]\end{aligned} \tag{۱۴}$$

که با پاسخ روش حداقل مربعات خطا که فقط از داده‌های زیرسیستم k –ام استفاده می‌نماید، معادل می‌باشد.

■

بدیهی است که اگر بخواهیم از روش کمترین مربعات خطا بردار پارامتر یک زیرسیستم را تخمین بزنیم لازم است از قبل داده‌های متعلق به آن زیرسیستم را تشخیص دهیم، و در صورتی که سیگنال سوئیچ معلوم نباشد امکان پذیر نخواهد بود. در صورتی که در روش پیشنهادی این

مقاله با ترکیب بردارهای تخمینی مجتمع در اطراف یک نقطه در فضای پارامتر، می‌توان تخمینی برای بردار پارامتر زیرسیستم مربوطه بدست آورد. مثال زیر این مسئله را بخوبی نشان می‌دهد.

مثال ۱: فرض کنید داده‌های یک سیستم سوئیچ شونده بصورت زیر در دسترس باشند:

$$y(t)=\begin{cases}0.9y(t-1)+4u(t-1), & t=1,2,3,4\\ -0.6y(t-1)+u(t-1), & t=5,6,7\end{cases} \quad (۱۵)$$

که $y(t)$ در این رابطه خروجی سیستم بوده و ورودی $u(t)$ یک دنباله از متغیرهای تصادفی با میانگین صفر و واریانس واحد می‌باشد. اگر توسط هر ۲ داده موجود یک پارامتر برای سیستم فوق شناسائی گردد، - که ۴۲ حالت ممکن وجود دارد- و پارامترهای بدست آمده را درون یک ماتریس بصورت زیر قرار دهیم:

$$\hat{\theta}^{1}_{l_1,l_2}=\begin{bmatrix}0 & 0.9 & 0.9 & 0.9 & -0.6074 & -0.6689 & -2.6821\\ 0.9 & 0 & 0.9 & 0.9 & -0.7453 & -6.3666 & 1.0579\\ 0.9 & 0.9 & 0 & 0.9 & -0.6514 & -1.2358 & 1.4105\\ 0.9 & 0.9 & 0.9 & 0 & -0.5562 & -0.2808 & 0.5722\\ -0.6074 & -0.7453 & -0.6514 & -0.5562 & 0 & -0.6 & -0.6\\ -0.6689 & -6.3666 & -1.2358 & -0.2808 & -0.6 & 0 & -0.6\\ -2.6821 & 1.0579 & 1.4105 & 0.5722 & -0.6 & -0.6 & 0\end{bmatrix} \quad (۱۶)$$

که درایه سطر i ام و ستون j ام ماتریس فوق، درایه اول پارامتری را نشان می‌دهد که با استفاده از داده‌های i و j بدست آمده-اند. درایه‌های دوم پارامترهای بدست آمده، در ماتریس زیر نشان داده شده‌اند.

$$\hat{\theta}^{2}_{l_1,l_2}=\begin{bmatrix}0 & 4 & 4 & 4 & 2.1626 & 2.0876 & -0.3663\\ 4 & 0 & 4 & 4 & 23.9196 & 91.9772 & 2.0879\\ 4 & 4 & 0 & 4 & 9.1071 & 11.0309 & 2.3193\\ 4 & 4 & 4 & 0 & -5.9098 & -4.357 & 1.7692\\ 2.1626 & 23.9196 & 9.1071 & -5.9098 & 0 & 1 & 1\\ 2.0876 & 91.9772 & 11.0309 & -4.357 & 1 & 0 & 1\\ -0.3663 & 2.0879 & 2.3193 & 1.7692 & 1 & 1 & 0\end{bmatrix} \quad (۱۷)$$

همانگونه که در لم ۲ نشان داده شد، مقادیر بدست آمده در ماتریس‌های فوق، اجزای پاسخ حداقل مربعات خطا می‌باشند. در این مثال، با توجه به عدم وجود نویز، مقادیر پارامترهای زیرسیستم‌های ۱ و ۲ بترتیب ۱۲ و ۶ بار تکرار شده‌اند و سایر پارامترها نیز ترکیبی از پارامترهای دو زیرسیستم می‌باشند. نکته دیگری که وجود دارد، آنست که عوض کردن سیگنال سوئیچ در این سیستم، به منزله جابجا کردن همزمان سطرها و ستونهای ماتریسهای (۱۶) و (۱۷) بوده و تغییری در تکرار شدن پارامترهای هر یک از زیرسیستم‌ها ایجاد نخواهد کرد. بنابراین روش پیشنهادی در این مقاله، برخورد یکسانی در شناسائی پارامترهای سیستمهای فاقد / دارای زمان سکون داراست. مثال ۲ چنین حالتی را در صورت وجود داده‌های نویزی نشان می‌دهد.

مثال ۲: فرض کنید داده‌های یک سیستم سوئیچ شونده بصورت زیر در دسترس باشند:

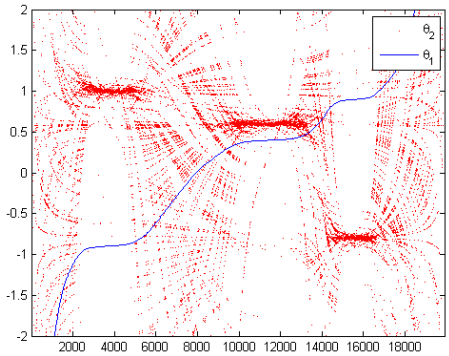
$$y(t)=\begin{cases}-0.9y(t-1)+u(t-1)+e(t), & \sigma(t)=1\\ 0.4y(t-1)+0.6u(t-1)+e(t), & \sigma(t)=2\\ 0.9y(t-1)-0.8u(t-1)+e(t), & \sigma(t)=3\end{cases} \quad (۱۸)$$

ورودی $u(t)$ در این سیستم توسط یک دنباله از متغیرهای تصادفی با میانگین صفر و واریانس واحد تولید می‌شود و سیگنال سوئیچینگ بصورت زیر تعیین می‌گردد:

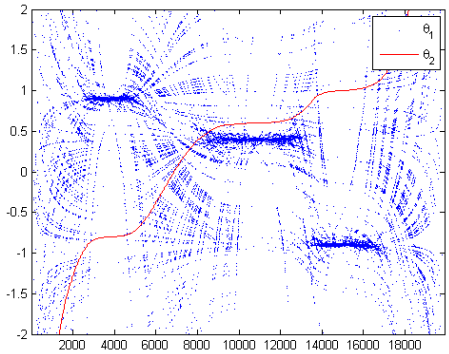
$$\sigma(t)=\begin{cases}1 & w.p.=0.3\\ 2 & w.p.=0.4\\ 3 & w.p.=0.3\end{cases} \quad (۱۹)$$

و $e(t)$ نویز سفید با میانگین صفر و انحراف معیار λ می‌باشد. بوسیله این سیستم تعداد ۲۰۰ داده تولید شده و هدف تخمین تعداد زیرسیستم‌ها، پارامترهای زیرسیستم‌ها و سیگنال سوئیچینگ می‌باشد. انحراف معیار نویز در این حالت برابر 0.01 می‌باشد که نسبت سیگنال به نویز حدود ۱۰۰ را شبیه سازی می‌کند.

با انتخاب همه جایگشتهای ممکن، $m=19900$ پارامتر برای سیستم بدست آمده است. شکلهای ۱ و ۲ پارامترهای بدست آمده را درحالیکه برحسب درایه اول پارامترها (θ_1) و درایه دوم آنها (θ_2) بترتیب شده‌اند، نشان می‌دهد.

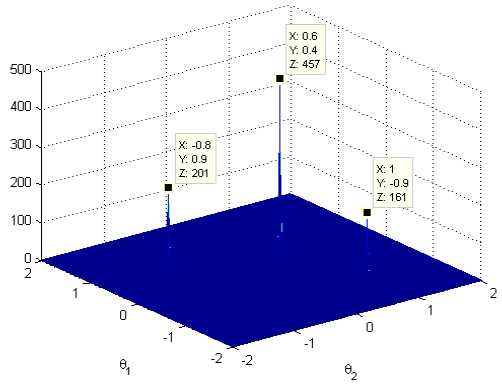


شکل ۱: پارامترهای نگاشت شده، درحالیکه بترتیب بزرگ بودن درایه اول آنها، (θ_1) مرتب شده‌اند.



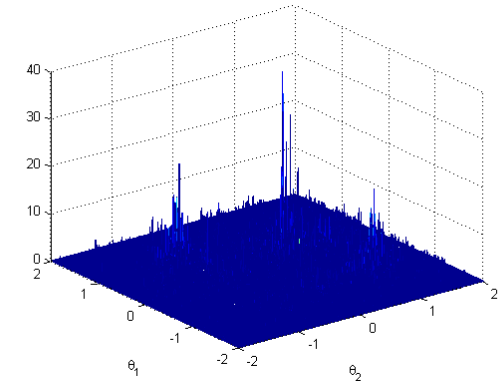
شکل ۲: پارامترهای نگاشت شده، درحالیکه بترتیب بزرگ بودن درایه دوم آنها، (θ_2) مرتب شده‌اند.

همچنین اگر ناحیه $\theta_1 - \theta_2$ ، بصورت مربعهای با طول ضلع برابر با 0.01 تقسیم شده و فراوانی پارامترها را در هر مش بدست آوریم، شکل ۳ نشان می‌دهد که پارامترهای بدست آمده در نقاطی که متناظر با مقادیر واقعی پارامترهای سیستم می‌باشند، دارای تمرکز هستند.



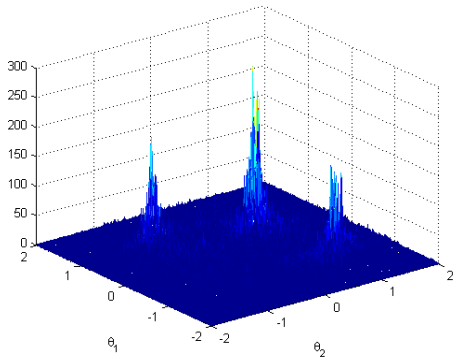
شکل ۳: فراوانی پارامترهای بدست آمده با $\lambda = 0.01$ و $N = 200$

همچنین نمودار فراوانی پارامترهای بدست آمده، در حالتی که انحراف معیار نویز خروجی برابر $\lambda = 0.1$ باشد، در شکل ۴ رسم شده است.



شکل ۴: فراوانی پارامترهای بدست آمده با $\lambda = 0.1$ و $N = 200$

همانگونه که در شکل ۴ مشاهده می‌شود، در این حالت که نسبت سیگنال به نویز حدود ۱۰ می‌باشد، تراکم پارامترها در نزدیکی مقادیر متناظر با پارامترهای زیرسیستم‌ها وجود دارد، اما به خوبی حالت قبل قابل مشاهده نمی‌باشد. در این حالت، با افزایش تعداد داده‌ها نمودار بدست آمده دوباره به شکل گوسی نزدیک خواهد شد. شکل ۵ فراوانی را برای $N = 1000$ نشان می‌دهد.



شکل ۵: فراوانی پارامترهای بدست آمده با $\lambda = 0.1$ و $N = 1000$

مسئله باقیمانده آنست که چگونه پارامترهای زیرسیستم‌ها را از میان پارامترهای نگاشت شده بدست آوریم؟ برای این کار ممکن است روشهای متفاوتی وجود داشته باشد. به عنوان مثال، یک راه بدست آوردن پارامترهای زیرسیستم‌ها از میان پارامترهای نگاشت شده، حل مسئله بهینه سازی غیرخطی زیر می‌باشد:

$$\left(\hat{s},\hat{\theta}_1,\ldots,\hat{\theta}_{\hat{s}},\hat{\zeta}_1,\ldots,\hat{\zeta}_{\hat{s}}\right) = \underset{s,\theta_1,\ldots,\theta_s,\zeta_1,\ldots,\zeta_s}{\arg\min}\left\{\sum_{k=1}^{s}\left[\sum_{(t_1,\ldots,t_n)\in\zeta_k}\left\|\theta_{t_1,\ldots,t_n}-\theta_k\right\|_2^2\right]+\beta s^2\right\} \quad (۲۰)$$

$$\text{s.t.} \quad \bigcap_{k\neq j}\left(\zeta_k,\zeta_j\right)=\phi$$

$$\bigcup_{k=1}^{s}\zeta_k=\{1,2,\ldots,N\}$$

که ζ_k ها در این رابطه، زیر مجموعه‌هائی از اعداد طبیعی می‌باشند که بیانگر مجموعه داده‌های دارای شماره زیرسیستم یکسان می‌باشند. همچنین $\hat{s}$ تخمینی برای تعداد زیرسیستم‌ها می‌باشد و β یک عدد حقیقی مثبت می‌باشد که برای جلوگیری از افزایش تعداد زیرسیستم‌ها در تابع هزینه قرار داده شده است. یک راه حل ساده دیگر، جستجو برای نقاط پرتکرار در میان پارامترهای نگاشت شده می‌باشد. الگوریتم ۱ به ما کمک می‌کند که پارامترهای زیرسیستم‌ها را از میان پارامترهای نگاشت شده، با شناسائی نقاط پرتراکم بدست آوریم:

الگوریتم ۱ برای شناسائی پارامترهای پرتکرار:

۱- یک عدد افراز $\Delta \in \mathbb{N}$ و $\Delta \geq 2$ انتخاب کن.

۲- برای هریک از پارامترهای مجهول سیستم (θ_i) یک کران بالا ($\theta_i^{\max}$) و کران پایین ($\theta_i^{\min}$) انتخاب کن.

۳- فضای پارامترهای بدست آمده را به Δ^n ناحیه تقسیم کرده و فراوانی پارامترها را در هر ناحیه بدست آورید. در این مرحله فقط پارامترهایی که در ناحیه پارتیشن بندی شده قرار دارند را ملاک قرار بده.

۴- ناحیه با بیشترین فراوانی را بدست آورده و با انتخاب مرزهای ناحیه دارای بیشترین فراوانی، بعنوان $\theta_i^{\max}$ و $\theta_i^{\min}$ جدید، مراحل ۳-۴ را تکرار کن.

۵- شرط توقف الگوریتم آنست که تعداد تکرارها از یک حد معین بیشتر شود و یا فراوانی در ناحیه دارای بیشترین فراوانی، از یک حد معین کمتر گردد.

دقت کنید که مقادیر اولیه $\theta_i^{\max}$ و $\theta_i^{\min}$ را می‌توان از روی اطلاعات قبلی در مورد پارامترها بدست آورد و یا از روی نمودارهایی مانند شکلهای ۱ و ۲ یک کران بالا و پایین برای هریک از پارامترها بدست آورد. روش پیشنهادی این مقاله برای شناسائی سیستمهای هایبرید خطی در الگوریتم ۲ آمده است.

الگوریتم ۲ برای شناسائی سیستمهای سوئیچ شونده:

۱- مقدار دهی اولیه: $\varepsilon > 0$ ، Δ ، $\theta^{\max}$ و $\theta^{\min}$ را انتخاب کن و قرار بده $k = 1$.

۲- با انتخاب همه جایگشتهای ممکن n داده از میان N تا، $m = \binom{N}{n}$ پارامتر شناسائی نمائید.

۳- در بین پارامترهای نگاشت شده، پارامتر با بیشترین تکرار را با استفاده از الگوریتم ۱ پیدا کن ($\hat{\theta}^k$).

۴- برای تمامی داده‌های مدل نشده، خطای $\tilde{e}(t) = y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}^k$ را پیدا کرده و داده‌هایی که اندازه خطای آنها کمتر از ε می‌باشد را از میان داده‌ها کنار گذاشته و پارامترهای متناظر با این داده‌ها را از میان پارامترهای نگاشت شده حذف کن.

۵- قرار بده $k = k + 1$ و مراحل ۳ تا ۵ را آنقدر تکرار کن تا تعداد داده‌های مدل نشده کمتر از n گردد.

توجه کنید که $\theta^{\max}$ و $\theta^{\min}$ در اینجا بردارهای $n \times 1$ می‌باشند که کران بالا و کران پایین پارامترها را شامل می‌شوند.

نکته‌ای که در مورد الگوریتم ۲ وجود دارد،آنست که این الگوریتم حداکثر در تعداد $\left[N/n\right]$ تکرار همگرا خواهد شد و [.] بیانگر تابع جزء صحیح می‌باشد. دلیل این امر آنست که در هر تکرار الگوریتم ۲ که یکی از پارامترهای نگاشت شده، بعنوان پارامتر با بیشترین تکرار انتخاب گردید، از آنجا که این پارامتر توسط n داده تولید شده است، لذا n داده را بطور دقیق شناسائی می‌نماید. بنابراین بازای هر $\varepsilon > 0$ در هر تکرار الگوریتم ۲ ، حداقل n تا از داده‌های مدل نشده کاسته شده و الگوریتم با حداکثر $\left[N/n\right]$ تکرار خاتمه می‌یابد. بدیهی است که با افزایش پارامتر ε تعداد تکرار کاهش خواهد یافت.

مشکلی که در هنگام اجرای الگوریتم ۲ وجود دارد، حجم محاسبات زیاد این الگوریتم در حالتی می‌باشد که تعداد داده‌ها زیاد باشد و یا بعد بردار رگرسیون (n) بزرگ باشد، در این حالت تعداد حالتهای ممکن برای انتخاب n داده از میان N تا زیاد شده و حجم محاسبات برای انجام نگاشت افزایش خواهد یافت. با این حال، می‌توان برای کاهش حجم محاسبات، همه جایگشتهای ممکن را بررسی نکرده و فقط تعداد محدودی از آنها را بررسی نمود. الگوریتم ۳ به ما کمک می‌کند که عمل شناسائی را با حجم کمتری از محاسبات انجام دهیم.

الگوریتم ۳ برای شناسائی سیستمهای سوئیچ شونده:

۱- مقدار دهی اولیه: $\varepsilon > 0$ ، Δ ، $\theta^{\max}$ ، $\theta^{\min}$ و m' را انتخاب کن و قرار بده $k = 1$.

۲- از میان N داده مدل نشده، با انتخاب m' جایگشت دلخواه از بین m جایگشت ممکن ($m' \le m$) تعداد m' پارامتر شناسائی نمائید.

۳- در بین m' پارامتر شناسائی شده، پارامتر با بیشترین تکرار را با استفاده از الگوریتم ۱ پیدا کن $\hat{\theta}^k$

۴- برای تمامی N داده مدل نشده، خطای $\tilde{e}(t) = y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}^k$ را پیدا کرده و داده‌هایی که خطای آنها کمتر از ε می‌باشد را کنار بگذار.

۵- برای N' داده‌ای که توسط این زیرمدل توصیف نمی‌شوند، قرار بده $N = N'$ و مراحل ۲ تا ۵ را آنقدر تکرار کن تا $N < n$ گردد.

آنچه در مورد همگرائی الگوریتم ۲ گفته شد، در مورد الگوریتم ۳ نیز برقرار خواهد بود و بنابراین همگرائی آن تضمین شده می‌باشد.

نکته ۱. توجه کنید در صورتی که هیچ اطلاعاتی در مورد سیگنال سوئیچینگ در دسترس نبوده و m' جایگشت انتخابی بصورت کاملا اتفاقی انتخاب گردند، آنگاه این نکته دارای اهمیت می‌باشد که چه درصدی از پارامترهای بدست آمده فاقد معنی می‌باشند. بدین منظور، ضریب جدیدی بصورت زیر تعریف می‌گردد:

$$\lambda = \frac{m_{pure}}{m'} \qquad (۲۱)$$

که در این رابطه، m_{pure} بیانگر تعداد پارامترهای دارای معنی و m' تعداد کل پارامترهای انتخابی می‌باشد و $0 \le \lambda \le 1$ می‌باشد. در صورتی که انتخاب جایگشت ها بصورت کاملا اتفاقی باشد، آنگاه $\lambda = \sum_{k=1}^{s}\binom{N_k}{n}\Big/\binom{N}{n}$ خواهد بود. دقت کنید که با افزایش تعداد زیرسیستم‌ها s و افزایش بعد بردار رگرسیون n ضریب λ کاهش می‌یابد. همچنین در حالتی که تعداد داده‌های تولید شده توسط همه زیرسیستم‌ها باهم برابر باشد، λ کمترین مقدار ممکن را خواهد داشت. در این صورت، هنگامی که تعداد داده‌های سیستم، N به سمت بینهایت میل کند، مقدار λ بسوی $\left(\frac{1}{s}\right)^n$ میل خواهد نمود. نکته جالبی که در اینجا مشاهده می‌شود آنست که ضریب λ ارتباطی با نحوه سوئیچینگ میان زیرسیستم‌ها نداشته و بنابراین روش ارائه شده در این مقاله برخورد کاملا یکسانی در حل مسئله شناسائی سیستمهای فاقد/دارای زمان سکون و همچنین سیستمهای سوئیچ شونده/تکه‌ای خطی داراست؛ لیکن در صورتی که اطلاعات اضافه‌تری در مورد نحوه سوئیچینگ میان زیرسیستم‌ها وجود داشته باشد، با انتخاب هدفمند حالتهای ممکن در انتخاب داده‌ها، ضریب λ افزایش خواهد یافت.

نکته ۲. اگر سیگنال سوئیچینگ سیستم دارای یک زمان وقفه برابر با κ باشد، یعنی، بازای هر $t \in \{1,2,\ldots,N-\kappa-1\}$ اگر $\sigma(t+1) \ne \sigma(t)$ باشد، آنگاه رابطه

$\sigma(t+\kappa+1)=\sigma(t+\kappa)=\cdots=\sigma(t+1)$ برقرار می‌باشد. در این صورت، پیشنهاد می‌شود که t_1 ، t_2 و ... و t_n بصورتی انتخاب گردند که $t_1<t_2<\cdots<t_n\le t_1+\kappa$ باشد.

نکته ۳. اگر سیستم (۱) یک سیستم PWA بوده و فرکانس نمونه برداری به اندازه کافی زیاد باشد، آنگاه پیشنهاد می‌شود که برای انتخاب m' جایگشت از میان m جایگشت ممکن، t_1 ، t_2 و ... و t_n بصورتی انتخاب گردند که $t_1<t_2<\cdots<t_n\le t_1+\gamma$ باشد و می توان برای انتخاب γ از رابطه زیر استفاده نمود:

$$\gamma=\min\left\{m\in\mathbb{R}^{>0}\middle|\left(N-(n-1)m\right)m^{n-1}\ge m'\right\} \qquad (۲۲)$$

نکته ۴. اگر سیگنال سوئیچینگ سیستم پریودیک با دوره تناوب τ باشد، یعنی، بازای هر $t\in\{1,2,\ldots,N-\tau\}$ رابطه $\sigma(t+\tau)=\sigma(t)$ برقرار باشد [۱۰]، آنگاه پیشنهاد می‌شود که t_1 ، t_2 و ... و t_n بصورتی انتخاب گردند که برای هر یک از جایگشت‌های انتخابی، $t_{k+1}=t_k+\tau$ برای $k\in\{1,2,\ldots,n-1\}$ باشد.

۴- شبیه‌سازی

مثال ۳: برای مقایسه بهتر عملکرد روش ارائه شده در این مقاله، نتایج آن با روش جبری ارائه شده در مقاله [۶] مقایسه می گردد. علت انتخاب روش جبری برای مقایسه نتایج، آنست که در روش جبری نیز، مانند روش ارائه شده در این مقاله، شناسائی زیر مدلها مستقل از شناسائی سیگنال سوئیچینگ انجام می گیرد. در روش فوق، با استفاده از تکنیکی به نام قید مجزاسازی هایبرید[1] این امر میسر شده است که شناسائی پارامترهای زیرسیستم‌ها بدون اطلاع از سیگنال سوئیچینگ امکانپذیر باشد. نتایج شبیه سازی بر روی ۱۰۰۰ مدل سوئیچ شونده خطی که هر یک دارای ۳ زیرسیستم می‌باشند، انجام می گردد. هر یک از زیرسیستم‌ها، با مدل ARX زیر توصیف می گردد.

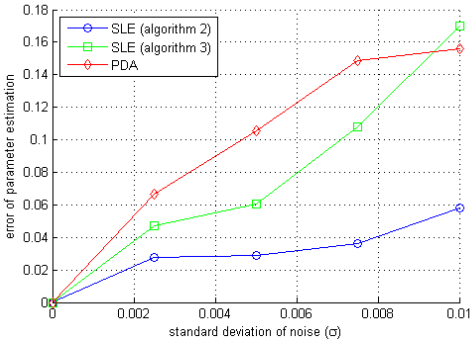
$$y(t)=a_1^{\sigma(t)}y(t-1)+a_2^{\sigma(t)}y(t-2)+c_1^{\sigma(t)}u(t-1)+e(t) \qquad (۲۳)$$

برای هر یک از زیرمدلها، $n_a=2$ و $n_b=1$ و بعد بردار رگرسیون برابر با ۳ می‌باشد. در هر یک از ۱۰۰۰ تکرار و برای هریک از ۳ زیرسیستم، مقادیر (a_1,a_2) بصورت تصادفی بگونه‌ای انتخاب می‌شوند که قطبهای هر یک از زیرسیستم‌ها با یک توزیع یکنواخت درون ناحیه $0.8\le\|z\|\le1\subset\mathbb{C}$ قرار گیرد. پارامتر c_1 در هر تکرار و برای هر زیرسیستم، با استفاده از یک توزیع گوسی با میانگین صفر و واریانس واحد تعیین می گردد. سیگنال سوئیچینگ در هر تکرار توسط رابطه زیر تعیین می گردد.

$$\sigma(t)=\begin{cases}1 & 1\le t\le 30\\ 2 & 31\le t\le 60\\ 3 & 61\le t\le 100\end{cases} \qquad (۲۴)$$

در هر تکرار، دنباله ورودی با استفاده از یک توزیع گوسی با میانگین صفر و واریانس واحد بدست می‌آید و مقادیر اولیه خروجی، با استفاده از یک توزیع گوسی با میانگین صفر و واریانس $\Sigma=I_2$ بدست می‌آیند. $e(t)$ بیانگر نویز سفید با میانگین صفر و انحراف معیار λ می‌باشد و مقدار λ در بازه $[0,0.01]$ انتخاب می‌گردد تا خطای اندازه‌گیری حدود یک درصد را شبیه‌سازی کند.

همچنین برای مقایسه بهتر، روش الگوریتم ۲ (حالتی که تمامی جایگشتهای ممکن انتخاب می‌شوند) و روش الگوریتم ۳ با انتخاب تصادفی تنها ۱۰۰۰ نمونه از میان جایگشتهای ممکن با روش جبری PDA[2] مقاله [۶] مقایسه شده‌اند. در شبیه‌سازیها، برای ۳ روش مقایسه شده، تعداد زیرسیستمها از قبل معلوم فرض می‌شود. شکل ۶ خطای شناسائی پارامترها را برحسب تابعی از انحراف معیار نویز برای ۳ الگوریتم اشاره شده نشان می‌دهد. خطای پارامتر در اینجا بصورت $\left\|\theta_k-\hat{\theta}_k\right\|_2$ محاسبه شده است که بر روی ۳ زیرسیستم و ۱۰۰۰ تکرار میانگین گرفته شده است. همانگونه که در این شکل دیده می‌شود، روش الگوریتم ۲ (حالتی که همه ۱۶۱۷۰۰ جایگشت ممکن انتخاب شده‌اند) بهترین عملکرد را داراست، و الگوریتم ۳ نیز (فقط با انتخاب ۱۰۰۰ جایگشت ممکن) دارای خطای قابل قبولی می‌باشد. از آنجا که روش [۶] وابسته به انتخاب پارامترهای (z_0,v) می‌باشد، در هر تکرار، ۳ مقدار بصورت اتفاقی بوسیله توزیع نرمال با میانگین صفر و واریانس $I_{2\times2}$ برای آن انتخاب شده و مقادیری که منجر به کمترین خطای تخمین خروجی می‌شوند، انتخاب می گردند. همچنین مقدار دهی اولیه $\Delta=2$ ، $\theta^{\max}=[100,100,100]$ ، $\theta^{\min}=[-100,-100,-100]$ و $\varepsilon=0.001$ برای الگوریتم‌های ۲ و ۳ انتخاب شده است.

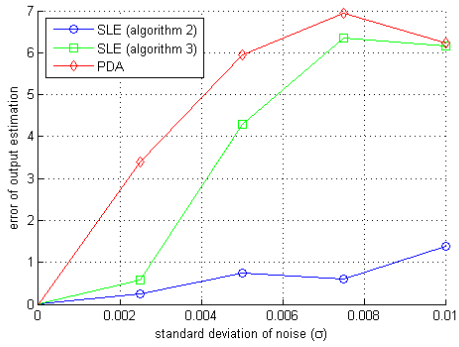


شکل ۶: خطای شناسائی پارامترهای زیرسیستم‌ها.

شکل ۷ خطای تخمین خروجی را بصورت تابعی از انحراف معیار نویز نشان می‌دهد. خطای تخمین خروجی بصورت $\left|y(t)-\hat{y}(t)\right|$ محاسبه می گردد که بر روی تعداد داده‌ها و تعداد تکرارها میانگین گیری شده است.

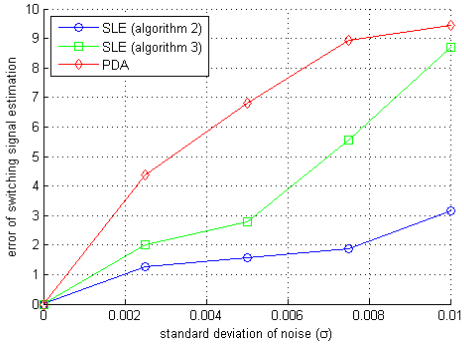
[1] Hybrid Decoupling Constraint

[2] Polynomial Differentiation Algorithm



شکل ۷: خطای تخمین خروجی.

شکل ۸ خطای تخمین سیگنال سوئیچینگ را نشان می‌دهد. خطای تخمین سیگنال سوئیچینگ بصورت درصد زمانهایی که سوئیچ بدرستی تخمین زده نمی‌شود، محاسبه شده و بر روی ۱۰۰۰ تکرار، میانگین‌گیری شده است.



شکل ۸: خطای شناسائی سیگنال سوئیچینگ.

همانگونه که شکل‌های (۸-۶) نشان می‌دهد، روش الگوریتم ۲ دارای کمترین خطا در تخمین پارامترها، خروجی و سیگنال سوئیچینگ (حدود یک سوم) نسبت به دو روش دیگر می‌باشد. همچنین روش الگوریتم ۳ برای مقادیر کم نویز دارای عملکرد بهتری نسبت به روش PDA بوده و برای مقادیر زیاد نویز نیز دارای عملکردی قابل قیاس با روش PDA می‌باشد. در این حالت، با افزایش مقدار m'. عملکرد این روش بهبود یافته و به روش الگوریتم ۲ نزدیک خواهد شد.

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک روش جدید برای شناسائی سیستمهای سوئیچ شونده خطی ارائه شده است. ویژگی مهم روش پیشنهادی آنست که شناسائی پارامترهای زیرسیستم‌ها را مستقل از شناسائی سیگنال سوئیچینگ انجام می‌دهد و به اطلاعات قبلی در مورد تعداد زیرسیستم‌ها وابسته نمی‌باشد. بنابراین مانند بسیاری از روشهای شناسائی سیستمهای هایبرید، درگیر تخمین همزمان پارامترهای زیرسیستم‌ها و دسته‌بندی بردار رگرسیون نخواهد شد. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که روش پیشنهادی علیرغم سادگی، از دقت بسیار خوبی در شناسائی پارامترهای زیرسیستم-ها، سیگنال سوئیچینگ و همچنین تخمین خروجی برخوردار است. مشکل روش ارائه شده آنست که، در هنگامی که تعداد داده‌های سیستم و بعد بردار رگرسیون زیاد باشد، تعداد حالتهای ممکن برای انتخاب جایگشتها زیاد شده و حجم محاسبات افزایش خواهد یافت. در این مقاله نشان داده شده است که در این حالت، می‌توان فقط با انتخاب تعدادی محدود از جایگشتهای ممکن، شناسائی زیرسیستم‌ها را با دقت خوبی انجام داد. از آنجا که روش ارائه شده در این مقاله یک روش تکراری می‌باشد، با اعمال آنالیز همگرائی نشان داده شده است که الگوریتم‌های ارائه شده حداکثر با تعداد محدودی تکرار همگرا خواهند شد. بعنوان پیشنهاداتی برای ادامه کار، این روش را می‌توان برای حالتی که درجه زیرسیستم‌ها از قبل معلوم نبوده و یا زیرسیستم‌ها دارای درجات متفاوتی می‌باشند نیز، تعمیم داد.

مراجع

[1] R. Vidal, “A tutorial on subspace clustering,” IEEE Signal Processing Magazine, 28(2):52–68, 2011.

[2] S. Almer, S. Mariethoz, and M. Morari, “Piecewise affine modeling and control of a step-up DC–DC converter,’ Proc. American Control Conf., Baltimore, MD, USA, 3299–3344, 2010.

[3] J. Roll, A. Bemporad, and L. Ljung, “Identification of piecewise affine systems via mixed-integer programming,” Automatica, 40(1):37–50, 2004.

[4] G. Ferrari-Trecate, M. Muselli, D. Liberati, and M. Morari, “A clustering technique for the identification of piecewise affine systems,” Automatica, 39(2):205–217, 2003.

[5] N. Ozay, M. Sznaier, C. Lagoa, and O. Camps, “A sparsification approach to set membership identification of switched affine systems,” IEEE Transactions on Automatic Control, 57(3):634–648, 2012.

[6] R. Vidal, S. Soatto, Y. Ma, and S. Sastry, “An algebraic geometric approach to the identification of a class of linear hybrid systems,” In Proc. of the 42nd IEEE Conf. on Decision and Control, Maui, Hawai, USA, pages 167–172, 2003.

[7] A. L. Juloski, S.Weiland, and W. P. M. H. Heemels, “A baysian approach to Identification of hybrid systems,” IEEE Transactions on Automatic Control, 50 (10):1520–1533, 2005.

[8] A. Bemporad, A. Garulli, S. Paoletti, and A. Vicino' "A bounded-error approach to piecewise affine system identification," IEEE Transactions on Automatic Control, 50 (10):1567–1580, 2005.

[9] S. Paoletti, A. L. Juloski, G. Ferrari-Trecate, and R. Vidal, "Identification of hybrid systems: a tutorial," European Journal of Control, 13(2-3):242–262, 2007.

[10] J. Wang, and T. Chen, "Parameter estimation of periodically switched linear systems," IET Control Theory Applications, 6(6): 768-775, 2012.

[11] N. Ozay, and M. Sznaier, "Hybrid System Identification with Faulty Measurements and its Application to Activity Analysis" IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC) Orlando, FL, USA, 2011.

[12] F. Lauer, G. Bloch, and R. Vidal, "A continuous optimization framework for hybrid system identification," Automatica, 47: 608–613, 2011.

[13] L. Bako, V. L. Le, F. Lauer, and G. Bloch. Identification of MIMO switched state-space models. In Proc. of the American Control Conference (ACC), Washington, DC, USA, 2013.

[14] R. Vidal, "Recursive identification of switched ARX systems," Automatica, 44(9): 2274–2287, 2008.

[15] L. Bako, K. Boukharouba, E. Duviella, and S. Lecoeuche, "A recursive identification algorithm for switched linear/affine models," Nonlinear Analysis: Hybrid Systems, 5(2): 242–253, 2011.

مجله کنترل
ISSN 2008-8345
جلد ۸، شماره ۱، بهار ۱۳۹۳، صفحه ۷۱-۵۵

تعیین مسیر رویت‌گر در موقعیت‌یابی تنها با زاویه سمت با در نظر گرفتن محدودیت میدان دید

امیرحسین نایبی آستانه[۱]، ناصر پریز[۲]، محمدباقر نقیبی سیستانی[۳]

[۱] دانشجوی دکتری مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه فردوسی مشهد، am_nayebi@yahoo.com

[۲] استاد، دانشکده مهندسی، گروه کنترل، دانشگاه فردوسی مشهد، n-pariz@um.ac.ir

[۳] استادیار، دانشکده مهندسی، گروه کنترل، دانشگاه فردوسی مشهد، naghib@yahoo.com

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۳/۰۲/۱۶، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۳/۰۳/۳۱)

چکیده: کنترل بهینه رویت‌گری که تنها با زاویه سمت در حال مکان‌یابی هدفی ساکن است، مدنظر است. بدین منظور سیگنال کنترل به‌گونه‌ای تولید می‌شود تا خطای تخمین مکان هدف کاهش یابد. معیار بهینگی، اثر ماتریس کوواریانس خطای تخمین در لحظه نهایی انتخاب شده است. این مسئله با ارائه قانون کنترلی که جهت حرکت رویت‌گر را به زاویه سمت هدف مرتبط می‌سازد، حل شده است. ویژگی روش ارائه شده علاوه بر تولید بلادرنگ مسیرهایی که بسیار نزدیک به مسیر بهینه می‌باشند، در نظر گرفتن محدودیت میدان دید رویت‌گر است. کارایی روش ارائه شده توسط شبیه‌سازی در شرایط مختلف و در مقایسه با روشی مشابه نشان داده شده است. همچنین این روش به صورت عملی در کنترل یک ربات متحرک به کار رفته است.

کلمات کلیدی: مسیر بهینه رویت‌گر، تولید بلادرنگ مسیر، مکان‌یابی هدف تنها با زاویه سمت، فیلتر کالمن توسعه‌یافته، میدان دید محدود.

Observer Path Planning for Bearings-Only Localization Considering Limited Field of View

Amirhossein Nayebi-Astaneh, Naser Pariz, Mohammad-Bagher Naghibi-Sistani

Abstract: Optimal control of an observer trying to localize a stationary target is presented. The objective is to generate the control signal in order to reduce the position estimate error. The trace of estimation error covariance matrix at final time is selected as the optimality criterion. This problem is solved by presenting a control policy which relates the observer course to the target bearing. In addition to generating paths in real-time which are very close to the optimal path, the advantage of the proposed method is its ability to consider the observer's field of view. In comparison to a similar method, the performance of the proposed method is shown using various simulations. This method is also applied to the control of a mobile robot.

Keywords: Optimal Observer Path, Real-Time Path Planning, Bearings-only Target Localization, Extended Kalman Filter, Limited Field of View.

۱- مقدمه

مکان‌یابی هدف با استفاده از حس‌گرهای غیرفعال کاربردهای زیادی در صنایع دفاعی و غیر دفاعی دارد. در این میان می‌توان به مکان‌یابی غیرفعال اهداف و مکان‌یابی نقطه دسترسی[1] در شبکه‌های بی‌سیم مخابراتی اشاره نمود. ازجمله معمول‌ترین حس‌گرهای غیرفعال، حس‌گرهایی هستند که تنها توانایی اندازه‌گیری زاویه سمت هدف را دارند. در این مقاله مکان‌یابی یک هدف ساکن توسط یک رویت‌گر متحرک مجهز به حس‌گر تشخیص‌دهنده سمت مدنظر است. رویت‌پذیری سامانه‌های مکان‌یاب مبتنی بر زاویه سمت کاملاً وابسته به مسیر پیموده شده توسط رویت‌گر است. از طرف دیگر به دلیل غیرخطی بودن مدل سیستم، تعیین معیاری که توسط آن بتوان به‌طور دقیق رویت‌پذیری سیستم را سنجید اغلب غیرممکن است؛ لذا، استفاده از تقریب در تعیین این معیار ضروری است.کنترل خودکار چنین رویت‌گری در مسیری که باعث کاهش هرچه بیشتر کوواریانس خطای تخمین مکان هدف به‌عنوان معیاری تقریبی برای رویت‌پذیری شود، حائز اهمیت است. همچنین میدان دید[2] محدود رویت‌گر که مسیر بهینه را تحت تأثیر قرار می‌دهد نیز مسئله‌ای است که باید در نظر گرفته شود.

اکثر کارهای انجام‌شده تا به امروز برای مکان‌یابی هدف بر اساس چهار نوع اندازه‌گیری AOA[3] [۱]، TOA[4] [۲]، TDOA[5] [۳] و RSS[6] [۴] می‌باشند. در مکان‌یابی تنها با زاویه سمت، اندازه‌گیری‌ها از نوع AOA هستند. فرض بر این است که حس‌گر و هدف در یک صفحه قرار دارند و زاویه سمت نسبت به شمال جغرافیایی سنجیده می‌شود. ازجمله حس‌گرهای تشخیص‌دهنده زاویه سمت می‌توان به دوربین [۵] و آنتن‌های رادیویی تشخیص‌دهنده جهت [۶] اشاره نمود.

تعیین مسیر بهینه رویت‌گر در مکان‌یابی با زاویه سمت موضوعی است که بسیار موردتوجه پژوهشگران بوده و هست. در اغلب کارهای انجام‌شده تابعی اسکالر از ماتریس اطلاعات فیشر[7] به‌عنوان معیار بهینگی مورداستفاده قرارگرفته است. به‌عنوان مثال [۷] از دترمینان ماتریس اطلاعات فیشر استفاده نموده است که ارتباط نزدیکی با معیار بهینگی D [۸] در تئوری طرح آزمایش علم آمار دارد. در [۹] و [۱۰] نشان داده شده است که استفاده از اثر معکوس ماتریس اطلاعات فیشر (که به معیار بهینگی A مشهور است) در مکان‌یابی با زاویه سمت معیار مناسب‌تری نسبت به معیار بهینگی D است.

مسئله دیگری که در انتخاب معیار بهینگی وجود دارد مربوط به انتخاب زمانی است که معیار موردنظر در آن زمان بهینه می‌شود. به‌عنوان مثال در [۷] بیشینه کردن دترمینان ماتریس اطلاعات فیشر در یک گام جلوتر، معیار تعیین مسیر رویت‌گر است؛ درصورتی‌که در [۱۱] بیشینه کردن دترمینان ماتریس اطلاعات فیشر در لحظه نهایی در نظر گرفته شده است. مسیرهای تولیدشده با روش‌هایی که تنها یک گام به جلو را در نظر می‌گیرند به‌صورت مارپیچ حول هدف می‌باشند [۱۲]. از طرف دیگر در روش‌هایی که بهینه‌سازی در زمان نهایی را در نظر گرفته‌اند مسیر بهینه به‌گونه‌ای خواهد بود که در ابتدا رویت‌گر خود را به هدف نزدیک کرده و سپس شروع به دور زدن آن می‌کند [۱۳].

اکثر حس‌گرهایی که برای اندازه‌گیری زاویه سمت استفاده می‌شوند، میدان دید محدودی دارند که در تعیین مسیر بهینه رویت‌گر باید لحاظ شود. در [۱۱] وجود قید به‌صورت کلی در نظر گرفته‌شده است که می‌تواند شامل قید میدان دید نیز باشد ولی روش ارائه‌شده برون‌خط[8] است. مرجع [۷] نیز قید در حالت کلی را در نظر گرفته است و روشی مبتنی بر بهینه‌سازی دترمینان ماتریس اطلاعات فیشر در یک گام به جلو ارائه داده است که در هرلحظه یک مسئله بهینه‌سازی غیرخطی برای تعیین جهت حرکت رویت‌گر حل می‌شود و پردازش نسبتاً زیادی را می‌طلبد. در [۱۴] قید میدان دید در نظر گرفته شده و روشی مبتنی بر جستجو برای تعیین مسیر بهینه رویت‌گر ارائه شده است که در آن برای کاهش زمان جستجو ابتدا مسیرهایی را به‌صورت قطعه‌قطعه خطی به‌عنوان مسیرهای کاندید تولید می‌کند سپس در بین مسیرهای کاندید، بهترین مسیر را جستجو می‌کند. در این روش با زیادشدن فاصله رویت‌گر از هدف تعداد مسیرهای کاندید نیز به‌شدت افزایش می‌یابد و باعث کند شدن روش ارائه‌شده می‌شود.

تلاش‌هایی نیز برای حل تحلیلی این موضوع صورت گرفته است. به‌عنوان‌مثال در [۱۳] با در نظر گرفتن یک حد پایین برای دترمینان ماتریس اطلاعات فیشر در لحظه نهایی [۱۵] و با استفاده از تئوری حساب تغییرات، رابطه‌ای بین جهت حرکت (کورس) رویت‌گر و زاویه سمت هدف در مسیر بهینه بدون در نظر گرفتن قید میدان دید ارائه شده است. در مرجع [۱۶] نیز با در نظر گرفتن دو معیار بهینگی D و دقت تخمین برد هدف در لحظه نهایی و بدون در نظر گرفتن قید میدان دید، سعی شده است تا روشی تحلیلی برای حل این مسئله ارائه شود ولی در پایان تنها موفق به حل مسئله به‌صورت تحلیلی - عددی شده است. در [۱۷] با ساده‌سازی و ثابت در نظر گرفتن حالت نهایی رویت‌گر و همچنین بدون توجه به قید میدان دید، کنترل بهینه حلقه بازی ارائه شده است.

در این مقاله روشی بلادرنگ برای کنترل یک رویت‌گر متحرک در مسیر بهینه ارائه شده است. فرض شده است که رویت‌گر از مکان خود آگاه است و با اعمال فیلتر کالمن توسعه‌یافته (EKF)[9] بر روی اندازه‌گیری‌های زاویه سمت به‌دست‌آمده از هدفی ساکن (با موقعیت نامعلوم)، مکان آن را تخمین می‌زند. با بررسی خصوصیات مسیر بهینه، نشان داده می‌شود که در مسیر بهینه رابطه‌ای بین کورس رویت‌گر و

[1] Access Point
[2] Field Of View
[3] Angle of Arrival
[4] Time of Arrival
[5] Time Delay of Arrival
[6] Receive Signal Strength
[7] Fisher Information Matrix
[8] Offline
[9] Extended Kalman Filter

زاویه سمت هدف وجود دارد و این رابطه مستقل از موقعیت اولیه رویت‌گر و موقعیت هدف است. با برازش یک تابع خطی کسری بر روی داده‌های به‌دست‌آمده از شبیه‌سازی، این رابطه با تقریب بسیار خوبی به دست می‌آید و به‌منظور هدایت حلقه بسته رویت‌گر در مسیر بهینه، قانون کنترلی بر اساس آن ارائه می‌شود. سپس قانون ارائه‌شده به‌گونه‌ای اصلاح می‌شود تا محدودیت میدان دید حس‌گر نیز لحاظ شود. برای تعیین مسیر بهینه از معیار بهینگی A (اثر معکوس ماتریس اطلاعات فیشر) استفاده شده است. ازآنجاکه ماتریس اطلاعات فیشر علاوه بر مسیر رویت‌گر به مقدار واقعی مکان هدف نیز وابسته است و مقدار واقعی مکان هدف معلوم نیست، در عمل استفاده از ماتریس اطلاعات فیشر امکان‌پذیر نیست، لذا از کوواریانس خطای تخمین به‌عنوان تقریبی از معکوس ماتریس اطلاعات فیشر استفاده شده است. درواقع معیار بهینگی، اثر کوواریانس خطای تخمین مکان در لحظه نهایی در نظر گرفته شده است و نشان داده می‌شود که این معیار باعث کاهش بیشتر کوواریانس خطای تخمین در درازمدت نسبت به روش یک گام به جلو خواهد شد. روش ارائه‌شده در این مقاله مانند روش Hammel [۱۳] رابطه‌ای بین کورس رویت‌گر و سمت هدف در مسیر بهینه ارائه می‌دهد با این تفاوت که رابطه Hammel رابطه‌ای خطی است و رابطه ارائه‌شده در این مقاله به‌صورت خطی کسری است که باعث تولید مسیرهای بسیار نزدیک‌تر به مسیر بهینه می‌شود. این روش به‌صورت عملی نیز بر روی یک ربات با دو چرخ محرک و یک دوربین متصل به آن به‌عنوان حس‌گر تشخیص‌دهنده سمت، پیاده شده است.

ساختار این مقاله به‌صورت زیر است. در بخش ۲ این مسئله در چهارچوب تئوری کنترل بهینه مدل می‌شود. سپس در بخش ۳ تأثیر مسیر رویت‌گر بر کوواریانس خطای تخمین بررسی می‌شود و نشان داده می‌شود که با کاهش زمان نهایی، مسیر بهینه بیشتر دایره‌ای شکل خواهد بود. در بخش ۴ مسیر بهینه به ازای موقعیت‌های مختلف رویت‌گر و هدف به‌صورت عددی به دست می‌آید و نشان داده می‌شود که در مسیر بهینه رابطه بین کورس رویت‌گر و سمت هدف، مستقل از موقعیت‌های مختلف رویت‌گر و هدف است. در ادامه و در بخش ۵ با برازش یک تابع خطی کسری بر نمودار کورس – سمت، قانون کنترل در مسیر بهینه حاصل و عملکرد آن با قانون کنترل ارائه‌شده توسط Hammel [۱۳] مقایسه می‌شود. تغییر قانون کنترل به‌منظور در نظر گرفتن میدان دید محدود رویت‌گر نیز در بخش ۶ انجام می‌شود. در بخش ۷ مسئله کنترل رویت‌گر در مسیر بهینه همزمان با مکان‌یابی هدف ساکن در نظر گرفته می‌شود. نتایج حاصل از پیاده‌سازی این روش روی ربات متحرک در بخش ۸ آمده است و درنهایت در بخش ۹ جمع‌بندی و نتیجه‌گیری و پیشنهادهایی برای ادامه کار ارائه می‌شود.

۲- مدل‌سازی مسئله

متغیرهای استفاده‌شده در متن مقاله به شرح زیر می‌باشند:

x^t و y^t	مکان دوبعدی هدف
$\dot{x}^t$ و $\dot{y}^t$	سرعت هدف به ترتیب در جهت x و y
x^o و y^o	مکان دوبعدی رویت‌گر
$\dot{x}^o$ و $\dot{y}^o$	سرعت رویت‌گر به ترتیب در جهت x و y
v^o	اندازه سرعت خطی رویت‌گر
v^o_{max}	بیشینه سرعت خطی رویت‌گر
θ^o	جهت حرکت یا همان کورس رویت‌گر
ω_x و ω_y	عدم قطعیت سرعت هدف در جهت x و y، متغیرهای تصادفی گوسی مستقل با میانگین صفر و واریانس‌های به ترتیب σ_x^2 و σ_y^2
$\mathbf{Q}$	ماتریس کوواریانس متغیر تصادفی برداری $[\omega_x \quad \omega_y]$ که برابر است با $\begin{bmatrix}\sigma_x^2 & 0\\ 0 & \sigma_y^2\end{bmatrix}$
ν	نویز اندازه‌گیری، گوسی با میانگین صفر و واریانس σ_ν^2
t_f	زمان نهایی
β و z	به ترتیب مقدار واقعی و اندازه‌گیری شده زاویه سمت هدف
β_0 و β_f	زاویه سمت هدف به ترتیب در لحظه اولیه و نهایی
$\hat{x}^t$ و $\hat{y}^t$	تخمین مکان هدف
$\hat{\beta}$	تخمین β
$\hat{r}$	فاصله تخمینی رویت‌گر تا هدف
$\mathbf{P}$ و $\dot{\mathbf{P}}$	به ترتیب ماتریس کوواریانس خطای تخمین مکان هدف و مشتق آن برحسب زمان
$\mathbf{P}_f$	کوواریانس خطای تخمین مکان در زمان نهایی
p_{ij}	عنصر مربوط به سطر iام و ستون jام ماتریس $\mathbf{P}$
$\mathbf{H}$	گرادیان β نسبت به $[x^t \quad y^t]$ در نقطه $[\hat{x}^t \quad \hat{y}^t]$
FIM	ماتریس اطلاعات فیشر
$\mathbf{x}$	بردار پنج در یک $[x^o \quad y^o \quad p_{11} \quad p_{21} \quad p_{22}]^T$
$\dot{\mathbf{x}}$	مشتق $\mathbf{x}$ بر حسب زمان
$\mathbf{x}_f$	مقدار $\mathbf{x}$ در لحظه نهایی
$\mathbf{u}$	بردار دو در یک $[v^o \quad \theta^o]^T$
α	میدان دید رویت‌گر

معادلات فضای حالت زمان پیوسته یک هدف ساکن با اندازه‌گیری تنها زاویه سمت به صورت زیر می‌باشند:

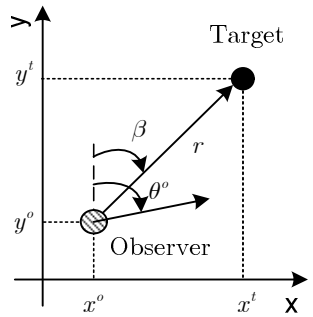
$$\dot{x}^t = \omega_x \tag{۱}$$

$$\dot{y}^t = \omega_y \tag{۲}$$

$$z = \beta + \nu \tag{۳}$$

که در آن β (شکل ۱) به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\beta(x^t, y^t) = \tan^{-1}\frac{x^t - x^o}{y^t - y^o} \tag{۴}$$



شکل ۱: سناریوی ردیابی تنها با زاویه سمت

معادلات زمان پیوسته EKF برای تخمین مکان هدف در سیستم فوق به صورت زیر می‌باشد [۱۸]:

$$\begin{bmatrix}\dot{\hat{x}}^t\\ \dot{\hat{y}}^t\end{bmatrix} = \frac{\mathbf{P}\mathbf{H}^T}{\sigma_v^2}\left(z-\hat{\beta}\right) \qquad (۵)$$

$$\dot{\mathbf{P}} = \mathbf{Q} - \frac{1}{\sigma_v^2}\mathbf{P}\mathbf{H}^T\mathbf{H}\mathbf{P} \qquad (۶)$$

که در آن $\mathbf{H}$ به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix}\frac{\partial\beta}{\partial x^t} & \frac{\partial\beta}{\partial y^t}\end{bmatrix}_{\substack{x^t=\hat{x}^t\\ y^t=\hat{y}^t}} = \frac{[\cos\hat{\beta} \quad -\sin\hat{\beta}]}{\hat{r}} \qquad (۷)$$

$\hat{r}$ نیز در رابطه زیر صدق می‌کند:

$$\hat{r}^2 = (\hat{x}^t - x^o)^2 + (\hat{y}^t - y^o)^2 \qquad (۸)$$

همچنین معادلات دینامیکی رویت‌گر با توجه به شکل ۱ به صورت زیر می‌باشند:

$$\dot{x}^o = v^o \sin\theta^o \qquad (۹)$$

$$\dot{y}^o = v^o \cos\theta^o \qquad (۱۰)$$

به منظور تعیین مسیر بهینه رویت‌گر بر اساس معیار بهینگی A که برابر اثر (مجموع عناصر قطری) معکوس ماتریس اطلاعات فیشر می‌باشد و با استفاده از تقریب $\mathbf{P} \cong \mathbf{FIM}^{-1}$، تابع هزینه به صورت

$$J = tr(\mathbf{P}_f) \qquad (۱۱)$$

در نظر گرفته می‌شود که در آن منظور از $tr(.)$ اثر ماتریس می‌باشد. با فرض اینکه مکان هدف معلوم باشد مسئله بهینه‌سازی فوق را می‌توان به فرم مسئله کنترل بهینه زیر نوشت:

$$\min h(\mathbf{x}_f) \qquad (۱۲)$$

با قید

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x},\mathbf{u}) \qquad (۱۳)$$

که در آن

$$h(\mathbf{x}_f) = tr(\mathbf{P}_f) = p_{11}(t_f) + p_{22}(t_f) \qquad (۱۴)$$

تابع $\mathbf{f}$ نیز از روی (۶)، (۹) و (۱۰) ساخته می‌شود. لازم به ذکر است که اگر $\mathbf{P}_0$ ($\mathbf{P}$ در لحظه اولیه t_0) متقارن باشد با توجه به (۶)، $\mathbf{P}$ در بقیه زمان‌ها نیز متقارن خواهد ماند. لذا همواره p_{12} با p_{21} برابر خواهد بود. به همین دلیل در بردار حالت $\mathbf{x}$، p_{12} درج نشده است.

۳- بررسی تاثیر مسیر رویت‌گر بر کواریانس خطای تخمین

به منظور بررسی تاثیر مسیر رویت‌گر بر تابع هزینه (۱۲) شبیه‌سازی زیر انجام شده است. در این شبیه‌سازی فرض می‌شود $\sigma_x^2 = \sigma_y^2 = 0.01$، $\sigma_v = 5°$، و سرعت رویت‌گر در تمام لحظات $v^o = 0.5\frac{m}{s}$ بوده و از مبدا شروع به حرکت نماید $([x^o(t_0) \quad y^o(t_0)] = [0 \quad 0])$ و جهت آن (θ^o) در طول مسیر همواره ثابت باشد. مکان هدف نیز $[0 \quad 5]$ در نظر گرفته شده است. همچنین زمان نهایی t_f، ρ برابر مدت زمان لازم برای رسیدن رویت‌گر به هدف در حرکت مستقیم، در نظر گرفته می‌شود یعنی

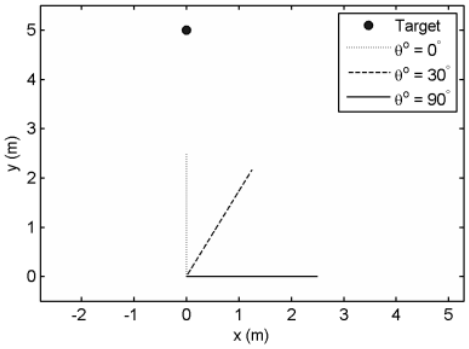
$$t_f = \rho\frac{\|[x^t - x^o(t_0) \quad y^t - y^o(t_0)]\|}{v^o} \qquad (۱۵)$$

مسیر رویت‌گر و $tr(\mathbf{P})$ به ازای $\rho = 0.5$ و سه مقدار مختلف θ^o در شکل ۲ نشان داده شده است. همانطور که انتظار می‌رفت اگر رویت‌گر به طور مستقیم به طرف هدف حرکت کند $(\theta^o = 0°)$، $tr(\mathbf{P})$ زیاد خواهد بود. در واقع در این حالت مسئله رویت‌ناپذیر است و دترمینان $\mathbf{P}$ صفر می‌شود و حرکت در این مسیر باعث کاهش اثر کواریانس خطای تخمین نمی‌شود. نکته مهم دیگر این است که با اینکه حرکت با زاویه $90°$ نسبت به هدف در ابتدا باعث کاهش بیشتر $tr(\mathbf{P})$ می‌شود ولی حدودا از ثانیه چهار به بعد، $tr(\mathbf{P})$ برای مسیر با زاویه $30°$ کمتر شده است. در شکل ۳ $tr(\mathbf{P}_f)$ بر حسب θ^o رسم شده است. ملاحظه می‌شود که به ازای $\theta^o = 48°$، $tr(\mathbf{P}_f)$ کمینه شده است و این یعنی اگر رویت‌گر تنها قادر به حرکت در مسیر مستقیم باشد و زمان نهایی نصف زمان مورد نیاز برای رسیدن مستقیم رویت‌گر به هدف باشد $(\rho = 0.5)$، آنگاه اگر رویت‌گر با کورس $\theta^o = 48°$ نسبت به خط واصل مکان اولیه رویت‌گر و هدف حرکت کند، $tr(\mathbf{P}_f)$ کمترین مقدار ممکن را خواهد داشت (البته با مقادیر ذکر شده در بالا برای σ_x^2، σ_y^2 و σ_v).

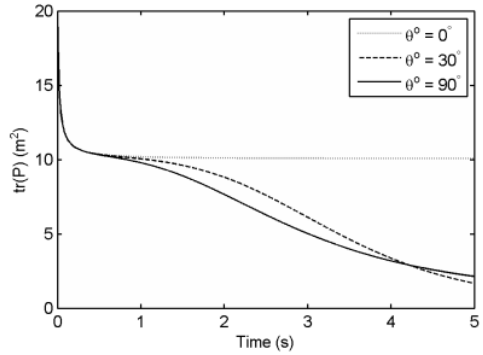
کورس بهینه به ازای مقادیر مختلف ρ در شکل ۴ رسم شده است. نکته قابل توجه این است که با کاهش ρ که منجر به کاهش زمان نهایی می‌شود، کورس بهینه به $90°$ نزدیک می‌شود و این یعنی اگر هدف کمینه کردن $tr(\mathbf{P})$ در آینده نزدیکتر باشد (مثل روش یک گام به جلو)، مسیر بهینه بیشتر دایره‌ای شکل خواهد بود. کمینه تابع هزینه به

ازای مقادیر مختلف ρ در شکل ۵ نشان داده شده است. آنچه که از این نمودار نتیجه می‌شود این است که هر چه زمان نهایی بیشتر باشد، اثر کواریانس خطای تخمین نهایی به ازای کورس بهینه نیز کمتر خواهد بود. مشخص است که مصالحه‌ای بین زمان نهایی و کواریانس خطای نهایی وجود دارد. لذا به منظور تعیین مسیر بهینه رویت‌گر به دو صورت می‌توان عمل نمود:

۱. با زمان نهایی مشخص، کواریانس خطای نهایی کمینه شود.
۲. با کواریانس خطای نهایی معلوم، زمان نهایی کمینه شود.

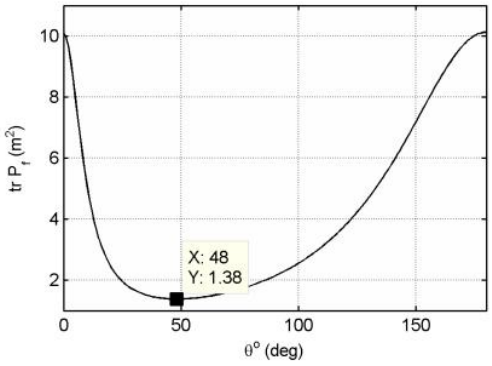


(الف)

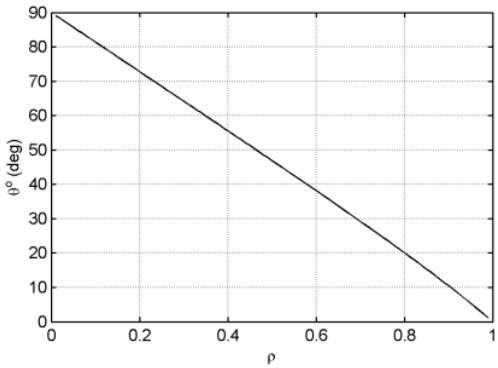


(ب)

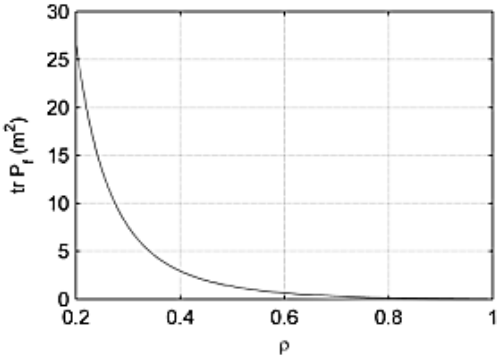
شکل ۲: تاثیر مسیر رویت‌گر بر $tr(\mathbf{P})$. (الف) مسیر رویت‌گر به ازای چند مقدار مختلف θ^o. (ب) تغییرات $tr(\mathbf{P})$ در طول زمان.



شکل ۳: $tr(\mathbf{P})$ در لحظه نهایی به ازای جهت‌های مختلف حرکت رویت‌گر. کمینه $tr(\mathbf{P_f})$، 1.38 می‌باشد که به ازای کورس $\theta^o = 48^\circ$ اتفاق افتاده است.



شکل ۴: کورس بهینه به ازای مقادیر مختلف ρ.

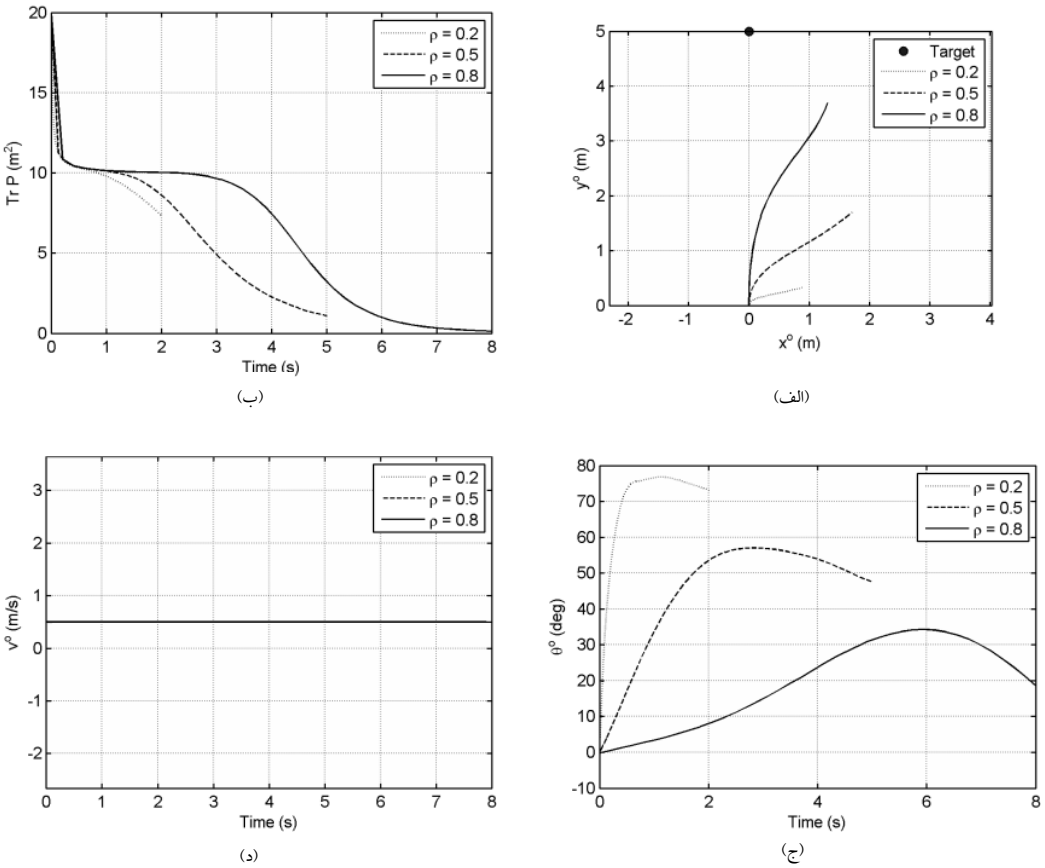


شکل ۵: تابع هزینه به ازای کورس بهینه بر حسب مقادیر مختلف ρ.

از آنجا که کواریانس خطای نهایی وابسته به دقت اندازه‌گیری و مدل سیستم می‌باشد، تعیین مقدار مناسب آن معمولا اگر نگوییم نشدنی ولی مشکل است و ممکن است حتی این نوع مسئله جواب بهینه هم نداشته باشد یا زمان نهایی بهینه صفر شود (یعنی اگر رویت‌گر حرکت نکند بهتر است!) [۱۹]. لذا در این پژوهش بهینگی نوع اول مد نظر قرار گرفته است. به عبارت دیگر هدف رسیدن به کمینه کواریانس خطای نهایی ممکن در زمان نهایی مشخص است.

۴- تعیین مسیر بهینه با استفاده از بسته نرم‌افزاری GPOPS

قبلا فرض شد سرعت رویت‌گر ثابت و معلوم و کورس آن نیز ثابت ولی نامعلوم است و کورس بهینه با کمینه کردن $tr(\mathbf{P}_f)$ حاصل شد. اکنون با حذف این دو محدودیت، هم سرعت بهینه و هم کورس بهینه رویت‌گر به منظور کمینه کردن $tr(\mathbf{P}_f)$ تعیین می‌شود. البته برای اینکه مسئله جواب داشته باشد کران بالای سرعت رویت‌گر $v_{max}^{o} = 0.5\frac{m}{s}$، در نظر گرفته شده است. در واقع در پی حل مسئله کنترل بهینه (۱۲) و (۱۳) هستیم. قبل از ارائه یک قانون کنترل، ابتدا این مسئله با بسته نرم‌افزاری GPOPS [۲۰-۲۳] حل می‌شود.



شکل ۶: (الف) مسیر بهینه، (ب) $tr(\mathbf{P})$ بهینه، (ج) کورس بهینه، (د) سرعت بهینه به ازای مقادیر مختلف ρ.

نرم‌افزار GPOPS از روش شبه طیفی[1] که جزء روش‌های مستقیم[2] برای حل عددی مسائل کنترل بهینه می‌باشد، استفاده می‌کند. در شکل ۶ به ازای سه مقدار مختلف پارامتر ρ جواب بهینه بدست آمده ارائه شده است. نتایج بدست آمده با نتایج شبیه‌سازی قبل (رویت‌گر با کورس ثابت) همخوانی دارد. با توجه به نمودار شکل ۶-الف، همانطور که انتظار می‌رفت هر چه زمان نهایی کمتر باشد (ρ کمتر باشد)، مسیر بهینه بیشتر شبیه دایره خواهد بود و در این حالت اگر رویت‌گر به جای اینکه خود را به هدف نزدیک کند آن را دور بزند بهتر است (شکل ۶-ب). از طرف دیگر با افزایش زمان نهایی، رویت‌گر ابتدا خود را به هدف نزدیک کرده سپس آن را دور می‌زند به این ترتیب کواریانس خطای نهایی کمتری حاصل می‌شود. نکته قابل توجه دیگر اندازه سرعت بهینه رویت‌گر است که همواره برابر بیشینه مقدار خود می‌باشد (شکل ۶-د). لذا در حل مسئله کنترل بهینه (۱۲) و (۱۳)، با ثابت نگه داشتن سرعت در مقدار بیشینه خود، تنها کافی است که کورس بهینه رویت‌گر در هر لحظه بدست آید.

مسیرهای بهینه به ازای $\rho = 0.5$ و مقادیر مختلف برد اولیه (r_0) و سمت اولیه (β_0) در شکل ۷ رسم شده‌اند. آنچه که واضح است موازی بودن این مسیرها نسبت به یکدیگر به ازای سمت اولیه مشخص است. این طور به نظر می‌رسد که اگر β_0 ثابت باشد، رویت‌گر با هر فاصله‌ای از هدف که شروع به حرکت کند رابطه بین کورس آن و زاویه سمت هدف در مسیر بهینه یکسان خواهد بود. نمودار شکل ۸ این موضوع را ثابت می‌کند.

به علاوه اگر مسیرهای بهینه نسبت به خط واصل مکان اولیه رویت‌گر و هدف در نظر گرفته شوند آنگاه رابطه بین کورس رویت‌گر و سمت هدف در مسیر بهینه کاملا مستقل از موقعیت اولیه رویت‌گر و

[1] Pseudospectral
[2] Direct Methods

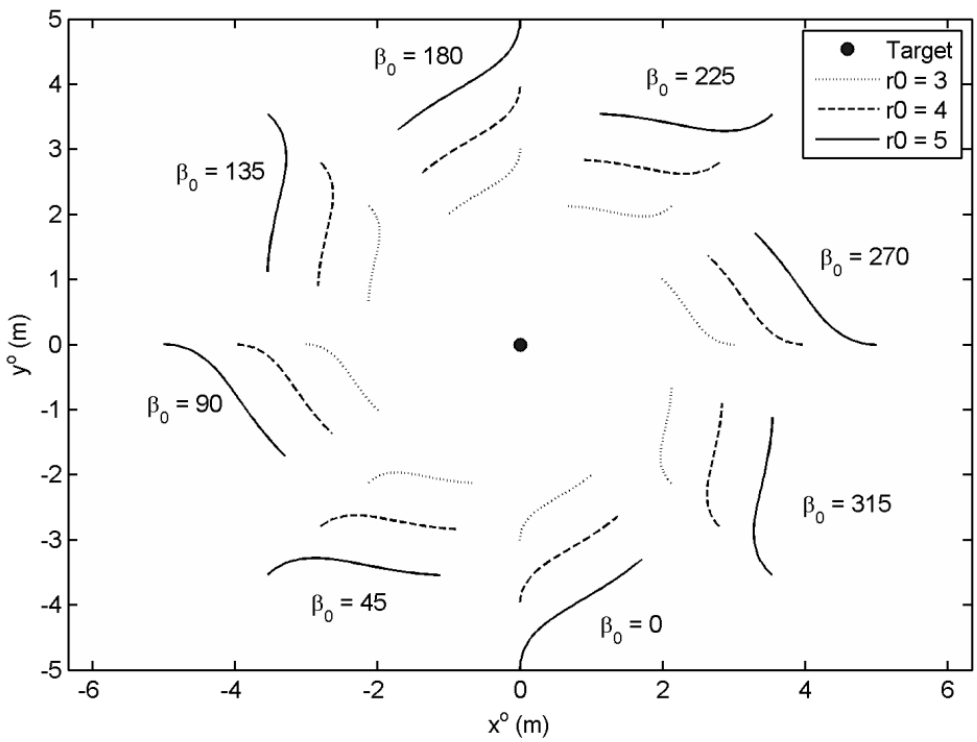
موقعیت هدف خواهد بود. شکل ۸ رابطه بین $\theta^o - \beta_0$ و $\beta - \beta_0$ را به ازای تمام مسیرهای رسم شده در شکل ۷ نشان می‌دهد. مشخص است که به ازای تمام این مسیرها نمودار یکسانی تولید شده است. با استفاده از این واقعیت می‌توان قانون کنترلی برای تولید مسیر بهینه رویت‌گر بدست آورد.

۵- قانون کنترل برای تولید مسیر بهینه رویت‌گر

با توجه به نتایج شبیه‌سازی قبل مشخص شد که رابطه بین کورس رویت‌گر و سمت هدف در مسیر بهینه یک رابطه ثابت است. در این قسمت به دنبال پیدا کردن این رابطه هستیم. از شکل ۸ مشخص است که نمودار $\theta^o - \beta_0$ بر حسب $\beta - \beta_0$ دارای دو مجانب عمودی و مورب می‌باشد. فرم کلی یک تابع خطی کسری که این خاصیت را داشته باشد به صورت زیر است:

$$\theta^o - \beta_0 = a(\beta - \beta_0) + b + \frac{c}{\beta - \beta_0 + d} \qquad (۱۶)$$

مجانب عمودی این تابع $\beta - \beta_0 = -d$ و مجانب مورب آن $\theta^o - \beta_0 = a(\beta - \beta_0) + b$ می‌باشد. با استفاده از داده‌های نمودار شکل ۸ (بر حسب رادیان) و استفاده از روش کمینه مربعات غیرخطی، پارامترهای a، b، c و d تخمین زده شدند. مقادیر بدست آمده برای این پارامترها در جدول ۱ آورده شده است.

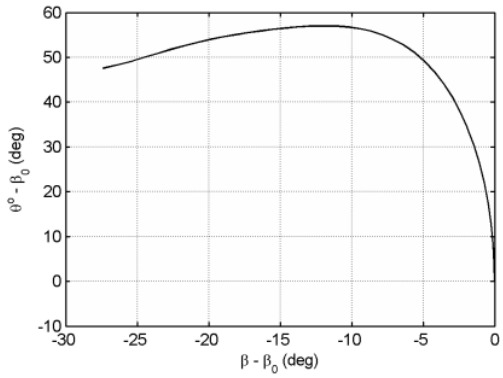


شکل ۷: مسیرهای بهینه به ازای $\boldsymbol{\rho = 0.5}$ و مقادیر مختلف $\boldsymbol{r_0}$ و $\boldsymbol{\beta_0}$.

جدول ۱: پارامترهای تخمین زده شده برای رابطه بین کورس و سمت.

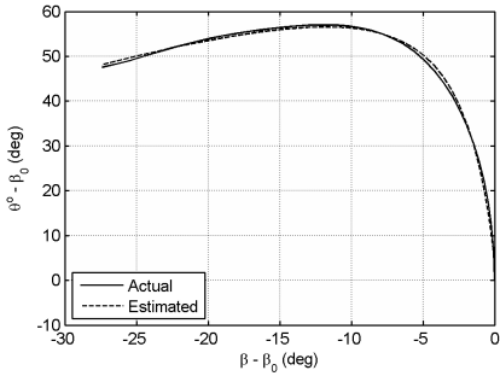
پارامتر	a	b	c	d
مقدار	1.045	1.47	0.06794	−0.04875

در شکل ۹ نمودار تخمینی کورس بر حسب سمت با نمودار واقعی آن مقایسه شده است. ملاحظه می‌شود که نمودار تخمینی به خوبی نمودار واقعی را دنبال می‌کند. لذا می‌توان از (۱۶) به عنوان قانون کنترل جهت تولید مسیر بهینه استفاده نمود. در واقع اگر زمان نهایی نصف مدت زمان لازم برای رسیدن رویت‌گر به هدف در حرکت مستقیم باشد ($\rho = 0.5$)، قانون کنترل (۱۶) برقرار خواهد بود.



شکل ۸: $\boldsymbol{\theta^o - \beta_0}$ بر حسب $\boldsymbol{\beta - \beta_0}$ به ازای $\boldsymbol{\rho = 0.5}$ و مقادیر مختلف $\boldsymbol{r_0}$ و $\boldsymbol{\beta_0}$.

از بین روش‌های موجود در تعیین مسیر بهینه روش ارائه شده توسط Hammel [۱۳] بیشترین تشابه را با روش ارائه شده در این مقاله دارد. لذا به منظور بررسی بیشتر عملکرد روش ارائه شده، مسیر تولید شده توسط این روش با مسیر بدست آمده توسط روش Hammel، در شکل ۱۰ مقایسه شده است.



شکل ۹: نمودار واقعی و تخمینی کورس بر حسب سمت.

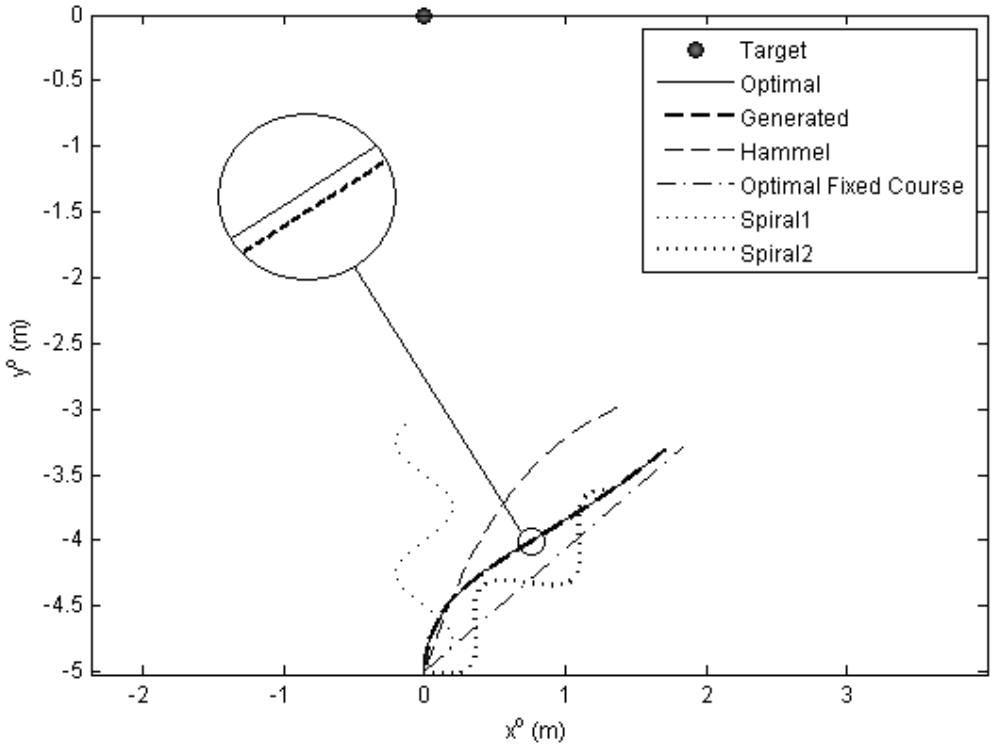
در روش Hammel رابطه بین کورس رویت‌گر و سمت هدف در مسیر بهینه به صورت زیر می‌باشد:

$$\theta^o = 3\beta_f - 2\beta + \frac{\pi}{2} \qquad (۱۷)$$

که در آن β_f طبق رابطه غیرخطی ناصریح زیر با β_0 مرتبط است:

$$\rho = \cos^{\frac{1}{3}}\left[3\left(\beta_f - \beta_0\right)\right]\int_{\beta_f}^{\beta_0} \frac{d\beta}{\cos^{\frac{4}{3}}\left[3\left(\beta_f - \beta\right)\right]} \qquad (۱۸)$$

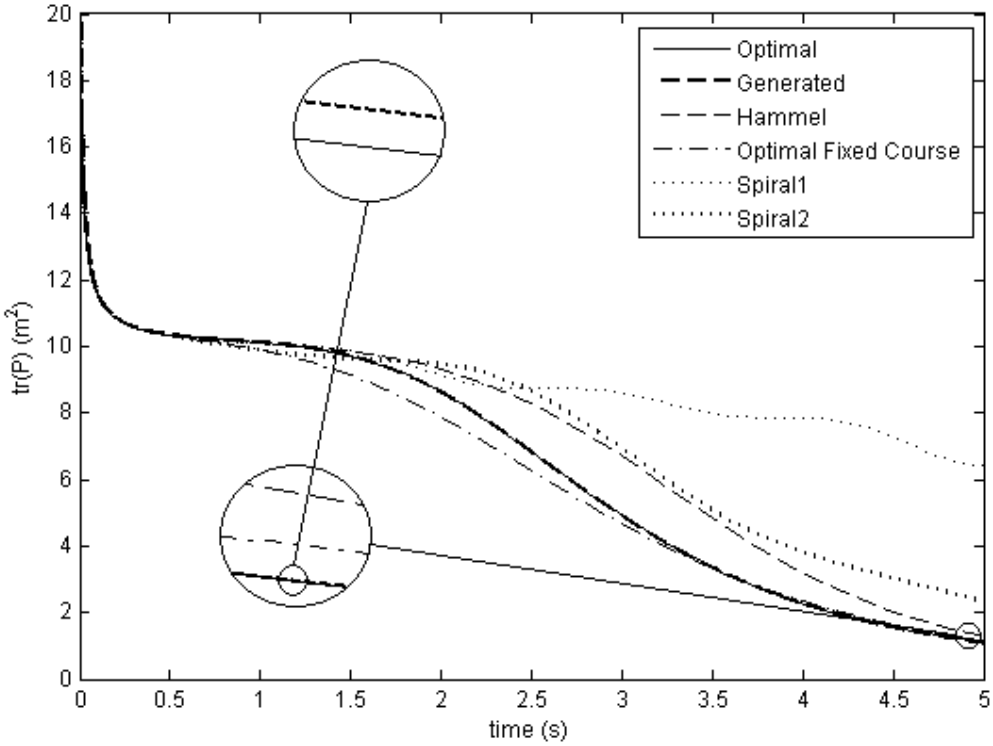
لازم به ذکر است که بدلیل تفاوت مبدا اندازه‌گیری زوایا در این مقاله با مقاله Hammel، حدود انتگرال در رابطه فوق جابجا شده‌اند. با توجه به نمودار شکل ۱۱ مشخص است که روش ارائه شده بهتر از روش Hammel عمل نموده است و $tr(\mathbf{P})$ در آن همواره کمتر بوده است. ابتدا شاید اینگونه به نظر برسد که چون معیار بهینگی روش Hammel بر اساس معیار بهینگی D بوده است، $tr(\mathbf{P})$ در آن بیشتر شده است؛ ولی با توجه به نمودار شکل ۱۳ ملاحظه می‌شود باز هم روش ارائه شده در این مقاله بهتر عمل تموده است و دترمینان $\mathbf{P}^{-1}$ در آن بیشتر شده است. $tr(\mathbf{P}_f)$ و $\left|\mathbf{P}_f^{-1}\right|$ این دو روش نیز در شکل ۱۳ با هم مقایسه شده‌اند.



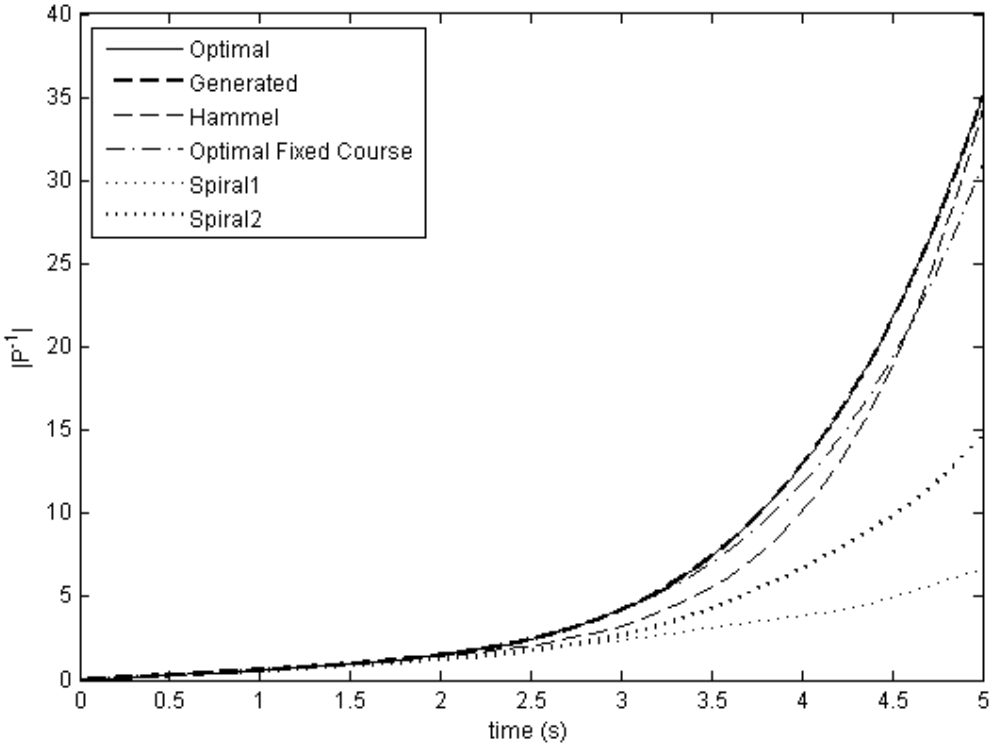
شکل ۱۰: مقایسه مسیر تولید شده توسط قانون کنترل بدست آمده با مسیر بهینه و دیگر روش‌ها.

در شکل ۱۰، مسیر مستقیم‌الخط با کورس بهینه $48°$ و یک مسیر مارپیچ به طرف هدف (Spiral1) و مسیر مارپیچ دیگر در جهت کورس بهینه (Spiral2) نیز رسم شده‌اند. با توجه به شکل ۱۱، $tr(\mathbf{P})$ برای هر دو مسیر مارپیچ بیشتر از چهار مسیر دیگر می‌باشد. البته مسیر Spiral2 که در جهت کورس بهینه می‌باشد، وضعیت بهتری نسبت به مسیر Spiral1 دارد. از طرف دیگر، مسیر مستقیم‌الخط در ابتدا (تا قبل از حدود سه ثانیه) بهتر از سایر مسیرها عمل می‌کند ولی در انتها، این موضوع به نفع دو مسیر بهینه و مسیر تولید شده با قانون کنترل (۱۶) تغییر می‌کند. نکته قابل توجه

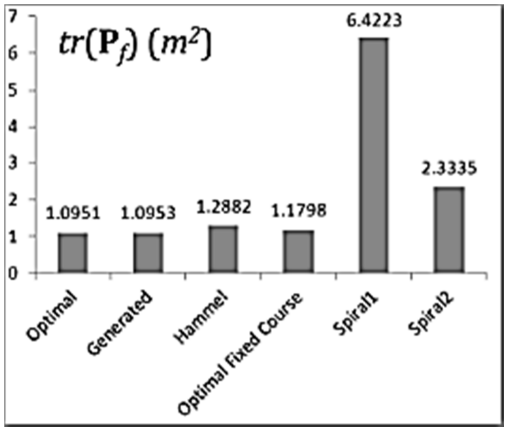
دیگر تطابق بسیار زیاد $tr(\mathbf{P})$ برای مسیر تولید شده توسط قانون کنترل (۱۶) با $tr(\mathbf{P})$ برای مسیر بهینه می‌باشد که نشان دهنده بهینگی بسیار زیاد روش ارائه شده می‌باشد. همچنین کورس بهینه θ_{opt}^{o} نیز با کورس تولید شده در شکل ۱۴ مقایسه شده است. ملاحظه می‌شود که کورس تولید شده به خوبی کورس بهینه را دنبال می‌کند. دیاگرام بلوکی این سیستم نیز در شکل ۱۵ ترسیم شده است.



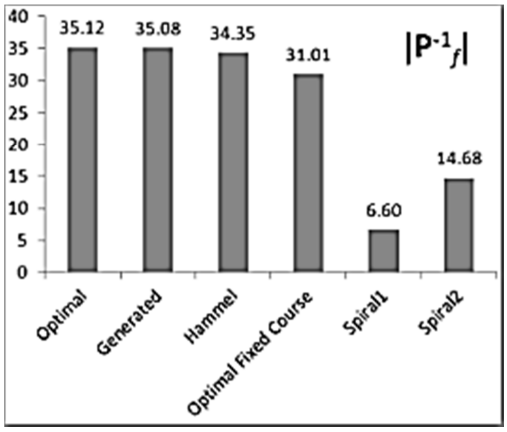
شکل ۱۱: $tr(\mathbf{P})$ بر حسب زمان، مربوط به شش مسیر شکل ۱۰.



شکل ۱۲: $|\mathbf{P}^{-1}|$ بر حسب زمان، مربوط به شش مسیر شکل ۱۰.

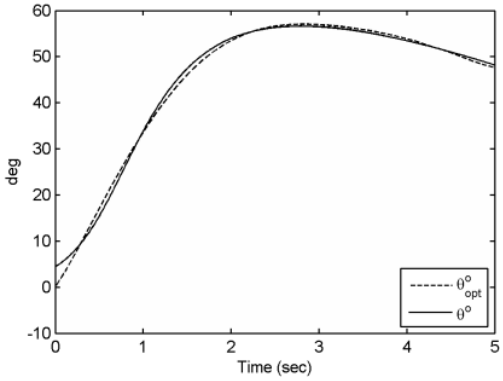


(الف)



(ب)

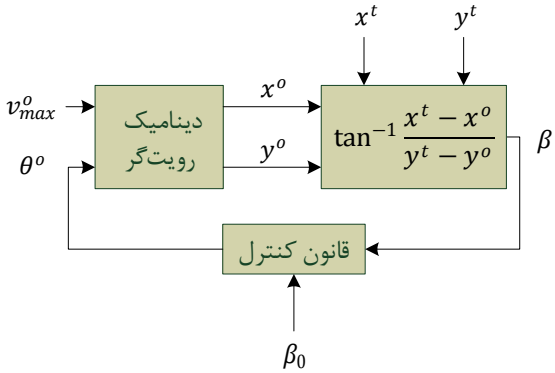
شکل ۱۳: مقایسه $tr(\mathbf{P})$ (الف) و $|\mathbf{P}^{-1}|$ (ب) در لحظه نهایی، برای شش مسیر شکل ۱۰.



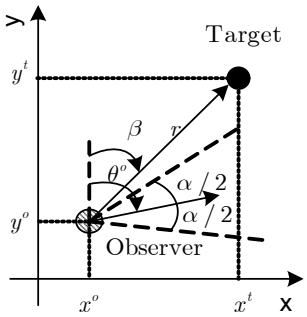
شکل ۱۴: مقایسه کورس بهینه با کورس تولید شده توسط قانون کنترل.

۶- در نظر گرفتن قید میدان دید

در این قسمت ابتدا کمینه میدان دید طوری تعیین می‌شود، که با حرکت در مسیر بهینه بدست آمده از قانون کنترل (۱۶)، هدف همواره در دید رویت‌گر قرار داشته باشد. بدین ترتیب قید میدان دید تاثیری بر مسیر بهینه نخواهد داشت و قانون کنترل قبل همچنان پا بر جا خواهد بود. پس از آن قانون کنترل برای حالتی که میدان دید از مقدار کمینه مذکور کمتر باشد طوری تغییر داده می‌شود که قید میدان دید در نظر گرفته شود.



شکل ۱۵: دیاگرام بلوکی سیستم کنترل رویت‌گر در مسیر بهینه با فرض معلوم بودن مکان هدف ساکن.



شکل ۱۶: رویت‌گر با میدان دید $\boldsymbol{\alpha}$.

با توجه به شکل ۱۶، اگر میدان دید رویت‌گر α باشد، برای اینکه هدف همواره در دید رویت‌گر قرار گیرد باید داشته باشیم:

$$-\frac{\alpha}{2} \le \theta^o - \beta \le \frac{\alpha}{2} \qquad (۱۹)$$

با توجه به (۱۶) خواهیم داشت:

$$\theta^o - \beta \triangleq f(\beta-\beta_0) = (a-1)(\beta-\beta_0) + b + \frac{c}{\beta-\beta_0+d} \qquad (۲۰)$$

تابع f در

$$\beta - \beta_0 = -\left(\sqrt{\frac{c}{a-1}} + d\right) \qquad (۲۱)$$

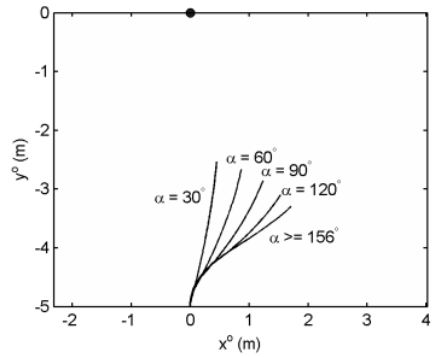
مقدار بیشینه خود را خواهد داشت که برابر است با

$$\max(\theta^o-\beta) = -(a-1)\left(\sqrt{\frac{c}{a-1}}+d\right) + b - \sqrt{c(a-1)} = b - 2\sqrt{c(a-1)} - d(a-1) \qquad (۲۲)$$

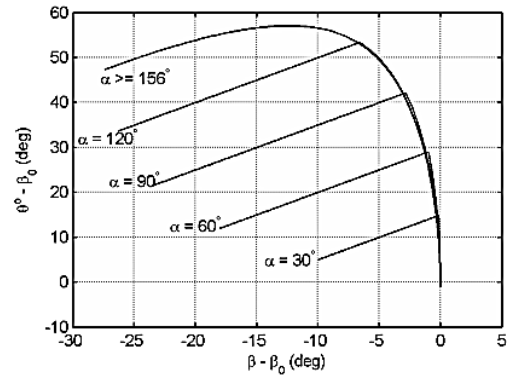
با توجه به (۱۹) و مقادیر جدول ۱، اگر

$$\alpha \ge 2\max(\theta^o-\beta) \cong 156^\circ \qquad (۲۳)$$

باشد، آنگاه با حرکت در مسیر بهینه، هدف همواره در میدان دید رویت‌گر قرار خواهد داشت و عملا قید میدان دید تاثیری بر مسیر بهینه نخواهد داشت. مسیرهای بهینه بدست آمده توسط نرم‌افزار GPOPS با در نظر گرفتن میدان دیدهای مختلف در شکل ۱۷ نشان داده شده‌اند. همانطور که انتظار می‌رفت به ازای $\alpha \geq 156^\circ$ مسیرهای بهینه یکسانی بدست آمده است.



شکل ۱۷: مسیرهای بهینه به ازای مقادیر مختلف میدان دید. به ازای میدان دیدهای بزرگتر از 156° مسیرهای بهینه یکسان شده‌اند.

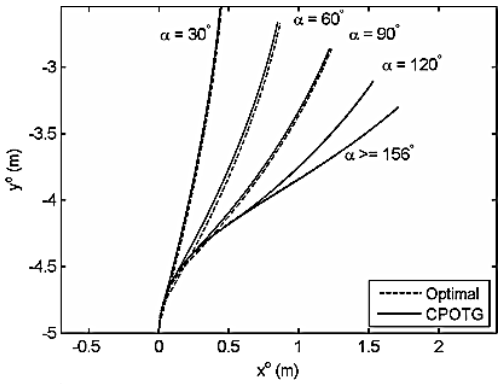


شکل ۱۸: $\boldsymbol{\theta^o - \beta_0}$ بر حسب $\boldsymbol{\beta - \beta_0}$ در مسیر بهینه به ازای مقادیر مختلف میدان دید.

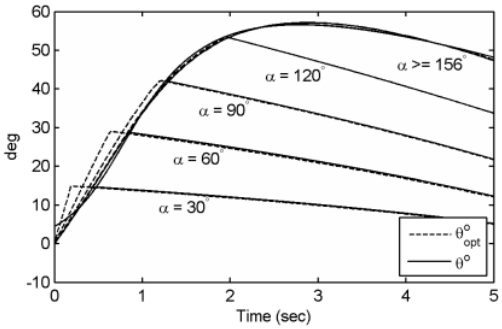
با رسم نمودارهای کورس بر حسب سمت در مسیر بهینه به ازای میدان دیدهای مختلف، نمودار شکل ۱۸ بدست آمده است. نکته قابل توجه این است که تغییرات کورس بر حسب سمت تا وقتی که اختلاف آنها از $\alpha/2$ کمتر باشد تقریبا مثل حالت بدون قید میدان دید است. همینکه این اختلاف به مقدار $\alpha/2$ می‌رسد (هدف در مرز میدان دید رویت‌گر قرار می‌گیرد)، کورس رویت‌گر به صورت خطی با شیب یک نسبت به سمت هدف تغییر می‌کند. به عبارت دیگر مسیر بهینه مانند حالت بدون قید خواهد بود تا اینکه که هدف در مرز میدان دید رویت‌گر قرار گیرد و از این لحظه به بعد مسیر بهینه به گونه‌ای خواهد بود که هدف در این مرز باقی بماند. لذا قانون کنترل برای حالتی که میدان دید رویت‌گر محدود است به صورت زیر اصلاح می‌شود:

$$\theta^o = \beta + \frac{\alpha}{2} \qquad \text{if } f(\beta - \beta_0) < \frac{\alpha}{2}$$
$$\theta^o - \beta_0 = a(\beta - \beta_0) + b + \frac{c}{\beta - \beta_0 + d} \qquad \text{0th.} \tag{۲۴}$$

مسیر بهینه و مسیر تولید شده با استفاده از قانون کنترل (۲۴) وقتی که هدف در مبدا قرار دارد، به ازای میدان دیدهای مختلف در شکل ۱۹ با هم مقایسه شده‌اند. ملاحظه می‌شود که مسیر تولید شده بسیار نزدیک مسیر بهینه می‌باشد. شکل ۲۰ کورس بهینه و کورس تولید شده با قانون کنترل بر حسب زمان را به ازای مقادیر مختلف میدان دید نشان می‌دهد. ملاحظه می‌شود که اختلاف جزیی بین کورس بهینه و کورس تولید شده قبل از قرار گرفتن هدف در مرز میدان دید وجود دارد و هر چه میدان دید بازتر می‌شود این اختلاف اولیه کمتر و کمتر می‌شود.



شکل ۱۹: مقایسه مسیر بهینه با مسیر تولید شده توسط قانون کنترل با در نظر گرفتن قید میدان دید.



شکل ۲۰: مقایسه کورس بهینه با کورس تولید شده توسط قانون کنترل با در نظر گرفتن قید میدان دید.

۷- تعیین مسیر بهینه همزمان با مکان‌یابی هدف

در عمل موقعیت هدف معلوم نیست و باید تخمین زده شود، تنها اطلاعی که از موقعیت هدف وجود دارد زاویه سمت است که آن نیز آغشته به نویز می‌باشد. خوشبختانه معادله مسیر بهینه (۲۴) تنها وابسته به زاویه سمت هدف می‌باشد. به منظور استفاده از (۲۴)، زاویه سمت اولیه β_0 نیز لازم است. می‌توان اولین اندازه‌گیری سمت را به عنوان تخمینی از سمت اولیه استفاده نمود که چون آغشته به نویز می‌باشد راهکار مناسبی

نمی‌باشد و منجر به تولید مسیرهایی می‌شود که از مسیر بهینه فاصله زیادی دارند. راه حلی بهتر برای تخمین β_0، استفاده از چندین اندازه‌گیری اولیه می‌باشد که در ادامه بیان خواهد شد.

اگر رویت‌گر در موقعیت اولیه خود ثابت باشد و m اندازه‌گیری از زاویه سمت هدف انجام دهد، با توجه به (۳) خواهیم داشت:

$$z_i \sim \mathcal{N}(\beta_0, \sigma_v^2), \qquad i = 1,2,\dots,m \tag{۲۵}$$

که در آن منظور از z_i، iامین اندازه‌گیری اولیه می‌باشد. با توجه به استقلال z_iها، تابع توزیع چگالی احتمال توام آنها به صورت زیر می‌باشد:

$$p(z_1, z_2, \dots, z_m) = \frac{1}{\left(\sigma_v\sqrt{2\pi}\right)^m}\prod_{i=1}^{m}\exp\left(-\frac{1}{2\sigma_v^2}(z_i-\beta_0)^2\right) \tag{۲۶}$$

تخمین بیشینه تشابه سمت اولیه $(\hat{\beta}_0)$، به صورت زیر قابل محاسبه خواهد بود

$$\frac{\partial}{\partial\beta_0}\log p(z_1,\dots,z_m)\Big|_{\beta_0=\hat{\beta}_0} = \sum_{i=1}^{m}\frac{z_i-\hat{\beta}_0}{\sigma_v^2} = 0 \tag{۲۷}$$

$$\hat{\beta}_0 = \frac{1}{m}\sum_{i=1}^{m} z_i \tag{۲۸}$$

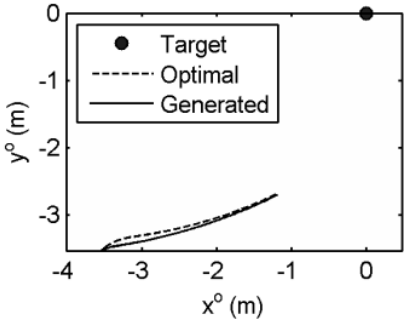
از آنجا که z_iها مستقل و گوسی می‌باشند، $\hat{\beta}_0$ نیز گوسی با میانگین β_0 و واریانس σ_v^2/m خواهد بود [۲۴]. لذا هرچه تعداد اندازه‌گیری از سمت اولیه بیشتر باشد، واریانس $\hat{\beta}_0$ کمتر می‌شود. با توجه به مطلب فوق، تعداد اندازه‌گیری لازم برای اینکه واریانس تخمین اولیه سمت هدف σ_I^2 باشد برابر خواهد بود با

$$m = \frac{\sigma_v^2}{\sigma_I^2} \tag{۲۹}$$

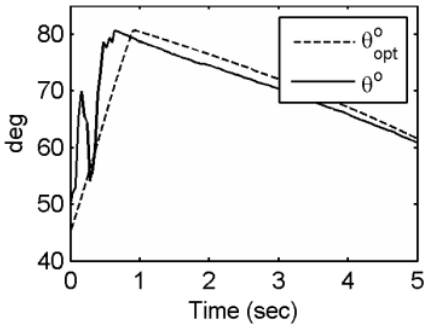
حال که β_0 تخمین زده شد، به منظور تعیین مسیر بهینه با استفاده از (۲۴) تنها کافی است تخمینی برای β پیدا کرد. مانند قبل دو رویکرد وجود دارد.

۱. استفاده از اندازه‌گیری زاویه سمت (z)
۲. استفاده از $\hat{\beta} = \beta(\hat{x}^t, \hat{y}^t)$

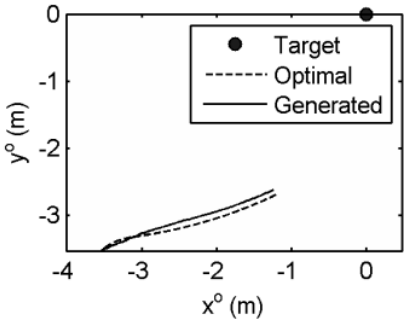
برای بررسی این دو رویکرد با شبیه‌سازی، فرض می‌شود هدف در مبدا قرار دارد. تخمین اولیه سمت هدف با روش فوق محاسبه می‌شود و تخمین اولیه برد آن نیز سه متر در نظر گرفته می‌شود. همچنین در این شبیه‌سازی، میدان دید رویت‌گر ۷۵ درجه بوده و از $[-3.5 \quad -3.5]$ شروع به حرکت می‌کند. به منظور رسیدن به انحراف معیار ۰/۵ درجه برای $\hat{\beta}_0$، $m = 100$ اندازه‌گیری اولیه از زاویه سمت انجام شده است. با توجه به شکل ۲۱ - الف و ج، مسیر بدست آمده با استفاده از $\hat{\beta}$ در مقایسه با مسیر بدست آمده از z، به مسیر بهینه نزدیکتر است. همچنین کورس رویت‌گر θ^o بدست آمده از $\hat{\beta}$ به مراتب نرم‌تر از حالتی است که از اندازه‌گیری زاویه سمت استفاده شده است و به مرور زمان به مقدار بهینه خود نزدیک‌تر می‌شود (شکل ۲۱ - ب و د). در نتیجه استفاده از تخمین سمت برای تولید مسیر بهینه مطلوب‌تر خواهد بود.



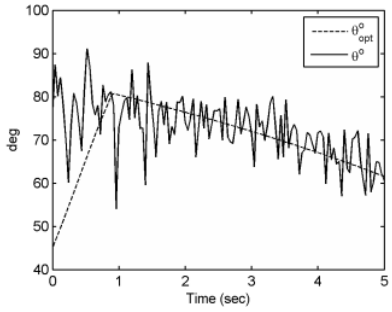
(الف)



(ب)



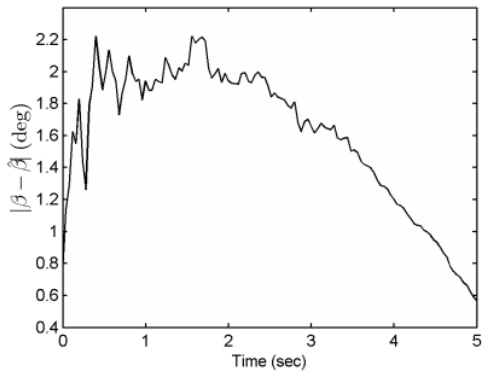
(ج)



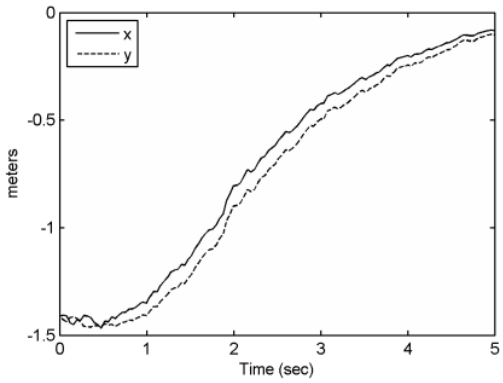
(د)

شکل ۲۱: مسیر رویت‌گر بدست آمده از تخمین زاویه سمت (الف)، اندازه‌گیری زاویه سمت (ج). کورس رویت‌گر بدست آمده از تخمین زاویه سمت (ب)، اندازه‌گیری زاویه سمت (د).

نکته دیگر، تفاوت مسیر تولید شده با مسیر بهینه می‌باشد که این امر به خاطر اختلاف موجود بین مقدار واقعی سمت با مقدار تخمینی و یا اندازه‌گیری شده آن می‌باشد. در شکل ۲۲ قدر مطلق خطای تخمین زاویه سمت بر حسب زمان رسم شده است. ملاحظه می‌شود که در لحظات اولیه خطای تخمین زاویه سمت زیاد است و باعث می‌شود تا کورس بدست آمده با مقدار بهینه آن تفاوت داشته باشد و رویت‌گر کمی از مسیر بهینه خارج شود. به مرور این خطا کاهش پیدا می‌کند و کورس رویت‌گر به مقدار بهینه خود نزدیک می‌شود. در شکل ۲۳ نیز تخمین مکان هدف بر حسب زمان رسم شده است. مشخص است که تخمین طول و عرض هدف رفته رفته به صفر (مکان واقعی هدف) نزدیک می‌شوند.

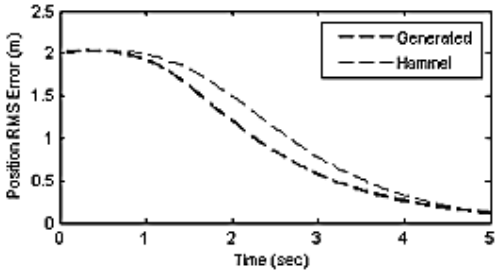


شکل ۲۲: قدر مطلق خطای تخمین زاویه سمت بر حسب زمان.



شکل ۲۳: تخمین مکان هدف در طول زمان.

به منظور بررسی تاثیر روش ارائه شده بر خطای تخمین شبیه‌سازی دیگری انجام شده است. در این شبیه‌سازی مسیر تولید شده توسط روش ارائه شده در این مقاله با مسیر تولید شده در روش Hammel از لحاظ RMS خطای تخمین مکان هدف با هم مقایسه می‌شوند. از آنجا که در روش Hammel محدودیت میدان دید رویت‌گر لحاظ نمی‌شود و برای اینکه بتوان مقایسه عادلانه‌ای بین این دو روش انجام داد، فرض شده است که رویت‌گر میدان دید ۳۶۰ درجه دارد. بقیه پارامترها مانند شبیه‌سازی قبل در نظر گرفته شده‌اند. این شبیه‌سازی ۱۰۰ بار تکرار شده است. RMS خطای تخمین مکان هدف بر حسب زمان برای هر دو روش در شکل ۲۴ رسم شده است. ملاحظه می‌شود که در هر دو روش تخمین مکان هدف بهبود یافته است ولی سرعت کاهش خطای تخمین در روش ارائه شده از روش Hammel بیشتر است. این نتایج موید این موضوع است که در این مسئله حرکت در مسیری که باعث کاهش هر چه بیشتر اثر کواریانس خطای EKF شود، منجر به کاهش بیشتر خطای تخمین خواهد شد.



شکل ۲۴: مقایسه RMS خطای تخمین مکان هدف بر حسب زمان در ۱۰۰ بار تکرار مربوط به روش ارائه شده و روش Hammel.

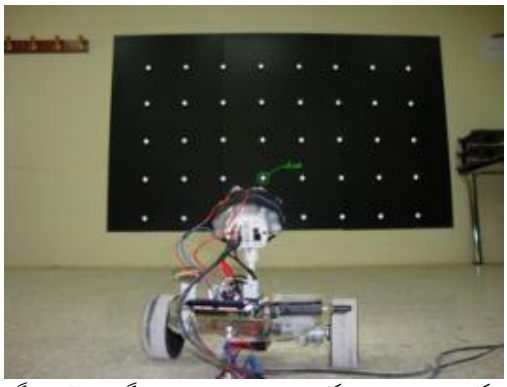
۸- نتایج عملی

به منظور پیاده‌سازی عملی روش ارائه شده در این مقاله، از یک ربات که دارای دو چرخ محرک در جلو و یک چرخ هرزگرد در عقب است استفاده شده است (شکل ۲۵). همچنین این ربات مجهز به یک دوربین با میدان دید ۷۵ درجه و تفکیک‌پذیری ۷۲۰ در ۵۷۶ پیکسل می‌باشد و قادر است موقعیت و جهت خود را نسبت به یک صفحه متشکل از چندین ردیف نشانگر براق بدست آورد (شکل ۲۶). این صفحه مرجع دارای پنج ردیف هشت‌تایی نشان‌گر است که به فاصله ۳۰ سانتیمتر از یکدیگر قرار دارند. نشان‌گر بالا سمت چپ به عنوان مبدا دستگاه مختصات جهانی انتخاب شده است. با استفاده از روشی مشابه روش ارائه شده در [۲۵]، موقعیت و جهت سه‌بعدی ربات (شش درجه آزادی) نسبت به این دستگاه مختصات بدست می‌آید.

شکل ۲۵: ربات استفاده شده به عنوان رویت‌گر.

در این مقاله تنها موقعیت و جهت دوبعدی رویت‌گر مد نظر است؛ لذا با اعمال تبدیلی ساده بر روی موقعیت و جهت سه‌بعدی ربات،

موقعیت و جهت دوبعدی آن در اتاق بدست می‌آید (با این فرض که صفحه مرجع عمود بر کف اتاق می‌باشد). یکی از نشان‌گرها که در شکل ۲۷ نیز مشخص است به عنوان هدف در نظر گرفته می‌شود. مختصات دوبعدی این نشان‌گر در اتاق [0 0.9] متر می‌باشد و این ربات با پیمودن مسیر بهینه مکان آن را تخمین می‌زند. با استفاده از زبان برنامه‌نویسی ویژوال C++ برنامه‌ای جهت کنترل بلادرنگ این ربات با استفاده از قانون کنترل (۲۴) نوشته شده است که در یک سیستم با پردازشگر Intel® Core™2 T7200 @ 2.00GHz به حداکثر نرخ فریم ممکن (۲۵ بار در ثانیه) رسیده است[1] (شکل ۲۸).



شکل ۲۶: صفحه مرجع متشکل از پنج ردیف هشت‌تایی از نشانگرهای براق و نشانگر انتخاب شده به عنوان هدف.

شکل ۲۷: تصویر دوربین ربات در حال مکان‌یابی هدف.

در شکل ۲۹ مسیر بهینه و مسیر پیموده شده توسط ربات به منظور مکان‌یابی هدف ثابت رسم شده است. از آنجا که مقدار واقعی سمت هدف معلوم نیست و در قانون کنترل (۲۴) از تخمین آن استفاده می‌شود، مسیر تولید شده کمی با مسیر بهینه تفاوت دارد. در شکل ۳۰ قدر مطلق خطای تخمین سمت هدف بر حسب زمان رسم شده است. ملاحظه می‌شود که به مرور این خطا کاهش می‌یابد. در شکل ۳۱ اثر ماتریس کواریانس EKF بر حسب زمان رسم شده است. آنچه مشخص است این است که ماتریس کواریانس نیز به مرور کاهش می‌یابد که نشان‌دهنده همگرایی EKF می‌باشد. خطای تخمین مکان هدف نیز در شکل ۳۲ آورده شده است. ملاحظه می‌شود که در طول زمان تخمین مکان هدف نیز بهبود یافته است.

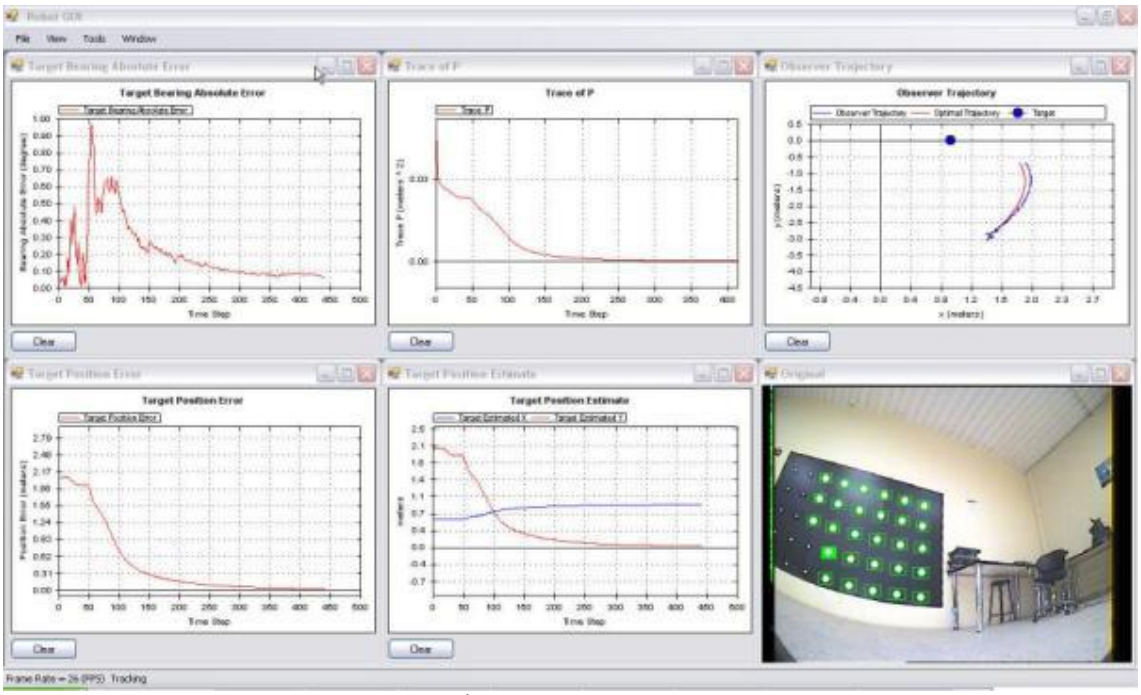
۹- جمع‌بندی و نتیجه‌گیری

بخشی از روش ارائه شده در این مقاله به صورت برون‌خط و بخشی به صورت برخط اجرا می‌شود. در بخش برون‌خط که در روندنمای شکل ۳۳ مشخص است قانون کنترل بر اساس مقادیر از پیش تعیین شده ρ، t_f، v_{max}^{o} بدست می‌آید. این قانون، کورس رویت‌گر را به زاویه سمت هدف مرتبط می‌سازد. یکی از ویژگی‌های این قانون، عدم وابستگی آن به مکان هدف و موقعیت اولیه رویت‌گر می‌باشد. مادامی که پارامترهای ρ، t_f، v_{max}^{o} ثابت هستند، قانون کنترل، مستقل از موقعیت اولیه رویت‌گر و هدف، معتبر خواهد بود و می‌توان از آن برای کنترل بلادرنگ رویت‌گر در مسیر بهینه طبق دیاگرام بلوکی شکل ۳۴ استفاده نمود.

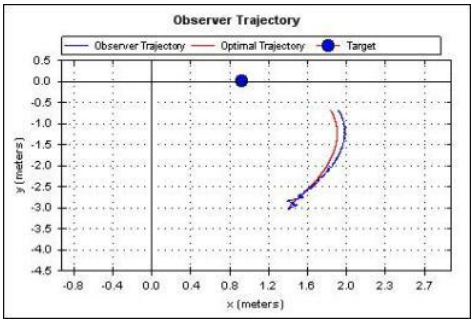
بر اساس شبیه‌سازی‌های انجام شده و پیاده‌سازی عملی آن، مسیرهای تولید شده توسط این روش، بسیار نزدیک به مسیرهای بهینه بوده و با اینکه این روش بر اساس معیار بهینگی A طراحی شده است ولی بر اساس معیار بهینگی D نیز خوب عمل می‌کند. از آنجا که کورس بهینه بر اساس سمت هدف بدست می‌آید، روش ارائه شده به صورت حلقه بسته بوده و توانایی مقابله با عدم قطعیت‌های موجود در سیستم از جمله عدم قطعیت در مکان هدف را دارد. علاوه بر بلادرنگ بودن روش ارائه شده، قابلیت در نظر گرفتن محدودیت میدان دید رویت‌گر، این روش را به روشی بسیار مناسب در کاربردهای عملی تبدیل می‌نماید.

در این مقاله با توجه به شبیه‌سازی‌های صورت گرفته مشخص شد که رابطه بین کورس رویت‌گر و سمت هدف به خوبی با تابعی خطی کسری قابل تقریب می‌باشد ولی حل تحلیلی برای آن ارائه نشده است. بدین ترتیب بدست آوردن تحلیلی این رابطه به عنوان یکی از کارهایی که در ادامه می‌توان انجام داد در نظر گرفته می‌شود. همچنین ارائه روشی مشابه برای اهداف متحرک و مانوردار نیز برای ادامه این کار پیشنهاد می‌گردد.

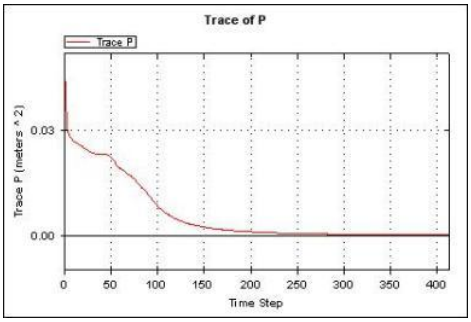
[1] حداکثر نرخ فریم دوربین استفاده شده ۲۵ هرتز می‌باشد.



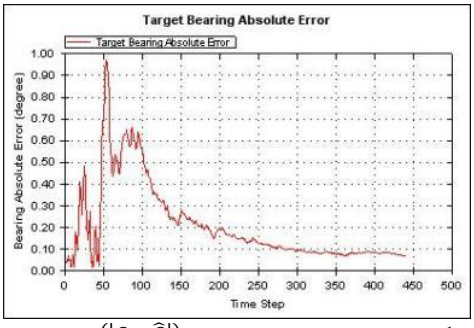
شکل ۲۸: واسط کاربر برنامه نوشته شده جهت کنترل بلادرنگ ربات در مسیر بهینه.



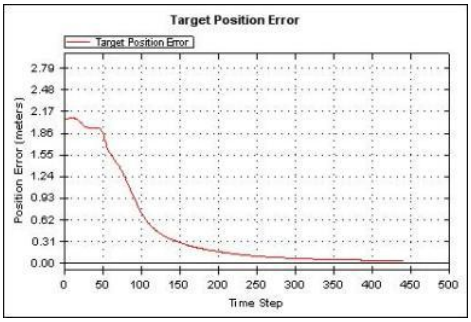
شکل ۲۹: مسیر بهینه و مسیر پیموده شده توسط ربات به منظر مکان‌یابی هدف ثابت.



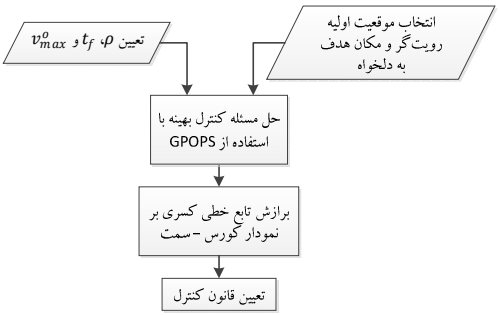
شکل ۳۱: اثر ماتریس کواریانس EKF در طول زمان.



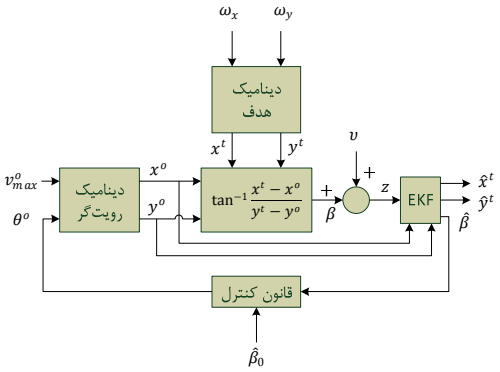
شکل ۳۰: قدر مطلق خطای تخمین سمت هدف $(|\boldsymbol{\beta} - \widehat{\boldsymbol{\beta}}|)$ در طول زمان.



شکل ۳۲: خطای تخمین مکان هدف در طول زمان.



شکل ۳۳: روندنمای بدست آوردن قانون کنترل.



شکل ۳۴: دیاگرام بلوکی سیستم کنترل رویت‌گر در مسیر بهینه همراه با مکان‌یابی هدف ساکن.

مراجع

[1] A. G. Lindgren and K. F. Gong, "Position and velocity estimation via bearing observations," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,* vol. AES-14, pp. 564-577, 1978.

[2] N. Patwari, A. O. H. Iii, M. Perkins, N. S. Correal, and R. J. O'dea, "Relative location estimation in wireless sensor networks," *IEEE Transactions on Signal Processing,* vol. 51, pp. 2137-2148, 2003.

[3] J. Rullán-Lara, S. Salazar, and R. Lozano, "Real-time localization of an UAV using Kalman filter and a wireless sensor network.," *Journal of Intelligent and Robotic Systems: Theory and Applications,* vol. 65, pp. 283-293, 2012.

[۴] س. ورزندیان، "یافتن محل نقطه دسترسی در شبکه WiFi،" پایان‌نامه کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تربیت مدرس، تهران، ایران، ۱۳۹۲.

[5] M. H. Ferdowsi, P. J. Maralani, and A. K. Sedigh, "Design of bearing-only vision-based tracking filters," *Optical Engineering,* vol. 43, pp. 472-481, 2003.

[6] R. L. Johnson and G. E. Miner, "Comparison of superresolution algorithms for radio direction finding," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,* vol. AES-22, pp. 432-442, 1986.

[7] K. Dogancay, "UAV path planning for passive emitter localization," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,* vol. 48, pp. 1150-1166, 2012.

[8] D. Ucinski, *Optimal measurement methods for distributed parameter system identification*. Boca Radon, FL: CRC Press, 2004.

[9] J. P. Helferty and D. R. Mudgett, "Optimal observer trajectories for bearings-only tracking by minimizing the trace of the Cramer-Rao lower bound," in *Proceedings Of The 32nd Conference On Decision And Control*, San Antonio, Texas, 1993.

[10] S. S. Ponda, "Trajectory optimization for target localization using small unmanned aerial vehicles," Master of Science Thesis, Dept. of Aeronautics and Astronautics, Massachusetts Institute of Technology, Massachusetts, 2008.

[11] Y. Oshman and P. Davidson, "Optimization of observer trajectories for bearings-only target localization," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,* vol. 35, July 1999.

[12] S. M. Ross, "Stochastic real-time optimal control: a pseudospectral approach for bearing-only trajectory optimization," Doctor of Philosophy, Graduate School of Engineering and Management, Air Force Institute of Technology, 2011.

[13] S. E. Hammel, P. T. Liu, E. J. Hilliard, and K. F. Gong, "Optimal observer motion for localization with bearing measurements," *Computers and Mathematics with Applications,* vol. 18, pp. 171-180, 1989.

[14] E. W. Frew, "Observer trajectory generation for target-motion estimation using monocular vision," Doctor of Philosophy Thesis, Department of Aeronautics and Astronautics, Stanford University, Palo Alto, California, 2003.

[15] P. T. Liu, "An optimum approach in target tracking with bearing measurements," *Journal of Optimization Theory and Applications,* vol. 56, pp. 205-214, February 1988.

[16] J. M. Passerieux and D. Van-Cappel, "Optimal observer maneuver for bearings-only tracking," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,* vol. 34, July 1998.

[17] Y. Watanabe, E. N. Johnson, and A. J. Calise, "Optimal 3-D guidance from a 2-D vision sensor," presented at the AIAA Guidance, Navigation and Control Conference, number AIAA-2004-4779, Providence, Rhode Island, 2004.

[18] F. C. Schweppe, *Uncertain dynamic systems*: Prentice-Hall, 1973.

[19] F. L. Lewis and V. L. Syrmos, *Optimal control*, 2nd ed. NY: John Wiley & Sons, Inc., 1995.

[20] D. A. Benson, G. T. Huntington, T. P. Thorvaldsen, and A. V. Rao, "Direct trajectory optimization and costate estimation via an orthogonal collocation method," *Journal of Guidance, Control, and Dynamics,* vol. 29, pp. 1435-1440, 2006.

[21] D. Garg, M. A. Patterson, W. W. Hager, A. V. Rao, D. A. Benson, and G. T. Huntington, "A unified framework for the numerical solution of optimal control problems using pseudospectral methods," *Automatica,* vol. 46, pp. 1843-1851, 2010.

[22] A. V. Rao, D. A. Benson, C. L. Darby, M. A. Patterson, C. Francolin, I. Sanders, *et al.*, "Algorithm 902: GPOPS, a matlab software for solving multiple-phase optimal control problems using the gauss pseudospectral method," *ACM Transactions on Mathematical Software,* vol. 37, p. 39 pages, 2010.

[23] D. Garg, M. A. Patterson, C. L. Darby, C. Francolin, G. T. Huntington, W. W. Hager, *et al.*, "Direct trajectory optimization and costate estimation of finite-horizon and infinite-horizon optimal control problems using a radau pseudospectral method," *Computational Optimization and Applications,* vol. 49, pp. 335-358, 2011.

[24] A. Papoulis, *Probability, random variables, and stochastic processes*, 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 1991.

[۲۵] ا. نایبی-آستانه، "ردیابی سه‌بعدی اجسام صلب با چند دوربین،" پایان‌نامه کارشناسی ارشد، گروه برق دانشکده مهندسی، دانشگاه فردوسی، مشهد، ۱۳۸۶.

Industrial Control Center of Excellence
K.N. Toosi University of Technology

Journal of Control
(ISSN 2008-8345)

A Joint Publication of the Iranian Society of Instrument and Control Engineers and the Industrial Control Center of Excellence of K.N. Toosi University of Technology, Vol. 8, No. 1, Spring 2014.

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. 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, Dr. A. Fatehi, Prof. M.R. Akbarzadeh-Toutounchi, Prof. M. Golkar, Prof. N. Pariz, Dr. M. Javadi, Dr. J. Heirani-Nobari, Prof. F. Hossein-Babaei, Dr. B. Moaveni, Dr. M. Aliyari Sh., Dr. M. Arvan , Prof. M. Tavakoli-Bina, Dr. M. Ahmadieh-Khanehsar, Dr. F. Farivar, Dr. M. Ayati.

The ISICE Board of Director:

Prof. Masoud Shafiee., Dr. Mohammad Reza Jahed Motlagh, Prof. Iraj Goodarznia, Prof. Behzad Moshiri, Prof. Ali Akbar Safavi, Dr. Mehrdad Javadi, Dr. Iman Mohammadzaman, Dr. Ali Ashrafmodarres, Ali Kiani.

P.O. Box 15815-3595, Tehran – IRAN
Tel : (+9821) 81032231
Fax: (+9821) 81032200

www.joc-isice.ir

I S I C E

Journal of Control

ISSN 2008-8345

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. 8, No. 1, Spring 2014

Contents

Design of the Online Optimal Control Strategy for a Hydraulic Hybrid Bus 1

Mohammad Reza Ha'iri-Yazdi, Ali Safaei, Vahid Esfahanian, Masood Masih-Tehrani

A Novel approach in Fuzzy Reinforcement Learning 11

Farzaneh Ghorbani,Vali Derhami, Hossein Nezamabadipour

Identification of Switched Linear Systems Using Simultaneous Linear Equations (SLE) Mapping 21

Hadi Keshvari-Khor, Ali Karimpour, Naser Pariz

Survey on Cyber Security of Industrial Control Systems 31

Ahmad Afshar, Atefe Termehchy, Arefeh Golshan, Azade Aghaeeyan, Hamidreza Shahriyari

Parameter Estimation of Static Multi-Input Model with Noisy Inputs and Output 47

Masoud Moravej Khorasany, Mohammad Haeri

Observer Path Planning for Bearings-Only Localization Considering Limited Field of View 55

Amirhossein Nayebi-Astaneh, Naser Pariz, Mohammad-Bagher Naghibi-Sistani