



مجله کنترل

ISSN 2008-8345



دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

نشریه علمی - پژوهشی

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

جلد ۴، شماره ۱، بهار ۱۳۸۹

به یاد استاد فرزانه پروفسور کارو لوکس

فهرست مقالات

۱

پایدارسازی خط دید پریسکوپ‌های زیردریایی

علی کاظمی، محمد فرخی

۱۲

شکل‌دهی مجموعه نامعینی حاصل از شناسایی سیستم جهت طراحی کنترل کننده مقاوم

آرش صادق‌زاده، حمیدرضا مومنی

۲۲

ارائه یک روش جدید فازی برای هموار سازی سیگنال‌های دو بعدی

حامد شکوری گنجوی، مجتبی عربی

۳۳

تخمین‌زن تطبیقی حالات ترافیک با استفاده از ایده ترکیب تخمین پارامترهای مدل ترافیک

احسان جعفری، بهزاد مشیری، کریم سلحشور، امین رمضانی

۴۳

طراحی یک رویتگر تطبیقی مقاوم و غیر شکننده با خطای فیلتر شده PI برای دسته‌ای از سامانه‌های

غیرخطی تاخیردار

مهدی پورقلی، وحید جوهری مجذ

۵۲

پیاده‌سازی آزمون‌گر سخت‌افزار در حلقه به روش تزریق سیگنال برای سامانه کنترل موشک خاص

حسن عرب عامری، محمدرضا عاروان

۶۱

کاربرد معادلات قیود نیرویی در طراحی مسیر و کنترل مدار بازویهای مکانیکی افزونه

محمد جعفر صدیق، سواک طهماسبیان



نشریه علمی - پژوهشی، انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق ایران - دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی،

جلد ۴، شماره ۱، بهار ۱۳۸۹

پست الکترونیکی: control@isice.ir

صاحب امتیاز: انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق ایران

مدیر مسئول: پروفسور ایرج گودرزنا

سردبیر: پروفسور علی خاکی صدیق - تلفن: ۰۶۲۳۱۷-۸۴۰۶۲۳۱۷ - پست الکترونیکی: sedigh@kntu.ac.ir

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

سمت: استاد دانشگاه

شورای سردبیری: پروفسور علی خاکی صدیق، دکتر حمید خالو زاده، دکتر علیرضا فاتحی

دیر اجرایی: دکتر حمید خالو زاده

هیأت تحریریه:

پروفسور علی خاکی صدیق (استاد) - پروفسور ایرج گودرزنا (استاد) - دکتر حمید خالو زاده (دانشیار) - 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،

دکتر حمید خالو زاده، دکتر محمد توکلی بینا، دکتر حمیدرضا تقی راد، دکتر کیوان مسرووری، دکتر محمد بطحایی، دکتر محمد تقی بهشتی، دکتر فراز

جهفر کاظمی، دکتر رویا امجدی فرد، دکتر سید علی اکبر موسویان، دکتر امیرحسین مرکزی دوایی، پروفسور محمد حایری، دکتر سید علی اکبر صفوی،

پروفسور حسین سیفی، دکتر احمد کاظمی، دکتر محمد رضا اکبرزاده توتنچی، دکتر میرعبادی‌نی، پروفسور رجب اصغریان، دکتر علی

هارون آبادی، پروفسور علی وحیدیان کامیاد، دکتر جعفر حیرانی نوبری، دکتر فرازad جعفر کاظمی، پروفسور فرامرز حسین بابایی، دکتر پاکنوش کریم آقایی،

دکتر بیژن معاونی، دکتر مهدی علیاری شوره دلی، دکتر محمد عاروأن.

هیأت مدیره انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق:

مهندس عباس شعری مقدم، دکتر کیوان مسرووری، دکتر حمیدرضا مومنی، پروفسور بهزاد مشیری، دکتر حمید خالو زاده، مهندس

علیرضا رستگاری، مهندس علی کیانی، مهندس بهزاد طباطبایی یزدی

تهران، خیابان انقلاب، میدان فردوسی، خیابان عباس موسوی (فرصت)، پلاک ۷۱، طبقه دوم، اتاق ۲۴۱

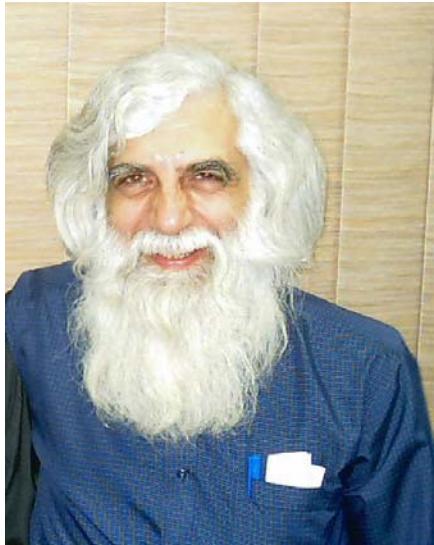
فاکس: ۰۲۴۹۷۹

تلفن: ۰۲۰۰۸۸۱۳

صندوق پستی: ۰۹۵-۳۵۹۵-۱۵۸۱۵

www.isice.ir

به نام آنکه جان را گفت آموخت



با درگذشت استاد کرادر آقای پروفور کارو لوکس، جامعه‌ی مهندسی و خانواده آموزش عالی کشور، پژوهش کری بزرگ و استادی فریخته را زدست داد. پروفور کارو لوکس استاد برجسته دانشکده فنی دانشگاه تهران و پژوهه‌ی ماندگار علمی کشور، در سال ۱۳۲۸ در اصفهان متولد شد و در ۱۷ تیرماه ۱۳۸۹ در تهران درگذشت. ایشان بدون شک از برجسته‌ترین استادان و پژوهش کران در حوزه مهندسی کنترل و سیستم‌های هوشمند بود. پروفور کارو لوکس به حق پدر علم سیستم‌های هوشمند ایران است. تلاش‌های علمی و کلاس‌های پربار دس ایشان در حوزه سیستم‌های هوشمند در اوخر دهه ۶۰ به بعد، بهواره دیاد دانشجویان و همکاران ایشان باقی خواهد ماند.

پروفور کارو لوکس بنیان‌گذار و مدیر قطب کنترل و پردازش هوشمند دانشگاه تهران و از بنیان‌گذاران دانشجویان و همکاران ایشان باقی خواهد ماند. پروفور کارو لوکس بنیان‌گذار و مدیر قطب کنترل و پردازش هوشمند دانشگاه تهران و از بنیان‌گذاران پژوهشکده سیستم‌های هوشمند مرکز تحقیقات فنیک نظری و ریاضیات (پژوهشگاه دانش‌های بنیادی) بود، که ثمرات علمی این مرکز ساله شناقان این حوزه از فعالیت‌های علمی راسیاب کرده و می‌کند. ایشان علاوه بر کرسی استادی دانشگاه تهران و مشاوره مرکز مهندسی دولتی و خصوصی داخل کشور، محقق مرکز بین‌المللی فنیک نظری و مرکز بین‌المللی مهندسی شنیک و یوتکنولوژی در تریست ایتالیا، عضو انسیتو ریاضی کاربردی، عضو فرهنگستان علوم چین، محقق انسیتو تکنولوژی الکترونیک هاربین، دستیار تحقیق شرکت پژوهشی، تولیدی اونتاریو و آزمایشگاه پژوهش‌های الکترونیکی دانشگاه کالیفرنیا در برکلی بود. مجله کنترل ضایعه جهان نلذیر درگذشت این استاد فرزانه را به خانواده معزز ایشان، همکاران، دانشجویان و تمام آحاد جامعه علمی کشور تسلیت عرض می‌کند و از خداوند متعال برای ایشان رحمت و غفران مسلکت دارد.

علی حسکی صدیق
سردیر مجید کنترل

به نام خدا

فهرست مقالات

- ۱ پایدارسازی خط دید پریسکوپ‌های زیردریایی
علی کاظمی، محمد فخری
- ۱۲ شکل‌دهی مجموعه نامعینی حاصل از شناسایی سیستم جهت طراحی کنترل کننده مقاوم
آرش صادق‌زاده، حمیدرضا مومنی
- ۲۲ ارائه یک روش جدید فازی برای هموار سازی سیگنال‌های دوبعدی
حامد شکوری گنجوی، مجتبی عربی
- ۳۳ تخمین‌زن تطبیقی حالات ترافیک با استفاده از ایده ترکیب تخمین پارامترهای مدل ترافیک
احسان جعفری، بهزاد مشیری، کریم سلحشور، امین رمضانی
- ۴۳ طراحی یک رویتگر تطبیقی مقاوم و غیر شکننده با خطای فیلتر شده‌ی PI برای دسته‌های از سامانه‌های غیرخطی تا خیرداد
مهدی پورقلی، وحید جوهری مجد
- ۵۲ پیاده‌سازی آزمون‌گر سخت‌افزار در حلقه به روش تزریق سیگنال برای سامانه کنترل موشک خاص
حسن عرب عامری، محمدرضا عاروان
- ۶۱ کاربرد معادلات قیود نیرویی در طراحی مسیر و کنترل مدار باز بازوها مکانیکی افزونه
محمد جعفر صدیق، سواک طهماسبیان

مجله کنترل، مجله‌ای علمی – پژوهشی است که در برگیرنده 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 و بهینه سازی سیستمها.
- (۲) تحلیل و طراحی سیستم‌های کنترل پیشرفته همچون 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.
- (۳) مکاترونیک و رباتیک.
- (۴) ابزار دقیق و سیستم‌های ترکیب داده و اطلاعات سنسوری.
- (۵) اتوماسیون صنعتی همچون سیستم‌های کنترل گسترده، رابط انسان – ماشین، سیستم‌های ایمنی و تشخیص خطا، سیستم‌های زمان حقيقی و سیستم‌های کنترل سوپر وایزری.

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

- (۱) سیستم‌های هدایت و ناوبری
- (۲) فرآیندهای صنعتی شامل فرآیندهای شیمیایی و بیوتکنولوژی.
- (۳) فرآیندهای استخراج و فراوری موارد معدنی.
- (۴) سیستم‌های حمل و نقل و خودروهای خودکار.
- (۵) تولید و توزیع نیروی برق.
- (۶) مهندسی محیط زیست و هواشناسی.
- (۷) مهندسی تکنولوژی تولید.
- (۸) سیستم‌های اقتصادی و مالی.
- (۹) سیستم‌های اطلاعاتی، مخابراتی و شبکه‌های صنعتی.
- (۱۰) مهندسی پزشکی.
- (۱۱) سیستم‌های آموزش هوشمند.

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

شیوه تدوین

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

آدرس نویسنده‌گان

آدرس پستی کامل همه نویسنده‌گان همراه با شماره تلفن و دورنگار(فکس) و نشانی پیام‌نگار(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 نویسنده‌گان 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 نویسنده‌گان، عنوان کتاب، نام مترجم (در صورت وجود)، نام کامل ناشر، سال انتشار.

واحدها: کلیه مقالات باید از واحد استاندارد SI (متريک) در تمام بخش‌های مقاله استفاده نمایند. در کنار واحد SI می‌توان از واحد انگلیسی در داخل پرانتز نيز استفاده نمود.

طول مقالات

حداکثر حجم مقالات در هنگام چاپ ۱۵ صفحه می‌باشد که معادل حدود ۷۵۰۰ واژه می‌باشد. برای چاپ صفحات بیشتر و یا رنگی لازم است هزینه‌ای معادل ۲۵۰،۰۰۰ ریال (۲۵ دلار آمریکا) برای هر صفحه به حساب مجله واریز گردد.

فرایند ارسال مقاله

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

- لازم است نسخه الکترونیکی مقاله به شکل pdf و word جهت داوری به نشانی مجله control@isice.ir ارسال شود.
- 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 عهده‌دار مکاتبات ارسال خواهد نمود.
- در صورتی که نیاز به تصحیح مقاله باشد، تصحیحات باید منحصراً محدود به موارد ذکر شده باشد. در سایر موارد نویسنده لازم است سردبیر را در جریان هر گونه تغییر و یا تصحیح دیگری قرار دهد. در هر صورت مسئولیت صحت و سقم مطالب بر عهده نویسنده خواهد بود.
- در صورتی که مقاله جهت چاپ پذیرفته شود، یک نسخه از مجله همراه با ۵ نسخه از مقاله به هر یک از نویسنندگان اهدا خواهد گردید.

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

بدینوسیله از کلیه اساتید، پژوهشگران و کارشناسان مهندسی کنترل و ابزار دقیق جهت ارائه مقالات خود در این نشریه دعوت به عمل می‌آورد. خواهشمند است مقالات خود را به صورت الکترونیکی به آدرس control@isice.ir ارسال فرماید. برای کسب اطلاعات بیشتر می‌توانید به سایت: <http://www.isice.ir> مراجعه نمایید.



پایدارسازی خط دید پریسکوپ‌های زیردریایی

علی کاظمی، محمد فرخی

دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران، تهران، خیابان فرجام، کد پستی ۱۶۸۴۶-۱۳۱۱۴

تلفن: ۰۲۱-۷۷۲۴۰۴۹۰ - نمبر: ۰۲۱-۷۷۲۴۰۴۹۲

farrokhi@iust.ac.ir, kazemy@ee.iust.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۸۸/۹/۳۰، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۸۹/۲/۱۲)

چکیده: در این مقاله، روشی برای پایدارسازی تصویر در پریسکوپ زیردریایی با درنظر گرفتن اختشاشات و نوسانات سطح دریا ارائه خواهد شد. این نوسانات می‌توانند تصویر دریافته توسط پریسکوپ را ناپایدار کرده و اطلاعات دریافتی از اهداف دریایی، زمینی یا هوایی را تغییر دهد. برای غلبه بر این مشکل نیاز به الگوریتم پایدارساز تصویری است که با تولید سیگنال‌های مناسب برای سروموتورها، حرکات نامطلوب تصویر را دفع کند. برای استخراج معادلات پایدارساز تصویر از تبدیلات دورانی و همگن استفاده خواهد شد. این معادلات برای دو حالت مختلف استخراج خواهد شد: ۱- فاصله تا هدف معلوم است و ۲- فاصله تا هدف معلوم نیست. در واقع، این معادلات فضای ورودی را به فضای سه بعدی خروجی نگاشت می‌کنند. فضای ورودی شامل زوایای انحراف سکوی پریسکوپ، فاصله تا هدف که می‌تواند اندازه‌گیری شده و یا توسط اپراتور مشخص شود (داده اختیاری)، و اطلاعات وضعیت مطلوب که توسط اپراتور تعیین می‌شود. فضای خروجی شامل سه سیگنال مرجع برای سروموتور پریسکوپ است. این روش بر روی پریسکوپ زیردریایی آزمایشگاهی که بر روی سکوی شبیه‌ساز امواج دریا نصب شده، اجرا شده است. نتایج آزمایشگاهی عملکرد خوب روش پیشنهادی در مقایله با نوسانات دریایی را نشان می‌دهد.

کلمات کلیدی: خط دید، پایدارسازی تصویر، سکوی اینرسی، پریسکوپ زیردریایی

Line-of-sight stabilization for submarine periscopes

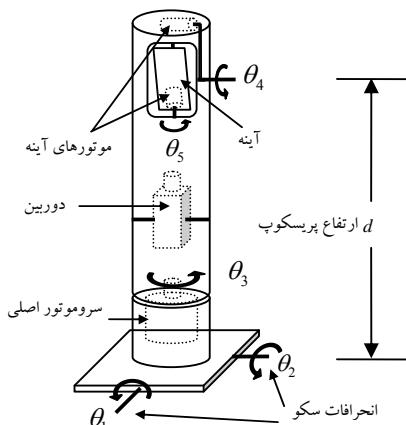
Ali Kazemy, Mohammad Farrokhi

Department of Electrical Engineering, Iran University of Science and Technology,
Phone: (+9821) 77240492, Fax: (+9821) 77240490
kazemy@ee.iust.ac.ir farrokhi@iust.ac.ir

Abstract: This paper presents a method for line-of-sight stabilization in submarine periscopes with respect to disturbances in the sea surface movements. These disturbances can cause unstable images taken by the periscope and give altered information from the targets that are located on the see surface, on the land, or in the air. To overcome this problem, an image stabilization method is required to generate reference signals for servomotors to remove the unwanted motions incurred on the image sequences. To drive the stabilization equations, basic rotation and homogeneous transformation matrices will be used. The stabilization equations will be derived for two different cases: 1) the range of target is known and 2) the range of target is unknown. In fact, these equations map the input space to the three-dimensional output space. The input space consists of the deviation angles of the periscope platform, the optional target range, which can be measured or given by the operator (optional data), and some desired operator information. The output space consists of three reference signals for three servomotors inside the persicope. The proposed method is implemented on an experimental periscope, mounted on a moving platform, which simulates the sea surface movements. The experimental results show good performance of the proposed method against sea surface movements.

Keywords: Line of sight, Image stabilization, Inertial platform, Submarine periscope.

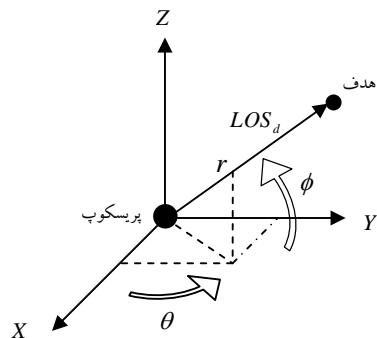
۱- مقدمه



شکل ۱: ساختار پریسکوپ نوعی زیردریایی

دوربین نصب شده در پریسکوپ، تصویر منعکس شده از هدف ثابت یا متوجه در آینه را دریافت می کند که به دلیل نوسانات سطح دریا، این تصویر ممکن است از میدان دید پریسکوپ خارج شود. در این مقاله فرض شده است که θ_1 و θ_2 (نشان داده شده در شکل ۱) نوسانات سطح دریا بوده که در محیط آزمایشگاهی توسط سکوی شیوه‌ساز امواج تولید می شوند. همچنین فرض شده است که این زوایا به نحو مطلوبی اندازه گیری می شوند. پریسکوپ نشان داده شده در شکل ۱ دارای سه درجه آزادی می باشد (یعنی θ_3 ، θ_4 و θ_5) که توسط سه سروموتور به منظور پایدارسازی تصویر به حرکت در می آیند. زوایه θ_3 علاوه بر تغییر میدان دید پریسکوپ که توسط اپراتور درخواست می شود، نقش مهمی در جریان چرخش تصویر دارد. زوایه θ_4 و θ_5 باعث چرخش آینه شده و در پایدارسازی تصویر نقش دارند. از آنجایی که اپراتور می تواند پریسکوپ را با هر زاویه دلخواهی به چرخش درآورده و میدان دید را تغییر دهد، θ_3 محدودیتی در چرخش ندارد. زوایه θ_4 و θ_5 نسبت به ساختار پریسکوپ دارای محدودیت هایی در چرخش هستند. در این مقاله برای استخراج معادلات پایدارساز تصویر از تبدیلات دورانی و همگن استفاده شده است [۱۳] و [۱۴]. این معادلات برای دو حالت مختلف استخراج خواهد شد: ۱- فاصله تا هدف معلوم است و ۲- فاصله تا هدف معلوم نیست. این معادلات فضای ورودی شامل زوایای فضای سه بعدی خروجی نگاشت می کنند. فضای ورودی شامل زوایای انحراف سکوی پریسکوپ (θ_1 و θ_2 در شکل ۱)، فاصله تا هدف که می تواند اندازه گیری شده و یا توسط اپراتور داده شود (داده اختیاری)، و اطلاعات وضعیت مطلوب که توسط اپراتور مشخص می شود. فضای خروجی شامل سه سیگنال مرجع است (θ_3 ، θ_4 و θ_5). در شکل ۱، روش پیشنهادی بر روی پریسکوپ آزمایشگاهی که بر روی سکوی شیوه‌ساز امواج دریا نصب شده، اجرا شده است.

محققان بسیاری از پایدارسازی خط دید در کاربردهای مختلفی بهره گرفته اند [۱]. این مساله را می توان به سه گروه طبقه‌بندی کرد [۲]: گروه اول شامل روش‌های نرم‌افزاری است که اغلب به منظور حذف نوسانات و اغتشاشات کوچک در تصویر از آنها استفاده می شود. ارتوک با استفاده از فیلتر کالمن تا حدودی نوسانات در تصویر را حذف کرده است [۳]. گروه دوم، روش‌هایی را شامل می شود که با حرکت دوربین به صورت مکانیکی سعی در حذف نوسانات در تصویر دارند [۴]. یو و لیو کنترل حرکت دوربین را توسط کنترل کننده مود لغزشی اجرا کرده اند [۵]. دمین و اوتنکوف روشی را برای پایدارسازی تصویر ارائه کرده اند که می تواند اغتشاشات بسیار شدید پایه متوجه را رفع کند [۶]. در گروه سوم، از یک یا چند آینه متحرک برای پایدارسازی تصویر استفاده می شود. در این روش با کنترل حرکات آینه، سعی می شود که تصویر منعکس شده از هدف بر روی دوربین پایدار شود. یکی از روش‌های مرسوم برای این منظور، استفاده از سیستم ژیروسکوپ است که به صورت مکانیکی، نوسانات آینه را رفع می کند. سیو و همکاران اش از روش کنترل مقاوم H_{∞} با فیلتر خروجی کاهش مرتبه یافته برای پایدارسازی سیستم آینه ژیروسکوپی استفاده کرده اند [۷]. ژانگ و همکاران پایدارسازی تصویر را در دو سطح انجام داده اند: پایدارسازی توسط ژیروسکوپ و حذف چرخش تصویر توسط GPS و اندازه گیری وضعیت کشتی [۸]. یکی از تجهیزات اپتیکی که مشاهده اطراف از محلی سرپوشیده و مخفی را فراهم می آورد، پریسکوپ می باشد که از آن در تجهیزاتی همچون تانک و زیردریایی استفاده می شود. الگوریتم پایدارسازی تصویر در پریسکوپ در گروه سوم روش‌های پایدارسازی تصویر که در بالا به آن اشاره شد، قرار می گیرد. محققان بسیاری در مورد موضوعاتی پیرامون پریسکوپ، مانند دوربین‌های مورد استفاده در آن [۹] و [۱۰] و کنترل عمق زیردریایی برای ثابت نگاه داشتن پریسکوپ روی سطح دریا کار کرده اند [۱۱]. با این حال، منابع بسیار محدودی در مورد روش‌های پایدارسازی تصویر در پریسکوپ زیردریایی منتشر شده است. لیتو و ژانگ بر روی پایدارسازی تصویر در پریسکوپ با تنها یک درجه آزادی کار کرده و سعی در حذف حرکات ناخواسته در سکوی پریسکوپ و پایدارسازی تصویر نموده اند [۱۲]. در این مقاله، معادلات کامل پریسکوپ سه درجه آزادی استخراج شده و مسئله پایدارسازی تصویر به طور کامل حل شده است. در واقع، سیستم مورد نظر دارای دو ورودی (نوسانات امواج دریا) و سه خروجی با اثر زیاد زیر سیستم‌ها بر یکدیگر است که پایدارسازی تصویر را مشکل می کند. شکل ۱، ساختار یک پریسکوپ زیردریایی نوعی را نشان می دهد.



شکل ۲: تعریف خط دید

$$\begin{aligned}
 \mathbf{T}_1^0 &= \text{Rot}_{x,\theta_1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & c_1 & -s_1 & 0 \\ 0 & s_1 & c_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\
 \mathbf{T}_2^1 &= \text{Rot}_{y,\theta_2} = \begin{bmatrix} c_2 & 0 & s_2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -s_2 & 0 & c_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\
 \mathbf{T}_3^2 &= \text{Rot}_{z,\theta_3} = \begin{bmatrix} c_3 & -s_3 & 0 & 0 \\ s_3 & c_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\
 \mathbf{T}_4^3 &= \text{Trans}_{z,d} \cdot \text{Rot}_{y,\theta_4} = \begin{bmatrix} c_4 & 0 & s_4 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -s_4 & 0 & c_4 & d \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\
 \mathbf{T}_5^4 &= \text{Rot}_{z,\theta_5} = \begin{bmatrix} c_5 & -s_5 & 0 & 0 \\ s_5 & c_5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)
 \end{aligned}$$

که در آن $(i = 0, \dots, 5)$ ماتریس تبدیل همگن از مختصات $i+1$ به i ، i به $i+1$ ، $i = 1, \dots, 5$ Rot_{k,θ_i} ، $k = x, y, z$ ؛ $i = 1, \dots, 5$ ماتریس تبدیل همگنی است که دوران θ_i درجه را حول محور k بیان کرده، $\text{Trans}_{z,d}$ انتقال d واحد در طول محور z ، و $s_i = \sin(\theta_i)$ و $c_i = \cos(\theta_i)$ است.

با استفاده از این تبدیلات می‌توان تبدیل از هر محور مختصات به مختصات دیگر را محاسبه کرد. از این رو، سینماتیک مستقیم پریسکوپ برابر است با

$$\mathbf{T}_5^0 = \mathbf{T}_1^0 \mathbf{T}_2^1 \mathbf{T}_3^2 \mathbf{T}_4^3 \mathbf{T}_5^4 \quad (2)$$

سازماندهی این مقاله بدین صورت است: بخش دوم مساله را با جزئیات بیشتری بیان خواهد کرد. بخش سوم سینماتیک مستقیم پریسکوپ را ارائه خواهد کرد. بخش چهارم استخراج معادلات پایدارساز تصویر با داشتن فاصله تا هدف و بخش پنجم، استخراج این معادلات را با فرض نامعلوم بودن فاصله تا هدف مورد بررسی قرار می‌دهد. بخش ششم نتایج شبیه‌سازی و پیاده‌سازی این الگوریتم را نشان می‌دهد. در انتهای، فصل هفتم به نتیجه‌گیری از مقاله می‌پردازد.

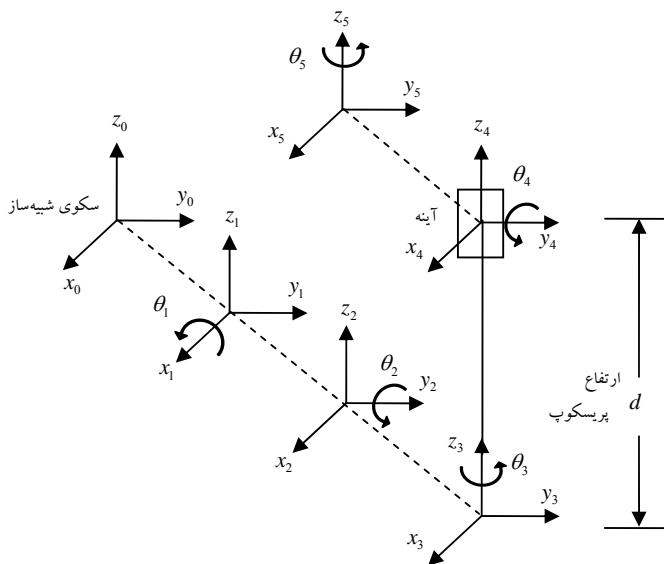
۲- تشریح مساله

هدف این مقاله، بدست آوردن معادلاتی است که به منظور پایدارسازی تصویر دریافتی از دوربین نصب شده در داخل پریسکوپ، فضای ورودی را به فضای خروجی نگاشت می‌کند. فضای ورودی شامل زوایای انحراف سکوی پریسکوپ (θ_1 و θ_2 در شکل ۱)، فاصله تا هدف که می‌تواند اندازه گیری شده و یا توسط اپراتور مشخص شود، و اطلاعات زاویه دید مطلوب (θ و ϕ) که توسط اپراتور تعیین می‌شود (شکل ۲). فضای خروجی شامل سه سیگنال مرجع است (θ_4 ، θ_3 و θ_5 در شکل ۱) که به منظور پایدارسازی تصویر باید توسط سروموتورها تعقب شود.

فاصله تا هدف یکی از فاکتورهای مهم برای اهداف بسیار نزدیک می‌باشد؛ این پارامتر توسط اپراتور و یا فاصله یاب لیزری مشخص می‌شود. معادلات پایدارساز تصویر با شخص بودن این فاصله از دقت بالاتری برخوردار می‌باشند. با این وجود، ممکن است در شرایطی این فاصله موجود نباشد که در این صورت معادلات متفاوتی نیاز خواهد بود که در بخش‌های بعدی به آن پرداخته خواهد شد. زمانی که هدف به پریسکوپ نزدیک باشد می‌توان از تبدیلات همگن 4×4 بهره گرفت. در این حالت، با توجه به فاصله کم هدف، ارتفاع پریسکوپ (d) نقش اساسی در پایدارسازی خط دید خواهد داشت. به بیان دیگر، زمانی که فاصله تا هدف مشخص نباشد، ماتریس‌های دوران پایه برای یافتن خط دید کافی خواهند بود. این معادلات زمانی کارآیی دارند که هدف از پریسکوپ دور باشد که در این صورت می‌توان از ارتفاع پریسکوپ صرف‌نظر کرد. در این مقاله، معادلات برای هر دو حالت «هدف نزدیک» و «هدف دور» استخراج شده‌اند.

۳- سینماتیک مستقیم

در این مقاله، به منظور استخراج معادلات سینماتیک مستقیم پریسکوپ از ماتریس‌های تبدیل همگن و دوران پایه استفاده شده است. شکل ۳ دستگاه مختصات‌های پریسکوپ را نشان می‌دهد. روشن است که دستگاه مختصات سه دوران اول هم مرکز بوده و نیاز به انتقال ندارند. همچنین دستگاه مختصات چهارم و پنجم هم مرکز می‌باشند. در نتیجه ماتریس‌های همگن پریسکوپ به صورت زیر بیان می‌شوند:



شکل ۳: سیستم مختصات پریسکوپ متصل به سکوی شیوه ساز

که در آن r ، θ و ϕ پیشتر تعریف شده و $c_\phi = \cos(\phi)$ و $s_\phi = \sin(\phi)$. توجه شود که زیرنویس T به مفهوم هدف و بالا نویس ترانهاده را نشان می‌دهد. دستگاه مختصات دوربین نسبت به مختصات T مرجع به صورت زیر بیان می‌شود:

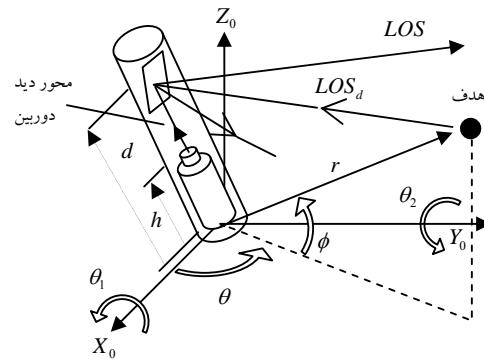
$${}^0\mathbf{v}_C = \mathbf{T}_3^0 \cdot [0 \ 0 \ h \ 1]^T = [h s_2 \ -h s_1 c_2 \ h c_1 c_2 \ 1]^T \quad (4)$$

که در آن $\mathbf{T}_3^0 = \mathbf{T}_1^0 \mathbf{T}_2^1 \mathbf{T}_3^2$ و h فاصله بین دوربین و مرکز مختصات مرجع است (شکل ۴). اکنون دستگاه مختصات دوربین ${}^0\mathbf{v}_C$ به صورت زیر به مختصات پنجم که دستگاه مختصات آینه می‌باشد، انتقال می‌یابد:

$${}^5\mathbf{v}_C = (\mathbf{T}_5^0)^T \cdot {}^0\mathbf{v}_C = [w \ c_5 s_4 \ w \ s_5 s_4 \ w \ c_4 \ 1]^T \quad (5)$$

که در آن $w = (d - h)$ و d ارتفاع پریسکوپ است. حال برای بدست آوردن خط دید واقعی، پایید انعکاس محور نوری دوربین که به مختصات آینه انتقال یافته است، به صورت زیر محاسبه شود. یافتن بردار انعکاس آینه در مختصات دکارتی به سهولت امکان‌پذیر است. فرض کنید که آینه در صفحه $z - y$ قرار داشته و بردار نرمال آن باشد (شکل ۵). با معکوس کردن درایه‌های y و z بردار، می‌توان معکوس آن را محاسبه کرد

$${}^5\mathbf{LOS} = {}^5\mathbf{v}_b = \begin{bmatrix} w c_5 s_4 \\ -w s_5 s_4 \\ -w c_4 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_L \\ y_L \\ z_L \\ 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$



شکل ۴: خط دید واقعی و مطلوب

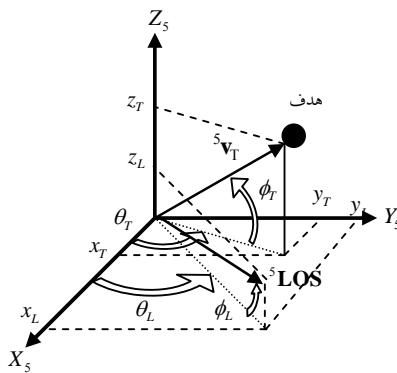
۴- معادلات پایدارساز تصویر با فاصله هدف

در این قسمت فرض می‌شود که میدان دید (θ)، زاویه دید (ϕ)، فاصله تا هدف (r)، و نوسانات اندازه گیری شده دریا (θ_1 و θ_2) در دسترس می‌باشند (شکل‌های ۱ و ۲).

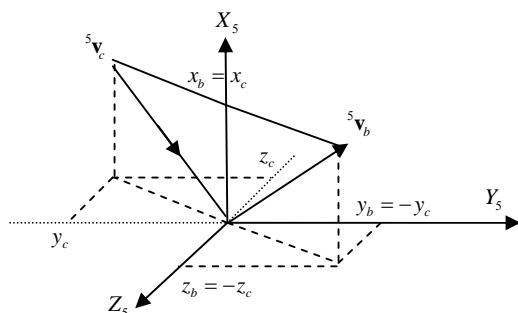
هدف آن است که خط دید پریسکوپ (LOS) علی‌رغم وجود نوسانات دریا (θ_1 و θ_2)، ببروی هدف پایدار باقی بماند. درنتیجه، بدست آوردن خط دید پریسکوپ اولین قدم خواهد بود. در مرحله بعد، سعی می‌شود که این خط دید در امتداد خط دید مطلوب (LOS_d) که توسط اپراتور تعیین می‌گردد، قرار گیرد (شکل ۴).

بردار هدف در سیستم مختصات مرجع برابر است با

$${}^0\mathbf{v}_T = [r c_\phi c_\theta \ r c_\phi s_\theta \ r s_\phi \ 1]^T \quad (3)$$



شکل ۴: خط دید واقعی و مطلوب



شکل ۵: انعکاس بردار در آینه

یکی از مشکلاتی که در ابتدا خود را نشان نمی‌دهد، مساله چرخش تصویر است. این شرایط به صورتی است که وقتی LOS^5 در راستای v_T^5 قرار می‌گیرد، ممکن است که تصویر حول محور دوربین چرخیده باشد (شکل ۷). برای محاسبه میزان چرخش تصویر، نیاز به دو نقطه از تصویر است زیرا با داشتن یک نقطه نمی‌توان چرخش را محاسبه کرد. مرکز مختصات هدف به عنوان نقطه اول در نظر گرفته می‌شود و نقطه دوم به اندازه ϵ واحد انتقال در امتداد محور Z در مختصات هدف (شکل ۷). این نقطه در مختصات مرجع به صورت زیر بیان می‌شود:

$${}^0\mathbf{v} = \begin{bmatrix} r c_\beta c_\theta & r c_\beta s_\theta & r s_\beta + \epsilon & 1 \end{bmatrix}^T \quad (10)$$

با تبدیل این بردار به سیستم مختصات پنجم (یعنی مختصات آینه) خواهیم داشت

$${}^5\mathbf{v} = \left(\mathbf{T}_5^0 \right)^T \cdot {}^0\mathbf{v} \quad (11)$$

انعکاس این بردار بروی آینه برابر است با

$${}^5\mathbf{v}_R = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot {}^5\mathbf{v} = \begin{bmatrix} x_R \\ y_R \\ z_R \\ 1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

با انتقال ${}^5\mathbf{v}_R$ به مختصات سوم، میزان چرخش تصویر قابل محاسبه است.

$${}^3\mathbf{v}_R = \mathbf{T}_3^3 \cdot {}^5\mathbf{v}_R = \begin{bmatrix} x_R & y_R & z_R & 1 \end{bmatrix}^T \quad (13)$$

که در آن $\mathbf{T}_3^3 = \mathbf{T}_4^3 \mathbf{T}_5^4$. برای حذف چرخش ϵ از تصویر، مطابق شکل ۷، y_R باید صفر شود. از این رو، با استفاده از معادله (۹) و در نظر گرفتن $y_R = 0$ ، معادلات پایدارسازی تصویر را می‌توان به صورت دسته معادلات زیر بیان کرد. این معادلات را می‌توان با روش‌های عددی مانند روش نیوتون حل کرد:

توجه شود که خط عمود بر آینه بردار x است (شکل ۳)، و هر برداری که در آینه انعکاس می‌باشد، باید x مثبت داشته باشد. بر اساس (۵) و شرایط زیر، v_C^5 دارای x مثبت خواهد بود:

$$\begin{cases} 0^\circ < \theta_4 < 90^\circ \\ -90^\circ < \theta_5 < 90^\circ \\ w > 0 \end{cases} \quad (V)$$

محدوهیت‌های بیان شده در (V) نتیجه خواهد داد که $w c_5 s_4 > 0$. این محدوهیت‌ها مفهوم فیزیکی داشته و اگر نقض شوند بهمنزله آن است که از پشت آینه برای بازتابش استفاده شده است که در این صورت تصویر از دست خواهد رفت. حال، بردار هدف که در (۳) بیان شد، باید برای مقایسه با خط دید واقعی به مختصات پنجم انتقال یابد. این انتقال در معادله (۸) نشان داده شده است.

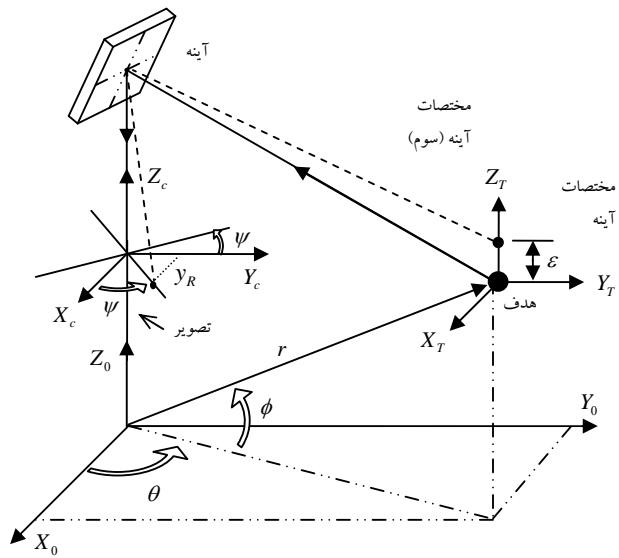
$$\begin{aligned} {}^5\mathbf{v}_T &= \left(\mathbf{T}_5^0 \right)^T \cdot {}^0\mathbf{v}_T = [x_T \ y_T \ z_T \ 1]^T \\ &\quad (-c_5 s_3 s_5 - c_5 s_2 s_3 + c_5 c_2 c_3 c_4) r c_\phi c_\theta + (s_5 c_1 c_3 \\ &\quad - s_5 s_2 s_1 s_3 + c_2 c_5 s_3 s_1 + c_4 c_5 c_1 s_3 + s_2 c_4 c_5 s_1 c_3) r c_\phi s_\theta \\ &\quad + (s_5 s_1 c_3 + s_5 s_2 c_1 s_3 - c_2 c_5 s_4 c_1 + c_4 c_5 s_1 s_3 - s_2 c_4 c_5 c_1 c_3) r s_\phi \\ &\quad + d c_5 s_4 \\ &= (-s_5 c_2 c_3 c_4 + s_5 s_2 s_4 - c_2 s_3 c_5) r c_\phi c_\theta + (-s_5 c_4 s_1 s_2 c_3 - s_5 c_4 c_1 s_3 \\ &\quad - s_5 s_1 c_2 s_4 - c_5 s_1 s_2 s_3 + c_5 c_1 c_3) r c_\phi s_\theta + (s_5 c_4 c_1 s_2 c_3 - s_5 c_4 s_1 s_3 \\ &\quad + s_5 c_1 c_2 s_4 + c_5 c_1 s_2 s_3 + c_5 s_1 c_3) r s_\phi - d s_5 s_4 \\ &\quad (c_2 c_3 s_4 + s_2 c_4) r c_\phi c_\theta + (s_4 s_1 s_2 c_3 + s_4 c_1 s_3 - s_1 c_2 c_4) r c_\phi s_\theta \\ &\quad + (-s_4 c_1 s_2 c_3 + s_4 s_1 s_3 + c_1 c_2 c_4) r s_\phi - d c_4 \end{aligned} \quad (8)$$

مطابق شکل ۶، برای همراستا کردن LOS^5 با \mathbf{v}_T^5 ، باید شرایط زیر محقق شود:

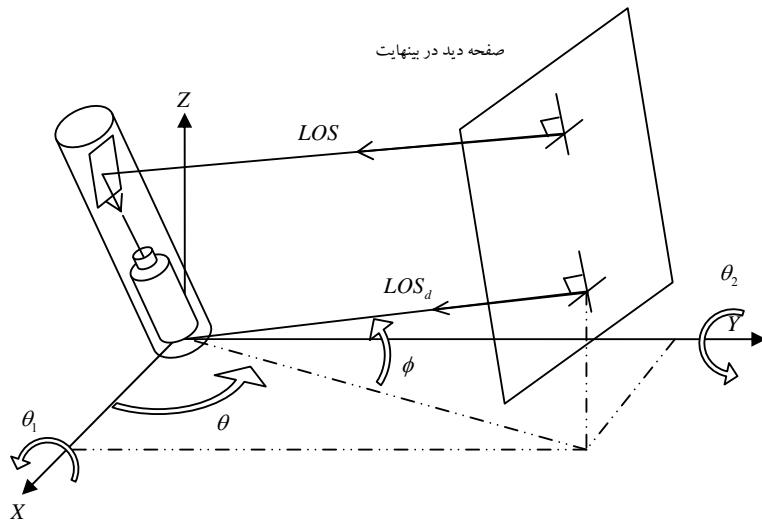
$$\begin{cases} \theta_L = \tan^{-1}(y_L / x_L) = \theta_T \\ \phi_L = \tan^{-1}\left(\frac{z_L}{\sqrt{x_L^2 + y_L^2}}\right) = \phi_T \end{cases} \quad (9)$$

این شرایط، دو معادله پایدارسازی تصویر را فراهم می‌کنند. معادله سوم به صورت زیر محاسبه می‌شود.

$$\left. \begin{aligned} & -s_4 w (2dc_5 s_5 s_4 + 2rc_{\phi} c_0 c_2 s_3 c_5^2 + 2rc_5 c_{\phi} s_0 s_5 s_1 c_2 s_4 - 2rc_5 s_{\phi} s_5 c_4 c_1 s_2 c_3 + 2rc_5 s_{\phi} s_5 c_4 s_1 s_3 - 2rs_{\phi} c_5^2 c_1 s_2 s_3 + 2rc_{\phi} s_{\theta} c_5^2 s_1 s_2 s_3 \\ & - 2rc_{\phi} s_0 c_5^2 c_1 c_3 - 2rs_{\phi} c_5^2 s_1 c_3 + 2rc_5 c_{\phi} c_0 s_5 c_2 c_3 c_4 + 2rc_5 c_{\phi} s_0 s_5 c_4 s_1 s_2 c_3 - 2rc_5 s_{\phi} s_5 c_1 c_2 s_4 - 2r c_5 c_{\phi} c_0 s_5 s_2 s_4 \\ & + 2rc_5 c_{\phi} s_0 s_5 c_4 c_1 s_3 - rc_{\phi} c_0 c_2 s_3 + rc_{\phi} s_{\theta} c_1 c_3 - rc_{\phi} s_0 s_2 s_1 s_3 + rs_{\phi} s_1 c_3 + rs_{\phi} s_2 c_1 s_3) = 0 \\ \\ & c_4^2 w^2 \{ [(-c_2 s_3 s_5 - c_5 s_2 s_4 + c_5 c_3 c_2 c_4) r c_{\phi} c_0 + (s_5 c_1 c_3 - s_5 s_2 s_1 s_3 + c_2 c_5 s_4 s_1 + s_3 c_5 c_1 c_4 + s_2 c_4 c_5 s_1 c_3) r c_{\phi} s_{\theta} + (s_5 s_1 c_3 + s_5 s_2 c_1 s_3 \\ & - c_2 c_5 s_4 c_1 + c_4 c_5 c_1 s_3 - s_2 c_4 c_5 c_1 c_3) r s_{\phi} + dc_5 s_4] + [(-s_5 c_2 c_3 c_4 + s_5 s_2 s_4 - c_2 s_3 c_5) r c_{\phi} c_0 + (-s_5 c_4 s_1 s_2 c_3 - s_5 c_4 c_1 s_3 - s_5 s_1 c_2 s_4 \\ & - c_5 s_1 s_2 s_3 + c_5 c_1 c_3) r c_{\phi} s_{\theta} + (s_5 c_4 c_1 s_2 c_3 - s_5 c_4 s_1 s_3 + s_5 c_1 c_2 s_4 + c_5 c_1 s_2 s_3 + c_5 s_1 c_3) r s_{\phi} - ds_5 s_4]^2 \} - [(c_2 c_3 s_4 + s_2 c_4) r c_{\phi} c_0 \\ & + (s_4 s_1 s_2 c_3 + s_4 c_1 s_3 - s_1 c_2 c_4) r c_{\phi} s_{\theta} + (-s_4 c_1 s_2 c_3 + s_4 s_1 s_3 + c_1 c_2 c_4) r s_{\phi} - dc_4]^2 (c_5^2 s_4^2 w^2 + s_5^2 s_4^2 w^2) = 0 \\ \\ & s_5 [(-c_2 s_3 s_5 - c_5 s_2 s_4 + c_5 c_3 c_2 c_4) r c_{\phi} c_0 + (-s_5 s_2 s_1 s_3 + c_2 c_5 s_4 s_1 + c_5 c_1 s_3 c_4 + c_5 s_1 c_3 s_2 c_4 + s_5 c_1 c_3) r c_{\phi} s_{\theta} + (s_5 s_1 c_3 + s_5 s_2 c_1 s_3 \\ & - c_2 c_5 s_4 c_1 + c_5 s_1 s_3 c_4 - c_5 c_1 c_3 s_2 c_4) (r s_{\phi} + \varepsilon) + dc_5 s_4] + c_5 [(-s_5 c_2 c_3 c_4 + s_5 s_2 s_4 - c_2 s_3 c_5) r c_{\phi} c_0 - (-s_5 c_4 s_1 s_2 c_3 - s_5 c_4 c_1 s_3 \\ & - s_5 s_1 c_2 s_4 - c_5 s_1 s_2 s_3 + c_5 c_1 c_3) r c_{\phi} s_{\theta} - (s_5 c_4 c_1 s_2 c_3 - s_5 c_4 s_1 s_3 + s_5 c_1 c_2 s_4 + c_5 c_1 s_2 s_3 + c_5 s_1 c_3) (r s_{\phi} + \varepsilon) + ds_5 s_4] = 0 \end{aligned} \right\} \quad (14)$$



شکل ۷: چرخش تصویر در آینه و طریقه محاسبه آن



شکل ۸: صفحه دید، خط دید مطلوب و واقعی

که در این صورت از انعکاس در پشت آینه جلوگیری می‌شود. بردار

$$\begin{aligned} & \text{باشد} \\ {}^5\text{LOS} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot {}^5(-\mathbf{z}_c) = \begin{bmatrix} s_4 c_5 \\ s_4 s_5 \\ c_4 \end{bmatrix} \quad (20) \end{aligned}$$

تبديل LOS^5 از مختصات پنجم به مرجع به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\begin{aligned} {}^0\text{LOS} &= \mathbf{R}_5^0 \cdot {}^5\text{LOS} = [x_L \ y_L \ z_L]^T \\ &= \begin{bmatrix} -2c_5 s_4 c_2 s_3 s_5 - 2c_5^2 s_2 + 2c_5^2 s_2 c_4^2 + s_2 \\ + 2c_5^2 s_4 c_2 c_3 c_4 \\ 2c_5 s_4 c_3 s_5 c_1 - 2c_5 s_4 s_5 s_2 s_1 s_3 - 2c_5^2 c_2 s_1 c_4^2 \\ + 2c_5^2 s_4 c_4 c_1 s_3 + 2c_5^2 s_4 s_2 c_4 s_1 c_3 - s_1 c_2 + 2c_5^2 c_2 s_1 \\ 2c_5 s_4 c_3 s_5 s_1 + 2c_5 s_4 s_5 s_2 c_1 s_3 + 2c_5^2 c_2 c_1 c_4^2 \\ + 2c_5^2 s_4 c_4 s_1 s_3 - 2c_5^2 s_4 s_2 c_4 c_1 c_3 + c_1 c_2 - 2c_5^2 c_2 c_1 \end{bmatrix} \quad (21) \end{aligned}$$

همانند معادله (۹)، دو معادله اول را می‌توان به صورت زیر استخراج کرد:

$$\begin{cases} \theta_L = \tan^{-1}\left(\frac{y_L}{x_L}\right) = \theta \\ \phi_L = \tan^{-1}\left(\frac{z_L}{\sqrt{x_L^2 + y_L^2}}\right) = \phi \end{cases} \quad (22)$$

برای محاسبه چرخش تصویر، از آن‌جایی که فاصله تا هدف مشخص نیست، برداری در نظر گرفته می‌شود که در صفحه xy از ${}^0\text{LOS}_d$ به

میزان ε انحراف دارد و به صورت زیر بیان می‌شود:

$${}^0\mathbf{v} = [c_\beta c_\theta \ c_\beta s_\theta \ s_\beta]^T \quad (23)$$

که در آن $c_\beta = \sin(\phi + \varepsilon)$ ، $s_\beta = \cos(\phi + \varepsilon)$ و c_θ به

پیش‌تر تعریف شده‌اند. با تبدیل این بردار به مختصات پنجم

$${}^5\mathbf{v} = (\mathbf{R}_5^0)^T \cdot {}^0\mathbf{v} \quad (24)$$

و انعکاس آن روی آینه خواهیم داشت:

$${}^5\mathbf{v}_b = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot {}^5\mathbf{v} \quad (25)$$

در انتها، ${}^5\mathbf{v}_b$ باید به مختصات سوم انتقال یابد تا میزان چرخش تصویر

محاسبه شود

$${}^3\mathbf{v}_b = (\mathbf{R}_4^3 \mathbf{R}_5^4) {}^5\mathbf{v}_b = [x_{bc} \ y_{bc} \ z_{bc}]^T \quad (26)$$

همانند توجیهی که در بخش قبل بیان شد، به منظور حذف چرخش تصویر، y_{bc} باید برابر صفر باشد. از این رو معادلات پایدارساز تصویر

به صورت زیر قابل بیان می‌باشند:

۵- معادلات پایدارساز تصویر بدون فاصله هدف

در این حالت فرض می‌شود که میدان دید (θ)، زاویه دید (ϕ)، و انحراف پریسکوپ (θ_1 و θ_2) مشخص بوده ولی فاصله هدف (r) موجود نیست. درنتیجه، فضای ورودی نسبت به قبل دارای یک متغیر کمتر است. از این رو باید فرضیات بیشتری را در نظر گرفت. برای استخراج معادلات پایدارساز تصویر باید صفحه خط دید مطلوب است متصور شد (شکل ۸). بردار نرمال این صفحه، خط دید مطلوب است (${}^0\text{LOS}_d$). علاوه بر این، خط دید پریسکوپ علی رغم نوسانات سطح دریا نیز باید بر این صفحه عمود باشد. ماتریس‌های دوران پایه پریسکوپ را می‌توان به صورت زیر بیان کرد:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_2^1 &= \begin{bmatrix} c_2 & 0 & s_2 \\ 0 & 1 & 0 \\ -s_2 & 0 & c_2 \end{bmatrix}, \mathbf{R}_1^0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & c_1 & -s_1 \\ 0 & s_1 & c_1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{R}_4^3 &= \begin{bmatrix} c_4 & 0 & s_4 \\ 0 & 1 & 0 \\ -s_4 & 0 & c_4 \end{bmatrix}, \mathbf{R}_3^2 = \begin{bmatrix} c_3 & -s_3 & 0 \\ s_3 & c_3 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{R}_5^4 &= \begin{bmatrix} c_5 & -s_5 & 0 \\ s_5 & c_5 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (15)$$

که در آن \mathbf{R}_{i+1}^i ماتریس دوران پایه از مختصات $i+1$ به مختصات i است. در این حالت، تمامی بردارها دارای طول واحد می‌باشند زیرا که تنها زوایای آنها در معادلات ظاهر می‌شود. خط دید مطلوب عبارت است از

$${}^0\text{LOS}_d = [c_\phi c_\theta \ c_\phi s_\theta \ s_\phi]^T \quad (16)$$

محور نوری دوربین، ستون سوم ماتریس $\mathbf{R}_3^0 = \mathbf{R}_1^0 \mathbf{R}_2^1 \mathbf{R}_3^2$ بوده که برابر است با

$${}^0\mathbf{z}_c = [s_2 \ -s_1 c_2 \ c_1 c_2]^T \quad (17)$$

خط دید واقعی را می‌توان با محاسبه انعکاس محور نوری دوربین برروی آینه محاسبه کرد. بدلیل این که از ماتریس‌های دوران پایه جای ماتریس‌های انتقال استفاده می‌شود، ابتدا نیاز است که محور نوری دوربین را معکوس کرده تا در موقع محاسبه انعکاس برروی آینه از پشت آن استفاده نشود. از این رو، محور نوری دوربین در مختصات آینه برابر است با

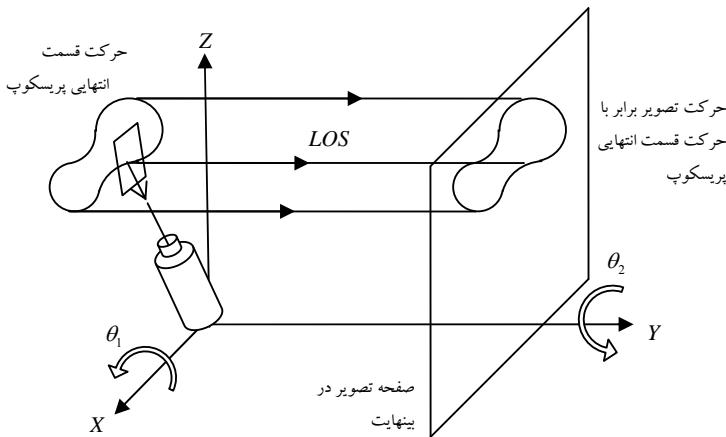
$${}^5(-\mathbf{z}_c) = (\mathbf{R}_5^0)^T {}^0(-\mathbf{z}_c) = [s_4 c_5 \ -s_4 s_5 \ -c_4]^T \quad (18)$$

که در آن ${}^5\mathbf{R}_5^0$ هر نقطه‌ای (یا برداری) را از مختصات پنجم به مختصات مرجع انتقال می‌دهد و برابر است با ${}^0\mathbf{R}_5^0 = \mathbf{R}_1^0 \mathbf{R}_2^1 \mathbf{R}_3^2 \mathbf{R}_4^3 \mathbf{R}_5^4$.

علاوه بر این، $(-\mathbf{z}_c)$ دارای x مثبت است اگر

$$\begin{cases} 0^\circ < \theta_4 < 90^\circ \\ -90^\circ < \theta_5 < 90^\circ \end{cases} \quad (19)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} -2s_\theta c_5^2 s_2 + s_\theta s_2 - 2c_\theta c_5^2 c_2 s_1 + 2c_\theta c_5^2 c_2 s_1 c_4^2 + c_\theta c_2 s_1 + 2s_\theta s_4 c_5^2 c_2 c_2 c_4 - 2s_\theta s_4 c_5 c_2 s_3 s_5 + 2s_\theta c_5^2 s_2 c_4^2 - 2c_\theta s_4 c_5^2 s_2 c_4 s_1 c_3 \\ - 2c_\theta s_4 c_5^2 c_4 c_1 s_3 - 2c_\theta s_4 c_5 s_1 c_1 c_3 + 2c_\theta s_4 c_5 s_1 s_1 s_3 = 0 \\ \\ \{ [(-c_1 s_2 c_3 c_4 + s_1 s_3 c_4 - c_1 c_2 s_4) c_5 + (c_1 s_2 s_3 + s_1 c_3) s_5] c_5 s_4 + [(-c_1 s_2 c_3 c_4 + s_1 s_3 c_4 - c_1 c_2 s_4) s_5 + (c_1 s_2 s_3 + s_1 c_3) c_5] s_5 s_4 \\ + [(-c_1 s_2 c_3 + s_1 s_3) s_4 + c_1 c_2 c_4] c_4^2 c_\phi^2 - s_\phi^2 \{ [(c_2 c_3 c_4 c_5 - s_2 s_4 c_5 - c_2 s_3 s_5) s_4 c_5 + (-c_2 c_3 c_4 s_5 - s_2 s_4 s_5 - c_2 s_3 c_5) s_4 s_5 \\ + (c_2 c_3 s_4 + s_2 c_4) c_4]^2 + [(s_1 s_2 c_3^2 c_5 + c_1 s_3 c_3 c_5 + s_1 c_2 s_4 c_5 - s_1 s_2 s_3 s_5 + c_1 c_3 s_5) s_4 c_5 + (-s_1 s_2 c_3 c_4 s_5 + c_1 s_3 c_4 s_5 + s_1 c_2 s_4 s_5 \\ - s_1 s_2 s_3 c_5 + c_1 c_3 c_5) s_4 s_5 + (s_1 s_2 c_3 s_4 + c_1 s_3 s_4 - s_1 c_2 c_4) c_4]^2 \} = 0 \\ \\ 2s_5 c_\beta s_\theta s_2 c_4 c_5 s_1 c_3 - 2s_5 s_\beta c_2 c_5 s_4 c_1 + 2s_5 s_\beta c_4 c_5 s_1 s_3 - 2s_5 s_\beta s_2 c_4 c_5 c_1 c_3 - 2s_\beta c_5^2 s_1 c_3 + s_\beta s_2 c_1 s_3 - 2s_\beta c_5^2 s_2 c_1 s_3 \\ - 2s_5 c_\beta c_\theta c_5 s_2 s_4 + 2s_5 c_\beta c_\theta c_5 c_3 c_2 c_4 + 2s_5 c_\beta s_\theta c_2 c_5 s_4 s_1 + 2s_5 c_\beta s_\theta c_4 c_5 c_1 s_3 + s_\beta s_1 c_3 - c_\beta s_\theta s_2 s_1 s_3 + 2c_\beta s_\theta c_5^2 s_2 s_1 s_3 \\ - c_\beta c_\theta c_2 s_3 + 2c_\beta c_\theta c_2 s_3 c_5^2 + c_\beta s_\theta c_1 c_3 - 2c_\beta s_\theta c_5^2 c_1 c_3 = 0 \end{array} \right. \quad (۲۷)$$



شکل ۹: تشریح نحوه حرکت تصویر

متر تغییر می‌کند. به منظور پایدارسازی تصویر، سه معادله غیرخطی بیان شده در (۱۴) به صورت عددی حل می‌شوند. در این مقاله برای حل این معادلات از روش نیوتون استفاده شده است [۱۵ و ۱۶]. از آن جایی که این مجموعه معادلات باید به صورت همزمان در هر گام از شبیه‌سازی به روش نیوتون حل شوند نیاز به شرایط اولیه است. مقادیر عددی معادلات در نظر گرفته شده است. الگوریتم بعد از دو تا پنج مرحله همگرا می‌شود. هر پنج مرحله نیاز به زمان ۱ms در نرم افزار MATLAB و زمان کمتری در C++ دارد (رایانه‌ای با پردازنده Pentium 4 (۰.۲۵ گیگاهرتز). ارتفاع پریسکوپ یک متر و $r = 200$ m می‌باشد. شکل‌های ۱۱ و ۱۲ به ترتیب زوایای θ_T و ϕ_T و مسیر حرکت هدف را نشان می‌دهند. شکل ۱۳ نتایج حل معادلات (۱۴) را نشان می‌دهد که

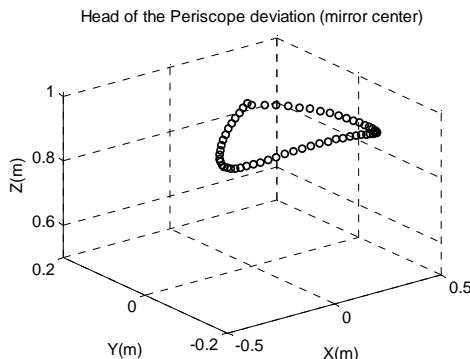
نکته مهمی که در این روش وجود دارد آن است که خط دید بر صفحه تصویر درینهاست عمود است ولی تصویر به میزان حرکت پریسکوپ جابه‌جا خواهد شد (شکل ۹). این حرکت تصویر بسیار اندک است لیکن به‌هنگام بزرگنمایی تصویر ممکن است مساله ساز باشد.

۶- نتایج شبیه‌سازی و پیاده‌سازی

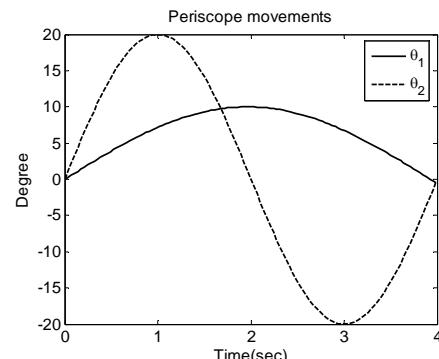
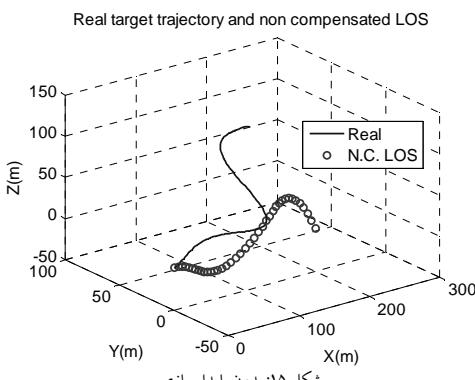
۶-۱- فاصله تا هدف معلوم است
بر طبق معادلات (۲) و (۶)، خط دید واقعی در مختصات مرجع به صورت زیر بیان می‌شود:

$${}^0\text{LOS} = \mathbf{T}_5^0 \cdot {}^5\text{LOS} \quad (۲۸)$$

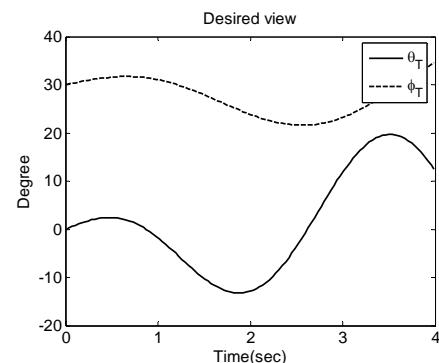
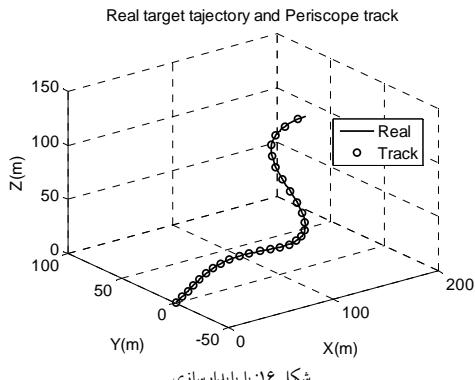
از این بردار برای اعتباردادن به نتایج شبیه‌سازی استفاده می‌شود. از دو شکل موج سینوسی که در شکل ۱۰ نشان داده شده است، برای شبیه‌سازی زوایای انحراف سکوی پریسکوپ (θ_1 و θ_2) استفاده شده است. این موج‌های سینوسی به ترتیب دارای فرکانس‌های ۰, ۱۲ و ۰, ۲۵ هرتز می‌باشند (شکل ۱۰). این انتشارات می‌توانند باعث حرکات ناخواسته در تصویر شوند. علاوه بر این، فاصله هدف ۲ از یک تا ۲۰۰



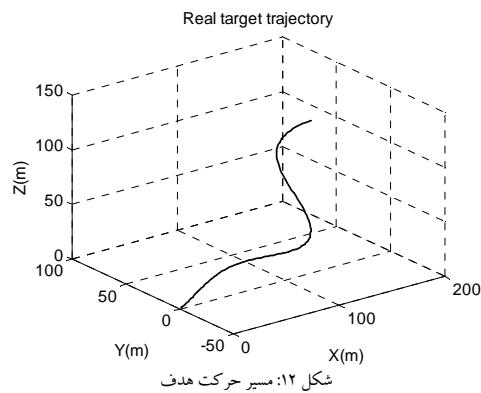
شکل ۱۴: حرکت قسمت انتهایی پریسکوپ در مختصات دکارتی

شکل ۱۰: اغتشاشات ورودی θ_1 و θ_2 

شکل ۱۵: بدون پایدارسازی

شکل ۱۱: موقعیت هدف θ_T و ϕ_T 

شکل ۱۶: با پایدارسازی

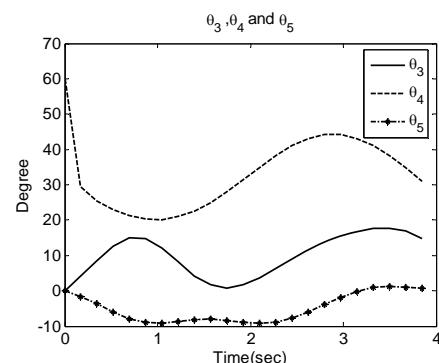


شکل ۱۲: مسیر حرکت هدف

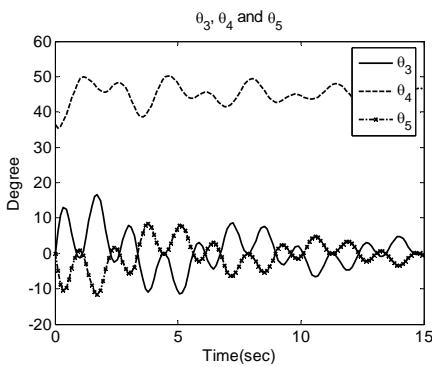
۶- فاصله با هدف معلوم نیست
در این حالت، به منظور تعیین خط دید مطلوب، فرض شده است که هدف در موقعیت $\theta = 30^\circ$ و $\phi = 0$ قرار دارد. انحرافات سکو نیز به صورت زیر در نظر گرفته شده است (شکل ۱۷):

$$\begin{aligned} \theta_1 &= 20e^{-0.1t} \sin(2.8t) \cos(1.8t) \\ \theta_2 &= 20e^{-0.1t} \sin(2.8t + \frac{\pi}{3}) \cos(0.8t) \end{aligned} \quad (29)$$

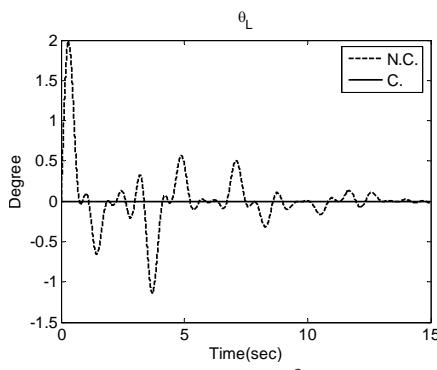
شکل ۱۸ نتایج حل معادلات (۲۷) را نشان می‌دهد که سه سیگنال مرجع برای ردیابی سرموتورهاست. شکل ۱۹ و ۲۰ میزان ${}^0\text{LOS}$ و θ_L را به ترتیب در دو حالت جبران شده و جبران نشده نشان می‌دهد. همانطور که نتایج نشان می‌دهند، روش ارائه شده از دقت خوبی برخوردار است.



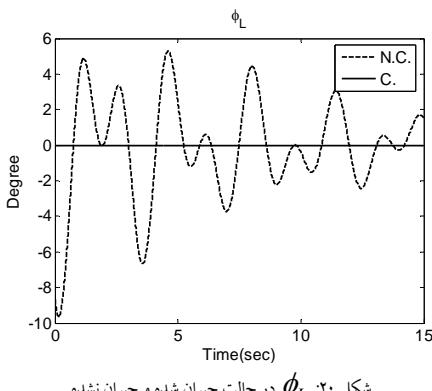
شکل ۱۳: سه سیگنال مرجع محاسبه شده برای سرموتورها



شکل ۱۸: سه سیگنال مرجع محاسبه شده برای سروموتورها



شکل ۱۹: θ_L در حالت جبران شده و جبران نشده



شکل ۲۰: φ_L در حالت جبران شده و جبران نشده



شکل ۲۱: پریسکوپ آزمایشگاهی نصب شده بر روی سکوی شبیه ساز

جدول ۱: ضرایب کنترل کننده PID برای سه سروموتور

	K_p	K_D	K_I
θ_3	۵۰	۲,۲	۰
θ_4	۷۰	۱,۵	۰,۷
θ_5	۱۱۰	۰	۰

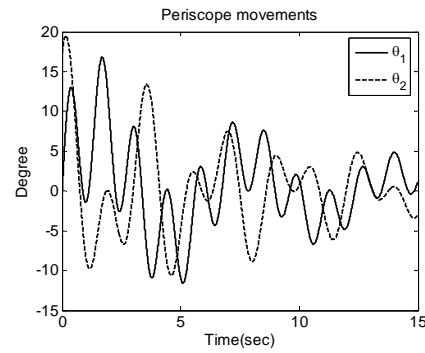
برای نشان دادن کارآبی روش های بیان شده در عمل، الگوریتم های آن به صورت بی درنگ بر روی پریسکوپ آزمایشگاهی نشان داده شد در شکل ۲۱ پیاده سازی شده اند. زمان نمونه برداری در سیستم آزمایشگاهی برابر 1.5ms است.

برای کنترل سروموتورها از کنترل کننده مرسوم PID استفاده شده است. شکل ۲۲ بلوک دیاگرام حلقه بسته کنترلی را نشان می دهد که در آن $\theta_{ir} (i=3,4,5)$ نتایج حل معادلات پایدارساز تصویر، e خطای ردیابی، u سیگنال کنترلی است. برای هر کدام از درجات آزادی (θ_3, θ_4 و θ_5) یک کنترل کننده PID برای بهترین ردیابی طراحی و تنظیم شده اند. مشخصات هر کدام از سروموتورها و ضرایب PID به ترتیب در جدول ۱ و ۲ بیان شده اند که در آن L_a و R_a به ترتیب مقاومت و اندوکتانس آرمیچر، k_b و k_a ثابت گشتاور و ثابت emf موتور می باشند. نتایج پیاده سازی نشان می دهد که روش پایدارسازی ارائه شده در این مقاله به صورت بی درنگ قابل اعمال است.

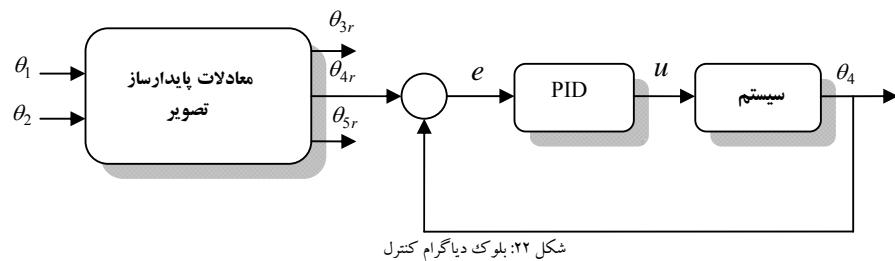
شکل ۱۴ سیگنال مرجع برای ردیابی توسط سروموتورهاست. شکل ۱۵ حرکت قسمت انتهایی پریسکوپ در مختصات دکارتی را نشان می دهد که ناشی از انحرافات سکو است. شکل ۱۵ و ۱۶ به ترتیب مسیر حرکت واقعی هدف و LOS^۰ (مشخص شده در (۲۸)) را برای دو حالت بدون پایدارسازی و با پایدارسازی نشان می دهد. همانطور که نتایج شبیه سازی نشان می دهد، روش ارائه شده تصویر را با دقت خوبی پایدار می کند. توجه شود که بدون پایدارسازی ممکن است در موقعی که هدف نزدیک به پریسکوپ است، از میدان دید آن خارج شود.

۷- نتیجه گیری

در این مقاله، روشی جدید برای پایدارسازی خط دید پریسکوپ زیردریایی در مقابل با امواج دریا ارائه شد. معادلات پایدارساز تصویر در دو حالت مختلف: ۱- فاصله تا هدف معلوم و ۲- فاصله تا هدف نامعلوم استخراج شدند. این مجموعه معادلات توسط روش نیوتن به صورت عددی و بی درنگ حل شد. نتایج شبیه سازی دقت بسیار خوب این معادلات را نشان دادند. علاوه بر این، به منظور نشان دادن کارآبی روش پیشنهادی، الگوریتم ارایه شده بر روی سیستم آزمایشگاهی (با نمونه برداری 1.5ms) به صورت بی درنگ پیاده سازی شد



شکل ۲۲: اغتشاشات ورودی θ_1 و θ_2



جدول ۲: مشخصات سروموتورها در پریسکوپ آزمایشگاهی

	R_a (Ω)	L_a (mH)	K_b (mV/rpm)	K_a (mNm/A)
θ_3	۱۵.۷	۱۰.۳	۳۳.۳	۳۱۶.۵
θ_4	۳۶.۳	۰.۸	۳.۰۴	۲۹.۱
θ_5	۵۲.۹	۱.۱	۲.۲۸	۲۱.۸

- [8] Zhang W.-P., Wang B., Yang D., and Wang L. Y., 2007, "Application of image stabilization technology for carrier-based electro-optical tracking equipment", *OME Information*, DOI: CNKI:SUN:GJDX.0.2007-11-005.
- [9] Lidwell M.O., 1995, "Steerable zoom periscope," *Proc. SPIE Zoom Lenses*, **2539**, 25-36.
- [10] Kuerbitz G., Fritze J., Hoefft J.R. and Ruf B., 2001, "ATTICA family of thermal cameras in submarine applications", *Proc. SPIE Infrared Technology and Applications*, **4369**, 185-193.
- [11] Liceaga-Castro E. and van der Molen G.M., 1995, "Submarine H[∞] depth control under wave disturbances", *IEEE Trans. on Control System Technology*, **3**(3), 338-346.
- [12] Liao J.-F. and Zhang K.-S., 2004, "Characteristics analysis of the image tilt in LOS stabilization action of periscope instrument on moving platform", *Optics and Optoelectronic Technology*, DOI: CNKI:ISSN:1672-3392.0.2004-02-003.
- [13] Craig J.J., 1989, *Introduction to Robotics: Mechanics and Control*, Addison-Wesley, Reading, Massachusetts.
- [14] Lewis F.L., Abdallah C.T. and Dawson D.N., 1993, *Control of Robot Manipulators*, MacMillan Pub. Co., New York.
- [15] Mathews J.H., 1992, *Numerical Methods for Mathematics*, 2nd Edition, Prentice-Hall, New Jersey.
- [16] Johnson L.W. and Riess R.D., 1982, *Numerical Analysis*, 2nd Edition, Addison-Wesley, Reading, Massachusetts.

مراجع

- [1] Liang Y.M., Tyan H.R., Liao H.Y.M. and Chen S.W., 2003, "Stabilizing image sequence taken by the camcorder mounted on a moving vehicle," *Proc. 6th IEEE Int. Conf. Intelligent Transportation Sys.*, Shanghai, China, pp 90-95.
- [2] Bar-Shalom Y., 1999, *Multitarget-Multisensor Tracking: Application and Advances*, Artech House Pub. Co., Boston, Massachusetts.
- [3] Erturk S., 2002, "Real-time digital image stabilization using Kalman filters," *Real-Time Imaging*, **8**, 317-328.
- [4] Yau W.G., Fu L.C. and Liu D., 2001, "Design and implementation of visual servoing system for realistic air target tracking," *IEEE Int. Conf. on Robotics & Automation*, **1**, 229-234.
- [5] Yu H.-C. and Liu T.S., 2008, "Sliding mode control using virtual eigenvalue method for compact optical image stabilization actuators," *IEEE Transactions on Magnetics*, **44**(11), 4074-4077.
- [6] Demin A. V. and Utentov B. I., 2001, "Enhancing the image quality in optical systems with line-of-sight stabilization," *Journal of Optical Technology*, **68**(8), 556-564.
- [7] Siew B.C., Chen B.M. and Lee T.H., 1998, "Design and implementation of a robust controller for a free Gyro-stabilized mirror system," *Proc. American Control Conf.*, Philadelphia, pp 2231-2235.



شکل دهنده مجموعه نامعینی حاصل از شناسایی سیستم جهت طراحی کنترل کننده مقاوم

آرش صادق زاده^۱، حمیدرضا مومنی^۲

^۱ دانشجوی دکتری برق- کنترل، دانشگاه تربیت مدرس، دانشکده‌ی مهندسی برق و کامپیوتر، گروه کنترل، sadeghzadeh@modares.ac.ir

^۲ دانشیار، دانشگاه تربیت مدرس، دانشکده‌ی مهندسی برق و کامپیوتر، گروه کنترل، momeni_h@modares.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۰/۱۸/۱۳۸۸، تاریخ پذیرش مقاله ۱۲/۲/۱۳۸۹)

چکیده: در این مقاله روشی جهت طراحی کنترل کننده مقاوم H_{∞} برای سیستم‌های با نامعینی پارامتری بخصوصی به صورت پاسخ به یک مجموعه از نامساوی‌های ماتریسی خطی ارائه شده است. از طرفی عملکرد بدست آمده با یک کنترل کننده مقاوم برای یک سیستم حلقه بسته با نامعینی پارامتری، نه تنها به خود کنترل کننده ارتباط خواهد داشت بلکه به مجموعه نامعینی پارامتری نیز مربوط می‌گردد. در ادامه مساله طراحی توان کنترل کننده H_{∞} و شکل دهنده مجموعه نامعینی مورد بررسی قرار می‌گیرد. بدین ترتیب علاوه بر طراحی کنترل کننده مقاوم، با تعیین سیگنال مناسب ورودی در شناسایی سیستم، مجموعه نامعینی به هدف طراحی کنترل کننده مقاوم شکل دهنده می‌گردد. در شکل دهنده مجموعه نامعینی پارامتری بخصوصی، عملکرد مطلوب سیستم حلقه بسته و ساختار کنترل کننده لحاظ می‌گردد. شبیه‌سازی‌های انجام شده بر روی یک سیستم واقعی نشان‌دهنده کارایی این روش است.

کلمات کلیدی: کنترل مقاوم، نامعینی پارامتری بخصوصی، شناسایی سیستم، طراحی سیگنال ورودی، شکل دهنده نامعینی به هدف کنترل

Shaping the Uncertainty Set Resulted from System Identification for Robust Control Design

Arash Sadeghzadeh and Hamidreza Momeni

Abstract: In this paper, a new method for robust H_{∞} controller design for systems with ellipsoidal parametric uncertainty in terms of solutions to a set of Linear Matrix Inequalities (LMIs) is proposed. It is well-known that the resulted closed-loop robust performance depends as much on the controller as it depends on the shape of the uncertainty set. Subsequently, joint robust H_{∞} controller design/ uncertainty set shaping is investigated. Therefore, using input design in system identification, uncertainty set would be shaped for robust control design. This way, desired closed-loop performance and controller structure would be translated into the requirements on the input signal spectrum. The Simulation results show the effectiveness of our proposed method.

Keywords: Robust Control, Ellipsoidal Parametric Uncertainty, System Identification, Input Design, Uncertainty Set Shaping for Robust Control

دقیق نبوده و دارای نامعینی می‌باشد. در شناسایی سیستم وقتی که

سیستم واقعی به مجموعه مدل‌های پارامتریزه شده مورد بررسی متعلق باشد، می‌توان نامعینی حاصل از فرایند شناسایی را بصورت نامعینی پارامتری توصیف نمود. در این حال پارامترهای شناسایی شده با یک بدنبال پیشرفت روش‌های طراحی کنترل کننده بر پایه مدل سیستم، شناسایی سیستم مورد توجه بسیار قرار گرفته است. بدلیل وجود نویزهای اندازه‌گیری، مدل‌های بدست آمده از فرایند شناسایی سیستم

۱- مقدمه

شناسایی سیستم است. با پیشرفت روش های بهینه سازی محدب، در چند سال اخیر توجه خاصی به طراحی سیگنال ورودی^۴ در شناسایی سیستم معطوف شده است [۷-۹]. با بهره گیری از ابزار طراحی سیگنال ورودی، یک روش شکل دهی مجموعه نامعینی سیستم به هدف کنترل در [۵] ارائه شده است. در این مقاله طراحی توان کنترل کننده فیدبک حالات H_{∞} و طراحی سیگنال ورودی در قالب یک مساله بهینه سازی محدب ارائه شده است. همچین در [۱۰] به مساله شکل دهی نامعینی حاصل از شناسایی سیستم به منظور مقاوم سازی کنترل کننده پرداخته شده است. در واقع طیف سیگنال ورودی در شناسایی سیستم به گونه ای تعیین می گردد که کنترل کننده فیدبک خروجی طراحی شده بتواند دارای بیشترین درصد تغییرات ممکن در ضرایب خود باشد.

در این مقاله، اولین نوآوری، ارائه روشهای جهت طراحی کنترل کننده H_{∞} با ساختار فیدبک خروجی برای سیستم های با نامعینی پارامتری بیضوی است. در مرحله بعد این روش طراحی کنترل کننده با روش طراحی سیگنال ورودی ترکیب شده است. بدین شکل مساله طراحی توان کنترل کننده مقاوم و شکل دهی مجموعه نامعینی حاصل از شناسایی مدنظر قرار می گیرد. بدین صورت مساله شکل دهی مجموعه نامعینی به هدف کنترل انجام می پذیرد.

در ادامه مقاله و در بخش ۲ روش طراحی کنترل کننده مرتبه ثابت برای یک سیستم نامی بدون در نظر گرفتن نامعینی آورده شده است. طراحی کنترل کننده H_{∞} برای سیستمی با نامعینی پارامتری بیضوی در بخش ۳ ارائه می شود. در بخش ۴، مساله شکل دهی مجموعه نامعینی به تفصیل شرح داده می شود و پارامتریزاسیون طیف سیگنال ورودی ارائه می شود. بخش ۵ به شیوه سازی نتایج بدست آمده بر روی یک سیستم واقعی اخلاص می یابد که نشان دهنده کارایی روش ارائه شده جهت طراحی شکل مجموعه نامعینی است. در نهایت در انتهای مقاله نتیجه گیری آورده شده است.

۲- پیش نیازها

۱-۲- مجموعه نامعینی حاصل از شناسایی سیستم مساله شناسایی یک سیستم گستته در زمان خطی نامتغیر با زمان در چارچوب PE و با یک ساختار مدل $\{G(z, \theta), H(z, \theta)\}$ که $M = \{G(z, \theta), H(z, \theta)\}$ در آن $\theta \in \mathbb{R}^n$ است را در نظر می گیریم. ساختار مدل انتخاب شده می تواند سیستم واقعی را نمایش دهد. بعارت دیگر یک بردار پارامتر

احتمال از پیش تعیین شده به یک ناحیه بیضوی شکل متعلق خواهد بود [۱]. بنابراین مدل های بدست آمده از شناسایی سیستم، مدل هایی با نامعینی پارامتری بیضوی خواهد بود.

روش هایی که در آنها طراحی کنترل کننده مقاوم با وجود نامعینی بیضوی انجام گیرد بسیار اندک هستند. یک روش جهت طراحی کنترل کننده مقاوم مرتبه ثابت در [۲] ارائه شده است. در این روش تنها پایدارسازی سیستم نامعین مدنظر قرار می گیرد. به طور مشابه روش ارائه شده در [۳] نیز تنها پایدارسازی سیستم نامعین را در نظر می گیرد. در [۴] روش جایابی مقاوم قطب های حلقه بسته برای یک سیستم با نامعینی پارامتری بیضوی بررسی می شود. مساله طراحی کنترل کننده فیدبک حالات H_{∞} در [۵] مورد بررسی قرار گرفته است. یکی از ایده های این روش آن است که پارامترهای نامعین تنها می توانند در ماتریس A و یا C از تحقق فضای حالت سیستم نامعین قرار گیرند. بعارت دیگر حالتی که هم ماتریس A و هم C دارای نامعینی باشند، قابل بررسی نیست. یک روش طراحی کنترل کننده فیدبک خروجی H_{∞} بر پایه پارامتریزاسیون با بعد نامحدود یولا-کوثر^۱ در [۶] آورده شده است. این روش قادر نیست راه حلی جهت طراحی کنترل کننده ای با مرتبه ای پایین تر از مرتبه مدل ارائه نماید. بنابراین کنترل کننده های بدست آمده از این روشی همگی کنترل کننده های مرتبه کامل^۲ خواهد بود. یکی از نوآوری های ارائه شده در این مقاله ارائه روشهای کنترل کننده فیدبک خروجی مرتبه ثابت^۳ برای سیستم های با نامعینی پارامتری بیضوی است.

اصولاً استراتژی طراحی کنترل کننده مقاوم بر این اصل استوار است که کنترل کننده مقاوم به صورتی طراحی گردد که بهترین عملکرد ممکن سیستم حلقه بسته در مجموعه نامعینی مدل بدست آید. با این توصیف واضح است که بهترین عملکرد ممکن یا با اغماس حداقل عملکرد مورد نیاز در مجموعه نامعینی مدل (طراحتی کنترل کننده H_{∞}) نه تنها به خود کنترل کننده بلکه به شکل مجموعه نامعینی مدل ارتباط دارد. بنابراین در جایی که بتوان شکل مجموعه نامعینی را نیز طراحی نمود می توان انتظار داشت که عملکرد مقاوم سیستم حلقه بسته بهبود یابد. شکل دهی مجموعه نامعینی حاصل از شناسایی سیستم موضوعی است که در چند سال گذشته توجه محققین را به خود جلب نموده است. همان طور که پیش از این اشاره شد، شکل مجموعه نامعینی حاصل از شناسایی سیستم تابعی از طیف سیگنال ورودی در پروسه

¹ Youla-Kucera

² Full order

³ Fixed order

⁴ Input design

طراحی کنترل مقاوم برای سیستم های بدست آمده از شناسایی سیستم،
به طراحی کنترل کننده مقاوم برای یک سیستم با نامعینی پارامتری
بخصوصی تبدیل می گردد. با در نظر گرفتن

$$R = N \frac{P^{-1}}{\chi}, \quad (7)$$

مجموعه نامعینی پارامتری بخصوصی به صورت زیر توصیف می شود:

$$U = \left\{ \theta \mid (\theta - \theta_0)^T R (\theta - \theta_0) \leq 1 \right\}. \quad (8)$$

۲-۲- طراحی کنترل کننده مرتبه ثابت

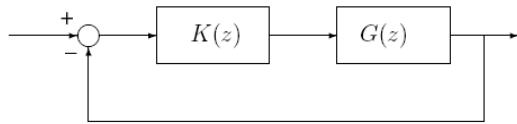
تابع تبدیل یک سیستم گسته در زمان خطی نامغایر با زمان تک
وروودی- تک خروجی را بصورت زیر در نظر بگیرید:

$$G(z) = \frac{N(z)}{M(z)} \quad (9)$$

که در آن (z) و $M(z)$ دو چند جمله‌ای از متغیر z هستند.
حال سیستم حلقه بسته استاندارد شکل (۱) را در نظر بگیرید. فرض کنید
یک کنترل کننده مرتبه ثابت (z) به صورت زیر

$$K(z) = \frac{X(z)}{Y(z)} = \frac{x_0 z^m + x_1 z^{m-1} + \dots + x_m}{z^m + y_1 z^{m-1} + \dots + y_m}, \quad (10)$$

به گونه‌ای وجود دارد که $\|H(z)\|_\infty < \gamma$ است.



شکل ۱: سیستم حلقه بسته استاندارد

$H(z) = S(z)/L(z)$ می‌تواند یکی از توابع حساسیت،
 $G(z)/(1+K(z)G(z))$ ، $K(z)/(1+K(z)G(z))$ و یا
 $1/(1+K(z)G(z))$ باشد.

روش طراحی این کنترل کننده مرتبه ثابت در لم زیر ارائه شده است.
نم ۱- [۱۱] فرض کنید یک چند جمله‌ای پایدار (z) داده
شده است، در اینصورت $\|S(z)/L(z)\|_\infty < \gamma$ خواهد بود اگر

یک ماتریس متقارن $P = P^T > 0$ به گونه‌ای وجود داشته باشد که

$$\begin{bmatrix} A^T PA - P & A^T PB - C_1^T \\ B^T PA - C_1 & B^T PB - D_1 - D_1^T \end{bmatrix} < 0, \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} A^T PA - P & A^T PB - C_2^T \\ B^T PA - C_2 & B^T PB - D_2 - D_2^T \end{bmatrix} < 0. \quad (12)$$

به گونه‌ای وجود خواهد داشت که $G(\theta_0) = G_0$ و $H(\theta_0) = H_0$ باشد. G_0 و H_0 نشان‌دهنده سیستم واقعی هستند.
سیستم واقعی بصورت زیر مدل می‌شود:

$$M : y(t) = G(z, \theta_0)u(t) + H(z, \theta_0)e(t), \quad (1)$$

که در اینجا $y(t)$ خروجی و $u(t)$ ورودی و $e(t)$ نویز سفید با
میانگین صفر و واریانس λ_0 است و $G(z, \theta_0)$ و $H(z, \theta_0)$ تابع
تبدیل گسسته در زمان پایدار هستند. علاوه بر این فرض می‌شود که تابع
تبدیل $H(z, \theta_0)$ مینیمم فاز و مونیک^۱ می‌باشد. θ شناسایی شده
دارای ویژگی‌های مجانبی به قرار زیر است [۱]:

$$\sqrt{N}(\hat{\theta}_N - \theta_0) \rightarrow \mathcal{N}(0, P(\theta_0)) \text{ as } N \rightarrow \infty, \quad (2)$$

$$P(\theta_0) = \lambda_0 \left[E[\psi(t, \theta_0) \psi^T(t, \theta_0)] \right]^{-1}, \quad (3)$$

که در آن $\psi(t, \theta_0) = d/d\theta[\hat{y}(t, \theta)]|_{\theta_0}$ است و \mathcal{N} نشان‌دهنده
توزیع نرمال و N تعداد داده‌های نمونه‌داری شده است. بنابراین وقتی
که سیستم در مجموعه مدل قرار گیرد، تخمین به سیستم واقعی همگرا
خواهد شد و کوواریانس خطای تخمین با نرخ $1/N$ کاهش خواهد
یافت. در روش شناسایی حلقه باز، معکوس ماتریس کوواریانس، $\Phi_u(\omega)$
می‌باشد و بصورت زیر داده می‌شود:

$$P^{-1}(\theta_0) = \frac{1}{2\pi\lambda_0} \int_{-\pi}^{\pi} F_u(e^{j\omega}, \theta_0) \Phi_u(\omega) F_u^*(e^{j\omega}, \theta_0) d\omega \quad (4)$$

$$R_0(\theta_0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} F_e(e^{j\omega}, \theta_0) F_e^*(e^{j\omega}, \theta_0) d\omega, \quad (5)$$

که در آن

$$F_u(\theta_0) = H^{-1}(\theta_0) \frac{dG(\theta_0)}{d\theta}, \quad F_e(\theta_0) = H^{-1}(\theta_0) \frac{dH(\theta_0)}{d\theta} \quad (5)$$

بنابراین سیگنال ورودی با طیف‌های متفاوت، خطای تخمین را
 بصورت‌های متفاوتی تحت تاثیر قرار می‌دهد. تخمین θ در ناحیه
بخصوصی بصورت

$$\tilde{U} = \left\{ \theta : (\theta - \theta_0)^T \frac{NP^{-1}}{\chi} (\theta - \theta_0) \leq 1 \right\}, \quad (6)$$

با احتمال مشخص شده با $\Pr(\chi^2(n) \leq \chi^2)$ قرار می‌گیرد. پارامتر
 $\chi^2(n)$ نشان‌دهنده توزیع χ^2 با n درجه آزادی است. بنابراین

^۱ Monic

بهینه‌سازی با بعد نامحدود را که در عمل حل آن امکان‌پذیر نمی‌باشد را با در نظر گرفتن محافظه‌کاری قابل قبول به یک مساله بهینه‌سازی با بعد محدود تبدیل می‌نماییم.

قضیه ۱ - فرض کنید چندجمله‌ای مرکزی $E(z)$ داده شده است، در این صورت بهزای تمامی پارامترهای متعلق به مجموعه نامعینی بیضوی، $\|H(z, \theta)\|_{\infty} = \|S(z, \theta)/L(z, \theta)\|_{\infty} < \gamma, \forall \theta \in U$ است،

اگر اسکالارهای مثبت $P = P^T > 0$ و ماتریس متقارن $\tau_1, \tau_2 > 0$ وجود داشته باشد بهصورتی که

$$\begin{bmatrix} A^T PA - P & A^T PB - F_1 & E_1 \\ B^T PA - F_1^T & B^T PB - D_1 - D_1^T + \tau_1(1 - \theta_0^T R \theta_0) & -\tau_1 \theta_0^T R \\ E_1^T & -\tau_1 R \theta_0 & -\tau_1 R \end{bmatrix} < 0, \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} A^T PA - P & A^T PB - F_2 & E_2 \\ B^T PA - F_2^T & B^T PB - D_2 - D_2^T + \tau_2(1 - \theta_0^T R \theta_0) & -\tau_2 \theta_0^T R \\ E_2^T & -\tau_2 R \theta_0 & -\tau_2 R \end{bmatrix} < 0. \quad (14)$$

باشد. در نامساوی‌های ماتریسی فوق $(A, B, \theta^T E_1^T + F_1^T, D_1)$ و $(A, B, \theta^T E_2^T + F_2^T, D_2)$ به ترتیب تحقق کانونیکال کنترل کننده توابع تبدیل $(L(z, \theta) - \gamma^{-1}S(z, \theta))/E(z)$ و $(L(z, \theta) + \gamma^{-1}S(z, \theta))/E(z)$ می‌باشند.

اثبات- ضمیمه ۱.

با توجه به تابع تبدیل سیستم داده شده، $G(z, \theta)$ ، پارامتر نامعین θ بصورت خطی در صورت و مخرج تابع حساسیت $H(z, \theta) = S(z, \theta)/L(z, \theta)$ ظاهر می‌شود. بنابراین در تحقق کانونیکال کنترل کننده بهصورت $(L(z, \theta) - \gamma^{-1}S(z, \theta))/E(z)$ و $(L(z, \theta) + \gamma^{-1}S(z, \theta))/E(z)$ می‌توان بصورت $\theta^T E_1^T + F_1^T$ و $\theta^T E_2^T + F_2^T$ در نظر گرفت. در روابط (۱۳) و (۱۴) پارامترهای کنترل کننده بهصورت خطی در ماتریس‌های E_1, E_2, F_1 و F_2 ظاهر می‌گردند. ضرایب چندجمله‌ای مرکزی $E(z)$ نیز در ماتریس A ظاهر می‌گردند. بنابراین روابط (۱۳) و (۱۴) نامساوی‌های ماتریسی خطی نسبت به پارامترهای کنترل کننده، ماتریس P و اسکالارهای τ_1, τ_2 می‌باشند و از این روابط می‌توان جهت طراحی کنترل کننده H_{∞} مقاوم برای سیستم‌های با نامعینی پارامتری بیضوی استفاده نمود.

که در آن (A, B, C_1, D_1) و (A, B, C_2, D_2) به ترتیب تحقق فضای حالت کانونیکال کنترل کننده از توابع تبدیل $(L(z) + \gamma^{-1}S(z))/E(z)$ و $(L(z) - \gamma^{-1}S(z))/E(z)$ هستند.

لم ۱ شرط کافی جهت طراحی کنترل کننده مرتبه ثابت را ارائه می‌کند. چندجمله‌ای $E(z)$ را چندجمله‌ای مرکزی^۱ گویند. نقش چندجمله‌ای مرکزی آن است که مساله طراحی کنترل کننده مرتبه ثابت را که یک مساله بهینه‌سازی غیر محاسب^۲ است با یک مساله محاسب^۳ تقریب می‌زند. جهت انتخاب چندجمله‌ای مرکزی روش‌هایی ارائه شده است که برای مرور آن می‌توان به [۱۲] مراجعه نمود. در لم ذکر شده پارامترهای کنترل کننده در ماتریس‌های D_1, C_1, C_2, D_2 و θ ظاهر می‌شوند. شرط (۱۱) و (۱۲) نامساوی‌های ماتریس خطی (LMI) نسبت به پارامترهای کنترل کننده و ماتریس P می‌باشند.

۳- طراحی کنترل کننده H_{∞} برای سیستمی با نامعینی پارامتری بیضوی

در این بخش فرض می‌کنیم که سیستم داده شده در (۹) دارای نامعینی پارامتری باشد. بعارت دیگر در این بخش بدنبال طراحی کنترل کننده مرتبه ثابت برای یک سیستم با نامعینی پارامتری بیضوی هستیم. سیستم نامعین زیر را در نظر بگیرید:

$$G(z, \theta) = \frac{N(z, \theta)}{M(z, \theta)} = \frac{\theta_0 z^p + \theta_1 z^{p-1} + \dots + \theta_p}{z^q + \theta_{p+1} z^{q-1} + \dots + \theta_{n-1}}$$

که در آن $(N(z, \theta)$ و $M(z, \theta)$ چندجمله‌ای‌هایی هستند که در آنها پارامتر $\theta = [\theta_0 \ \theta_1 \ \dots \ \theta_{n-1}]^T \in \mathbb{R}^n$ برداری است که را پارامتریزه می‌نماید. فرض بر این است که پارامتر θ در یک ناحیه بیضوی شبک مطابق با رابطه (۸) قرار گرفته است. با توجه به روش طراحی کنترل کننده مرتبه ثابت ارائه شده در بخش ۲-۲، اگر هدف طراحی یک کنترل کننده مرتبه ثابت داده شده با رابطه (۱۰) باشد، بازای کلیه پارامترها در مجموعه نامعینی بیضوی شبک، نامساوی‌های ماتریسی خطی داده شده در (۱۱) و (۱۲) می‌باشد برقرار گردند. از آنجایی که تعداد پارامترها در این مجموعه نامعینی نامحدود است، مساله طراحی کنترل کننده مرتبه ثابت برای این سیستم نامعین به یک مساله بهینه‌سازی محاسب با بعد نامحدود تبدیل می‌گردد. در قضیه زیر این مساله

¹ Central Polynomial

² Nonconvex

³ Convex

معنی است که می‌بایست یک کنترل کننده با ساختار از پیش تعیین شده قادر باشد برای کلیه سیستم‌ها در مجموعه نامعینی بیضوی، ویژگی‌های عملکردی را برآورده نماید. بنابراین در ادامه بدنال حل یک مساله بهینه‌سازی بصورت زیر خواهیم بود:

$$\begin{aligned} \text{minimize}_{\Phi_u, \beta, x_0, \dots, x_m, y_1, \dots, y_m} & \quad \beta \\ \text{subject to:} & \end{aligned} \quad (16)$$

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \Phi_u(\omega) d\omega \leq \beta,$$

$$\Phi_u(\omega) \geq 0, \forall \omega,$$

(13) and (14).

در اینجا β توان سیگنال ورودی است. مانند اکثر روش‌های طراحی ورودی، این روش نیز از طریق ماتریس R و یا عبارت دیگر P^{-1} و LMI‌های قضیه ۱ به θ_0 وابسته است. که در عمل چون θ_0 را در ابتدا نداریم آنرا با یک تخمين اولیه جایگزین نموده و یک روش تکرار شونده مورد استفاده قرار می‌گیرد تا عملکرد سیگنال ورودی بهبود یابد [۸ و ۵].

۴-۲- پارامتریزاسیون مساله

مساله بهینه‌سازی (۱۶) یک مساله بهینه‌سازی غیر متعارف است. نکته کلیدی در یافتن یک مساله بهینه‌سازی قابل انجام، بکاربردن یک پارامتریزاسیون با بعد محدود از طیف سیگنال ورودی است. یک امکان استفاده از پارامتریزاسیون با بعد محدود بصورت زیر است:

$$\Phi_u = \sum_{k=-(M-1)}^{M-1} C_{|k|} e^{-j\omega k} \quad (17)$$

که M یک عدد صحیح مثبت است. شرط $\forall \omega, \Phi_u(\omega) \geq 0$ بدین جهت در مساله بهینه‌سازی در نظر گرفته می‌شود تا اطمینان یافت که Φ_u بدست آمده در بهینه‌سازی، طیف یک سیگنال است [۸]. بجای پارامتریزه نمودن طیف می‌توان به طور معادل با قسمت حقیقی مثبت کار نمود، یعنی

$$\begin{aligned} \Phi_u(\omega) &= \Psi(e^{j\omega}) + \Psi^*(e^{j\omega}), \\ \Psi(e^{j\omega}) &= \sum_{k=0}^{M-1} C_k e^{-j\omega k}. \end{aligned} \quad (18)$$

به منظور اطمینان از شرط $\Phi_u(\omega) \geq 0 \quad \forall \omega$ ، لم زیر را می‌توان مورد استفاده قرار داد.

۴- شکل دهی مجموعه نامعینی حاصل از شناسایی سیستم

۴-۱- توصیف مساله

در بخش قبل روشهای طراحی کنترل کننده مقاوم برای سیستم‌های با نامعینی پارامتری بیضوی ارائه شد. در طراحی کنترل کننده مقاوم استراتژی کلی بر تعیین کنترل کننده به گونه‌ای استوار است که بهترین عملکرد ممکن در مجموعه نامعینی سیستم بدست آید. از طرفی بهترین عملکرد ممکن بدست آمده نه تنها به کنترل کننده مربوط خواهد بود بلکه به شکل مجموعه نامعینی نیز ارتباط خواهد داشت. از سوی دیگر در بخش ۱-۲ دیدیم که نامعینی پارامتری حاصل از شناسایی سیستم به طیف سیگنال ورودی استفاده شده در شناسایی سیستم مربوط است. بنابراین این ایده شکل می‌گیرد که با انتخاب مناسب سیگنال ورودی در شناسایی سیستم می‌توان نامعینی را به گونه‌ای شکل داد که مناسب جهت طراحی کنترل کننده مقاوم باشد. تا حال فرض بر این بود که پارامتر R که تعیین کننده شکل نامعینی پارامتری بیضوی است، از پیش معین است. در ادامه با در نظر گرفتن یک درجه آزادی دیگر، فرض می‌کنیم که R نیز متغیر باشد. با این ایده در طراحی کنترل کننده مقاوم علاوه بر تعیین کنترل کننده، شکل مجموعه نامعینی سیستم را نیز تعیین می‌کنیم. از آنجایی که شکل مجموعه نامعینی تابعی از طیف سیگنال ورودی در شناسایی سیستم است در واقع سیگنال ورودی در شناسایی سیستم تعیین می‌گردد. این روش در طراحی کنترل کننده فیدبک حالت در مقاله [۵] مورد استفاده قرار گرفته است که در اینجا هدف ما طراحی کنترل کننده بر پایه ساختار فیدبک خروجی است.

در این مقاله هدف طراحی کنترل کننده‌ای با مرتبه و ساختار از پیش تعیین شده است. از سوی دیگر مشخصه عملکردی در نظر گرفته شده به صورت نرم بینهایت توابع حساسیت سیستم حلقه بسته می‌باشد. بنابراین در تعیین شکل نامعینی سیستم، عملکرد مطلوب سیستم حلقه بسته و ساختار کنترل کننده بر روی توزیع طیفی سیگنال ورودی مورد استفاده در شناسایی سیستم اثر خواهد گذاشت. عبارت دیگر طیف سیگنال ورودی تابعی از عملکرد مطلوب سیستم حلقه بسته و ساختار کنترل کننده خواهد بود.

در ادامه این بخش بدنال تعیین سیگنال ورودی در شناسایی سیستم به گونه‌ای هستیم که این سیگنال ورودی از یک سو دارای کمترین ارزی بوده و از سوی دیگر ویژگی‌های مطلوب عملکردی سیستم حلقه بسته در تعیین آن لحاظ گردد. عبارت دیگر سیگنال ورودی باید به گونه‌ای باشد که نامعینی پارامتری بیضوی حاصل از شناسایی سیستم به طور مناسب شکل دهی گردد. شکل یابی مناسب نامعینی بیضوی به این

$$G(z, \theta_0) = \frac{B(z, \theta_0)}{A(z, \theta_0)}, \quad H(z, \theta_0) = \frac{1}{A(z, \theta_0)},$$

که در آن

$$A(z, \theta_0) = z^4 - 1.99185z^3 + 2.20265z^2 - 1.84083z + 0.89413$$

$$B(z, \theta_0) = 0.10276z + 0.18123$$

و $e(t)$ یک نویز سفید با واریانس $\lambda_0 = 0.5$ است. پریود

نمونه برداری هم ۰.۰۵ در نظر گرفته شده است. آزمایش شناسایی را بر روی این سیستم واقعی با $N = 500$ داده و یک ساختار مدل کامل در نظر می‌گیریم. هدف طراحی سیگنال ورودی با کمترین انرژی و همچنین طراحی کنترل کننده مقاوم است به صورتی که قطب‌های سیستم حلقه بسته حداقل با احتمال ۹۵ درصد در درون دایره واحد قرار گیرند و نرم ۱۰ وزن دار شده تابع تبدیل حساسیت حلقه بسته نیز کوچکتر از واحد گردد، در صورتی که تابع وزنی

$$W = \frac{0.5165z - 0.4632}{z - 0.999455}$$

باشد، عملکرد مطلوب سیستم حلقه بسته عبارت است از

$$\left\| W(z) \frac{1}{1 + K(z)G(z, \theta)} \right\|_{\infty} < 1.$$

برای آنکه چگونگی تاثیر ساختار کنترل کننده را نیز بر شکل دهی مجموعه نامعینی، حاصل از شناسایی سیستم نشان دهیم، دو کنترل کننده مرتبه ثابت یکی از مرتبه ۶ و دیگری از مرتبه ۴ طراحی خواهیم نمود. به منظور آنکه مساله را به یک مساله بهینه‌سازی قابل انجام تبدیل نماییم، طیف سیگنال ورودی را مطابق با آنچه که در بخش قبل شرح داده شد و با در نظر گرفتن $M = 30$ ، پارامتریزه می‌نماییم. بنابراین مساله‌ای بصورت زیر خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} & \underset{\tilde{x}_0, \dots, \tilde{x}_{29}, x_0, \dots, x_4, y_1, \dots, y_4, P, \beta, \tau}{\text{minimize}} \quad \beta \\ & \text{subject to: } P = P^T > 0, \quad \tau > 0 \end{aligned} \quad (21)$$

(13), (14), (19) and (20)

برای انتخاب چندجمله‌ای مرکزی ابتدا یک کنترل کننده مرتبه ثابت برای سیستم نامی و بدون در نظر گرفتن نامعینی با استفاده از روش ارائه شده در [۱۱] طراحی می‌شود. سپس چندجمله‌ای مرکزی را برابر با معادله مشخصه این سیستم حلقه بسته در نظر می‌گیریم. قطب تابع وزنی نیز در تعیین چندجمله‌ای مرکزی به معادله مشخصه اضافه می‌گردد. با

لم ۲ [۸] – فرض کنید که $\{A, B, C, D\}$ یک تحقق فضای حالت کنترل پذیر از $\Psi(e^{j\omega}) = \sum_{k=0}^{M-1} c_k e^{-jk\omega k}$ باشد. در اینصورت ماتریس متقابران $Q = Q^T$ به گونه‌ای وجود خواهد داشت که

$$\begin{bmatrix} Q - A^T Q A & -A^T Q B \\ -B^T Q A & -B^T Q B \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & C^T \\ C & D + D^T \end{bmatrix} \geq 0 \quad (19)$$

اگر و تنها اگر $\Phi_u(\omega) \triangleq \sum_{k=0}^{M-1} c_k [e^{-jk\omega k} + e^{jk\omega k}] \geq 0, \forall \omega$ شرایط قضیه ۱ نسبت به x_0, \dots, x_m و y_1, \dots, y_m خطی هستند. اگر $\tau_1 = \tau_2 = \tau$ در نظر گرفته شود و در ضمن $R = \tau R$ در نظر بگیریم، شرایط این قضیه نیز نسبت به \tilde{R} خطی خواهد شد. با اعمال (۱۷) در (۴) در می‌باییم که P^{-1} و نیز R توابعی affine از $\{C_k\}$ خواهند شد. بنابراین \tilde{R} نیز تابعی affine از $\tilde{C}_k = \tau C_k, \forall k$ می‌گردد [۵]. بنابراین شرایط قضیه ۱ نسبت به متغیرهای $\tau, P, \tilde{C}_0, \dots, \tilde{C}_m, x_0, \dots, x_m, y_1, \dots, y_m$ خطی خواهد بود. شرط $1/2\pi \int_{-\pi}^{\pi} \Phi_u(\omega) d\omega \leq \beta$ نیز معادل با $2C_0 \leq \beta$ خواهد بود. بنابراین داریم:

$$\beta\tau - 2\tilde{c}_0 \geq 0 \quad (20)$$

بنابراین مساله (۱۶) را می‌توان به صورت یک مساله نیمه معین^۱ تبدیل نمود. کوچکترین مقدار ممکن β با استفاده از جستجوی خطی^۲ و با استفاده از نرم‌افزارهای مربوط به حل LMI‌ها، بدست خواهد آمد. با حل این مساله بهینه‌سازی سیگنال ورودی در شناسایی سیستم و کنترل کننده مقاوم مطلوب بدست خواهد آمد.

۵- شبیه‌سازی یک سیستم واقعی

۱-۵- طراحی توام کنترل کننده مقاوم و سیگنال ورودی در شناسایی سیستم

به منظور نشان دادن روش ارائه شده در این مقاله، یک سیستم انتقال اعطای‌پذیر^۳ [۱۳] با ساختار ARX در نظر می‌گیریم. به عبارت دیگر مدل سیستم به صورت زیر تعریف می‌شود:

¹ semidefinite

² Line search

³ flexible transmission system

۲-۵- طراحی کنترل کننده مقاوم برای سیستم شناسایی شده با استفاده از سیگنال نویز سفید

در این بخش به منظور نشان دادن کارامدی روش ارائه شده طراحی توام کنترل کننده مقاوم و سیگنال ورودی در شناسایی سیستم، مسأله طراحی کنترل کننده مقاوم را به طور مجزا مورد بررسی قرار می‌دهیم. فرض می‌شود که سیستم انتقال انعطاف‌پذیر تحت بررسی بجای شناسایی با سیگنال‌های طراحی شده در بخش ۱-۵ با یک سیگنال نویز سفید شناسایی گردد. سپس برای سیستم شناسایی شده که دارای نامعینی پارامتری یخصوصی است، کنترل کننده مقاوم طراحی خواهیم نمود. پس از آن عملکرد این کنترل کننده طراحی شده را با کنترل کننده‌های بخش ۱-۵ بر روی مجموعه مدل مورد مقایسه قرار می‌دهیم. علاوه بر این به منظور انجام یک مقایسه منصفانه، سیگنال نویز سفیدی با همان توان سیگنال طراحی شده در بخش ۱-۵ را در نظر می‌گیریم. برای طراحی کنترل کننده مرتبه ۶ در بخش قبل در مسأله طراحی سیگنال ورودی و کنترل کننده مقاوم، مقدار $\beta = 1.05$ در مسأله بهینه‌سازی (۲۱) بدست می‌آید. حال یک سیگنال نویز سفید با همان توان را جهت شناسایی مورد استفاده قرار می‌دهیم. با انجام پروسه شناسایی بر روی این سیستم، مدلی نامی به صورت زیر بدست خواهد آمد:

$$A(z, \theta) = z^4 - 1.99z^3 + 2.217z^2 - 1.874z + 0.9035$$

$$B(z, \theta) = 0.1221z + 0.1897$$

علاوه بر مدل نامی سیستم، پروسه شناسایی یک نامعینی پارامتری یخصوصی را نتیجه می‌دهد که با رابطه (۸) توصیف می‌گردد، که در آن R برابر است با

$$R = 10^3 \times \begin{bmatrix} 2.0726 & 1.8170 & 1.2570 & 0.7460 & -0.0078 & -0.0286 \\ 1.8170 & 2.0699 & 1.8148 & 1.2753 & 0.0108 & -0.0075 \\ 1.2750 & 1.8148 & 2.0682 & 1.8151 & 0.0199 & 0.0111 \\ 0.7460 & 1.2753 & 1.8151 & 2.0681 & 0.0162 & 0.0199 \\ -0.0078 & 0.0108 & 0.0199 & 0.0162 & 0.0877 & 0.0066 \\ -0.0286 & -0.0075 & 0.0111 & 0.0199 & 0.0066 & 0.0883 \end{bmatrix}$$

حال مسأله طراحی کنترل کننده مقاوم را برای این سیستم با نامعینی پارامتری یخصوصی بصورت زیر در نظر می‌گیریم:

$$\begin{aligned} & \text{minimize}_{x_0, \dots, x_6, y_1, \dots, y_6, P, \gamma, \tau_1, \tau_2} \quad \gamma \\ & \text{subject to: } P = P^T > 0, \tau_1 > 0, \tau_2 > 0 \\ & \quad (13) \text{ and } (14). \end{aligned}$$

این مسأله بهینه‌سازی را با روش جستجوی خطی و با استفاده از نرم‌افزارهای حل LMI‌ها حل خواهیم نمود. از حل این مسأله مقدار

حل مسأله (۲۱) پارامترهای یک کنترل کننده مرتبه ۴ بصورت زیر بدست خواهد آمد:

$$\begin{aligned} x_0 &= 3.6915, & y_1 &= 0.9049, \\ x_1 &= -6.3842, & y_2 &= -0.0298, \\ x_2 &= 5.877, & y_3 &= -0.8533, \\ x_3 &= -6.1445, & y_4 &= -1.0153, \\ x_4 &= 3.5917. \end{aligned}$$

همین مسأله را با ساختار کنترل کننده مرتبه ۶ نیز حل خواهیم نمود، پارامترهای کنترل کننده به قرار زیر خواهد بود:

$$\begin{aligned} x_0 &= 1.0775, & y_1 &= 1.3837, \\ x_1 &= -0.2317, & y_2 &= 0.3800, \\ x_2 &= -0.3986, & y_3 &= -0.6787, \\ x_3 &= -0.7944, & y_4 &= -0.8772, \\ x_4 &= 0.5681, & y_5 &= -0.7873, \\ x_5 &= -0.3514, & y_6 &= -0.4169, \\ x_6 &= 1.0300. \end{aligned}$$

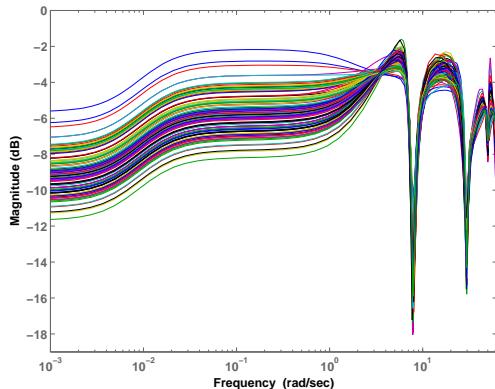
پس از تعیین طیف سیگنال ورودی با استفاده از رابطه (۱۷)، سیگنال‌های ورودی بهینه با فیلتر نمودن سیگنال نویز سفید و استفاده از معادلات یول-واکر^۱ [۱۴] بدست خواهد آمد. در شکل ۲ طیف سیگنال‌های ورودی نشان داده شده است. همان‌طور که دیده می‌شود، طیف سیگنال‌های بهینه ورودی در اطراف مودهای ارتعاش پرسه، دارای اندازه بزرگتری هستند. همان‌طور که انتظار می‌رود در شکل دهی مجموعه نامعینی با در نظر گرفتن کنترل کننده مرتبه ۴ ارزی سیگنال ورودی طراحی شده، بیشتر می‌باشد. عبارت دیگر اگر هدف طراحی کنترل کننده مرتبه ۴ باشد می‌بایست سیستم‌های شناسایی شده دقیق‌تر باشند که دقیق‌تر بودن شناسایی مستلزم بکار بردن سیگنال ورودی با ارزی بیشتر است. بنابراین همان‌طور که در بخش‌های قبل ذکر شد در شکل دهی مجموعه نامعینی هم عملکرد مطلوب حلقة بسته و هم ساختار کنترل کننده مدنظر قرار گرفته شده است. به منظور نشان دادن کارایی روش ارائه شده، ۱۰۰ تکرار مونت کارلو از آزمایش شناسایی انجام شده است و نمودار اندازه بود توابع حساسیت وزندار شده با استفاده از کنترل کننده مرتبه ۶ در شکل ۳ نشان داده شده‌اند. همان‌طور که مشاهده می‌شود اندازه بود توابع حساسیت وزندار شده همگی از صفر دسی‌بل (۰ $\leq \gamma \leq 1$) کمتر می‌باشد.

^۱ Yule-Walker

(طیف سیگنال بهینه ورودی در طراحی کنترل کننده مرتبه ۶ است. نمودار نقطه چین (...): اندازه دیاگرام بود مدل نامی پروسه است.

$\gamma = 1.25$ و یک کنترل کننده مرتبه ۶ به صورت زیر بدست خواهد

آمد:



شکل ۳- نمودار اندازه دیاگرام بود توابع تبدیل حساسیت وزندار شده با استفاده از کنترل کننده مرتبه ۶ مربوط به سیستم های شناسایی شده در ۱۰۰ تکرار مونت کارلو

گردید. در شکل دهی مجموعه نامعینی عملکرد مطلوب حلقه بسته و ساختار مورد نیاز کنترل کننده مدنظر قرار می گیرد. بدین معنی که عملکرد مطلوب سیستم حلقه بسته با در نظر گرفتن نامعینی پارامتری و همچنین ساختار کنترل کننده به طیف سیگنال مناسب ورودی در شناسایی سیستم ترجمه می گرددند. بنابراین مساله طراحی توان کنترل کننده و شکل دهی مجموعه نامعینی به هدف طراحی کنترل کننده مقاوم انجام پذیرفت.

ضمیمه ۱

فرض کنید که یک ماتریس P شرایط لم ۱ را بازی تمامی $\theta \in U$ ارضاء نماید، در این صورت بهازی تمامی $\theta \in U$ نامعین θ بصورت خطی در صورت و مخرج تابع حساسیت $H(z, \theta) = S(z, \theta)/L(z, \theta)$ ظاهر می شود. بنابراین در تحقق کانونیکال کنترل کننده $(L(z, \theta) - \gamma^{-1}S(z, \theta))/E(z)$ و (C_1, C_2) را می توان بصورت $\theta^T E_1^T + F_1^T + \theta^T E_2^T + F_2^T$ در نظر گرفت. ماتریس A نیز یک ماتریس ثابت خواهد بود که تنها ضرایب چندجمله‌ای مرکزی که اعدادی ثابت هستند در ماتریس A وجود خواهند داشت. فرض می کنیم که شرط (۱۱) بازی تمامی $\theta \in U$ برقرار باشد، داریم

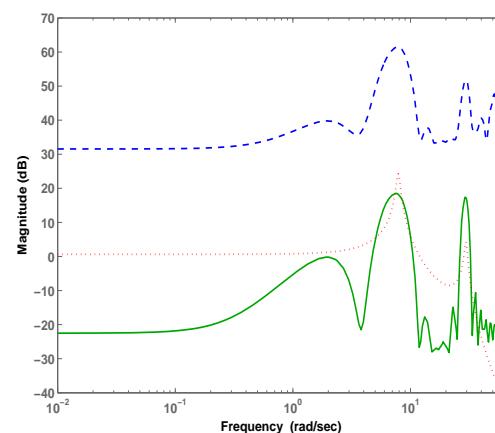
$$\begin{bmatrix} Z & A^T PB - E_1 \theta - F_1 \\ B^T PA - \theta^T E_1^T - F_1^T & B^T PB - D_1 - D_1^T \end{bmatrix} < 0 \quad (1-1)$$

$$\begin{aligned} x_0 &= 1.125, & y_1 &= 1.308, \\ x_1 &= -0.2498, & y_2 &= 0.4813, \\ x_2 &= -0.1122, & y_3 &= -0.5538, \\ x_3 &= -1.841, & y_4 &= -0.9146, \\ x_4 &= 1.482, & y_5 &= -0.852, \\ x_5 &= -1.087, & y_6 &= -0.4671, \\ x_6 &= 1.422. \end{aligned}$$

همان‌طور که مشخص است در این حالت حد بالا بر روی نرم بینهایت کلیه توابع حساسیت وزندار شده سیستم‌های متعلق به مجموعه مدل بیضوی برابر با $\gamma = 1.25$ می‌باشد. در صورتیکه در بخش ۱-۵ با در نظر گرفتن مساله توان طراحی سیگنال ورودی و کنترل کننده مقاوم این حد بالا برابر با $\gamma = 1$ بدست آمد. این امر نشان‌دهنده مزیت بکارگیری مساله توان شناسایی و طراحی کنترل کننده مقاوم می‌باشد.

۶- نتیجه‌گیری

یک روش جهت طراحی کنترل کننده مقاوم H_∞ برای سیستم‌های با نامعینی پارامتری بیضوی بر اساس ساختار فیدبک خروجی ارائه شد. این کنترل کننده یک کنترل کننده مرتبه ثابت است که پارامترهای کنترل کننده متغیرهای بهینه‌سازی هستند. بنابراین هر ساختاری از کنترل کننده را می‌توان در این روش طراحی انتخاب نمود، به‌طور مثال کنترل کننده PID. در ادامه با استفاده از پارامتریزاسیون مناسب از طیف سیگنال ورودی در شناسایی سیستم، مجموعه نامعینی بیضوی شکل حاصل از شناسایی سیستم به صورت بهینه شکل دهی



شکل ۲- طیف سیگنال‌های بهینه ورودی، نمودار خط‌چین (...): طیف سیگنال بهینه ورودی در طراحی کنترل کننده مرتبه ۴ است. نمودار یک پارچه (-)

که در آن $L = E_1^T Z^{-1} (A^T PB - F_1) + \tau_1 R \theta_0$ است. با توجه به فرمول مکمل شور^۱،
به فرمول مکمل شور (۷-۱) معادل با دو رابطه زیر خواهد بود:

$$V - \tau_1 (1 - \theta_0^T R \theta_0) > 0 \quad (۸-۱)$$

$$E_1^T Z^{-1} E_1 + \tau_1 R - L \left\{ V - \tau_1 (1 - \theta_0^T R \theta_0) \right\}^{-1} L^T > 0 \quad (۹-۱)$$

یکبار دیگر استفاده از مکمل شور نتیجه می‌دهد که (۸-۱) و (۱۰-۱)
معادلند با

$$\Pi = \begin{bmatrix} Z & A^T PB - F_1 \\ B^T PA - F_1^T & Y \end{bmatrix} < 0 \quad (۱۰-۱)$$

که در آن $Y = B^T PB - D_1 - D_1^T + \tau_1 (1 - \theta_0^T R \theta_0)$ است.
معکوس ماتریس Π برابر است با

$$\Pi^{-1} = \begin{bmatrix} Q & * \\ -\Delta^{-1} (B^T PA - F_1^T) Z^{-1} & \Delta^{-1} \end{bmatrix}$$

که در آن $* = \Delta^{-1} (B^T PA - F_1^T) Z^{-1} - \Delta^{-1} (B^T PA - F_1^T)$ است و همچنین
 $Q = Z^{-1} + Z^{-1} (A^T PB - F_1) \Delta^{-1} (B^T PA - F_1^T) Z^{-1}$
و $\Delta = \tau_1 (1 - \theta_0^T R \theta_0) - V$ می‌باشد.

بنابراین می‌توان (۱۰-۱) را بصورت زیر بازنویسی کرد:

$$-\tau_1 R - [E_1^T \quad -\tau_1 R \theta_0] \Pi^{-1} \begin{bmatrix} E_1 \\ -\tau_1 \theta_0^T R \end{bmatrix} < 0 \quad (۱۱-۱)$$

با توجه به مکمل شور می‌توان نتیجه گرفت که (۱۰-۱) و (۱۱-۱)
معادلند با

$$\begin{bmatrix} A^T PA - P & A^T PB - F_1 & E_1 \\ B^T PA - F_1^T & B^T PB - D_1 - D_1^T + \tau_1 (1 - \theta_0^T R \theta_0) & -\tau_1 \theta_0^T R \\ E_1^T & -\tau_1 R \theta_0 & -\tau_1 R \end{bmatrix} < 0 \quad (۱۲-۱)$$

نامساوی اخیر نسبت به P ، E_1 ، τ_1 و F_1 خطی می‌باشد. باید توجه نمود که نمی‌توان $\tau_1 = 0$ در نظر گرفت زیرا با توجه به رابطه (۷-۱) $\tau_1 > 0$ شرط $Z < 0$ نقض خواهد شد. بنابراین شرط (۱۲-۱) به ازای تبدیل می‌گردد. به طور مشابه می‌توان نشان داد که شرط (۱۳-۱) به ازای تمامی $\theta \in U$ معادل است با وجود $\tau_2 > 0$ به صورتی که

$$\begin{bmatrix} A^T PA - P & A^T PB - F_2 & E_2 \\ B^T PA - F_2^T & B^T PB - D_2 - D_2^T + \tau_2 (1 - \theta_0^T R \theta_0) & -\tau_2 \theta_0^T R \\ E_2^T & -\tau_2 R \theta_0 & -\tau_2 R \end{bmatrix} < 0. \quad (۱۳-۱)$$

که در آن $Z = A^T PA - P$. با توجه به فرمول مکمل شور^۱،
رابطه (۱۰-۱) معادل با دو رابطه زیر خواهد بود.

$$0 > Z, \quad (۱۴-۱)$$

$$0 > B^T PB - D_1 - D_1^T - (B^T PA - \theta^T E_1^T - F_1^T) Z^{-1} (A^T PB - E_1 \theta - F_1) \quad (۱۵-۱)$$

رابطه (۱۵-۱) را می‌توان بصورت زیر بازنویسی نمود:

$$\begin{pmatrix} \theta \\ 1 \end{pmatrix}^T \begin{bmatrix} E_1^T Z^{-1} E_1 & * \\ -(B^T PA - F_1^T) Z^{-1} E_1 & V \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \theta \\ 1 \end{pmatrix} > 0 \quad (۱۶-۱)$$

که در آن

$$V = -B^T PB + D_1 + D_1^T + (B^T PA - F_1^T) Z^{-1} (A^T PB - F_1).$$

است. $*$ نیز ترانهاده $(B^T PA - F_1^T) Z^{-1} E_1$ می‌باشد. بنابراین تا اینجا نشان دادیم که شرط (۱۱) بازای تمامی $\theta \in U$ معادل با روابط (۱۰-۱) و (۱۴-۱) می‌باشد. از طرفی ناحیه نامعینی U را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$\begin{pmatrix} \theta \\ 1 \end{pmatrix}^T \begin{bmatrix} -R & R \theta_0 \\ \theta_0^T R & 1 - \theta_0^T R \theta_0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \theta \\ 1 \end{pmatrix} \geq 0 \quad (۱۷-۱)$$

بعارت دیگر مطلوب آن است که شرط (۱۰-۱) بازای کلیه θ هایی که در رابطه (۱۷-۱) صدق می‌کنند، برقرار باشد. بنابراین می‌توان روابط (۱۰-۱) و (۱۷-۱) را با استفاده از S-procedure^۲ یا یکدیگر ترکیب نمود. فرض کنید که $T_0, T_1 \in \mathbb{R}^{n \times n}$ دو ماتریس متقارن باشند. در اینصورت S-procedure^۲ به معادل بودن دو گزاره زیر اشاره دارد.

الف- بازای $\zeta \neq 0$ ، $\zeta^T T_0 \zeta > 0$ است بازای ζ هایی که $\zeta^T T_1 \zeta \geq 0$ باشد.

ب- به گونه‌ای که $\exists \tau \geq 0 \in \mathbb{R}$ است به شرط آنکه

$$\text{یک } \zeta_0 \text{ وجود داشته باشد به گونه‌ای که } \zeta_0^T T_1 \zeta_0 > 0.$$

طرف چپ شرط (۱۷-۱) بازای $\theta = \theta_0$ اکیداً مثبت است. بنابراین طرف چپ شرط (۱۷-۱) با دو شرط زیر معادل هستند:

$$\tau_1 \geq 0, \quad (۱۸-۱)$$

$$\begin{bmatrix} E_1^T Z^{-1} E_1 + \tau_1 R & -L \\ -L^T & V - \tau (1 - \theta_0^T R \theta_0) \end{bmatrix} > 0, \quad (۱۹-۱)$$

^۱ Schur complement formula

- [8] H. Jansson and H. Hjalmarsson, "Input design via LMIs admitting frequency-wise model specifications in confidence regions," in IEEE Transactions on Automatic Control, 50 (10), 1534–1549, 2005.
- [9] X. Bombois, G. Scorletti, M. Gevers, P. Van den Hof and R. Hildebrand, "Least costly identification experiment for control," in Automatica, 42 (10), 1651–1662, 2006.
- [10] A. Sadeghzadeh and H. Momeni, "Input design admitting non-fragile robust control by convex optimization," in Proc. 15th IFAC symposium on system identification (SYSID2009), Saint-Malo, France, 2009.
- [11] H. Khatibi and A. Karimi, "Fixed-order H_∞ controller design via convex optimization using an alternative to Youla parameterization," submitted to IEEE Transactions on Automatic Control, 2009.
- [12] D. Henrion, M. Sebek, and V. Kucera, "Positive polynomials and robust stabilization with fixed-order controllers," IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 48, no. 7, pp. 1178–1186, 2003.
- [13] I. D. Landau, D. Rey, A. Karimi, A. Voda and A. Franco, "A flexible transmission system as a benchmark for robust digital control," in European Journal of Control, 1(2), 77–96, 1995.
- [14] T. Söderström and P. Stoica, System identification, Hertfordshire, UK: Prentice-Hall International, 1989.
- [15] S. Boyd, L. El Ghaoui, E. Feron and V. Balakrishnan, Linear matrix inequalities in system and control theory, SIAM studies in applied mathematics, Philadelphia, 1994.

برقرار باشد. بنابراین با توجه به لم ۱ و اعمال این لم به تمامی سیستم‌ها در مجموعه نامعینی U , شرایط قضیه ۱ بدست خواهد آمد و اثبات به پایان می‌رسد.

مراجع

- [1] L. Ljung, System Identification - Theory for the User, 2nd ed. NJ, USA: Prentice Hall, 1999.
- [2] D. Henrion, M. Sebek, and V. Kucera, "LMIs for robust stabilization of systems with ellipsoidal uncertainty," in ProcessControl Conference, Strbske Pleso, Slovakia, 2001.
- [3] H. F. Raynaud, L. Pronzato, and E. Walter, "Robust identification and control based on ellipsoidal parametric uncertainty descriptions," in European Journal of Control, vol. 6, pp. 245–255, 2000.
- [4] R. K. Ballamudi and O. D. Crisalle, "Robust pole-placement for ellipsoidally uncertain systems," in IEEE conference on decision and control, New Orleans, Louisiana, 1995.
- [5] M. Barenthin and H. Hjalmarsson, "Identification and control: Joint input design and H_∞ state feedback with ellipsoidal parametric uncertainty via LMIs," in Automatica, vol. 44, pp. 543–551, 2008.
- [6] A. Rantzer and A. Megretski, "Convex parameterization of robustly stabilizing controllers," in IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 39, no. 9, pp. 1802–1808, September 1994.
- [7] R. Hildebrand and M. Gevers, "Identification for control: Optimal input design with respect to a worst case \mathcal{U} -gap cost function," in SIAM Journal on Control and Optimization, 41 (5), 1586–1608, 2003.

ارائه یک روش جدید فازی برای هموار سازی سیگنال های دو بعدی

حامد شکوری گنجوی^۱، مجتبی عربی^۲

^۱ دانشیار گروه مهندسی صنایع دانشگاه تهران، hshakouri@ut.ac.ir

^۲ دانش آموخته دانشکده مهندسی برق، دانشگاه شاهد، ajalali@iust.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۱/۱/۱۳۸۹، تاریخ پذیرش مقاله ۱۰/۳/۱۳۸۹)

چکیده: پیش از این یک روش ساده برای هموار سازی سیگنال های تک بعدی، مبتنی بر یک قانون فازی ارائه شده است. در این مقاله روش ساده و موثر مذکور به هموار سازی سیگنال های دو بعدی توسعه داده شده است. در این روش ابتدا نقاط تیز با استفاده از مفهوم متغیرهای زبانی تعریف و سپس با مشارکت نقاط همسایه هموار می شوند. این روش برای کاهش اثر همه انواع نویز ضربه، در سیگنال های دو بعدی طراحی شده است. الگوریتم پیشنهادی دارای سه مرحله است. در مرحله اول شاخص تیزی تمام نقاط سیگنال محاسبه می شود. مجموعه فازی «نقاط تیز» در مرحله دوم تشکیل می شود. در مرحله پایانی، داده های نقاط عضو در مجموعه فازی مذکور با مشارکت داده های همسایگان آن نقاط تعديل می شوند. حفظ نقاط آسیب ندیده در سیگنال، یکی از مزیت های اصلی این روش است. برای بدست آوردن نتایج شبیه سازی روش پیشنهادی، این روش برای حذف نویز از تصاویر سیاه و سفید و رنگی (به عنوان یک سیگنال دو بعدی) پیاده سازی شده است. نتایج بدست آمده از روش پیشنهادی در مقایسه با نتایج بدست آمده از فیلترهایی مانند AWFM، PWLFIRE و DSFIRE کارایی الگوریتم پیشنهادی را نشان می دهد.

کلمات کلیدی: هموار سازی دو بعدی، پردازش تصویر، فیلتر فازی، فیلتر دیجیتال غیر خطی، کاهش نویز ضربه، بهبود تصویر رنگی.

Introduction to a Novel Fuzzy Filter for Smoothing 2-Dimensional Signals

H. Shakouri G., Mojtaba Arabi

Abstract: Infection of the correct data by various kinds of noise in transmission or reception of communication signals is an undeniable fact. Data errors may also exist in statistical socio-economic measurements. Annihilation or reduction of noise is a field that attracts many researchers. On the other hand, fuzzy theory has appeared as a powerful tool in this field. Fuzzy filters are often strong in smoothing of corrupted signals, whereas these filters have simple structure. This paper presents a novel fuzzy logic based smoothing filter that has shown both accuracy and simplicity in recovering noisy images by sharpness reduction. Indeed, the proposed procedure is generalization of a previously introduced Fuzzy Smoothing Filter (FSF) for one-dimensional signals. In this method, the sharpness of each point is first determined assigning an index term. Then the procedure looks for “very sharp” points and then smoothes by sharing the values of the eight (or more) neighboring points to correct their values. The lower is the average sharpness of the signal the lower is the signal noise level. This way, the method smoothes out the sharpness and hence reduces the noise of the mix data. To obtain experimental results of the proposed procedure, it is applied to enhance color images corrupted by various levels of noise. The results are compared with some other known methods like AWFM, PWLFIRE and DSFIRE. This comparison exhibits superiority of the proposed method in numerical measures and visual inspection. The method has been designed for annihilation of all kinds of impulse noise in any two-dimensional signals, especially socio-economic statistical data.

Keywords: Image Processing, Smoothing Filter, Fuzzy Filter, Nonlinear Digital Filter, Impulse Noise Reduction, Color Image Enhancement.

۱- مقدمه

باتی می ماند. نویز افزایشی و نویز ضربی کل سیگنال را تحت تاثیر قرار می دهد. نویز ضربی با دامنه ثابت، نویز ضربی با دامنه متغیر دو نوع از انواع نویزهای ضربی است. متد طراحی شده در این مقاله برای حذف تمام انواع نویز ضربی مناسب است.

ایده اولیه روش پیشنهادی برای هموار سازی سیگنال های تک بعدی شکل گرفت. نتایج مطلوب روش پیشنهادی برای هموار سازی سیگنال های تک بعدی حاصل از آمارگیری های اقتصادی و اجتماعی و همچنین صدا به عنوان عمومی ترین سیگنال تک بعدی، ایده توسعه روش مذکور برای کاهش تیزی در سیگنال های دو بعدی را تقویت کرده است. در این نوشته قانون فازی طراحی شده برای حذف نویز از سیگنال های تک بعدی، به روشی برای حذف نویز از سیگنال های دو بعدی تعیین داده می شود.

فیلتر هموار ساز فازی پیشنهادی (TDFS) از سه بخش کلی تشکیل شده است. در قسمت اول میزان تیزی منحنی در تمام نقاط سیگنال محاسبه می شود. در دو مین بخش با توجه به شاخص تیزی به دست آمده در قسمت اول، مجموعه فازی "نقاط تیز" تشکیل می شود. در بخش سوم هر یک از نقاط تیز با توجه به میزان عضویت در مجموعه فازی "نقاط تیز" به کمک مشارکت نقاط همسایه، هموار می شوند. در واقع برای حذف و یا کاهش تأثیر نویز ضربی، تمام عضو های مجموعه فازی مذکور بایستی هموار شوند. برای بدست آوردن تیزی سیگنال در بخش اول از روش TDFS، ما باید زاویه سیگنال را در تمام نقاط آن محاسبه کنیم. سپس به کمک زاویه بدست آمده میزان تیزی نقطه ها را بدست می آوریم. در بخش دوم نقاط تیز جستجو می شود. سهم مشارکت نقاط همسایه با توجه به میزان تیزی نقطه مرکزی در بخش سوم محاسبه می شود. بطور خلاصه متد پیشنهادی ما حاصل تعیین روش MFS از هموار سازی سیگنال های تک بعدی به هموار سازی سیگنال های دو بعدی است.

در ادامه مقاله، تفاوت سیگنال دو بعدی با سیگنال تک بعدی در بخش دوم و روش پیشنهادی ما در بخش سوم معرفی می شود. برخی اصلاحات و ساده سازی ها در بخش چهارم ارائه شده است. در بخش پنجم متد پیشنهادی را با فیلتر های غیر خطی مقایسه کرده ایم. نتایج شیوه سازی فیلتر پیشنهادی و مقایسه روش مذکور با فیلتر AWFM در بخش ششم ارائه شده است. بخش هفتم شامل جمع بندی و نتیجه گیری است.

۲- معرفی هموار ساز فازی ساده

پردازش سیگنال از معروف ترین زمینه هایی است که تعداد زیادی محقق در آن مشغول بکار هستند. طراحی صافی (فیلتر) یکی از ساخته های اصلی در پردازش سیگنال است. روش های مختلفی برای فیلتر کردن سیگنال به منظور حذف نویز و استخراج اطلاعات مفیدتر از درون آنها استفاده می شود. در میان این روش ها، نظریه فازی نقش بسیار مهمی در طراحی فیلتر های غیر خطی بازی می کند. در واقع توانایی منطق فازی در ساده سازی مسائل، مزیتی برای طراحی فیلتر های فازی در نظر گرفته می شود.

در پردازش تصویر نیز از روش های مختلفی به منظور هموار سازی تصاویر استفاده می شود. استفاده از فیلتر های فازی بطور گسترده ای رو به افزایش است. روش های فازی در تشخیص لب تصاویر [۱]، بهبود تصویر با حذف نویز [۳] [۴]، و حذف نویز ضربی و یا حذف نویز های افزایشی به کمک فیلتر فازی، از روش هایی هستند که نظریه فازی در آنها رشد داشته است. به علاوه پردازش تصاویر پزشکی به کمک **Error!** تئوری فازی زمینه ای مستقل در پردازش تصویر است [۵] [۶]. **Reference source not found.** نظریه فازی در پردازش زبان، دانش زیستی (بیوانفورماتیک)، کنترل ترافیک در شبکه های کامپیوتری علاوه بر پردازش صدا و تصویر، حضور دارد. حضور منطق فازی در مطالعات مرتبط با علوم انسانی و اجتماعی که خود داستانی طولانی دارد و چه بسا پر کاربرد ترین حوزه برای این نظریه باشد [۵].

فیلتر های متنوعی برای حذف اثر نویز از تصاویر وجود دارد. تقریبا در تمام این فیلتر ها از اطلاعات آسیب ندیده تصویر، برای اصلاح بخش های آسیب دیده، استفاده می شود.

از میان این فیلتر ها به چند مورد اشاره می شود. فیلتر مشهور میانه ای، MF، و نسخه فازی آن، FMF، در عین سادگی توانایی بالایی را در حذف نویز های ضربی از خود نشان داده اند. با این حال، در صورت افزایش سطح نویز از کارایی فیلتر با سرعت زیادی کاسته می شود. فیلتر AWF [۱۰] نسخه اصلاح شده فیلتر WFM است که با اضافاتی بر آن بدست آمده است. این فیلتر دارای بخشی برای تخمین دامنه نویز ضربی است. به عبارت بهتر برای اصلاح تصاویر، ابتدا دامنه نویز در نقاط آسیب دیده تخمین زده می شود، سپس فیلتر به اصلاح نقطه مذکور می پردازد.

نویز ضربی، نویز افزایشی و نویز ضربی سه نوع از نویز هایی هستند که می توانند سیگنال های دو بعدی را مخدوش کنند. نویز ضربی تنها در صدی از سیگنال را مخدوش می کند و بخشی از سیگنال بدون تغییر

همچنین متغیر زبانی «مشارکت» با متغیر زبانی «انحصار» جایگزین شده و به جای تعیین آن از طریق بکارگیری توابع عضویت، تنها یک پارامتر قابل کنترل ثابت به نام ρ_0 میزان مشارکت نقاط مجاور نقطه k ام در مقدار آن نقطه و یا به عبارت دیگر مقدار انحصار آن نقطه را در تعیین مقدار پردازش شده مشخص می‌کند. براین اساس خروجی صافی در هر نقطه چنین محاسبه می‌شود:

$$y(t_k) = [x(t_{k-1}) + \rho_0 x(t_k) + x(t_{k+1})] / (2 + \rho_0) \quad (6)$$

که در آن:

$$\rho_0 = \rho_0 ; \forall k | s_k > \sigma_0 \quad (7)$$

هر مرحله از پردازش در نهایت با تصحیح اندازه داده‌ها برای ثابت ماندن اندازه انتگرال منحنی اولیه کامل می‌شود که برای این منظور باید اندازه سیگنال را در نقاط مجاور بصورت زیر تصحیح نمود:

$$y(t_{k-1}) = x(t_{k-1}) + [x(t_k) - y(t_k)] / 2 \quad (8)$$

$$y(t_{k+1}) = x(t_{k+1}) + [x(t_k) - y(t_k)] / 2 \quad (9)$$

ملحوظه می‌شود که چون تیزی تنها با استفاده از دو نقطه مجاور محاسبه شده است، تصحیح اندازه سیگنال نیز تنها در همان دو نقطه انجام یافته است، به عبارت دیگر، عرض پنجه این صافی همواره برابر با $WW=3$ در نظر گرفته می‌شود. اگرچه می‌توان با افزایش این عدد به صافی‌های پیچیده‌تری نیز دست یافت، کارآبی همین صافی ساده چندان است که برای سیگنال‌های تک بعدی نیاز به افزایش پیچیدگی احساس نمی‌شود.

چون اعمال تصحیحات (8) و (9) منجر به ایجاد ناهمواری‌های جدیدی در منحنی داده‌ها می‌شود، لازم است پردازش داده‌ها تکرار شده و تا آنچه ادامه باید که هیچ نقطه‌ای با ناهمواری بیش از مقدار بحرانی باقی نماند.

تفاوت سیگنال تک بعدی و سیگنال دو بعدی

بطور کلی و از یک منظر مستقل می‌توان سیگنال‌های اطلاعاتی را براساس بعد دسته بنده کرد. سیگنال‌های اطلاعاتی تک بعدی مانند صدا، و سیگنال‌های دوبعدی مانند تصویر مشهورترین این سیگنال‌ها هستند. از آنجا که مقاله حاضر درصد تعمیم روش اعمال شده بر سیگنال‌های تک بعدی به دوبعدی است، قبل از تشریح روش پیشنهادیجادارد تفاوت سیگنال‌های دوبعدی با سیگنال‌های تک بعدی از نظر (زاویه) و (تیزی) بیان شود.

در سیگنال‌های تک بعدی در کنار هر نقطه مشخص دو نقطه همسایه وجود دارد، در حالیکه در سیگنال‌های دوبعدی در کنار هر نقطه

در [۵] نشان داده شد که چنانچه درصد نویز افزایش یابد، تیزی متوسط در آن افزایش خواهد یافت. به همین دلیل تعمیم ایده کاهش اثر نویز با استفاده از کاهش تیزی در منحنی یک سیگنال تک بعدی به حوزه سیگنال‌های دوبعدی در این مقاله دنبال شده است. اما پیش از معرفی هموارساز فازی برای سیگنال‌های دوبعدی، در این بخش ابتداء شکل ساده و اصلاح شده از روش پیشنهادی در خصوص سیگنال‌های تک بعدی به طور بسیار خلاصه معرفی می‌شود.

مروری بر صافی هموارسازی فازی تک بعدی

سیگنال اولیه را $(f)x$ و هموارشده آن را $(f)y$ نام می‌نهیم و از نماد زیر برای نمایش هموارسازی فازی استفاده می‌کنیم:

$$y(t) = S_F\{x(t)\} \quad (1)$$

که در آن $S_F\{\cdot\}$ در قانون ساده زیر خلاصه می‌شود:
قانون R1: اگر تیزی منحنی در نقطه t زیاد باشد، آنگاه اندازه منحنی در این نقطه بان نقاط مجاور مشارکت داده می‌شود.
برای تشخیص تیزی و در واقع ناهمواری، محاسبه زاویه شکست در هر نقطه از منحنی لازم است. توجه شود که مقدار مطلق زوایا مدنظر بوده و مثبت یا منفی بودن آن‌ها از نظر هموارسازی تفاوتی ندارد. از این رو، رابطه زیر بعنوان شاخص (index) تعیین تیزی در نقطه k ام بکار گرفته شده است:

$$s_k = \cos(\theta_k) + 1 \quad (2)$$

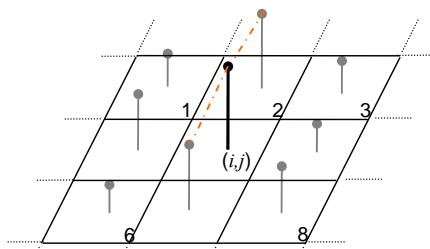
$$\theta_k = \tan^{-1} \left| \frac{y(t_k) - y(t_{k-1})}{x_k - x_{k-1}} \right| + \tan^{-1} \left| \frac{y(t_{k+1}) - y(t_k)}{x_{k+1} - x_k} \right| \quad (3)$$

$$\gamma = (\text{constant}) E\{| \Delta x |\} \quad (4)$$

که در آن γ یک ثابت تنظیم برای حذف اثر مقیاس‌بندی در دو محور عرضی با طولی است و از این پس برابر با ۱ فرض می‌شود. واضح است که اندازه شاخص تعریف شده از صفر (برای ۱۸۰ درجه) تا ۲ (برای صفر درجه) متغیر است.

اگرچه در روش اصلی باید با تعریف توابع عضویت مناسب برای متغیر زبانی «تیزی» قانون فازی مورد استفاده پیاده‌سازی شود، در شکل ساده و اصلاح شده از روش موردنظر انتخاب یک پارامتر قابل کنترل بنام σ_0 وبا مفهوم «تیزی بحرانی» تنها نقاطی از سیگنال پردازش می‌شوند که در آن‌ها:

$$s_k > \sigma_0 \quad (5)$$



شکل (۳) : جابجایی دومین با سومین و هفتمین با هشتمین نقطه و تأثیر آن در
شکل تیزی نقطه مرکزی در مقایسه با شکل (۲)

۳- هموار سازی دو بعدی (TDFS^۱)

روش ارائه شده که با نماد TDFS نامیده شده است، برای هموار سازی سیگنال های دو بعدی که با هریک از انواع نویز ضربه مخدوش شده، طراحی شده است. در این روش از داده های صحیح باقی مانده در سیگنال آسیب دیده، برای بازیابی اطلاعات از دست رفته استفاده می شود. به عبارت بهتر ابتدا نقاط آسیب دیده شناسائی می شوند سپس آنها به کمک نقاط همسایه اصلاح می شوند. در حقیقت روش پیشنهادی دارای سه بخش اساسی است. با این توجه که نقاط متأثر از نویز در سیگنال های دو بعدی ویژگی پیچیده تری نسبت به فقط یک معیار ساده به نام تیزی دارند، در بخش اول ابتدا معیاری برای شناسائی نقاط آسیب دیده بدست می آوریم. در بخش دوم مجموعه فازی را تعریف می کنیم که در بردارنده میزان آسیب دیدگی نقاط آسیب دیده است. در واقع میزان آسیب دیدگی نقاط سیگنال با یکدیگر برابر نیست. بنابراین برای بالا بردن دقت اصلاح، نقاط مذکور به صورت مجموعه فازی در نظر گرفته می شود. در قسمت آخر روش پیشنهادی، بر اساس میزان تعلق نقاط آسیب دیده به مجموعه فازی مذکور، سهم مشارکت همسایگان در بازسازی نقطه آسیب دیده بدست آمده و نقطه مذکور بازسازی می شود.

فرض کنید $x_0(t, t')$ یک سیگنال دو بعدی مرجع، $(t, t')x$ نسخه آسیب دیده با نویز از آن و $(t, t')y$ سیگنال فیلتر شده است. اجازه دهید صافی دو بعدی فازی خود را با نماد زیر نمایش دهیم:

$$y(t, t') = S_{\text{TDFS}} \{x(t, t')\} \quad (10)$$

که S_{TDFS} نشان دهنده الگوریتم پیشنهادی است و می توان آن را مشابه

R1 در قانون فازی زیر خلاصه کرد:

قانون R2: اگر تیزی سیگنال (t, t') در نقطه (t, t') بزرگ باشد،

آنگاه مقدار آن با همسایگانش به اشتراک گذاشته می شود.

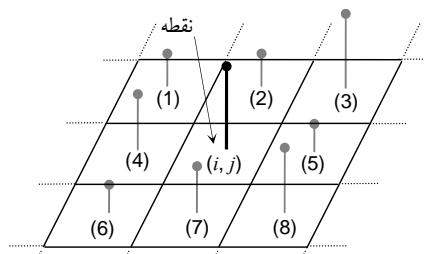
بنابر قسمت "اگر" از قانون فازی فوق، لازم است که تیزی سیگنال

در تمام نقاط محاسبه شود. بخش اول و دوم از الگوریتم پیشنهادی بر

معین می توان هشت نقطه همسایه در نظر گرفت. در سیگنال های دیجیتال تک بعدی نقطه مرکزی و دو نقطه همسایه اش برای تشكیل یک زاویه می دهد. در واقع این زاویه نمایانگر میزان تیزی در نقطه مرکزی است. به شکل (۱) این موضوع را بهتر نشان می دهد.



شکل (۱) : سیگنال تک بعدی نمونه، یک نقطه مرکزی و دو نقطه همسایه اش که تشكیل یک زاویه می دهد.
در سیگنال های دو بعدی در کنار هر نقطه معین مرکزی هشت نقطه همسایه وجود دارد. نقطه مرکزی و هشت همسایه خود تشكیل یک پنجه ۳×۳ می دهد. شکل (۲) چگونگی قرار گرفتن نقطه مرکزی و هشت همسایه خود را در کنار هم نشان می دهد.



شکل (۲) : نقطه مرکزی (i, j) و هشت نقطه همسایه اش در یک سیگنال دو بعدی

نقاط کناری سیگنال (نقاط ابتدائی و انتهائی) دارای تعداد کمتری همسایه در کنار خود هستند. در این روش و بدون از دست دادن کلیت از هموار سازی این نقاط صرف نظر می کنیم. در اینجا برخلاف سیگنال های تک بعدی انتساب یک زاویه مشخص به یک نقطه معین مرکزی تا حدودی مشکل است. چون در سیگنال های دو بعدی تعداد زاویه بیشتری بین نقطه مرکزی و هشت همسایه کناری وجود دارد و جابجایی در نقاط همسایه می تواند منجر به تغییر در شکل تیزی نقطه مرکزی شود. **Error! Reference source not found.** تأثیر جابجایی نقاط همسایه را در شکل تیزی نقطه مرکزی به نمایش می گذارد.

(11)

در اینجا، زیرنویس m که به مجموعه $\{1, 2, 3, 4\}$ تعلق دارد نمایش دهنده چهار همسایه اول است و زیرنویس n که چهار همسایه آخر را شامل می شود، چنین تعریف شده است:

$$n = 9 - m \quad (12)$$

مقادیر x_n و x_m اطلاعات متعلق به رنگ (سه رنگ اصلی یا سطح رنگ^۱ خاکستری در تصاویر سیاه و سفید) هر یک از همسایگان دربردارد. پارامترهای ثابت d_m و d_n فواصل نقطه مرکزی با همسایگانش را در دو بعد عرض و طول نشان می دهد. در حقیقت فاصله بین نقطه مرکزی و هر یک از همسایگان فاصله ای فرضی است؛ به طوریکه فواصل قطری می تواند $\sqrt{2}$ برابر بزرگتر از فواصل غیرقطري باشد:

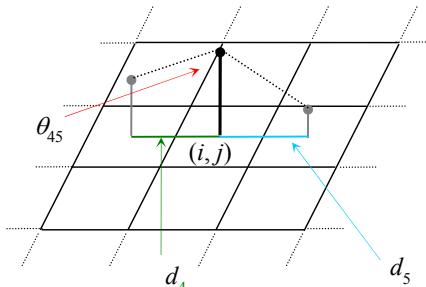
$$d_1 = d_3 = d_6 = d_8 = \sqrt{2} d_2 \quad (13)$$

در این الگوریتم فاصله نقطه مرکزی و هریک از همسایگانش با هم برابر اما به صورت قابل تنظیم در نظر گرفته شده است. قابل تنظیم بودن این پارامتر می تواند با ایجاد آزادی عمل در تنظیم آن موجات بهبود عملکرد روش پیشنهادی را فراهم آورد. توضیحات بیشتر در مورد پارامتر فاصله در ادامه آورده شده است. پس در حال حاضر فرض برآن است که:

$$d_m = d_n ; \quad m \in \{1, 2, 3, 4\}, \quad n = 9 - m \quad (14)$$

به عنوان نمونه، زاویه θ_{45} و فواصل مجازی مربوط به آن در شکل

(5) مشاهده می شوند.



شکل (۵): زاویه θ_{45} و فاصله های مجازی آن (d_4, d_5)

پس از بدست آوردن چهار زاویه قطری برای نقطه مرکزی معین از سیگنال آسیب دیده، (t, x, t') لازم است یک زاویه مشخص با عنوان یک زاویه نماینده^۲، به آن نقطه اختصاص یابد. بدین منظور از میانگین چهار زاویه قطری مذکور به عنوان زاویه سیگنال در هر نقطه مرکزی معین استفاده می شود:

محاسبه شاخص تیزی در تمام نقاط سیگنال (t, x) و تشکیل مجموعه فازی "نقاط تیز" تمرکز دارد. برای اجرای قسمت "آنگاه" از قانون $R2$ ، در بخش سوم از روش پیشنهادی نیز سهم مشارکت هر یک از همسایگان نقطه مرکزی در اصلاح مقدار نقطه مرکزی محاسبه می شود. در ادامه روش پیشنهادی با ذکر جزئیات تشریح شده است.

محاسبه زاویه سیگنال

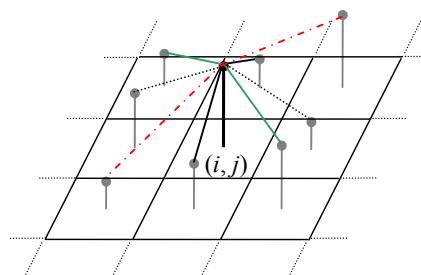
در سیگنال های دو بعدی برای هر نقطه معین مرکزی هشت نقطه در همسایگی قابل تعریف است. شاخص تیزی در نقطه مرکزی وابسته به زاویه هایی است که نقطه مرکزی با هریک از هشت همسایه اش می سازد. تعداد زاویه هایی که در سیگنال دو بعدی می توان برای یک نقطه معین مرکزی در نظر گرفت در مقایسه با سیگنال تک بعدی بسیار بیشتر است. بنابراین محاسبه یک زاویه مشخص برای نقطه مرکزی در سیگنال های دو بعدی در مقایسه با سیگنال های تک بعدی مبهم و مشکل تر است. برای حل مشکل مذکور، با وجود امکان تعریف تعداد

$$28 = \sum_{i=1}^7 i$$

زاویه مختلف در جایی مانند شکل (۴)، تنها از چهار زاویه که با نام زوایای قطری نام گذاری شده اند، برای محاسبه تیزی نقطه معین در موقعیت (j, i) استفاده خواهد شد. این چهار زاویه قطری می توانند مقدار

Error! تیزی در نقطه مرکزی را به خوبی به نمایش درآورند. **Reference source not found.**

می دهد.

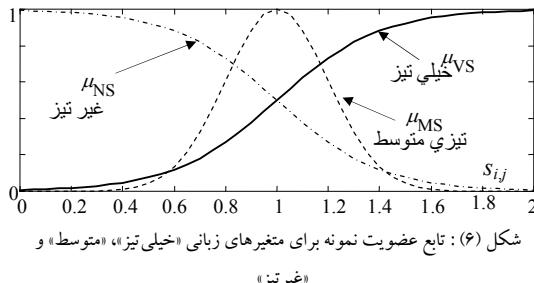


شکل (۴): نقطه مرکزی و چهار زاویه قطری آن

فرض کنیم (x, i, j) مقدار سیگنال در نقطه مرکزی (i, j) باشد. برای محاسبه هریک از چهار زاویه قطری از همان رابطه (۳) با جایگزینی زیرنویس های i و j برای t_k ها استفاده شده است. این رابطه با فرض دو مقیاس متفاوت برای ابعاد نقطه ها در تصویر، در زیر بازنویسی شده است.

$$\theta_{mn}(i, j) = \tan^{-1} \left(\frac{x(i, j) - x_m(i, j)}{d_m} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{x(i, j) - x_n(i, j)}{d_n} \right)$$

اگر نقطه مرکزی (با درجه عضویت بالایی) عضو مجموعه فازی نقاط خیلی تیز باشد، آنگاه مشارکت نقاط همسایه در بازسازی نقطه مرکزی بیشتر است.



شکل (۴): تابع عضویت نمونه برای متغیرهای زبانی «خیلی تیز»، «متوسط» و «غیر تیز»

محاسبه ضریب مشارکت

برای اعمال بخش تالی (قسمت آنگاه) از قانون فازی R2 باید سهم مشارکت نقاط همسایه در بازسازی نقطه مرکزی محاسبه شود؛ چراکه میزان مشارکت همسایگان در اصلاح و ترمیم نقطه مرکزی وابسته به شاخص تیزی در آن نقطه است. به عبارت بهتر، سهم مشارکت نقاط همسایه در بازسازی نقطه ای با شاخص تیزی بزرگتر، بیشتر است و برای نقاط با شاخص تیزی کمتر، سهم مشارکت نقاط همسایه در بازسازی نقطه مرکزی کمتر است.

Error! Reference source not found.

می توان دریافت که برای نقاط تیز سهم مشارکت نقاط همسایه در بازسازی نقطه مرکزی باید نزدیک به یک باشد؛ یعنی در این حالت مشارکت کامل وجود دارد و برای نقاط غیرتیز نیازی به مشارکت نقاط همسایه در بازسازی نقطه مرکزی نیست و این مقدار نزدیک به صفر یا برابر با صفر است. برای بدست آوردن مقدار سیگنال هموار شده در هر نقطه (j, i) از رابطه زیر که در واقع یک متوسط گیری ساده وزنی است، استفاده می شود.

$$\begin{aligned} y(i, j) = & (1/8)\eta[x(i-1, j-1) + x(i-1, j) + x(i-1, j+1) \\ & + x(i, j-1) + x(i, j+1) + x(i+1, j-1) + x(i+1, j) \\ & + x(i+1, j+1)] + (1-\eta)x(i, j) \end{aligned} \quad (17)$$

در رابطه فوق (j, i) از مقدار اصلاح شده سیگنال مخدوش شده در نقطه (i, j) و η ضریب مشارکت نقاط همسایه در بازسازی نقطه مرکزی است. از (17) مشخص است برای نقاط تیزتر که ضریب مشارکت بزرگتر دارند، سهم نقاط همسایه در اصلاح نقطه مرکزی (j, i) بیشتر است. برای نقاطی که دارای ضریب مشارکت کوچکتری هستند سهم نقطه مرکزی در نقطه فیلتر شده (j, i) بیشتر است. رابطه (17) را می توان برای انجام ساده تر محاسبات به نحو زیر بازنویسی کرد:

$$\theta(i, j) = \frac{1}{4} \sum_{m=1}^4 \theta_{mn}(i, j) \quad ; \quad n = 9 - m \quad (15)$$

که در آن $\theta_{mn}(i, j)$ نمایش دهنده یکی از چهار زاویه قطری برای نقطه مرکزی (i, j) است و $\theta(i, j)$ زاویه نماینده سیگنال در نقطه (i, j) است.

محاسبه شاخص تیزی

برطبق قسمت "اگر" از قانون فازی R2، در قسمت اول از روش پیشنهادی، باید شاخص تیزی سیگنال مخدوش شده، یعنی $x(t, t')$ ، که آن را با (j, i) نشان می دهیم، برای تمام نقاط محاسبه شود. در روش پیشنهادی این مقاله، شاخص تیزی نقطه مرکزی نشان دهنده میزان تاثیر نویز در این نقطه است؛ بدین معنی که نقطه با شاخص تیزی بزرگتر، احتمالاً انحراف بیشتری از اطلاعات صحیح دارد. پس انتظار داریم داده های سیگنال اصلی داده هایی با تغییرات به نسبت هموار باشد که نویز باعث ناهمواری بیشتر در آن شده است. برای داده های عادی تصاویر عموماً چنین فرضی صادق است و تنها در برخی لبه های تیز این وضعیت قدری متفاوت است. اما شاخص تیزی مشابه با آنچه برای سیگنال های تک بعدی عمل شد، به صورت زیر محاسبه می شود:

$$s(i, j) = \cos\theta(i, j) + 1 \quad (16)$$

بنابراین، برای زاویه های کمتر از ۴۵ درجه شاخص تیزی نزدیک به عدد ۲ است و چنین نقاطی نقاط خیلی تیز محاسبه می شوند. همچنین برای زوایای بیشتر از ۱۳۵ درجه، شاخص تیزی کوچک است و چنانچه زاویه به ۱۸۰ درجه نزدیک شود، شاخص به صفر می کند. این نقاط، نقاط هموار یا غیرتیز به شمار می آیند. برای زوایای نزدیک به ۹۰ درجه، شاخص تیزی در حدود ۱ است که آنها را می توان نقاط دارای همواری یا تیزی متوسط برشمرد. در حقیقت به کمک شاخص تیزی می توان درجه عضویت هر نقطه از سیگنال مخدوش شده $x(t, t')$ را در مجموعه های فازی خیلی تیزی، هموار و نقاط با تیزی متوسط تعیین کرد. به این ترتیب، شاخص تیزی می تواند در تعیین حد آستانه برای ورود نقاط مخدوش شده به فرآیند هموار سازی کمک کند.علاوه بر این تعیین میزان مشارکت نقاط همسایه در هموار سازی نقطه مرکزی **Error! Reference** نیز به کمک شاخص تیزی انجام می شود. **source not found.** تابع عضویت سه مجموعه فازی ذکر شده، را نشان می دهد. در روش پیشنهادی تنها از مجموعه فازی "نقاط خیلی تیز" استفاده می شود. پس قانون فازی مورد استفاده در طراحی فیلتر هموار ساز فازی چنین خواهد بود:

$$(20) \quad y^1(i,j) = S_{\text{TDFS}}\{x(i,j)\} \\ i=\{2, 3, \dots, N_1-1\}; j=\{2, 3, \dots, N_2-1\}$$

چون طی بازسازی نقاط آسیب دیده تولید نقاط تیز جدید کاملاً محتمل است [۴] ، اصلاح اندازه سیگنال در نقاط (i, j) به صورت زیر چندان تکرار می شود تا جایی که هیچ نقطه ای مشمول قانون مزبور نگردد.

$$(21) \quad y^{k+1}(i,j) = S_{\text{TDFS}}\{y^k(i,j)\} ; k=0, 1, 2, \dots$$

بدیهی است در صورتی کهتابع عضویت در مجموعه فازی «بسیارتی» همانند شکل (۶) برای تمام مقادیر تیزی تعریف شده باشد، تکرار اصلاح سیگنال آسیب دیده هرگز متوقف نخواهد شد. در نظر گرفتن یک معیار توقف مانند کوچک بودن مقدار تغییرات بین دو تکرار k و $k+1$ می تواند این مشکل را در این مرحله حل کند. همچنین تا اینجا ضریب مشارکت تمام همسایگان در بازسازی نقطه مرکزی با هم برابر فرض شده است که کارایی کافی به ارمغان نمی آورد. در ادامه نحوه اصلاح روش پیشنهادی ارائه می شود.

۴- اصلاح وساده سازی روش تکراری هموار سازی

در این بخش چند روش اصلاحی برای افزایش کارایی فیلتر هموار سازی پیشنهادی ارائه می شود. این اصلاحات با توجه به دو بعدی بودن و تکراری بودن روش پیشنهادی مطرح شده و توانایی فیلتر را که آن را TDMFS می نامیم، به مراتب بالا می برد.

تفکیک سهم مشارکت نقاط همسایه

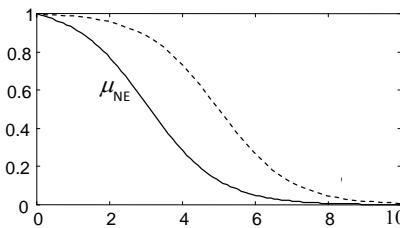
چنانچه زوایای $(i, j) \theta_m$ برای هر هشت نقطه همسایه نقطه (j) به طور جداگانه محاسبه شوند، مشاهده می شود که ضرایب تیزی مربوط به این زوایا در مجاورت با نقطه مرکزی با هم متفاوتند، یعنی میزان تیزی سیگنال در نقطه مرکزی در جهت همسایگان آن باهم برابر نیست. برای در نظر گرفتن واقعیت مذکور باید سهم مشارکت هریک از هشت همسایه در بازسازی نقطه مرکزی بطور جداگانه محاسبه شود. بنابراین بجای استفاده از چهار زاویه قطري برای محاسبه زاویه سیگنال در نقطه مرکزی، هشت زاویه ای که نقطه مرکزی با هریک از همسایگانش تشکیل می دهد، محاسبه و برآسانس تیزی متناظر با هریک از این زوایا سهم مشارکت هریک از نقاط در بازسازی نقطه مرکزی نیز جداگانه محاسبه شود.

$$y(i,j) = [x(i-1, j-1) + x(i-1, j) + x(i-1, j+1) \\ + x(i, j-1) + \rho(i, j)x(i, j) + x(i, j+1) + \\ x(i+1, j-1) + x(i+1, j) + x(i+1, j+1)] \\ /(8 + \rho(i, j)) \quad (18)$$

که در آن $\rho(i, j)$ ضریب انحصار نامیده می شود و مقدار آن در بازه $[0, \infty]$ تغییر می کند. برای نقاط تیز، شاخص تیزی به عدد دو میل می کند. در همین حال، ضریب مشارکت به عدد یک و ضریب انحصار به عدد صفر میل می کند. در این شرایط نقاط همسایه سهم بیشتری در بازسازی نقطه مرکزی دارند و مشارکت کامل وجود دارد. همچنین برای نقاط غیر تیز، شاخص تیزی به عدد صفر میل می کند، ضریب مشارکت به عدد صفر و ضریب انحصار به بینهایت میل می کند. در چنین حالتی انحصار کامل است و نقطه مرکزی از سیگنال (تصویر) آسیب دیده سهم بیشتری در بازسازی آن نقطه در سیگنال اصلی دارد.

Error! Reference source not found.

نمونه را برای توابع عضویت متغیر زبانی «غیر منحصر» نشان می دهد.



شکل (۷) : دو نمونه از توابع عضویت برای متغیر زبانی «غیر منحصر»

با توجه به (۱۸) قانون فازی R2 را می توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

قانون R3: اگر نقطه (i, j) ام سیگنال (t, t') λ خیلی تیز است، آنگاه مقدار سیگنال فیلتر شده (t, t') را باید غیر منحصر باشد. بیان ریاضی قانون فازی R3 چنین خواهد بود:

$$R3: s(i, j) \in VS \rightarrow \rho(i, j) \in NE \\ i=\{2, 3, \dots, N_1-1\}; j=\{2, 3, \dots, N_2-1\} \quad (19)$$

که در آن \in به معنای عضویت در مجموعه فازی است و دو پارامتر N_1 و N_2 نیز ابعاد سیگنال دو بعدی هستند. همچنین نمادهای VS و NE برای نامگذاری مجموعه های فازی «بسیارتی» و «غیر منحصر» به کار رفته است.

اگر اجرای قانون فوق طبق رابطه (۱۸) در بار اول با عبارت زیر

نشان داده شود:

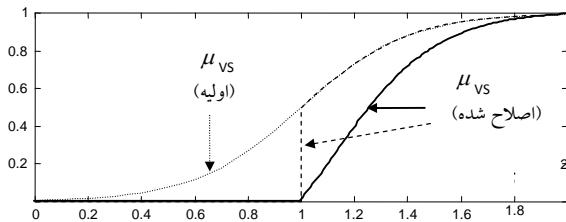
$$(19) i = \{2, 3, \dots, N_1 - 1\}; j = \{2, 3, \dots, N_2 - 1\}$$

را می توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\text{R4 : } S(i, j) \xrightarrow{\sim} \text{VS} \rightarrow \rho(i, j) \xrightarrow{\sim} \text{NE} \quad (24)$$

$$\{ \forall (i, j) | S(i, j) > \sigma_0 \}$$

به این ترتیب، توانایی روش در حفظ داده های صحیح افزایش یافته است. از آنجا که در هر تکرار تنها درصدی از میزان صدمه دیدگی سیگنال اصلاح می شود، روش پیشنهادی باید تا زمانی که تمام شاخص های تیزی به کمتر از حد آستانه کاهش یابد، تکرار شود. در واقع اعمال این حد آستانه کمک می کند تا معیاری برای کنترل تعداد تکرار روش فوق در دست باشد. این حد می تواند براساس انتظاری که از تیزترین **Error!** (Reference source not found.) تابع عضویت اصلاح شده در این روش را نشان می دهد.

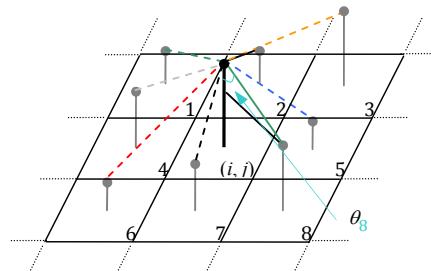


شکل (۹) : دو نمونه تابع عضویت اصلاح شده در مقایسه با تابع عضویت اولیه برای مجموعه «خیلی تیز» در شکل (۶)

اصلاح با متغیر در نظر گرفتن فاصله مجازی

در بخش (۱۰) بیان شد که برای محاسبه زاویه بین نقطه مرکزی و همسایگانش می توان یک فاصله مجازی بین دو نقطه از سیگنال در نظر گرفت. تفاوت این فاصله مجازی برای نقاط همسایگی در (۱۴) ملاحظه شد. با این حال، طبق (۱۵) یک فاصله مساوی برای محاسبه زاویه سیگنال در نظر گرفته شد. در این بخش، از فاصله مجازی مذکور بصورت متغیر و قابل تنظیم استفاده شده است. در واقع تغییر در فاصله مجازی باعث تغییر در مقیاس زاویه محاسبه شده می شود. به عبارت بهتر با تغییر فاصله مجازی می توان برای یک نقطه مشخص شاخص تیزی نقطه مذکور تغییر می کنند.

اساس فیلتر TDFS بر استفاده از داده های صحیح برای بازسازی نقاط آسیب دیده قرار داد. بنابراین هرچه میزان داده های مخدوش نشده بیشتر باشد، عملکرد این فیلتر بهتر خواهد بود. تکنیکی که در روش TDFS از آن استفاده شده بهره بردن از فاصله مجازی برای افزایش میزان داده های صحیح در هر تکرار هموار سازی طبق



شکل (۸) : هشت زاویه نقطه مرکزی در ارتباط با هر یک از هشت همسایه اش

بنابراین رابطه (۱۷) باید به شکل زیر اصلاح شود تا اثر هر یک از همسایگان بطور جداگانه در اصلاح نقطه مرکزی منظور شود.

$$y(i, j) = (1/8)[\eta_1 x(i-1, j-1) + \eta_2 x(i-1, j) + \eta_3 x(i-1, j+1) + \eta_4 x(i, j-1) + \eta_5 x(i, j+1) + \eta_6 x(i+1, j-1) + \eta_7 x(i+1, j) + \eta_8 x(i+1, j+1)] \\ + \left(1 - \frac{1}{8} \sum_{m=1}^8 \eta_m\right) x(i, j) \quad (22)$$

در رابطه فوق، هر یک از ضرایب η_m سهم مشارکت هشت همسایه در بازسازی نقطه مرکزی است که از قانون فازی R3 و با فرض اندازه تیزی جداگانه برای هر یک از زوایای مجاور با نقطه مرکزی به دست می آیند. زوایای مجاور مشابه با (۱۱) طبق تعریف زیر محاسبه می شوند:

$$\theta_m(i, j) = \tan^{-1}\left(\frac{x(i, j) - x_m(i, j)}{d_m}\right) \quad (23)$$

شکل (۸) این تعریف را نشان می دهد. پیداست که این زوایا نسبت به تعریفی که برای زوایای (j, i) طبق (۱۱) گذشت، زوایای کوچکتری هستند (قریباً نصف) و از این رو باید در تعریف توابع عضویت «تیز» برای آنها به این نکته توجه کرد.

اصلاح تابع عضویت تیزی

از آنجا که فیلتر TDFS برای هموار سازی سیگنال، تکرار می شود، وجود معیاری برای کنترل تعداد تکرار فیلتر TDFS ضروری است. برای این منظور تنها نقاطی وارد فرآیند هموار سازی می شوند که شاخص تیزی آنها از یک حد آستانه مشخص مانند σ_0 بیشتر باشد. بدین ترتیب گروه زیادی از نقاط بدون هیچ تغییری باقی می مانند. رابطه R3 : $s(i, j) \xrightarrow{\sim} \text{VS} \rightarrow \rho(i, j) \xrightarrow{\sim} \text{NE}$

برای پیاده سازی این روش بر تصاویر رنگی، به جای یک آرایه سه بعدی، داده های تصاویر رنگی به صورت سه آرایه دو بعدی I_G ، I_R و I_B در نظر گرفته شده و الگوریتم بر روی داده های آرایه مربوط به هر جزء رنگی، به ترتیب قرمز، سبز و آبی به طور جداگانه اجرا می شود:

$$I_C = [I_R(i, j)]_{N1 \times N2} + [I_G(i, j)]_{N1 \times N2} + [I_B(i, j)]_{N1 \times N2} \quad (28)$$

شکل (۱۰) مطابقیت عملکرد این صافی اصلاح شده را روی تصویر نمونه به ابعاد 640×640 که با نویز ضربه به مقدار 50% آمیخته شده است، نشان می دهد.

برای بدست آوردن مقایسه عددی و مقایسه عملکرد فیلتر پیشنهادی با روش های دیگر از معیار نسبت سیگنال به نویز، $PSNR^*$ استفاده شده است:

$$PSNR = 10 \log_{10} \frac{S^2}{MSE} \quad (29)$$

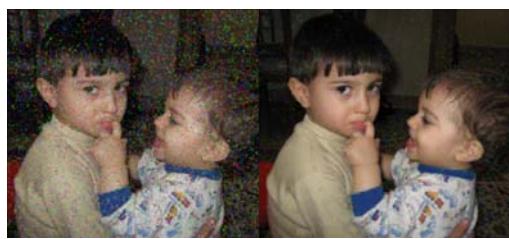
که در آن MSE متوسط مربعات خطأ و برابر است با:

$$MSE = \frac{\sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} [z(i, j) - y(i, j)]^2}{N_1 \times N_2} \quad (30)$$



الف) تصویر اصلی

ب) تصویر آغشته به نویز ضربه 50%



ج) تصویر هموارشده با TDMFS د) تصویر هموارشده با TDFS

شکل (۱۰): نتایج حاصل از اعمال دو هموارساز فازی TDMFS و TDFS بر تصویر نمونه 640×640 که با 50% نویز ضربه آغشته شده است

برای محاسبه مربعات خطأ، سیگنال اصلی، $(j, i)z$ ، با سیگنال هموار شده، $(j, i)y$ ، مقایسه می شود. به علاوه، S حداقل مقدار دامنه سیگنال است که در اینجا و برای سیگنال تصویر برابر با عدد ۲۵۵ است. بدیهی است بالاتر بودن معیار $PSNR$ به دلیل آنکه برای مقایسه نتایج اعمال فیلتر هموارساز فازی TDMFS با سایر روش ها، نیاز به نتایج

(21) است. به عبارت دیگر با افزایش فاصله مجازی، حساسیت فیلتر به نقاط با شاخص تیزی پایین، کم می شود و تنها نقاط خیلی تیز وارد فرآیند هموارسازی می شوند. برای اجرای این ایده فرض می شود فاصله مجازی به طور نمایی از یک مقدار اولیه شروع به تغییر کند، یعنی:

$$d^{k+1} = e^{-\gamma k} d^k ; k = 0, 1, 2, \dots \quad (25)$$

که در آن γ یک پارامتر تنظیم سرعت تغییرات و مقدار آن ثابت است. بنابراین، می توان ابتدا نقاط خیلی تیز را اصلاح کرد، سپس با استفاده از افزایش داده های صحیح، فرآیند هموارسازی با کاهش فاصله مجازی ادامه می یابد. نتایج بدست آمده با تغییر نزولی فاصله مجازی بهتر از نتایجی است که با یک فاصله مجازی ثابت بدست آمده است. در واقع فاصله مجازی متغیر این امکان را ایجاد می کند که نقاط مخدوش شده از نقاط خیلی تیز تا نقاط با تیزی کمتر به ترتیب و با اولویت هموار شوند.

یک راه حل جایگزین آن است که بدون نیاز به تغییر فاصله مجازی، ابتدا و پیش از تصحیح نقاط آسیب دیده، تمام نقاط به ترتیب اندازه تیزی مرتب شوند و اصلاح اندازه سیگنال در نقاط تیزتر پیش از سایر نقاط صورت پذیرد. از آنجا که در سیگنال های دو بعدی مرتب کردن کل داده ها فرایند زمان بری است، استفاده از تغییر فاصله مجازی روش سریع تری است.

۵- نتایج ارزیابی و مقایسه

کارایی هموارساز فازی پیشنهادی در نسخه تک بعدی خود برای داده های متغیرهای اقتصادی و اجتماعی نشان داده شده است. در اینجا برای ارزیابی این روش از تصویر به عنوان متدائل ترین سیگنال دو بعدی بهره گرفته شده است. یک تصویر سیاه سفید مانند I را می توان به عنوان یک آرایه دو بعدی در نظر گرفت:

$$I = [I(i, j)]_{N1 \times N2} \quad (26)$$

که $I(i, j)$ نشان دهنده سطوح خاکستری نقاط (پیکسل های)^۴ تصویر I است. برای تصاویر سیاه و سفید با 256×256 سطح خاکستری، $I(i, j)$ یک عدد صحیح است که به بازه $[0, 255]$ تعلق دارد. در تصاویر رنگی کمی تفاوت وجود دارد. در واقع تصاویر رنگی را می توان به عنوان داده های سه بعدی در نظر گرفت که دو بعد اول آن مانند تصویر سیاه و سفید، سطوح هر رنگ را مشخص می کند و بُعد سوم در بردارند اطلاعات یکی از سه جزء رنگی اصلی (قرمز، سبز، آبی)^۵ است:

$$I = [I(i, j)]_{N1 \times N2 \times 3} \quad (27)$$



شکل (۱۱) نتایج دیداری بدست آمده از دو فیلتر TDMFS و TDFS برای چگالی نویز ۲۰ درصد تصویر لنا به ابعاد 256×256

۶- نتیجه

در این مقاله یک الگوریتم ساده و در عین حال مؤثر برای هموار سازی سیگنال های دو بعدی آگشته به نویز ارائه شد. در این روش نقطه آسیب دیده، به وسیله مشارکت همسایگان آن نقطه در اندازه داده ها اصلاح می شود. این روش از سه مرحله محاسبات تشکیل شده است. در مرحله اول شاخص تیزی تمام نقاط سیگنال محاسبه می شود. در گام بعدی نقاط «خیلی تیز» شناسانی و مقدار عضویت آن ها در یک مجموعه فازی تعیین می شود. در مرحله آخر داده های نقاط عضو مجموعه مزبور متناسب با میزان تیزی که در حقیقت شاخصی از میزان آسیب دیدگی آن هاست، با مشارکت داده های متعلق به همسایگان اصلاح می شوند. نتایج عددی و نتایج دیداری به دست آمده از فیلتر پیشنهادی TDMFS در مقایسه با سایر فیلترها نشان دهنده مقبولیت الگوریتم پیشنهادی در عین سادگی آن است.

تقدیر و تشکر

این طرح با حمایت مالی دانشکده فنی دانشگاه تهران (طرح شماره ۸۱۰۹۹۲۳/۱۰۱) اجرا شده است. به علاوه لازم است از دانشکده فنی دانشگاه شاهد و آقای دکتر حسین کاظمی نیز که با اختصاص موضوع پایان نامه آقای مهندس مجتبی عربی به این طرح پژوهشی موافقت کرددند، تشکر شود.

مراجع

- [۱] Stanley F. Chen, Ronald Rosenfeld, *A Gaussian Prior for Smoothing Maximum Entropy Models*, School of Computer Science, Carnegie Mellon University, Pittsburgh, PA 15213, February 1999. (Available on-line at: <http://reportsarchive.adm.cs.cmu.edu/anon/1999/CMU-CS-99-108.pdf>)
- [۲] HiRoaki Ishii, Akira Taguchi, Mototaka Sone, The edge detection from images corrupted by mixed noise using fuzzy rules, IX European Signal Processing Conference, September 8 - 11, 1998.

اعمال آنها بر یک تصویر مشترک وجود دارد، تصویر مشهور Lena با ابعاد 256×256 به خاطر کثافت استفاده از آن، برای آزمایش بکار رفته است.

نتایج اعمال هموار سازی فازی پیشنهادی با هر دو روش اولیه و اصلاح شده بر تصویر مزبور که با ۵ تا ۳۰ درصد نویز فلفل - نمک - آغشته شده در جدول (۱) با تعدادی از مهم ترین و جدید ترین روش های موجود مقایسه شده است. یادآور می شود که نویز به هر سه رنگ اضافه شده است. نتایج بدست آمده عملکرد بهتر فیلتر اصلاح شده (TDMFS) را در مقایسه با سیاری از فیلترهای دیگر نشان می دهد.

شکل (۱۱) نیز نتایج دیداری عملکرد روش پیشنهادی را نشان می دهد. نتایج بدست آمده، قدرت هموار سازی روش فوق را علی رغم سادگی آن، تائید می کند.

جدول (۱): مقایسه معیار PSNR برای چگالی نویزهای مختلف بین روشهای پیشنهادی TDFS، TDMFS با تعدادی از دیگر روشها

Filter Name	Noise Density			
	5%	10%	20%	30%
Noisy Image	18.2	15.2	12.1	10.3
TDMFS	37.4	34.4	31.6	29.7
TDFS	37.1	33.4	29.8	27
[۱۱]AWFM	31.6	31.3	30.6	29.4
[۱۲]JHAF	29.7	29.4	29.0	28.5
PWLFIREF	37.2	30.6	22.9	18.2
[۱۳]DSFIRE	35.9	34.2	30.8	25.9
[۱۴]SFCF	29.6	28.3	24.6	20.5
Fuzzy Median	36.1	33.1	28.6	23.8
TSM Error! Reference source not found.	37.0	33.4	28.1	23.1



تصویر همراه ۲۰ درصد نویز "فلفل و نمک"

^۵ RGB (Red, Green, Blue)^۶ Peak Signal-to-Noise Ratio^۷ Mean Square Error

- [۳] F. Farbiz, M.B. Menhaj, S.A. Motamed, M.T. Hagan, "A New Fuzzy Logic Control Based Filter for Image Enhancement", IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics, Vol. 30(1), Feb. 2000, pp. 110-119.
- [۴] Rong Chung Chen, Pao-Ta Yu, *Nonlinear Filter Design Based on Fuzzy Inference Rules for Image Processing*, IEEE Workshop on Nonlinear Signal and Image Processing (NSIP97), Mackinac Island, Michigan, USA, Sept. 1997.
- [۵] H. Shakuri, G and M.B. Menhaj, "A Single Fuzzy Rule to Smooth the Sharpness of Mixed Data: Time & Frequency Domains Analysis", *Fuzzy Sets and Systems*, 159 (2008) 2446 – 2465.
- [۶] F. Sahba, H.R. Tizhoosh, M.M. Salama, *A coarse-to-fine approach to prostate boundary segmentation in ultrasound images*, Bio-Medical Engineering On-Line, 2005, (Available on-line at: <http://www.biomedical-engineering-online.com/content/4/1/58>)
- [۷] F. Sahba, H.R. Tizhoosh, M.M. Salama, *A New technique for Adaptive fuzzy image enhancement for edge detection*, International workshop on multidisciplinary image, video and audio retrieval and mining, Sherbrooke, Canada, 2004
- [۸] R. Lukac, K.N. Plataniotis, B. Smolka, A.N. Venetsanopoulos, *cDNA micro-array image processing using fuzzy vector filtering framework*, *Fuzzy Sets and Systems*, Vol. 152, No. 1, May 2005, pp. 17-35.
- [۹] H. Shakouri G., M. Rastad, J. Nazarzadeh, *A Hybrid Nonlinear Model for Maximum Simultaneous Electric Power Demand*, IEEE Trans. on Power Systems, Vol.21, No.3, Aug. 2006, pp. 1069-1078.
- [۱۰] R. Caponetto, L. LoBello, O. Mirabella, *Fuzzy Traffic Smoothing: Another Step towards Statistical Real-Time Communication over Ethernet Networks*, 1st Internet workshop on Real-Time LANs in the Internet Age (RTILA'02), Tech. Univ. of Vienna, Austria, 2002.
- [۱۱] Dimitri Van De Ville, Mike Nachtegael, Dietrich Van Der Weken, Etienne E. Kerre, Wilfried Philips, Ignace Lemahieu Senior, *Noise Reduction by Fuzzy Image Filtering*, IEEE Trans. on Fuzzy System, Vol. 11, No. 4, August 2003.
- [۱۲] Yau-Hwang Kuo, Chang-Shing Lee, Chao-Lieh Chen, "High-stability AWFM filter for signal restoration and its hardware design", *Fuzzy Sets and Systems*, No. 114, 2000, pp. 185-202.
- [۱۳] Jung-Hua Wang, Hsien-Chu Chiu, "HAF: an Adaptive Fuzzy Filter for Restoring Highly Corrupted Images by Histogram Estimation", *Proc. Natl. Sci. Counc. ROC(A)*, Vol. 23, No. 5, 1999, pp. 630-643
- [۱۴] F. Russo, "Fire operators for image processing", *Fuzzy Sets and Systems*, 103(2):265–275, April 1999.
- [۱۵] F. Russo and G. Rumponi, "Removal of impulse noise using a fire filter", *IEEE Transactions on Image Processing*, 1:975–978, 1996.
- [۱۶] K. M. T.Chen and L. Chen, "Tri-state median filter for image, de-noising", *IEEE Transactions on Image*

^۱ Two-Dimensional Fuzzy Smoothing^۲ Gray Level^۳ Proxy^۴ Pixel

تخمین‌زن تطبیقی حالات ترافیک با استفاده از ایده ترکیب

تخمین پارامترهای مدل ترافیک

احسان جعفری^۱، بهزاد مشیری^۲، کریم سلحشور^۳، امین رمضانی^۴

^۱دانشجوی کارشناسی ارشد، قطب علمی کنترل و پردازش هوشمند، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تهران، ir.ehsanjafari@ut.ac.ir

^۲استاد، قطب علمی کنترل و پردازش هوشمند، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تهران، ir.moshiri@ut.ac.ir

^۳استادیار، دانشکده نفت تهران، دانشگاه صنعت نفت، ir.salahshoor@put.ac.ir

^۴دانشجوی دکترا، قطب علمی کنترل و پردازش هوشمند، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تهران ir.aminramezani@ut.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۸۸/۱۰/۱۰، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۸۹/۳/۱۱)

چکیده: در این مقاله تابع شیوه‌سازی تخمین‌زن غیرخطی حالات ترافیک با اندازه‌گیری‌های ترافیکی بیان شده‌اند. رویکرد عمومی برای تخمین تطبیقی و زمان‌حقیقی حالات ترافیک بزرگراه بر مبنای مدل ماکروسکوپیک غیرخطی ترافیک و فیلتر کالمون تعیین یافته می‌باشد. مدل ماکروسکوپیک ترافیک دارای سه پارامتر مهم، نامعلوم و متغیر: سرعت آزاد، چگالی بحرانی و توان می‌باشد که این پارامترها را باید با روش‌های برونو خط و یا برخط تعیین کرد. یکی از زمینه‌های جدید در تخمین حالات ترافیک، تخمین برخط متغیرهای ترافیک (جریان ترافیک، سرعت متوسط و چگالی ترافیک) و پارامترهای مهم مدل ترافیک می‌باشد که از مزایای مهم این روش نسبت به تخمین برونو خط پارامترهای مدل می‌توان به: عدم نیاز به پردازش خارج خط برای تعیین این پارامترها، تطبیق اتوماتیک و برخط مدل با تغییر در شرایط محیطی و ... اشاره کرد. در این مقاله نیز رویکرد تخمین برخط متغیرهای ترافیک به همراه پارامترهای مدل اتخاذ شده است و بعضی از نقاط ضعف در روش‌های قبل با شیوه‌سازی‌ها نشان داده شده‌اند و در ادامه دو روش مبتنی بر فیلترینگ مجزا و ترکیب تخمین پارامترهای مدل ترافیک، برای بهبود عملکرد روش‌های پیشین ارائه شده‌اند و با تست این روش‌ها با کمک اطلاعات حقیقی ترافیکی، مزایای روش‌های پیشنهادی بیان شده‌اند.

کلمات کلیدی: تخمین حالات ترافیک، مدل ماکروسکوپیک جریان ترافیک، کالمون فیلتر تعیین یافته، فیلتر تطبیقی، ترکیب تخمین.

Adaptive Freeway Traffic State Estimator based on Fusion of the Model Parameters Estimates

Ehsan Jafari, Behzad Moshiri, Karim Salahshoor, Amin Ramezani

Abstract: This paper presents real-data testing results of a real-time freeway traffic state estimator. The general approach to real-time adaptive of freeway traffic state estimation is based on nonlinear macroscopic traffic flow modeling and extended Kalman fliter algorithm. Macroscopic traffic flow model contains three important and unknown parameters (free speed, critical density and exponenet), which should be estimated with off-line or on-line methods. One innovative aspects of the estimator is the real-time joint estimation of traffic flow variables (traffic flow, mean speed and traffic density) and model parameters, that leads to some significant features such as: avoidance of prior model calibration, automatic adaption to changing external conditions (e.g. weather conditions, traffic composition,...). The purpose of the reported real-data testing is, first, to demonstrate some obstacles in previous methods, second, to propose two methods based on dual filtering and fision of the model parameter estimates for improving the previous methods.

Keywords: Traffic State Estimation, Macroscopic Traffic Flow Model, Extended Kalman Filter, Adaptive Filter, Estimation Fusion.

۱- مقدمه

است بدلیل شرایط محیطی (روز یا شب بودن، آب و هوای ...)، در صد خودروهای سنگین، محدودیت‌های سرعت و سایر شرایط خارجی تغییر کنند ([۹]) که با درنظر گرفتن مقادیر ثابت برای این پارامترها، یک تخمین زن حالت ترافیک ممکن است که کارآیی مناسبی در صورت روز تغییر در این پارامترها را نداشته باشد. هر چند اگر تخمین زن بتواند مدل خود را با تغییرات خارجی تطبیق دهد این مشکل برطرف می‌شود. اخیراً تخمین زن حالت ترافیک با تخمین برخط پارامترها طراحی و مورد ارزیابی قرار گرفته است ([۱۰] و [۱۱]) که مزایای آن بخوبی تشریح شده است. در تحقیقات انجام شده در زمینه تخمین حالات ترافیک با رویکرد تخمین برخط پارامترها، از یک فیلتر کالمن برای تخمین همزمان حالات ترافیک و پارامترهای مدل استفاده می‌شود (فیلترینگ یکپارچه) که در این مقاله با شبیه‌سازی عدم اطمینان این روش برای تخمین همزمان حالات ترافیک و پارامترهای مدل شانداده شده است و برای برطرف کردن این مشکل ایده فیلترینگ مجزا پیشنهاد شده است که با شبیه‌سازی مزیت این روش به فیلترینگ یکپارچه نشان داده شده است. در هر دو روش فیلترینگ بیان شده برای تخمین پارامترهای مدل باید از سرعت و چگالی یکی از سگمنت‌های مسیر استفاده کرد. انتخاب سگمنت مناسب برای تخمین پارامترها ضروری می‌باشد، چرا که نتایج شبیه‌سازی بر اساس سگمنت‌های مختلف بسیار متفاوت می‌باشند که این موضوع نیز در شبیه‌سازی ها نشان داده شده است. در ادامه برای برطرف کردن این مشکل استفاده از روش ترکیب اطلاعات برای ترکیب تخمین پارامترهای مدل است. مدل سگمنت پیشنهاد شده است که نتایج شبیه‌سازی بیانگر عملکرد مناسب این روش می‌باشد. در این مقاله کلیه روش‌های بیان شده بر روی اندازه گیری‌های ترافیک بزرگراه I-494 در Minnesota، آمریکا تست شده‌اند.

در قسمت بعد یک مدل تصادفی برای مدل کردن ترافیک بزرگراه و فرموله کردن اندازه گیری‌های ترافیک معرفی شده است که این مدل در سال ۱۹۹۰ معرفی و در تحقیقات بعدی، دقت و کیفیت این روابط در مدل‌سازی جریان ترافیک و اندازه گیری‌ها، مورد ارزیابی قرار گرفته است ([۱۱]، [۱۰] و [۱۲]). در ادامه، بزرگراه I-494 در ایالت Minnesota، آمریکا و اندازه گیری‌های استفاده شده از آن شرح داده شده است و روش‌های فیلترینگ یکپارچه، فیلترینگ مجزا و روش مبتنی بر ترکیب اطلاعات و شبیه‌سازی‌های مربوطه ذکر شده‌اند. نتایج اصلی بدست آمده از شبیه‌سازی‌ها در قسمت پایانی بیان شده‌اند.

در یک سیستم ترافیکی، مجموعه‌ای از متغیرهای حالت برای توصیف وضعیت ترافیک بزرگراه مورد استفاده قرار می‌گیرند که هدف از طراحی تخمین زن زمان‌حقیقی^۱ حالات ترافیک، تخمین متغیرهای ترافیک بزرگراه (جریان ترافیک^۲، سرعت متوسط^۳ و چگالی ترافیک^۴) با گام زمانی مناسب (۵ تا ۱۰ ثانیه) بر اساس حجم محدود اطلاعات بدست آمده از آشکارسازهای ترافیک (شمارنده‌های حلقه، دوربین‌های ویدئویی، حسگرهای راداری) می‌باشد. مسئله اصلی در طراحی یک تخمین زن حالات ترافیک، کم‌بودن تعداد متغیرهای ترافیکی اندازه گیری شده نسبت به تعداد متغیرهای نامعلوم می‌باشد ([۱]، [۲] و [۳]). تخمین زمان‌حقیقی حالات ترافیک نقش مهمی در ارزیابی و کنترل ترافیک دارد و در ۳۰ سال گذشته تحقیقات بسیاری در این زمینه شده است ([۴]).

از روش‌های پرکاربرد در زمینه تخمین حالات ترافیک استفاده از مدل ماکروسکوپیک مرتبه دوم برای توصیف دینامیک‌های سیستم و فیلتر کالمن تعیین یافته برای تخمین دینامیک‌های نامعلوم سیستم می‌باشد. عمدۀ تحقیقات صورت گرفته در سالیان اخیر، بر مبنای این روش‌های مدلینگ و فیلترینگ می‌باشند. (البته بطور محدود تحقیقاتی با سایر روش‌ها مانند آنچه که در [۵] با روش فیلتر ذره‌ای انجام شده است و با [۶] که از یک مدل ساده برای تخمین در مسیرهای کوتاه استفاده کرده است، نیز وجود دارد).

مدل ماکروسکوپیک غیرخطی و مرتبه دوم که در بخش بعد توصیف می‌شود، دارای چند پارامتر مهم و اصلی می‌باشد که این پارامترها عموماً بطور دقیق مشخص نمی‌باشند و ممکن است از ناحیه‌ای به ناحیه دیگر متفاوت باشند. بنابراین این پارامترها را باید بگونه‌ای تعیین کرد. در تحقیقات پیشین در این زمینه، این پارامترها با کمک اطلاعات خارج خط در دسترس تعیین می‌شوند ([۷] و [۸]). یکی از رویکردهای اخیر در زمینه تخمین حالات ترافیک تخمین برخط^۵ پارامترهای مدل ترافیک می‌باشد که در [۱] رویکرد کلی برای تخمین با روش فیلتر کالمن تعیین یافته ارائه شده است. علاوه بر نامعلوم بودن این پارامترها برای یک ناحیه مشخص، مقادیر پارامترهای مدل نیز ممکن

¹ Real-time

² Traffic flow

³ Mean speed

⁴ Traffic density

⁵ Detector

⁶ On-line

معادله ایستای سرعت می‌باشد. معادله (۲) بیانگر جریان ترافیک رمپ خروجی بخش ۱ (در صورت وجود) بر اساس جریان ترافیک ورودی به بخش ۱ با ضریب $(k)_i \beta_i$ می‌باشد. همچنین در روابط بالا $(k)_i \gamma_i$ و $(k)_i \delta_i$ نویزهای سفید گوسی با میانگین صفر می‌باشند که بیانگر دینامیک‌های مدل‌نشده در روابط سرعت متوسط و جریان ترافیک بدلیل تجربی بودن این معادلات می‌باشد. رابطه (۱) بدلیل اینکه رابطه‌ای دقیق می‌باشد دارای نویز نمی‌باشد. λ تعداد خطوط عبوری در سگمنت ۱ می‌باشد، V_f , ρ_{cr} , τ , V , K , δ , V_{cr} و α پارامترهای مدل می‌باشند. اثر این پارامترها بر مدل ماکروسکوپیک مورد بررسی قرار گرفته است ([۸]) و سه پارامتر V_f , ρ_{cr} و α که بترتیب چگالی بحرانی^۲, سرعت آزاد^۳ و توان^۴ می‌باشند بیشترین اثر را بر این مدل مرتبه دوم دارند. بنابراین در این مقاله فقط این سه پارامتر بعنوان پارامترهای نامعلوم در نظر گرفته شده‌اند و رویکردهای مختلف نسبت به تعیین آنها مورد بررسی قرار گرفته است، سایر پارامترها را می‌توان با تحلیل برونو خط تعیین کرد [۷].

برای هر بخش i ، جریان ترافیک $(k)_i q_i$ را می‌توان با داشتن چگالی ترافیک $(k)_i \rho_i$ و سرعت متوسط $(k)_i v_i$ آن بخش مطابق رابطه (۴) محاسبه کرد. بنابراین چگالی ترافیک و سرعت متوسط را می‌توان بعنوان متغیرهای مستقل و جریان ترافیک را بعنوان متغیر وابسته در نظر گرفت. مدل بالا دارای تعدادی متغیر مزدی می‌باشد: جریان ترافیک ورودی به مسیر (q_0) ; سرعت متوسط اتومبیل‌های ورودی به مسیر (V_0) ; چگالی ترافیک خروجی از مسیر (ρ_{N+1}) ; جریان رمپ‌های ورودی در صورت وجود (r_i) ; ضرایب رمپ‌های خروجی در صورت وجود (β_i) . متغیرهای q_0 و V_0 و r_i معمولاً با نصب وسایل اندازه‌گیری، اندازه‌گیری می‌شوند ولی ρ_{N+1} و β_i ها بطور مستقیم قبل اندازه‌گیری نمی‌باشد و باید تخمین زده شود. در این مقاله کلیه متغیرهای مزدی بعنوان متغیرهای اضافه به سیستم ترافیک افزوده شده‌اند و به همراه سایر متغیرهای ترافیک تخمین زده شده‌اند. برای این امر از معادلات زیر برای مدل کردن این متغیرهای مزدی استفاده شده است [۱۱]:

۲- مدل‌سازی جریان ترافیک بزرگراه

۲-۱- مدل ماکروسکوپیک جریان ترافیک

مدل ماکروسکوپیک مرتبه دوم برای اولین مرتبه در [۸] برای توصیف رفتار دینامیکی جریان ترافیک در طول یک بزرگراه با تعریف متغیرهای چگالی ترافیک، سرعت متوسط و جریان ترافیک ارائه شد. در این مدل‌سازی، بزرگراه در نظر گرفته شده به N بخش کوچک^۱ با طول-های Δ_i و $i = 1, \dots, N$ تقسیم می‌شود، در حالیکه زمان‌گسسته‌سازی بر مبنای گام زمانی T می‌باشد. متغیرهای حالت استفاده شده در مدل ترافیک به شرح زیر می‌باشند:

- چگالی ترافیک (ρ_i) : تعداد اتومبیل‌ها در سگمنت i در زمان kT تقسیم بر طول سگمنت و تعداد خطوط عبوری در سگمنت با واحد $.veh / km / lane$

- سرعت متوسط (v_i) : میانگین سرعت خودروهای داخل سگمنت i در زمان kT با واحد $.km / h$

- جریان ترافیک (q_i) : تعداد خودروهایی که در بازه زمانی $[kT, (k+1)T]$ سگمنت i را ترک می‌کنند تقسیم بر T با واحد $.veh / h$

- جریان ترافیک رمپ ورودی (r_i) و جریان ترافیک رمپ خروجی (s_i) در سگمنت i هر دو با واحد $.veh / h$ برای سگمنت i ، معادلات دیفرانسیل غیرخطی مدل ماکروسکوپیک بصورت روابط زیر می‌باشد:

$$\rho_i(k+1) = \rho_i(k) + \frac{T}{\Delta_i \lambda_i} [q_{i-1}(k) - q_i(k) + r_i(k) - s_i(k)] \quad (1)$$

$$s_i(k) = \beta_i(k) q_{i-1}(k) \quad (2)$$

$$v_i(k+1) = v_i(k) + \frac{T}{\tau} [V(\rho_i(k)) - v_i(k)] + \frac{T}{\Delta_i} v_i(k) [v_{i-1}(k) - v_i(k)] - \frac{vT}{\Delta_i} \frac{[\rho_{i+1}(k) - \rho_i(k)]}{(\rho_i(k) + \kappa)} \quad (3)$$

$$- \frac{\partial T}{\Delta_i} \frac{r_i(k) v_i(k)}{(\rho_i(k) + \kappa)} + \xi_i(k)$$

$$q_i(k) = \rho_i(k) v_i(k) \lambda_i + \xi_i(k) \quad (4)$$

$$V(\rho) = V_f \exp \left[-\frac{1}{a} \left(\frac{\rho}{\rho_{cr}} \right)^a \right] \quad (5)$$

معادلات (۱)، (۳)، (۴) و (۵) بترتیب معادله دینامیکی چگالی ترافیک، معادله دینامیکی سرعت متوسط، معادله جریان ترافیک و

² Critical Density

³ Free Speed

⁴ Exponent

$$\begin{cases} X(k+1) = \mathbf{h}(X(k), \rho_{cr}, v_f, a) + \zeta(k) \\ Y(k) = \mathbf{g}(X(k)) + \eta(k) \end{cases} \quad (9)$$

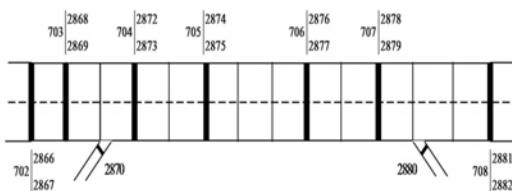
برای بدست آوردن تخمین حالات این سیستم از روش فیلتر کالمون-تعمیم یافته است و برای تخمین پارامترهای مدل (v_f, ρ_{cr}, a) از روش‌های شرح داده شده در قسمت بعد استفاده شده است.

۳- روش‌های تخمین پارامترهای مدل و شبیه-سازی‌ها

در این قسمت ابتدا مسیر و اطلاعات واقعی استفاده شده در شبیه-سازی‌ها شرح داده شده و سپس روش‌های مختلف برای تخمین حالات ترافیک با رویکرد تخمین برخط پارامترها به همراه شبیه‌سازی‌های مربوطه بیان شده‌اند.

۱-۳- مسیر انتخاب شده برای تخمین حالات ترافیک

مسیر در نظر گرفته شده برای تخمین، قسمتی از باند شرقی بزرگراه شماره I-494 در ایالت Minnesota است. این ایستگاه‌های اندازه‌گیری ۷۰۸ تا ۷۰۸ می‌باشد. این مسیر دارای دو خط عبوری، یک رمپ ورودی و یک رمپ خروجی و طول تقریبی ۴۸۰۰ متر می‌باشد. شما کلی آن و فاصله آشکارسازها بصورت زیر می‌باشد:



این مسیر به ۱۳ بخش با طول‌های:

$$\text{Length(meter)} = [448 \ 288 \ 528 \ 328 \ 328 \ 378 \ 378 \ 378 \ 456 \ 456 \ 192 \ 280 \ 280]$$

تقسیم شده است که اندازه‌گیری‌ها در مز بخش‌ها و بترتیب در ورودی بخش‌های اول، دوم، چهارم، ششم، نهم، یازدهم و خروجی-بخش سیزدهم و رمپ‌های ورودی و خروجی قرار دارند. اندازه‌گیری‌های مسیر اصلی شامل اندازه‌گیری‌های سرعت و جریان ترافیک و اندازه‌گیری در محل رمپ‌ها شامل جریان ورودی و یا خروجی به و یا از رمپ می‌باشد. دیتای ثبت شده با اندازه‌گیری‌های ترافیک به اندازه-

$$\begin{cases} q_0(k+1) = q_0(k) + \zeta_0^q(k) \\ v_0(k+1) = v_0(k) + \zeta_0^v(k) \\ \rho_{N+1}(k+1) = \rho_{N+1}(k) + \zeta_{N+1}^\rho(k) \end{cases} \quad (6)$$

۲-۲- مدل اندازه‌گیری‌های ترافیک

ابزارهای متداول اندازه‌گیری ترافیک اطلاعات زمان‌حقیقی از جریان و سرعت متوسط ترافیک را می‌دهند. با در نظر گرفتن یک ابزار اندازه‌گیری ترافیک نصب شده در مز بخش‌های ۱ و ۱+، برای مدل‌سازی اندازه‌گیری‌های جریان و سرعت متوسط ترافیک می‌توان از روابط زیر استفاده کرد [۱]:

$$\begin{cases} y_i^q(k) = q_i(k) + \eta_i^q(k) \\ y_i^v(k) = v_i(k) + \eta_i^v(k) \end{cases} \quad (7)$$

که $y_i^q(k)$ و $y_i^v(k)$ بترتیب بیانگر اندازه‌گیری‌های جریان و سرعت متوسط ترافیک در بازه زمانی $[k-1]T, kT]$ و $\eta_i^q(k)$ و $\eta_i^v(k)$ نویزهای مربوطه می‌باشند.

برای رمپ‌های ورودی و خروجی در یک بخش در صورت وجود فقط اندازه‌گیری‌های جریان آنها مورد توجه می‌باشد که می‌توان آنها را نیز بصورت زیر مدل کرد:

$$\begin{cases} y_i^r(k) = r_i(k) + \eta_i^r(k) \\ y_i^s(k) = s_i(k) + \eta_i^s(k) \end{cases} \quad (8)$$

برای رمپ‌های و خروجی $y_i^r(k)$ و $y_i^s(k)$ بترتیب بیانگر اندازه‌گیری‌های جریان رمپ ورودی و خروجی، $\eta_i^r(k)$ و $\eta_i^s(k)$ نویزهای اندازه‌گیری مربوطه و همچنین $r_i(k)$ و $s_i(k)$ مقادیر واقعی آنها می‌باشند. همه نویزهای در نظر گرفته شده در معادلات مربوط به مدل‌سازی اندازه‌گیری‌ها سفید و میانگین صفر می‌باشند [۱۰].

۳-۲- مدل فضای حالت

اگر کل مسیر بزرگراه را بصورت اتصال زنجیره‌ای بخش‌ها در نظر بگیریم، مدل ماکروسکوپیک کامل با N بخش شامل $2N$ معادله و $2N$ متغیر مستقل و تعدادی متغیر مرزی می‌باشد. بنابراین با در نظر گرفتن

بردار	حالات	سیستم
$X = [\rho_1, v_1, \rho_2, v_2, \dots, \rho_N, v_N, r_i, \beta_i, q_0, v_0, \rho_{N+1}]$		

و بردار اندازه‌گیری $Y(k)$ که شامل اندازه‌گیری‌های بدست آمده از سیستم مطابق روابط (۷) و (۸) می‌باشد، مدل ماکروسکوپیک ترافیک را می‌توان به فرم فضای حالت نشان داد [۱]:

۲-۳- تخمین زن تطبیقی مبتنی بر فیلترینگ یکپارچه

(تخمین زن نوع ۱)

در این رویکرد برای تخمین پارامترهای مدل بصورت برخط از تخمین زن فیلتر کالمن تعیین یافته استفاده می‌شود. برای مدل کردن این پارامترها از ایده مدلسازی بر اساس گام تصادفی استفاده شده است [۱]:

$$\begin{cases} v_f(k+1) = v_f(k) + \xi_{v_f}(k) \\ \rho_{cr}(k+1) = \rho_{cr}(k) + \xi_{\rho_{cr}}(k) \\ \alpha(k+1) = \alpha(k) + \xi_{\alpha}(k) \end{cases} \quad (11)$$

نماینده ای از نویزهای سفید گوسی با میانگین صفر می‌باشد. در نهایت می‌توان فرم فشرده‌ای برای مدلسازی فضای حالت این پارامترها بدست آورد:

$$\begin{cases} P(k+1) = A(k)P(k) + \xi_3 \\ y(k) = g(P(k), U(k)) + \eta^y(k) \end{cases} \quad (12)$$

که در این فضای حالت:

$$P = [v_f \ \rho_{cr} \ \alpha]^T, \quad A(k) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix},$$

$$\xi_3(k) = [\xi_{v_f}(k) \ \xi_{\rho_{cr}}(k) \ \xi_{\alpha}(k)]^T$$

$$y(k) = V(k), \quad U(k) = \rho(k),$$

$$g = v_f \exp\left[-\frac{1}{a}\left(\frac{\rho}{\rho_{cr}}\right)^a\right]$$

در رابطه اندازه گیری این سیستم، از سرعت ($v(k)$) و چگالی ترافیک ($\rho(k)$) یکی از سگمنت‌ها بعنوان خروجی و ورودی استفاده می‌شود. در رویکرد فیلترینگ یکپارچه، سیستم با فضای حالت تعريف شده طبق رابطه (۱۲) را به سیستم حالات ترافیک طبق روابط (۹) اضافه می‌کیم و آنها را یک سیستم یکپارچه افزوده با بردار حالت $X = [\rho_1, v_1, \dots, \rho_N, v_N, r_i, \beta_i, q_0, v_0, \rho_{N+1}, v_f, \rho_{cr}, a]$ در نظر می‌گیریم می‌گیریم و در نهایت از یک فیلتر کالمن تعیین یافته برای تخمین حالات این سیستم افزوده شده که شامل حالات ترافیک و پارامترهای مدل می‌باشد استفاده می‌کنیم.

مقادیر اولیه پارامترها و کوواریانس پارامترهای مدل بصورت زیر انتخاب شده‌اند:

$$\rho_{cr}(0) = 10 \text{ veh / km / lane},$$

$$v_f(0) = 180 \text{ km / h}, \quad a(0) = 1.5,$$

$$\text{cov}(\xi_{\rho_{cr}}(k)) = 0.03 (\text{veh / km / lane})^2,$$

$$\text{cov}(\xi_{v_f}(k)) = 0.2 (\text{km / h})^2, \quad \text{cov}(\xi_{\alpha}(k)) = 0.0001,$$

برای این تخمین زن تطبیقی حالات مختلفی شبیه‌سازی شده‌اند. برای

گیری‌های جریان و سرعت متوسط ترافیک در هر دقیقه تبدیل شده‌اند.

به منظور شبیه‌سازی، اندازه گیری‌های جریان و سرعت ترافیک برای دو روز اول سپتامبر ۲۰۰۹ و دوم سپتامبر ۲۰۰۹ استخراج شده است. از اندازه گیری آشکارسازهای ۷۰۲، ۷۰۸، ۷۰۴ و ۷۰۵ رمپ ورودی و رمپ خروجی بعنوان اطلاعات اندازه گیری شده از سیستم، در کالمن فیلتر تعیین یافته استفاده شده است و از اطلاعات ایستگاه‌های اندازه گیری ۷۰۳، ۷۰۶ و ۷۰۷ برای مقایسه تخمین بدست آمده از فیلتر و اطلاعات واقعی استفاده شده است. در ادامه بدليل محدودیت متن فقط نتایج برای تخمین‌های ایستگاه اندازه گیری ۷۰۵ آورده شده است و برای مقایسه صحیح عملکرد، از معیار عملکردنسی^۱ استفاده شده است [۱]:

$$J = \sqrt{\frac{1}{KN} \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^K (x_i(k) - \hat{x}_i(k))^2}{\sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^K (x_i(k))^2} \quad (10)$$

در این رابطه، $x_i(k)$ مقداری واقعی، $\hat{x}_i(k)$ مقداری تخمین‌زده شده، K تعداد نمونه‌ها و N تعداد بخش‌ها می‌باشد.

پارامترهای مدل برای کل مسیر یکسان در نظر گرفته شده‌اند:

$$v = 35 \text{ km}^2/\text{h}, \quad \kappa = 40 \text{ veh/km/lane},$$

$$\tau = 25 \text{ s}, \quad \delta = 1.1$$

سایر پارامترهای مدل یعنی v_f , ρ_{cr} , α با روش‌های بحث شده در بخش‌های بعد محاسبه می‌شوند. در همه شبیه‌سازی‌ها پارامترهای استفاده شده برای کالمن فیلتر تعیین یافته بصورت زیر می‌باشند:

$$\text{Cov} \{ \xi_i^q(k) \} = 300 (\text{veh / h})^2, \quad i = 1, \dots, 13$$

$$\text{Cov} \{ \xi_i^v(k) \} = 10 (\text{km / h})^2, \quad i = 1, \dots, 13$$

$$\text{Cov} \{ \xi_0^q(k) \} = 300 (\text{veh / h})^2,$$

$$\text{Cov} \{ \xi_0^v(k) \} = 10 (\text{km / h})^2,$$

$$\text{Cov} \{ \xi_{14}^r(k) \} = 1 (\text{veh / km / lane})^2$$

$$\text{Cov} \{ \xi_3^r(k) \} = 30 (\text{veh / h})^2,$$

$$\text{Cov} \{ \xi_{12}^\beta(k) \} = 0.00001,$$

$$\text{Cov} \{ \eta_i^q(k) \} = 100 (\text{veh / h})^2,$$

$$\text{Cov} \{ \eta_i^v(k) \} = 50 (\text{km / h})^2, \quad i = 0, 13$$

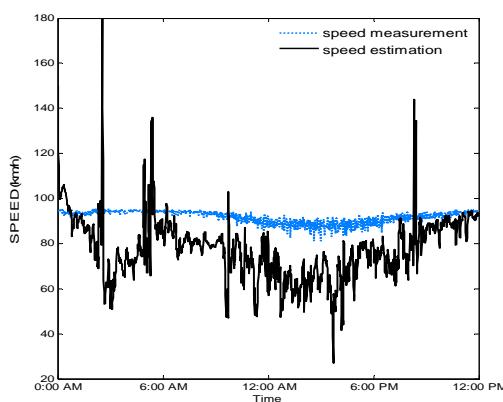
$$\text{Cov} \{ \eta_3^r(k) \} = 3 (\text{veh / h})^2,$$

$$\text{Cov} \{ \eta_{12}^s(k) \} = 3 (\text{veh / h})^2$$

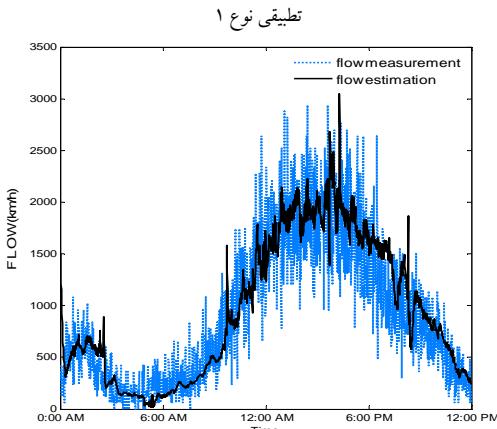
به کمک مقادیر بیان شده برای کوواریانس متغیرهای حالت سیستم

و متغیرهای اندازه گیری، ماتریس‌های Q و R که قطری می‌باشند بدست می‌آیند.

^۱ Relative performance



شکل ۳: تخمین سرعت ترافیک در محل ایستگاه اندازه‌گیری ۷۰۵ با تخمین زن-

شکل ۴: تخمین جریان ترافیک در محل ایستگاه اندازه‌گیری ۷۰۵ با تخمین زن-
طبیقی نوع ۱

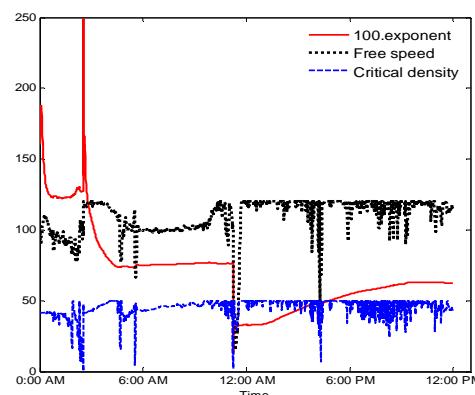
نتایج تخمین برخط پارامترها مدل و همچنین سرعت و جریان ترافیک برای ایستگاه اندازه‌گیری ۷۰۵ در حالتیکه از اندازه‌گیری ایستگاههای ۷۰۲، ۷۰۸، رمپ ورودی و رمپ خروجی روز دوم سپتامبر ۲۰۰۹، بعنوان اندازه‌گیری‌های سیستم استفاده شود در شکل‌های ۶ و ۷ نشان داده شده‌اند. مقدار هزینه برای تخمین زن تطبیقی مبتنی بر فیلترینگ مجزا ۰/۰۶ می‌باشد که نسبت به فیلترینگ یکپارچه (۰/۳۰۵۸) بهبود قابل ملاحظه‌ای در تخمین و مقدار هزینه ایجاد شده است.

حالیکه از اطلاعات اندازه‌گیرهای ۷۰۲، ۷۰۳، ۷۰۷ و ۷۰۸ و رمپ ورودی و رمپ خروجی مربوط به روز دوم سپتامبر ۲۰۰۹ بعنوان دیتابی اندازه‌گیری شده از سیستم، در کالمن فیلتر تعمیم یافته استفاده شود عملکرد تخمین زن یکپارچه برای تخمین برخط حالات ترافیک و پارامترهای مدل مناسب می‌باشد و مقدار هزینه ۰/۰۵۴ می‌باشد ولی در حالیکه فقط از اطلاعات اندازه‌گیرهای ۷۰۲، ۷۰۸، رمپ ورودی و رمپ خروجی بعنوان اندازه‌گیری‌های سیستم استفاده شود (کاهش اطلاعات از سیستم) تخمین حالات ترافیک و پارامترهای مدل مطابق شکل‌های ۲، ۳ و ۴ مناسب نمی‌باشد و هزینه ۰/۳۰۵۸ می‌باشد. این نتایج بیانگر این موضوع می‌باشند که بدلیل استفاده از یک فیلتر برای تخمین همزمان حالات دو سیستم مختلف یعنی متغیرهای ترافیک و پارامترهای مدل با روابط فضایی حالت متفاوت و خواص آماری متفاوت، امکان تخمین نامناسب حالات هر دو سیستم وجود دارد و در واقع این روش قابل اعتماد نمی‌باشد. برای رفع این مشکل ایده فیلترینگ مجزا ارائه شده است.

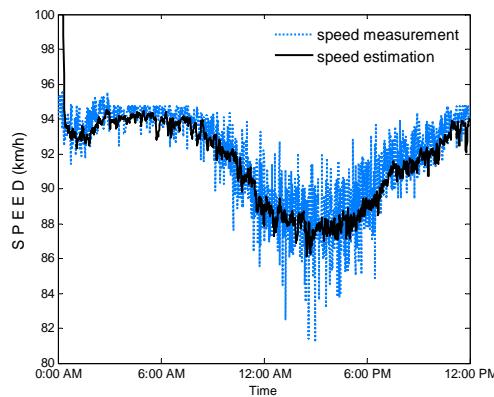
۳-۳- تخمین زن تطبیقی مبتنی بر فیلترینگ مجزا (تخمین زن

نوع ۲)

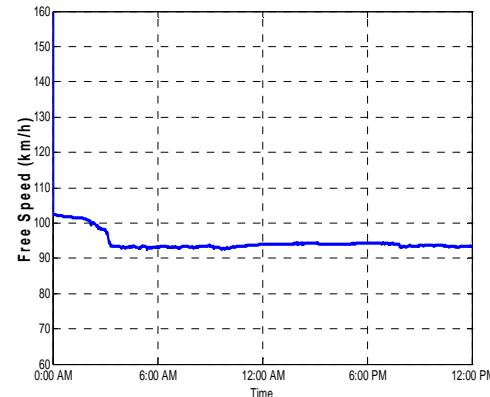
اساس این روش مانند روش فیلترینگ یکپارچه می‌باشد و در واقع از همان روابط (۱۲) نیز برای مدل کردن پارامترهای سیستم استفاده می‌شود. تفاوت این روش با روش قبل در فیلترینگ می‌باشد. در روش فیلترینگ یکپارچه از یک فیلتر برای تخمین حالات ترافیک و پارامترهای مدل استفاده می‌شود ولی در این رویکرد از دو کالمن-تعمیم یافته مجزا برای تخمین جداگانه حالات ترافیک با روابط (۹) و پارامترهای مدل با روابط (۱۲) استفاده می‌شود. مقادیر اولیه پارامترها و کوواریانس آنها مانند فیلترینگ یکپارچه می‌باشد.



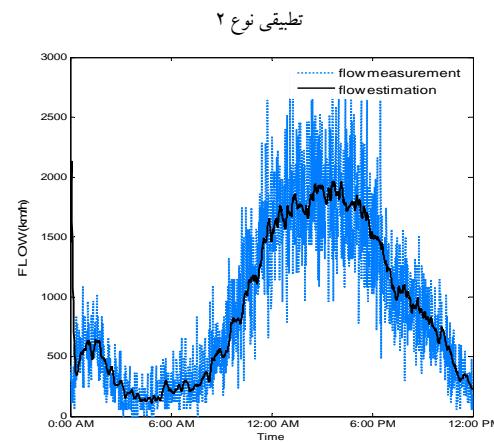
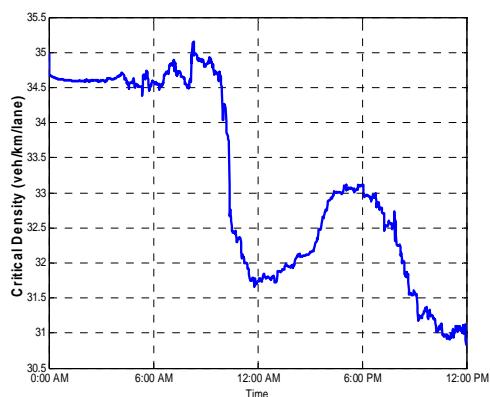
شکل ۲: تخمین پارامترهای سیستم با تخمین زن تطبیقی نوع ۱ بصورت برخط



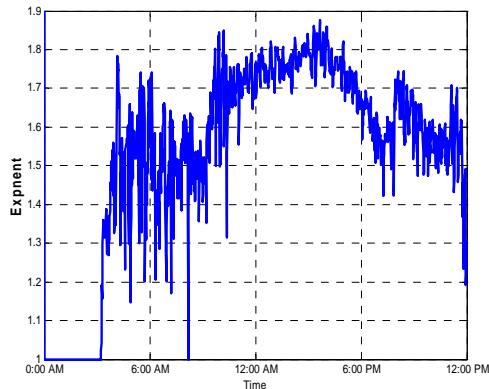
شکل ۸: تخمین سرعت ترافیک در محل ایستگاه اندازه گیری ۷۰۵ با تخمین زن-



شکل ۵: تخمین سرعت آزاد با تخمین زن تطبیقی نوع ۲ بصورت برخط

شکل ۹: تخمین جریان ترافیک در محل ایستگاه اندازه گیری ۷۰۵ با تخمین زن-
طبیقی نوع ۲

شکل ۶: تخمین چگالی بحرانی با تخمین زن تطبیقی نوع ۲ بصورت برخط



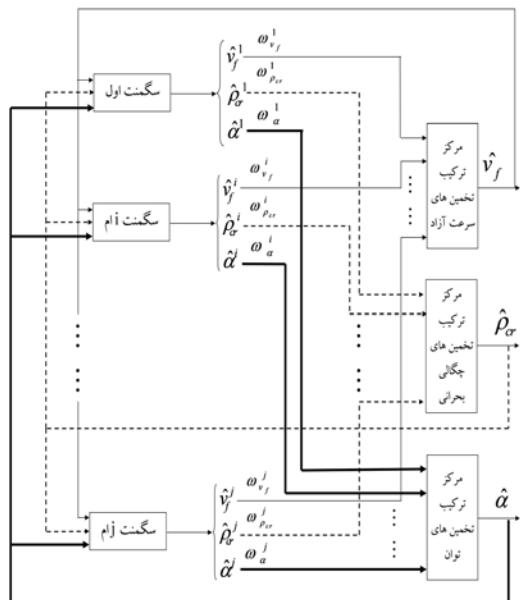
شکل ۷: تخمین توان با تخمین زن تطبیقی نوع ۲ بصورت برخط

در این حالت برای تخمین پارامترهای مدل از چگالی و سرعت تخمین زده شده سگمنت سیزدهم بعنوان ورودی و خروجی مدل استفاده شده است. نتایج هزینه تخمین برای دو روز اول سپتامبر ۲۰۰۹ و دوم سپتامبر ۲۰۰۹ برای کلیه سگمنت‌ها محاسبه شده است که بر طبق نتایج بدست آمده، برای روز اول سپتامبر، بهترین تخمین با سگمنت سوم (هزینه ۰/۰۵۲) و بدترین تخمین با سگمنت دوم و هزینه ۲/۳۶۹ می‌باشد. همچنین برای دوم سپتامبر بهترین و بدترین تخمین‌ها بر اساس سگمنت‌های سیزدهم و اول با هزینه‌های ۰/۰۶ و ۰/۴۸ بدست آمده‌اند.

با توجه به نتایج ذکر شده، مشخص است که انتخاب سگمنت مناسب برای تخمین پارامترهای مدل بسیار حائز اهمیت می‌باشد و در ضمن سگمنتی که در یک روز تخمین مناسبی بدست می‌دهد لزوماً در روز دیگر عملکرد مناسبی ندارد چنانکه برای روز اول بهترین نتیجه با تخمین‌های سرعت و چگالی سگمنت سوم حاصل می‌شود در صورتیکه در روز دوم بهترین عملکرد مربوط به سگمنت آخر می‌باشد.

معکوس کوواریانس خطای تخمین بیان کرد و در نهایت همه وزن‌های را نرماییزه کرد بگونه‌ای که شرایط^(۱۴) برقرار باشد.

این روند برای سایر پارامترهای مدل یعنی توان و چگالی بحرانی نیز تکرار می‌شود و از مقادیر ترکیب شده نهایی برای تخمین حالات ترافیک در مدل استفاده می‌شود. درنهایت ، در گام بعد برای بدست آوردن تخمین جدید پارامترها در هر سگمنت، از ترکیب تخمین‌های محلی بدست آمده در گام قبل بعنوان تخمین گام قبل استفاده می‌شود که در واقع با این کار از تخمین نهایی در هر گام فیدبک می‌گیریم و به هر سگمنت اعمال می‌کنیم. فرآیند شرح داده شده را مطابق شکل ۱۰ می‌توان مدل کرد.



شکل ۱۰: ساختار استفاده شده برای ترکیب تخمین پارامترهای سیستم که مبتنی بر ترکیب تخمین پارامترهای بدست آمده از چند سگمنت مختلف می‌باشد

برای شبیه‌سازی این روش، در سه سگمنت ابتداء، میانی و انتهایی پارامترها تخمین زده شده‌اند و سپس این سه مجموعه پارامتر با روش بیان شده با هم ترکیب می‌شوند. نتایج تخمین برخط پارامترها، سرعت و جریان ترافیک در حالتیکه از اندازه‌گیری‌های ۷۰۲، ۷۰۸، رمپ ورودی و رمپ خروجی روز اول سپتامبر ۲۰۰۹ بعنوان اطلاعات اندازه‌گیری شده از سیستم استفاده شود، برای ایستگاه اندازه‌گیری شده ۷۰۵ در شکل‌های ۸ تا ۱۲ نشان داده شده‌اند. مقدار هزینه برای تخمین زن مبتنی بر ترکیب تخمین‌ها ۰/۰۵۷ می‌باشد. همچنین، برای اندازه‌گیری‌های روز دوم سپتامبر ۲۰۰۹ نیز این روش تست شده است که نتیجه بدست آمده (۰/۰۷۱) اندکی بیشتر از بهترین حالت بیان شده در بخش قبل می‌باشد

برای بهبود این روش و جبران کمبود اطلاعات در انتخاب سگمنت مناسب برای تخمین پارامترهای مدل ایده ترکیب اطلاعات مبتنی بر روش Ordered Weighted Averaging(OWA) پیشنهاد می‌شود.

۴-۳- تخمین زن تطبیقی مبتنی بر ترکیب اطلاعات (تخمین زن نوع ۳)

بدلیل واستگی شدید تخمین زن مطرح شده در قسمت قبل به انتخاب سگمنت مناسب جهت تخمین پارامترهای مدل، از روش ترکیب اطلاعات بر مبنای OWA استفاده می‌کنیم. این عملگر برای نخستین بار در سال ۱۹۸۸ در [۱۲] برای مسئله تجمعی چند تصمیمی^۱ مطرح شد. در این روش، برای ترکیب N تصمیم و رسیدن به یک تصمیم واحد از رابطه ترکیب زیر استفاده می‌شود:

$$F(s_1, \dots, s_N) = \sum_{i=1}^N w_i b_i \quad (13)$$

در رابطه (۱۳)، b_i امین عضو در بردار مرتب شده s_i ها بصورت نزولی می‌باشد. در واقع b_1 بزرگترین عضو و b_N با کوچکترین عضو این مجموعه تصمیم‌ها می‌باشند که با وزن‌های w_i با شرایط^(۱۴) با هم ترکیب می‌شوند:

$$\begin{cases} 0 \leq w_i \leq 1, & i = 1, \dots, N \\ \sum_{i=1}^N w_i = 1 \end{cases} \quad (14)$$

برای استفاده از این روش ترکیب در سیستم تخمین زن ترافیک، در هر گام در چند سگمنت مختلف پارامترهای مدل تخمین زده می‌شوند و سپس این مجموعه تخمین‌ها با انتخاب وزن‌های مناسب با رابطه (۱۳) یکدیگر ترکیب می‌شوند و تخمین یکتاًی از پارامترها را فراهم می‌کنند.

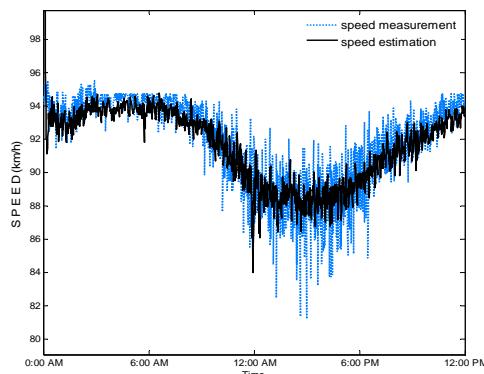
مسئله مهم در این روش انتخاب وزن‌ها می‌باشد. در این مقاله وزن‌ها بر اساس مقادیر کوواریانس خطای تخمین محاسبه می‌شوند. بدین‌گونه که، بعنوان نمونه برای هر سگمنت و یا تعدادی از سگمنت‌ها پارامتر سرعت آزاد تخمین زده می‌شود که هر تخمین دارای کوواریانس خطای تخمین نیز می‌باشد و هرچه تخمین دقیق‌تر باشد مقدار کوواریانس خطای تخمین مربوط کوچکتر می‌باشد و بالعکس. با توجه به توضیح داده شده، تخمین با دقت بیشتر، که مقدار کوواریانس خطای کوچکتری نیز دارد باید وزن بیشتری در مقدار تخمین زده داشته باشد. بدین منظور، می‌توان وزن هر پارامتر تخمین زده شده را متناسب با

^۱ Aggregating Multi Criteria

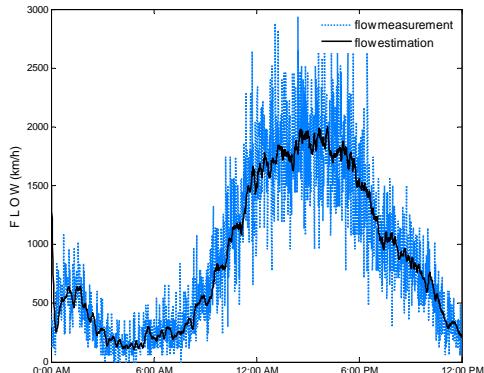
برای تخمین هم زمان و برخط متغیرهای ترافیکی (سرعت و چگالی ترافیک سگمنت‌ها) و پارامترهای مدل (سرعت آزاد، چگالی بحرانی و توان) استفاده شده است که عملکرد آن مناسب نمی‌باشد.

در روش دوم از دوفیلتر کالمون مجزا برای تخمین پارامترهای مدل و متغیرهای ترافیک استفاده شده است. فیلترینگ مجزا دارای قابلیت تخمین مناسب، بدون بایاس و دقیق حالات ترافیک می‌باشد، اما مشکل آن وابستگی تخمین زن به سگمنت انتخاب شده برای تخمین پارامترهای مدل می‌باشد.

برای برطرف کردن این مشکل از ایده ترکیب تخمین پارامترهای مدل استفاده شده است. در این روش، پارامترهای مدل بر اساس اطلاعات سگمنت‌های مختلف تخمین زده می‌شوند و در نهایت این مجموعه تخمین‌ها با وزن‌های مربوط که متناسب با کوواریانس خطای هر تخمین می‌باشد، با هم ترکیب می‌شوند و تخمین نهایی پارامترها حاصل می‌شود. این روش عملکرد قابل قبولی دارد و مشکل کمبود اطلاعات در انتخاب سگمنت مناسب را بخوبی جبران می‌کند.

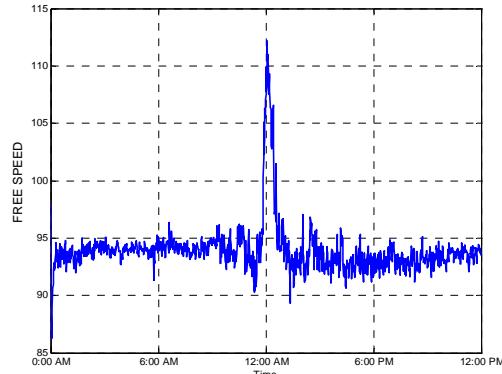


شکل ۱۴: تخمین سرعت ترافیک در محل ایستگاه اندازه‌گیری ۷۰۵ با تخمین زن تطبیقی نوع ۲

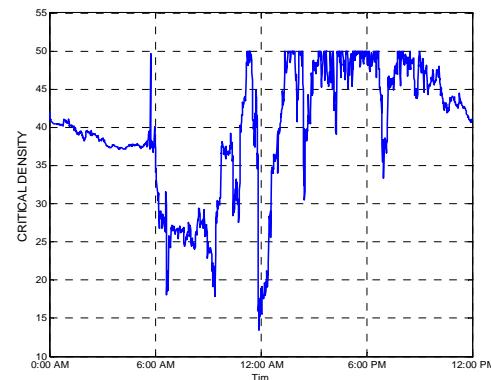


شکل ۱۵: تخمین جریان ترافیک در محل ایستگاه اندازه‌گیری ۷۰۵ با تخمین زن تطبیقی نوع ۲

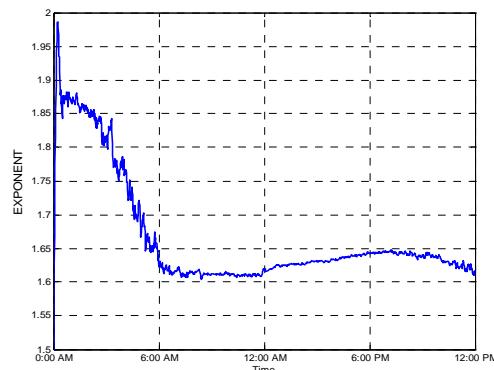
ولی مزیت اصلی این روش از بین بردن وابستگی شدید تخمین زن به تخمین‌های یک سگمنت می‌باشد.



شکل ۱۱: تخمین سرعت آزاد با تخمین زن تطبیقی نوع ۳ بصورت برخط



شکل ۱۲: تخمین چگالی بحرانی با تخمین زن تطبیقی نوع ۳ بصورت برخط



شکل ۱۳: تخمین توان با تخمین زن تطبیقی نوع ۳ بصورت برخط

نتیجه‌گیری

در این مقاله برای تخمین حالات ترافیک بزرگراه از تخمین زن تطبیقی با سه رویکرد استفاده شده است و روش‌های مطرح شده با کمک دینای واقعی بدست‌آمده از بزرگراه I-494 در Minnesota مورد ارزیابی قرار گرفته‌اند. در تخمین زن تطبیقی نوع اول، از یک فیلتر کالمون

مراجع

- [1] Wang, Y., Papageorgiou, M. (2005) "Real-time freeway traffic state estimation based on extended kalman filter: a general approach." *Transportation Research*, vol. 39B, pp. 141–167.
- [2] Wang, Y., Papageorgiou, M., Messmer, A. (2006) "Renaissance—A unified macroscopic model based approach to real-time freeway network traffic surveillance." *Transportation Research Part C* 14, 190–212.
- [3] Wang, Y., Papageorgiou, M., Messmer, A. (2007) "Real-time freeway traffic state estimation based on extended Kalman filter: a case study." *Transportation Science* 41, 167–181.
- [4] Papageorgiou, M., Papamichail, I., Wang, Y. (2007) "Motorway traffic surveillance and control." *European Journal of Control* vol. 13, 297–319.
- [5] Mihaylova, L., Boel, R.K., Hegyi, A. (2007) "Freeway traffic estimation within particle filtering framework." *Automatica*, vol. 43, pp. 290-300.
- [6] Nahi, N.E. (1973) "Freeway-traffic data processing", Proceedings of IEEE 61, 537–541.
- [7] Cremer, M., Papageorgiou, M. (1981) "Parameter identification for a traffic flow model", *Automatica*, vol. 17, pp.837-843.
- [8] Papageorgiou, M., Blosseviller, J., Hadj-Salem, H. (1990) "Modeling and real-time control of traffic flow on the southern part of boulevard périphérique in paris: part i: modelling." *Transportation research*, vol. 24A, no.5, pp.345-359.
- [9] Kyte, M., Khatib, Z., Shannon, P., Kitchener, F. (2001) "The effect of weather on free flow speed", *Transportation Research Board 80th Annual Meeting*, Washington, DC, Paper No. 01-3280.
- [10] Wang Y., Papageorgiou , M., Messmer, A. (2008) "Real-time freeway traffic state estimation based on extended Kalman filter: Adaptive capabilities and real data testing." *Transportation Research part A*, vol 42, pp. 1340-1358.
- [11] Wang, Y., Papageorgiou, M., Messmer, A., Coppola, P., Tzimitsi, A., Nuzzolo, A., (2009) "An adaptive freeway traffic state estimator." *Automatica* 45, 10-24.
- [12] Ronald R. Yager, "On ordered weighted averaging aggregation operators in multicriteria decision making", *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics* 18, pp.183-190, 1988.



طراحی یک رویتگر تطبیقی مقاوم و غیر شکننده با خطای فیلتر شده PI برای دسته‌ای از سامانه‌های غیرخطی تاخیردار

مهدي پورقلی^۱، وحيد جوهري مجذ^۲

^۱دانشجوی دکتری مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه تربیت مدرس، pourgholi@modares.ac.ir

^۲دانشیار، دانشکده مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه تربیت مدرس، majd@modares.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۸۸/۱۲/۲۵، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۸۹/۳/۱)

چکیده: در این مقاله مساله تخمین همزمان پارامتر و حالت در سامانه‌های دارای عدم قطعیت تاخیردار با حضور اغتشاش در بهره‌ی رویتگر مورد بررسی قرار گرفته است. فرض برآن است که سامانه نسبت به پارامترهای نامعلوم خطی و نسبت به متغیرهای حالت غیر خطی باشد. یک رویتگر غیرخطی تطبیقی مقاوم و غیر شکننده با خطای فیلتر شده تناسی - انتگرالی (PI) برای تخمین همزمان بردارهای پارامتر و حالات سامانه‌ی طراحی شده و پایداری آن بر پایه روش لیپاونوف استخراج گردیده است. بهره‌ی این رویتگر به طوریکه بتواند اثر اغتشاش را در تخمین کمینه نماید، از میان مجموعه جوابهایی که می‌تواند شرایط پایداری رویتگر را فراهم کند بروز نابرابری‌های ماتریسی خطی بدست آورده می‌شود. یک مثال عددی به منظور نشان دادن تأثیر روش پیشنهادی ارائه و نتایج شبیه سازی آن گزارش گردیده است.

کلمات کلیدی: رویتگر غیرخطی، سامانه‌های تاخیردار، رویتگر تطبیقی، تخمین مقاوم، طراحی مقاوم، نابرابری‌های ماتریسی خطی.

A New Non-fragile H-infinity PI-Filtered-Error Adaptive Observer for a Class of Nonlinear Time-Delay Systems

Mahdi Pourgholi, Vahid Johari Majd

Abstract: In this paper, parameter and state estimation problem in time delay uncertain systems in the presence of observer gain perturbations is discussed which are linear in unknown parameters and nonlinear in states. A nonlinear non-fragile proportional-integral filtered-error adaptive observer is designed, and its stability conditions based on Lyapunov technique are derived. The optimal gain with maximum disturbance attenuation level among a solution set that satisfies the observer stability conditions is derived using linear matrix inequality approach. A numerical example is provided to demonstrate the effectiveness of the proposed method and the simulation results are provided.

Keywords: Nonlinear observer; time delay system; adaptive observer; robust estimation; H-infinity design; linear matrix inequality.

رویتگرهای تطبیقی^۱ برای غلبه بر نبود اطلاعات کافی در مورد

پارامترهای سامانه در مساله تخمین حالت بکارگرفته می‌شوند. برای سامانه‌های غیرخطی با پارامترهای نامعلوم رویتگرهای تطبیقی مختلفی توسط پژوهشگران معروف گردیده‌اند [۲-۶-۵-۴-۳-۲]. در مرجع [۲] نویسنده‌گان اولین تجربیات را در مورد رویتگرهای غیرخطی گزارش نمودند که در آن تخمین بردار حالت سامانه با استفاده از یک قانون

-۱ مقدمه

از مهمترین مشکلات طراحی رویتگرهای کاربردی در اغلب سامانه‌های فیزیکی، دینامیک غیرخطی و عدم قطعیت مدل سامانه‌ها است که این عدم قطعیت می‌تواند ناشی از وجود برخی پارامترهای فیزیکی با مقادیر نامعلوم یا تغییر در پارامترهای سامانه بدليل مسائلی مانند پیری، تعمیرات اساسی یا تغییر در شرایط بهره برداری و یا ناشی از کمیتها بر اثر تغییرات سریع مانند اغتشاشات خارجی یا عناصر غیرخطی مدل نشده باشد [۱].

^۱ Adaptive Observers

مقاوم برای یک سامانه‌ی غیرخطی که تابع غیرخطی آن دارای شرایط سیار محدود کننده‌ای است ارائه گردیده است.

بحث شکننده‌ی^۳ در طراحی رویتگرها به آشتفتگی‌های کوچک در بهره‌ی رویتگر اطلاق می‌گردد که منجر به واگرایی تخمین می‌گردد [۱۳]. از آنجایی که بهره‌ی رویتگر عموماً از محاسبات برونو خط^۴ تعیین می‌گردد، در بسیاری از کاربردهای عملی امکان وجود تغییرات اندکی در بهره‌ی بهنگام پیاده‌سازی وجود دارد و بنابراین لازم است تا رویتگر نسبت به این تغییرات مقاومت داشته باشد. در مرجع [۱۴] نشان داده شده که حتی با اعمال آشتفتگی کوچک در ضرائب بهره‌کنترلگر، سامانه‌ی حلقه بسته می‌تواند ناپایدار گردد. پس از آن بسیاری از محققین توجه خود را به این موضوع معطوف داشتند [۱۵-۱۷]. در مرجع [۱۵] مروری بر روش‌های طراحی غیر شکننده ارائه گردیده است. در [۱۶] یک راه حل مبتنی بر نابرابری‌های خطی ماتریسی برای طراحی رویتگر غیرشکننده و غیرخطی ارائه گردیده و در [۱۷] یک روش مبتنی بر نابرابری‌های ماتریسی خطی برای بدست آوردن بهره‌ی رویتگر که بهاغتشاش تصادفی آموده است ارائه شده است.

در این مقاله یک سامانه‌ی غیرخطی دارای عدم قطعیت و تاخیردار با بخش‌های غیرخطی لیپشتی و دارای پارامتر نامعلوم تکه‌ای ثابت^۵ و محدود را در نظر می‌گیریم. هدف ما تعیین یک رویتگر تطبیقی مقاوم با خطای فیلتر شده PI مبتنی بر نابرابری‌های ماتریسی خطی است که در مقابل تغییرات محدود بهره مقاوم باشد. رویتگر پیشنهادی تخمین را به مقدادر مطلوب همگرا می‌سازد و در صورتیکه شرایط تحریک پایا برقرار باشد تخمین پارامترها نیز به مقدادر واقعی میل خواهد نمود. برخلاف مقالات [۸] و [۱۰]، فرم کلی تری برای سامانه‌ی غیرخطی در نظر گرفته شده به طوریکه، عنصر غیرخطی می‌تواند بهرودی و تمام متغیرهای حالت سامانه وابسته باشد و همچنین قانون تطبیقی در تخمین پارامتر طوری اصلاح شده است که هنگامیکه پارامترها از مرز تعیین شده خارج می‌گردد، مشتق تابع لیابانوف در فضای تخمین پارامتر منفی باقی بماند. در این مقاله، روش انتخاب بهره در مرجع [۱۰] را گسترش داده‌ایم و ورودی اغتشاش و بروز آشتفتگی‌های محدود در هر دو بهره تنسیوی و انتگرالی در رویتگر را در نظر گرفته‌ایم. علاوه بر آن برخلاف اغلب کارهای انجام شده در زمینه رویتگرهای تطبیقی [۱-۱۰] سامانه را تاخیردار فرض کرده و برخلاف مراجع [۱۱-۱۲] دسته‌ی وسیع تری از سامانه‌های غیرخطی با پارامترهای نامعلوم را مورد مطالعه قرار داده ایم. بهره‌ی بهینه رویتگر از میان مجموعه جوابهایی که می‌تواند شرایط پایداری را فراهم آورد با بکارگیری روش H^{∞} طوری بدست آورده

تطبیقی برخط^۱ برای پارامترها انجام گردید. نویسنده‌گان در مراجع [۵-۳] تمرکز خود را بر روی سامانه‌ی غیرخطی که با یک نگاشت قابل تبدیل به دینامیکی که نسبت به حالت‌های غیر قابل اندازه‌گیری سامانه، خطی و نسبت به رودی و خروجی‌های قابل اندازه‌گیری غیرخطی باشد، قرار داده‌اند. رویتگر تطبیقی طراحی شده برای این سامانه‌ی جدید، همگرایی بردارهای حالت و پارامتر را در صورتیکه شرایط تحریک پایا برقرار باشد تضمین می‌کند. در مقالات فوق الذکر قسمت غیرخطی سامانه فقط وابسته به خروجی‌های قابل اندازه‌گیری و ورودی فرض شده، و از اغتشاشات خارجی نیز صرفنظر گردیده است.

این روش طراحی در مراجع [۷] و [۸] اندکی توسعه داده شد، به طوریکه بخش‌های غیرخطی نه تنها به حالت‌های قابل اندازه‌گیری بلکه به تمام بردار حالت وابسته باشد و شرایط لیپشتی را ارجاء نمایند. در این مقالات یک الگوریتم قانونمند برای تعیین امکان پایداری مجانبی رویتگر تطبیقی ارائه گردیده است.

همانطور که در مراجع [۹-۸] اشاره شده است بروز یک اغتشاش کوچک می‌تواند منجر به واگرایی پارامترها به سمت بینهایت گردد، بنابراین برای بهبود ساختار رویتگرهای تطبیقی به منظور جلوگیری از واگرایی تخمین پارامترها، روش‌هایی توسط پژوهشگران ارائه گردید. برای مثال در مرجع [۸] و [۹] به منظور رسیدن به این هدف رویتگرهای تطبیقی مقاوم ارائه گردیده است که در این مقالات نیز فرض بر آن است که عناصر غیرخطی سامانه فقط بهرودی و خروجی‌های قابل اندازه‌گیری وابسته باشد.

از دیگر مشکلاتی که اصولاً با طراحی رویتگرهای همراه است، چگونگی انتخاب بهره‌ی بهینه برای رویتگر از میان مجموعه جوابهایی است که می‌تواند شرایط پایداری رویتگر را تأمین نماید که پژوهشگران اندکی در این زمینه انجام گردیده است [۱۰-۹]. در مرجع [۱۰] یک رویتگر تطبیقی تنسیوی-انتگرالی (PI) به منظور بهبود کارایی و مقاومت تخمین حالت ماندگار در مقابل اغتشاش ارائه شده که بهره‌ی رویتگر را از طریق حل شرایط نابرابری‌های ماتریسی خطی بدست می‌آورد. در این مقاله نیز تابع غیرخطی تابعی از متغیرهای حالت قابل اندازه‌گیری فرض شده است.

از طرفی دیگر در اغلب سامانه‌های فیزیکی با پدیده تاخیر زمانی مواجه هستیم، پژوهشگران زیادی در زمینه طراحی رویتگر برای سامانه‌های تاخیردار توسط پژوهشگران صورت پذیرفته است که از آن جمله می‌توان به مراجع [۱۱] و [۱۲] اشاره نمود. نویسنده‌گان در مرجع [۱۱] یک رویتگر مقاوم و غیرشکننده^۲ برای سامانه‌ی تاخیردار خطی ارائه نموده‌اند و در مرجع [۱۲] یک کنترلگر مودلغزشی برپایه رویتگر

^۱ Fragility

^۲ Off-line

^۳ Piecewise constant

^۱ Online

^۲ Non-fragile

$$\|w(t)\|_2 \leq \beta \quad (6)$$

لم ۱-۱۸: اگر x و y بردارهای حقیقی هم اندازه باشند، آنگاه برای هر اسکالار $\epsilon > 0$ نابرابری زیر برقرار است:

$$2x^T y \leq \epsilon x^T x + \epsilon^{-1} y^T y \quad (7)$$

۳- طراحی رویتگر PI تطبیقی مقاوم و غیر شکننده

یک رویتگر تطبیقی غیرخطی به فرم زیر را در نظر می‌گیریم [۷]:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= A\hat{x} + A\hat{x}(t-h) + \phi(\hat{x}, \hat{x}(t-h), u) \\ &+ bf(\hat{x}, \hat{x}(t-h), u)\hat{\theta} + [L + \Delta_1(t)](y - C\hat{x}) \\ &+ [K + \Delta_2(t)]z \\ \dot{z} &= -\rho z + H(y - C\hat{x}) \end{aligned} \quad (8)$$

که در آن \hat{x} و $\hat{\theta}$ به ترتیب تخمین بردار پارامتر و بردار حالت است و L و K به ترتیب بهره‌های رویتگر تناسبی و انتگرالی هستند. بردار حالت اضافی $z \in \mathbb{R}^m$ خطای تخمین خروجی فیلتر شده مطابق معادله دوم در (۸) می‌باشد. پارامترهای طراحی شامل ماتریس H و عدد مثبت ρ می‌باشد. $\Delta_1(t)$ و $\Delta_2(t)$ اغتشاشات جمعی روی بهره‌های خطای حدود معلوم r_1 و r_2 و $\|\Delta_1(t)\| \leq r_1$ و $\|\Delta_2(t)\| \leq r_2$ هستند و اغتشاش خارجی شرط $\|w\|_2 \leq \beta$ را برآورده می‌سازد. معادله دینامیک خطای رویتگر به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}} &= (A - LC - \Delta_1 C)\tilde{x} + A_1 \tilde{x}(t-h) \\ &+ \phi(x, x(t-h), u) - \phi(\hat{x}, \hat{x}(t-h), u) \\ &+ bf(x, x(t-h), u)\theta - bf(\hat{x}, \hat{x}(t-h), u)\hat{\theta} \\ &- (K + \Delta_2)z + w \end{aligned} \quad (9)$$

که در آن $\hat{x} = x - \tilde{x}$ خطای تخمین حالت است. برای کاهش اثرات اغتشاش بر روی خطای تخمین حالت، نرم H[∞] را از w به \tilde{x} و z به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$\eta = \sup_{\|w\|_2 \neq 0} \frac{\|\tilde{x}\|_2^2 + \|z\|_2^2}{\|w\|_2^2} \quad (10)$$

قضیه زیر شرایط کافی برای پایداری مقاوم رویتگر PI تطبیقی را بدست می‌دهد:

قضیه ۱: قانون تطبیقی پارامتر به صورت زیر:

شده که اثر اغتشاش در تخمین کمینه گردد و در نهایت نتایج نظری بدست آورده شده را در یک مثال عددی بررسی نموده‌ایم.

ساختار این مقاله به صورت زیر سازماندهی گردیده است: در قسمت دوم به شرح مساله پرداخته می‌شود. در قسمت سوم طراحی رویتگر تطبیقی مقاوم و غیر شکننده ارائه شده است. مثال عددی در قسمت چهارم مقاله آورده شده و در نهایت در قسمت پنجم، نتایج حاصل از مقاله بیان گردیده است.

۲- تشریح مساله

سامانه‌ی غیرخطی تاخیر دار را به فرم زیر در نظر می‌گیریم:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + A_1 x(t-h) + \phi(x, x(t-h), u) \\ &+ bf(x, x(t-h), u)\theta + w \\ y &= Cx \\ x(t) &= \varphi(t), \quad t \in [-h, 0] \end{aligned} \quad (1)$$

که در آن $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^q$, $y \in \mathbb{R}^m$, $\theta \in \mathbb{R}^p$ به ترتیب بردار حالت، ورودی، خروجی و بردار پارامترها هستند، h اندازه تاخیر که ثابت اما نامعلوم است و $C \in \mathbb{R}^{mxn}$, $b \in \mathbb{R}^{nxm}$ و $w \in \mathbb{R}^n$ ثوابت ماتریسی و $f: [\mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^q] \rightarrow \mathbb{R}^{mxp}$ تابع اولیه برداری پیوسته است و $\phi: [\mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^q] \rightarrow \mathbb{R}^n$ تابع غیرخطی لیپشیز در x به صورت زیر می‌باشد:

$$\begin{aligned} &\|\phi(x_1, x_1(t-h), u) - \phi(x_2, x_2(t-h), u)\| \\ &< \gamma_{11} \|x_1 - x_2\| + \gamma_{12} \|x_1(t-h) - x_2(t-h)\| \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} &\|f(x_1, x_1(t-h), u) - f(x_2, x_2(t-h), u)\| \\ &< \gamma_{21} \|x_1 - x_2\| + \gamma_{22} \|x_1(t-h) - x_2(t-h)\| \end{aligned} \quad (3)$$

که در آن γ_{11} و γ_{12} و γ_{21} و γ_{22} ثوابت لیپشیز می‌باشند. بازای تمام $x_1, x_2 \in \mathbb{R}^n$ سامانه‌ی (۱) نسبت به θ خطی و نسبت به x غیرخطی و لیپشیز است. این دسته از سامانه‌های دسته‌ی آن نسبت به مقدار نامی پارامتر نامعلوم، تکه‌ای ثابت و محدود و فاصله آن نسبت به مقدار پارامتر (θ_0) نیز محدود باشد:

$$\|\theta\| \leq \gamma_3 \quad (4)$$

$$\|\theta - \theta_0\| \leq \gamma_4 \quad (5)$$

و اغتشاش w به صورت زیر محدود باشد:

$$V = \tilde{x}^T P_1 \tilde{x} + \int_{t-h}^t \tilde{x}^T(s) P_2 \tilde{x}(s) ds + z^T M z + \tilde{\theta}^T \Gamma \tilde{\theta} \quad (14)$$

که در آن $\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$ خطای تخمین پارامتر است. با مشتق‌گیری از معادله (14) و استفاده از معادله (۹) نتیجه می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \tilde{x}^T \left[(A - LC)^T P_1 + P_1 (A - LC) \right] \tilde{x} \\ &+ 2\tilde{x}^T P_1 A_1 \tilde{x}(t-h) - 2\tilde{x}^T \left[C^T \Delta_1^T P_1 \right] \tilde{x} \\ &- 2z^T \Delta_2^T P_1 \tilde{x} \\ &+ 2\tilde{x}^T P_1 [\phi(x, x(t-h), u) - \phi(\hat{x}, \hat{x}(t-h), u)] \\ &+ 2 \left[bf(x, x(t-h), u) \theta - bf(\hat{x}, \hat{x}(t-h), u) \hat{\theta} \right]^T P_1 \tilde{x} \quad (15) \\ &+ \tilde{x}^T (F^T - Q) z + z^T (F - Q^T) \tilde{x} \\ &+ \tilde{x}^T P_2 \tilde{x} - \tilde{x}^T(t-h) P_2 \tilde{x}(t-h) \\ &+ 2\tilde{\theta}^T \Gamma \dot{\tilde{\theta}} - 2z^T G z + \tilde{x}^T P_1 w + w^T P_1 \tilde{x} \end{aligned}$$

که در آن $G = \rho M$ ، $F = MHC$ ، $Q = P_1 K$ و $A = M^{-1} F$ است. با بکارگیری لم ۱ بر روی قسمتهای سوم، چهارم و پنجم به ترتیب با ε_1 ، ε_2 و ε_3 در معادله (15) و جایگذاری $\hat{\theta} = \theta - \tilde{\theta}$ در قسمت ششم معادله (15) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \tilde{x}^T \left[(A - LC)^T P_1 + P_1 (A - LC) \right] \tilde{x} \\ &+ 2\tilde{x}^T P_1 A_1 \tilde{x}(t-h) \\ &+ \tilde{x}^T \left[\varepsilon_1 C^T \Delta_1^T \Delta C \tilde{x} + \varepsilon_1^{-1} P_1 P_1 \right] \tilde{x} \\ &+ \varepsilon_2 z^T \Delta_2^T \Delta_2 z + \varepsilon_2^{-1} \tilde{x}^T P_1 P_1 \tilde{x} \\ &+ \tilde{x}^T (\varepsilon_3 \gamma_{11}^2 + \varepsilon_3^{-1} P_1 P_1) \tilde{x} \\ &+ \tilde{x}^T (t-h) \varepsilon_3 \gamma_{12}^2 \tilde{x}(t-h) \quad (16) \\ &+ 2 \left[bf(x, x(t-h), u) \theta - bf(\hat{x}, \hat{x}(t-h), u) \hat{\theta} \right]^T P_1 \tilde{x} \\ &+ 2 \left[bf(\hat{x}, \hat{x}(t-h), u) \tilde{\theta} \right]^T P_1 \tilde{x} + \tilde{x}^T (F^T - Q) z \\ &+ z^T (F - Q^T) \tilde{x} + 2\tilde{\theta}^T \Gamma \dot{\tilde{\theta}} \\ &- 2z^T G z + \tilde{x}^T P_1 w + w^T P_1 \tilde{x} \\ &+ \tilde{x}^T P_2 \tilde{x} - \tilde{x}^T(t-h) P_2 \tilde{x}(t-h) \end{aligned}$$

همچنین با بکارگیری دوباره لم ۱ در قسمت هشتم نابرابری (16) با ε_4 و استفاده از (۳) و (۴) نتیجه می‌شود که:

$$\dot{\tilde{\theta}} = \Gamma^{-1} (f(\hat{x}, \hat{x}(t-h), u)^T C \tilde{x}) - \sigma \Gamma^{-1} (\hat{\theta} - \theta_0) \quad (11)$$

را در نظر بگیرید که در آن $\Gamma = \Gamma^T$ ماتریس ثابت دلخواه و

مقدار معلوم و تخمین اولیه ما از مقدار پارامتر است و:

$$\sigma = \begin{cases} 0 & \text{if } \|\hat{\theta} - \theta_0\| < \gamma_4 \\ \sigma_0 \left(\frac{\|\hat{\theta} - \theta_0\|}{\gamma_4} - 1 \right) & \text{if } \gamma_4 \leq \|\hat{\theta} - \theta_0\| \leq 2\gamma_4 \\ \sigma_0 & \text{if } \|\hat{\theta} - \theta_0\| > 2\gamma_4 \end{cases} \quad (12)$$

که σ_0 اسکالر ثابت و γ_4 در (۵) تعریف شده است. اگر اعداد مثبت حقیقی $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3, \varepsilon_4$ و ماتریس‌های $P_1 = P_1^T > 0$ و $P_2 = P_2^T > 0$ وجود داشته باشند به طوریکه:

Minimize η

subject to $P_1 b = C^T$ and $\rho > 0$ and

$$\begin{bmatrix} \Lambda_1 & A_1 P_1 & F^T - Q & P_1 & P_1 & P_1 & P_1 & P_1 \\ P_1 A_1^T & \Lambda_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ F - Q^T & 0 & \varepsilon_2 r_2^2 I - 2G + I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ P_1 & 0 & 0 & -\eta I & 0 & 0 & 0 & 0 \\ P_1 & 0 & 0 & 0 & -\varepsilon_1 I & 0 & 0 & 0 \\ P_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\varepsilon_2 I & 0 & 0 \\ P_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\varepsilon_3 I & 0 \\ P_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\varepsilon_4 I \end{bmatrix} < 0 \quad (13)$$

که در آن:

$$\Lambda_1 = A^T P_1 + P_1 A - C^T S - S^T C +$$

$$(\varepsilon_3 \gamma_{11}^2 + \varepsilon_4 \gamma_{21}^2 \gamma_3^2 \|b\|^2) I + \varepsilon_1 C^T r_1^2 C + I + P_2$$

$$\Lambda_2 = \varepsilon_3 \gamma_{12}^2 + \varepsilon_4 \gamma_{22}^2 \gamma_3^2 \|b\|^2 - P_2$$

و $\gamma_{11}, \gamma_{21}, \gamma_{22}, \gamma_{12}, \gamma_{11}$ به ترتیب در (۲)، (۳) و (۴) تعریف شده‌اند، آنگاه با بهره‌های تناسبی و انتگرالی $L = P_1^{-1} S^T$ و $H = M^{-1} F \times \text{pinv}(C)$ که در آن $K = P_1^{-1} Q$ و با پارامتر $M = \rho^{-1} G$ و $\text{pinv}(.)$ نشان دهنده شبیه معکوس است، دینامیک خطای (۱۱) برای تمام اختشاشات در بهره که شرایط $\|\Delta_1(t)\| \leq r_1$ را داشته باشد، با نرم H^∞ کمینه می‌گردد.

اثبات: نامزد تابع لیپانوف برای دینامیک خطای (۹) را به صورت زیر در

نظرمی گیریم:

$$\begin{aligned} N &= -\frac{\sigma_0}{\gamma_4} \|\hat{\theta} - \theta_0\| \left(\gamma_4 - \|\hat{\theta} - \theta_0\|^2 \right) \leq 0 . \\ &\quad \text{و برای } \|\hat{\theta} - \theta_0\| > 2\gamma_4 \text{ داریم:} \\ N &\leq -\sigma_0 \gamma_4 \|\hat{\theta} - \theta_0\| \leq 0 . \\ &\quad \text{بنابراین نابرابری زیر در حالت کلی برقرار است:} \\ 2\sigma\tilde{\theta}^T(\hat{\theta} - \theta_0) &\leq 0 \quad (21) \\ &\quad \text{با جایگذاری نابرابری بالا در (18) داریم:} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \tilde{x}^T \left[\Omega_1 + (\varepsilon_1^{-1} + \varepsilon_2^{-1} + \varepsilon_3^{-1} + \varepsilon_4^{-1}) P_1 P_1 \right] \tilde{x} \\ &+ 2\tilde{x}^T P_1 A_1 \tilde{x}(t-h) + \varepsilon_2 z^T r_2^2 z + \\ &+ \tilde{x}^T(t-h) \Omega_2 \tilde{x}(t-h) + \tilde{x}^T(F^T - Q)z \quad (22) \\ &+ z^T(F - Q^T)\tilde{x} - 2z^T Gz + \tilde{x}^T P_1 w + w^T P_1 \tilde{x} \\ &+ \tilde{x}^T P_2 \tilde{x} - \tilde{x}^T(t-h) P_2 \tilde{x}(t-h) \end{aligned}$$

حال J را به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$J = \int_0^\infty (\tilde{x}^T \tilde{x} + z^T z - \eta w^T w) dt \quad (23)$$

از معادله (23) می‌توان (25) را نتیجه گرفت:

$$J < \int_0^\infty (\tilde{x}^T \tilde{x} + z^T z - \eta w^T w + \dot{V}) dt \quad (24)$$

شرط کافی برای تحقق هدف که همانا $J < 0$ می‌باشد آن است
که:

$$\frac{dV}{dt} + \tilde{x}^T \tilde{x} + z^T z - \eta w^T w < 0 \quad (25)$$

با تلفیق شروط (22) و (25) شرط کافی (26) بدست می‌آید، که خود شرط (27) را ایجاب می‌نماید. با بکارگیری لم مکمل شور بر روی (27) می‌توان نامعادله (28) را بدست آورد

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \tilde{x}^T \left[\Omega_1 + (\varepsilon_1^{-1} + \varepsilon_2^{-1} + \varepsilon_3^{-1} + \varepsilon_4^{-1}) P_1 P_1 \right] \tilde{x} \\ &+ 2\tilde{x}^T P_1 A_1 \tilde{x}(t-h) + \varepsilon_2 z^T r_2^2 z \\ &+ \tilde{x}^T(t-h) \Omega_2 \tilde{x}(t-h) \\ &+ 2[b f(\hat{x}, \hat{x}(t-h), u) \tilde{\theta}]^T P_1 \tilde{x} + \tilde{x}^T(F^T - Q)z \quad (17) \\ &+ z^T(F - Q^T)\tilde{x} + 2\tilde{\theta}^T \Gamma \dot{\tilde{\theta}} \\ &- 2z^T Gz + \tilde{x}^T P_1 w + w^T P_1 \tilde{x} \\ &+ \tilde{x}^T P_2 \tilde{x} - \tilde{x}^T(t-h) P_2 \tilde{x}(t-h) \end{aligned}$$

که در آن

$$\begin{aligned} \Omega_1 &= (A - LC)^T P_1 + P_1(A - LC) + \varepsilon_1 C^T r_1^2 C \\ &+ \varepsilon_3 \gamma_{11}^2 I + \varepsilon_4 \gamma_{21}^2 \gamma_3^2 \|b\|^2 I \\ \Omega_2 &= \varepsilon_3 \gamma_{12}^2 + \varepsilon_4 \gamma_{22}^2 \gamma_3^2 \|b\|^2 \end{aligned}$$

از آنجا که پارامتر θ بصورت تکمیلی ثابت است، پس $\dot{\theta} = 0$.
بطور تکمیلی صادق است و بنابراین می‌توان نتیجه گرفت که $\dot{\tilde{\theta}} = 0$.
با بکارگیری این تساوی و جایگذاری (11) در (17) و استفاده از فرض قضیه $b^T P_1 = C$ نتیجه می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \tilde{x}^T \left[\Omega_1 + (\varepsilon_1^{-1} + \varepsilon_2^{-1} + \varepsilon_3^{-1} + \varepsilon_4^{-1}) P_1 P_1 \right] \tilde{x} \\ &+ 2\tilde{x}^T P_1 A_1 \tilde{x}(t-h) + \varepsilon_2 z^T r_2^2 z \\ &+ \tilde{x}^T(t-h) \Omega_2 \tilde{x}(t-h) + \tilde{x}^T(F^T - Q)z \quad (18) \\ &+ z^T(F - Q^T)\tilde{x} - 2z^T Gz + 2\sigma\tilde{\theta}^T(\hat{\theta} - \theta_0) \\ &+ \tilde{x}^T P_1 w + w^T P_1 \tilde{x} + \tilde{x}^T P_2 \tilde{x} \\ &- \tilde{x}^T(t-h) P_2 \tilde{x}(t-h) \end{aligned}$$

از طرفی با استفاده از (5) می‌توان نوشت:

$$\begin{aligned} \sigma\tilde{\theta}^T(\hat{\theta} - \theta_0) &= \sigma[\theta - \hat{\theta}]^T(\hat{\theta} - \theta_0) = \\ \sigma(\theta - \theta_0)^T(\hat{\theta} - \theta_0) - \sigma(\hat{\theta} - \theta_0)^T(\hat{\theta} - \theta_0) \quad (19) \\ &\leq \sigma\gamma_4 \|\hat{\theta} - \theta_0\| - \sigma \|\hat{\theta} - \theta_0\|^2 \\ &\leq N \end{aligned}$$

که در آن

$$N = \sigma \|\hat{\theta} - \theta_0\| \left(\gamma_4 - \|\hat{\theta} - \theta_0\|^2 \right) \quad (20)$$

اگر شرط (12) برقرار باشد، مقدار N غیر مثبت خواهد بود چرا که:

برای $\sigma = 0$ از آنجا که $\|\hat{\theta} - \theta_0\| < \gamma_4$ است، نتیجه می‌شود:

$$N = 0 .$$

برای $\|\hat{\theta} - \theta_0\| \leq 2\gamma_4$ خواهیم داشت:

$$\begin{bmatrix} \tilde{x}(t) \\ \tilde{x}(t-h) \\ z \\ w \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \Omega_1 + (\varepsilon_1^{-1} + \varepsilon_2^{-1} + \varepsilon_3^{-1} + \varepsilon_4^{-1})P_1P_1 + I + P_2 & A_1P_1 & F^T - Q & P_1 \\ P_1A_1^T & -P_2 + \Omega_2 & 0 & 0 \\ F - Q^T & 0 & \varepsilon_2 r_2^2 I - 2G + I & 0 \\ P_1 & 0 & 0 & -\eta I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}(t) \\ \tilde{x}(t-h) \\ z \\ w \end{bmatrix} < 0 \quad (26)$$

$$\begin{bmatrix} \Omega_1 + (\varepsilon_1^{-1} + \varepsilon_2^{-1} + \varepsilon_3^{-1} + \varepsilon_4^{-1})P_1P_1 + I + P_2 & A_1P_1 & F^T - Q & P_1 \\ P_1A_1^T & -P_2 + \Omega_2 & 0 & 0 \\ F - Q^T & 0 & \varepsilon_2 r_2^2 I - 2G + I & 0 \\ P_1 & 0 & 0 & -\eta I \end{bmatrix} < 0 \quad (27)$$

$$\begin{bmatrix} \Omega_1 + I + P_2 & A_1P_1 & F^T - Q & P_1 & P_1 & P_1 & P_1 & P_1 \\ P_1A_1^T & -P_2 + \Omega_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ F - Q^T & 0 & \varepsilon_2 r_2^2 I - 2G + I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ P_1 & 0 & 0 & -\eta I & 0 & 0 & 0 & 0 \\ P_1 & 0 & 0 & 0 & -\varepsilon_1 I & 0 & 0 & 0 \\ P_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\varepsilon_2 I & 0 & 0 \\ P_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\varepsilon_3 I & 0 \\ P_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\varepsilon_4 I \end{bmatrix} < 0 \quad (28)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (bf(x, x(t-h), u)\theta - bf(\hat{x}, \hat{x}(t-h), u)\hat{\theta} + w) = 0 \quad (30)$$

از آنجا که معادله (30) را می‌توان به صورت زیر

نوشت:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (bf(x, x(t-h), u)(\theta - \hat{\theta}) + w) = 0 \quad (31)$$

با استفاده از معادله (31) می‌توان نتیجه گرفت:

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} & \left(\int_0^t (\theta - \hat{\theta})^T f(x, x(t-h), u)^T b^T b \right. \\ & \left. f(x, x(t-h), u)(\theta - \hat{\theta}) d\tau \right) \\ & = \int_0^\infty w(\tau)^T w(\tau) d\tau + C_1 \end{aligned} \quad (32)$$

که در آن C_1 مقدار ثابتی است. معادله (32) می‌تواند به صورت

نوشته شود:

$$\begin{aligned} \lim_{n \rightarrow \infty} & \left(\sum_{i=0}^n \int_{\delta_i}^{\delta_{i+1}} (\theta - \hat{\theta})^T f(x, u)^T b^T b f(x, u)(\theta - \hat{\theta}) \right) \\ & = \int_0^\infty w(\tau)^T w(\tau) d\tau + C_1 \end{aligned} \quad (33)$$

اگر شرایط تحریک پایای زیر برقرار باشد:

با قرار دادن $\Lambda_2 = -P_2 + \Omega_2$ و $\Lambda_1 = \Omega_1 + I + P_2$ نشان داده شده در (13) حاصل می‌گردد. LMI

با انتگرال گیری از دو طرف نابرابری (25) از $t = t_f$ تا $t = 0$ نتیجه می‌شود:

$$V(t_f) \leq V(0) - \int_0^{t_f} \tilde{x}^T(\tau) \tilde{x}(\tau) d\tau - \int_0^{t_f} z^T(\tau) z(\tau) d\tau + \int_0^{t_f} w^T(\tau) w(\tau) d\tau \quad (29)$$

از آنجا که $V(x, \theta) \geq 0$ وغیر نزولی است، بنا براین می‌توان گفت $V \in L_\infty$. در نتیجه با توجه به تعریف (14) می‌توان نتیجه گرفت $\tilde{x} \in L_\infty$ و $\tilde{\theta} \in L_\infty$. همچنین از آنجایی که $z \in L_\infty$ ، $w \in L_2$ ، نابرابری (29) ایجاب می‌کند که $\tilde{x} \in L_2$ و $z \in L_2$ باشد. همچنین از آنجایی که هر دوتابع $f(x, x(t-h), u)$ لیپسیتر هستند، معادله (9) موجب می‌شود که $\tilde{x} \in L_\infty$. با توجه به $\tilde{x} \in L_\infty$ و $\tilde{\theta} \in L_\infty$ و لامبارالت $\dot{\tilde{x}} \in L_\infty$ می‌توان نتیجه گرفت $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{x}(t) = 0$ و همچنین نتیجه می‌شود $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{\tilde{x}}(t) = 0$. علاوه براین از آنجا که $z \in L_\infty$ و $w \in L_\infty$ دوباره با استفاده از لامبارالت می‌توان نتیجه گرفت $\lim_{t \rightarrow \infty} z = 0$ و $\lim_{t \rightarrow \infty} w = 0$. در نتیجه با استفاده از معادله (9) و نتایج فوق الذکر می‌توان گفت:

درنظر گرفته شده است. با بکارگیری $\|\Delta_1(t)\| \leq 2$ و $\|\Delta_2(t)\| \leq 2$ جعبه‌ابزار YALMIP [۲۱] و جعبه‌ابزار LMI در MATLAB [۲۲]، جوابها به صورت زیر تعیین می‌گردند:

$$P_2 = \begin{bmatrix} 53.89 & 4.97 \\ 4.97 & 15 \end{bmatrix}, P_1 = \begin{bmatrix} 3.33 & 0 \\ 0 & 10.23 \end{bmatrix}$$

$$M = 3.63, \rho = 47.76, S = [221.13 \quad -1.91]$$

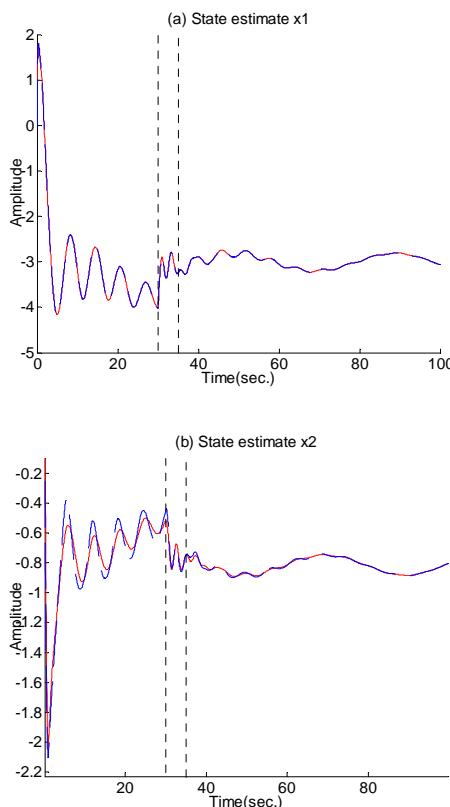
$$G = 178.46, Q = [49.07 \quad 49.07]^T, \eta = 7.5$$

$$F = [49.07 \quad 49.07], H = [49.07 \quad 49.07]$$

$$\varepsilon_4 = 27.93, \varepsilon_2 = 75.71, \varepsilon_1 = 75.71$$

بنابراین بهره‌های رویتگر به صورت $L = [66.39 \quad -0.18]^T$ و $K = [14.72 \quad 4.66]^T$ بدست خواهد آمد.

همانطور که در شکل (۱) نشان داده شده است، بهره‌های رویتگر تطبیقی مقاوم بدست آمده از روش پیشنهادی سبب شده است که تخمینگر به خوبی بتواند بردار حالات سامانه با حضور اغتشاشات و عدم قطعیت‌ها را تعقیب نماید.



شکل ۱: بردار حالت سامانه‌ی اصلی (خط)، تخمین حالت روش پیشنهادی (خط چین)

$\forall t_0, \exists \xi, \delta > 0$ such that :

$$\int_{t_0}^{t_0+\delta} f^T(x(\tau), x(\tau-h), u(\tau)) b^T b f(x(\tau), x(\tau-h), u(\tau)) d\tau > \xi I \quad (۳۴)$$

با استفاده از (۶) و (۳۳) نتیجه‌های گیریم:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \left(\sum_{i=0}^n (\theta - \hat{\theta})^T \xi_i (\theta - \hat{\theta}) \right) \leq \beta^2 + C_1 \quad (۳۵)$$

که در آن i حد پایین در تعریف تحریک پایای (۳۴) در بازه $[\delta_i, \delta_{i+1}]$ می‌باشد، ولذا می‌توان نوشت:

$$\|\theta - \hat{\theta}\| \leq \sqrt{\frac{\beta^2 + C_1}{\lim_{n \rightarrow \infty} \left(\sum_{i=0}^n \lambda_{\min}(\xi_i) \right)}} \quad (۳۶)$$

از آنجا که همواره $\lambda_{\min}(\xi_i) > 0$ برای تمامی آشفتگی‌های بهره با $i=1, \dots, n$ شرایط $\|\Delta_2(t)\| \leq r_2$ و $\|\Delta_1(t)\| \leq r_1$ و اغتشاشات به صورت $\|w\|_2 \leq \beta$ خود همگرا می‌گردد ($\hat{\theta} \rightarrow \theta$).

نکته ۱: قسمت دوم در (۱۱) به منظور اصلاح قانون تطبیقی اضافه شده است که اگر پارامترها از مرز تعیین شده خارج گردد، مشتق تابع لیپاونوف در فضای تخمین پارامتر منفی باقی بماند [۲۰].

۴- مثال عددی

سامانه‌ی غیرخطی زیر را در نظر بگیرید:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -0.5 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0.5 \\ -0.25 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t-0.5) \\ x_2(t-0.5) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \sin(x_2) \sin(x_2 - 0.5) + 4u(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.3 \\ 0 \end{bmatrix} \theta [-\cos(x_2) \cos(x_2 - 0.5) + \sin(0.5t)]$$

$$y = [1 \quad 0]x$$

با یک ورودی تابع ورودی پله واحد به صورت $u(t) = 3$ برای $0 \leq t < 30$ که به صورت ناگهانی در زمانهای $t \geq 30$ تغییر و $t = 35$ بهره $\theta = 7$ می‌شود. همچنین فرض می‌شود در زمان $t = 35$ بهره رویتگر نیز دچار تغییرات شده و مقدار -2 به صورت اغتشاش جمعی به آن اضافه می‌گردد. پارامترهای طراحی به صورت زیر انتخاب شده‌اند: $\Gamma = 0.0001$ ، $\gamma_4 = 5$ ، $\gamma_3 = 7$ ، $\gamma_2 = 0.2$ ، $\gamma_1 = 0.2$ و $\theta_0 = 2.5$. همچنین مرز نایقینی به صورت $\sigma_0 = 10$

تغییر با زمان به صورت تکه‌ای ثابت و اغتشاشات ورودی محدود و اغتشاشات جمعی محدود در بهره رویتگر باشد، ارائه گردید. قسمت غیرخطی در سامانه در حالت کلی می‌تواند به بردارهای حالت غیر قابل اندازه‌گیری وابسته باشد. با حل نابرابری‌های ماتریسی خطی به کمک نرم افزارهای عددی موجود، بهره‌های رویتگر تطبیقی PI مقاوم که همگرایی تخمین بردار حالت سامانه را تضمین می‌کند بدست می‌آید، هرچند که همگرایی دقیق پارامترها به مقادیر واقعی خودش وابسته به ارضاء شرط تحریک پایا است. با بکارگیری حلقه بازخورد انتگرالی در این طراحی، صحت تخمین حالت ماندگار و مقاومت آن در برابر اغتشاشات، ورودی‌های نامعلوم و خطاهای مدل‌سازی بیشتر می‌گردد.

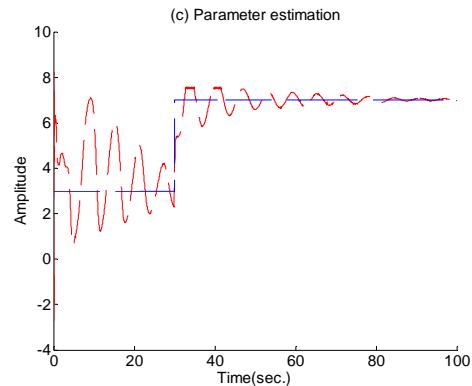
تقدیر و تشکر

نویسنده‌گان مقاله تمایل دارند از جانب آقای مهندس علی اشرف مدرس بعلت پیشنهادات سودمند ایشان سپاسگزاری نمایند. این پژوهش با حمایت مادی و معنوی شرکت مدیریت پروژه‌های نیروگاهی ایران (مپنا) بر پایه قرارداد شماره RD-88-09/۶/۸۸ انجام گردیده است.

مراجع

- [1] Garimella, P., Yao, B., 2003, "Nonlinear adaptive robust observer design for a class of nonlinear systems", *Proc. American Control Conf.*, 4391–4396.
- [2] Bastin, G., Gevers, M. R., 1988, "Stable adaptive observers for nonlinear time-varying systems", *IEEE Trans. on Automatic Control*, 33, 650–658.
- [3] Marino, R., 1990, "Adaptive observers for single output nonlinear systems", *IEEE Trans. on Automatic Control*, 35, 1054–1058.
- [4] Marino, R., Tomei, P., 1992, "Global adaptive observers for nonlinear systems via filtered transformations", *IEEE Trans. on Automatic Control*, 37, 1239–1245.
- [5] Marino, R., Tomei, P., 1995, "Adaptive observers with arbitrary exponential rate of convergence for nonlinear systems", *IEEE Trans. Automatic Control*, 40, 1300–1304.
- [6] Rajamani, R., Hedrick, J. K., 1995, "Adaptive observers for active automotive suspensions: Theory and experiment", *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, 3, 86–93.
- [7] Cho, Y. M., Rajamani R., 1997, "A systematic approach to adaptive observer synthesis for nonlinear systems", *IEEE Transactions on Automatic Control*, 42, 534–537.
- [8] Marino, R., Santosuosso, G. L., Tomei, P., 2001, "Robust adaptive observers for nonlinear systems with bounded disturbances", *IEEE Trans. on Automatic Control*, 46, 967–972.
- [9] Jung, J., Hul, K., Fathy, H.K., Srein, J.L., 2006, "Optimal robust adaptive observer design for a class of nonlinear systems via an H-infinity approach", *Proc. American Control Conf.*, 3637–3642.
- [10] Jung, J., Hwang, J., Huh, K., 2007, "Optimal Proportional-Integral Adaptive Observer Design for a Class of Uncertain Nonlinear Systems", *Proc. of American Control Conf.*, 1931–1936.
- [11] Liu, L., Han, Z., Li, W., 2010, "H_∞ non-fragile observer-based sliding mode control for uncertain time-delay systems", *Int. Journal of franklin*, 347, 567–576.
- [12] Chen, J.D., Yang, C.D., Lien, C.H., Horng, J.H., 2008, "New delay-dependent non-fragile H_∞ observer-based control for continuous time-delay systems", *Information Sciences*, 178, 4699–4706.
- [13] Jeong, C. S., Yaz, E. E., Bahakeem, A., Yaz, Y. I., 2006, "Resilient design of observers with general criteria using LMIs", *Proc. of American Control Conf.*, 111–116.
- [14] Keel, L.H., Bhattacharyya, S.P., 1997, "Robust, fragile, or optimal?", *IEEE – Trans. Autom. Control*, 42, 1098–1105.
- [15] Dorato, P., 1998, "non-fragile controller design: an overview", *Proc. of American Control Conf.*, 2829–2831.

شکل (۲) نشان می‌دهد تخمین پارامتر در روش پیشنهادی به خوبی توانسته پارامتر حقیقی سامانه را دنبال کند. همانطور که انتظار می‌رفت تغییرات بهره در زمان $t=35$ تأثیر زیادی در مساله تخمین در روش پیشنهادی ندارد، چراکه دینامیک رویتگر (۹) در خطای خروجی ضرب می‌شود و از آنجایی که این خطای در روش پیشنهادی به سمت صفر می‌رود لذا تأثیر این اغتشاشات نیز صفر می‌گردد.



شکل ۲: تخمین پارامتر با استفاده از روش پیشنهادی

۵- نتیجه گیری

در این مقاله، یک رویتگر PI تطبیقی مقاوم و غیر شکننده برای دسته‌ای از سامانه‌های تاخیردار غیرخطی که می‌تواند دارای پارامتر قابل

- [16] Jeong, C. S., Yaz, E. E., Yaz, Y. I., 2008, "Lyapunov-Based design of resilient observers for a class of nonlinear systems and general performance criteria", *IEEE Multi-conference on Systems and Control*, 942-947.
- [17] Jeong, C. S., Yaz, E. E., Yaz, Y. I., 2007, "Stochastically resilient design of H_∞ observers for discrete-time nonlinear systems", *IEEE Conf. CDC*, 1227- 1232.
- [18] Chen, F., Zhang, W., 2007, "LMI criteria for robust chaos synchronization of a class of chaotic systems", *Nonlinear Analysis*, 67, 3384-3393.
- [19] Krstic, M., Kanellakopoulos, I., P. Kokotovic, "Nonlinear and Adaptive Control Design", *John Wiley and Sons*, 1995.
- [20] Ioannou, P. A., Sun, J., *Robust Adaptive Control*, Prentice Hall, 1996.
- [21] Lofberg, J., 2004, "YALMIP: A toolbox for modeling and optimization in MATLAB", *IEEE Int. Symp. Computer Aided Contol Syst. Design Conf.*, 284-289.
- [22] Gahinet, P., Nemirovski , A., Laub , A., Chilai , M., *LMI control toolbox user's guide*, Massachusetts: The Mathworks, 1995.



پیاده‌سازی آزمون‌گر سخت‌افزار در حلقه به روش تزریق سیگنال برای سامانه کنترل موشک خاص

حسن عرب عامری^۱، محمد رضا عاروان^۲

^۱ کارشناس ارشد سیستم‌های هدایت و کنترل، پژوهش گر سازمان صنایع هوافضا، Hs_ameri@yahoo.com

^۲ استادیار، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، پژوهش گر سازمان صنایع هوافضا ir_arvan@mut.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۲/۵، ۱۳۸۹، تاریخ پذیرش مقاله ۲۵/۳/۱۳۸۹)

چکیده: کامل‌ترین روش ارزیابی سامانه هدایت و کنترل یک موشک، قبل از آزمون پروازی شبیه‌ساز سخت‌افزار در حلقه است. برای پیاده‌سازی این روش در موشک‌های آشیانه‌یاب مادون قرمز نیاز به تجهیزات دقیق و گران‌قیمتی به منظور تولید صحنه مادون قرمز و دوران جستجو گر در فضای سه‌بعدی است. روش تزریق سیگنال با شبیه‌سازی و تولید سیگنال خروجی آشکارساز مادون قرمز، نیاز به این تجهیزات گران‌قیمت و پیچیده را برطرف می‌سازد. این مقاله به پیاده‌سازی سخت‌افزار در حلقه مدارات خودخلبان یک موشک آشیانه‌یاب مادون قرمز اختصاص دارد، ابتدا به کمک آزمایشات عملی ارزیابی و معترسازی شبیه‌سازی شش درجه آزادی صورت گرفته است. این کار با شبیه‌سازی عملکرد تسترهای آزمایشگاهی و بررسی پارامتری به نام فاکتور فرمان در آنها صورت گرفته است. به کمک این روش بهره حلقه هدایت و حلقه کنترل موشک در شبیه‌سازی، با مقادیر واقعی بدست آمده در آزمایشگاه تضمیم گردیده است. قرار دادن مدارات خودخلبان بصورت سخت‌افزاری در شبیه‌سازی و تحقق روش تزریق سیگنال، با زمان واقعی کردن شبیه‌سازی شش درجه آزادی و طراحی مدار واسط مناسب صورت پذیرفته است. نزدیکی نتایج حاصل از سخت‌افزار در حلقه با نتایج شبیه‌سازی نرم‌افزاری کامل شش درجه آزادی صحت کار انجام گرفته را نشان می‌دهد. اختلاف جزئی بین نتایج با بررسی فاز سیگنال خطی ساز تحلیل گردیده است.

کلمات کلیدی: تزریق سیگنال- خودخلبان- سخت‌افزار در حلقه- شبیه‌سازی شش درجه آزادی- معترسازی- فاکتور فرمان

Hardware in the Loop Simulator Implementation by Signal Injection Method for Control System of a Special Missile

Hassan Arab Ameri, Mohammad Reza Arvan

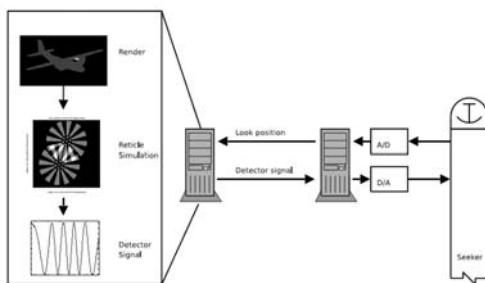
Abstract: The hardware in the loop simulation is the main method for evaluation of the missile guidance and control system before flight test. Implementation of this tester in IR homing missile requires accurate and expensive instruments for generate IR scene and rotate the seeker in three dimensions. Signal injection method obviates these equipments by simulation and generation the output signal of IR detector. This paper explains implementation hardware in the loop of autopilot circuits of an IR homing missile. First, evaluation and validation of six degree of freedom simulation was done by using the practical test results. It was done by simulating the laboratory testers and analyzing the command factor. By using this method the gain of missile guidance and control loops in simulation adjusted by real values from laboratory tests. Implementing the autopilot circuits in the simulation and realization the signal injection method was done by making real time simulation and designing the suitable interface circuit. The compatibility of the results from hardware in the loop and software simulation shows precision of the implementation. Small variance between results has analyzed by the effect of linear signal phase.

Keywords: Signal Injection, Autopilot, hardware in the loop, Six degree of freedom simulation, Validation, Command factor

کامپیوترها برای این منظور مورد نیاز می‌باشد. مجموعه این امکانات در محدوده اثرات هدف، اقدامات متقابل و پس زمینه، طیف‌های الکترومغناطیسی با طول موج‌های میکرومیلی‌متری، مادون‌قرمز و نواحی مرئی را برای جستجوگرهای فراهم می‌نمایند. در مرجع [4] نیز به تشریح آزمون سخت افزار در حلقه موشک‌های چندطیفی و مقایسه بین آزمون‌های پروازی با شبیه‌سازی سخت افزار در حلقه پرداخته شده است.

سیستم‌های تولید مناظر سه‌بعدی و کدهای زمان حقيقی دو قسمت مهم از آزمون سخت افزار در حلقه می‌باشد که از زمان شروع آن در سال ۱۹۸۶ همواره مورد توجه و رو به توسعه بوده است. هر کدام از این اجزاء، در یک محیط زمان واقعی قرار دارد که اجازه می‌دهد شبیه‌ساز سخت افزار در حلقه، آزمون‌های حلقه بسته را روی سیستم‌ها یا زیرسیستم‌ها انجام دهد. در مرجع [5] مراحل توسعه اجزاء سخت افزار در حلقه تشریح شده است.

در آزمون کامل سخت افزار در حلقه بدلیل قرار گرفتن سخت افزاری کل مجموعه هدایت و کنترل در شبیه‌سازی، خطاهای مدل‌سازی این مجموعه حذف شده و از دقت فوق العاده‌ای برخوردار خواهد بود ولی در مقابل بدلیل نیاز به تجهیزات پیچیده‌ای مانند میز متخرک و سامانه تولید منظره، بسیار پیچیده، پرهزینه و زمان‌بر است. در مقابل این روش در دهه اخیر روش ساده‌تری از لحاظ پیاده‌سازی، با نام تزریق سیگنال توسعه داده شده است. با استفاده از این روش سیگنال خروجی آشکارساز مادون قرمز شبیه‌سازی شده و به محل خروجی آشکارساز اعمال می‌گردد. با شبیه‌سازی دیگر قسمت‌های مختصات یاب هدف، از جمله سیم‌پیچ‌ها و اعمال آن به نقاط مناسب، کل مجموعه الکترونیک به صورت سخت افزاری در حلقة شبیه‌سازی قرار می‌گیرد [6]. شکل ۲ این روش را در آزمون سخت افزار در حلقه جستجوگر مادون قرمز نشان می‌دهد.

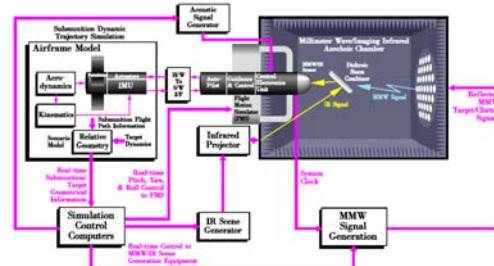


شکل ۲- استفاده از روش تزریق سیگنال در شبیه‌سازی سخت افزار در حلقه یک جستجوگر مادون قرمز [11]

در مرجع [7] از روش تزریق سیگنال به عنوان یک امکان آزمون ارزان قیمت نام برده شده است که به دلیل پیچیدگی تولید صحنه اپتیکی از تزریق الکترونیکی مستقیم برای تهیه تصاویر فاصله برای تست رادار لیزری استفاده می‌شود. مدارات الکترونیکی تولید پالس و تأخیر،

۱- مقدمه

در مراحل تحقیق و توسعه سامانه هدایت و کنترل یک موشک، لازم است آزمون‌های متعددی جهت راستی آزمایی و دقت هر مرحله صورت گیرد. کامل‌ترین این آزمون‌ها قبل از آزمایش پروازی سامانه، آزمون سخت افزار در حلقه می‌باشد. این روش با قراردادن بلوک‌های نظری هدایت و کنترل در شبیه‌سازی شش درجه آزادی تحقق می‌باید. از آنجایی که مدل‌سازی دقیق بلوک‌های هدایت و کنترل به طور عملی غیرممکن یا بسیار دشوار است، این روش علاوه بر این که ابزاری جهت آزمون بلوک‌های طراح شده می‌باشد، باعث افزایش کارآینی و دقت شبیه‌سازی نیز می‌گردد. از این آزمون گر در همه سیستم‌های موشکی ضدکشی، زمین به هوا، هوا به زمین استفاده می‌گردد. [1] در روش معمول برای شبیه‌سازی سخت افزار در حلقه موشک‌های آشیان‌باب، کل مجموعه هدایت و کنترل موشک، شامل جستجوگر، مجموعه مدارات الکترونیکی و مجموعه کنترل در حلقه قرار می‌گیرد. در این روش برای مشابه‌سازی حرکات دورانی موشک لازم است مجموعه یاد شده روی یک میز دو یا سه درجه آزادی قرار گیرد. علاوه بر آن برای مشابه‌سازی آن‌چه جستجوگر از مدافعت می‌بیند، لازم است از روش تولید منظره^۱ استفاده شود. در این روش با در نظر گرفتن پارامترهایی از هدف و پس زمینه مانند شدت تشبعش، اندازه و طول موج، اقدام به تولید تصویر مادون قرمز می‌گردد و تصویر هدف را مشابه آن‌چه که جستجوگر موشک در زمان پرواز تعقب می‌کند، تولید می‌نماید [2]. شکل ۱ دیاگرام بلوکی سخت افزار در حلقه موشک مادون قرمز را با تولید تشبعش هدف و قراردادن کل مجموعه هدایت و کنترل به صورت سخت افزاری در شبیه‌سازی نشان می‌دهد. ممان‌طور که مشاهده می‌شود تمامی اجزاء اصلی آزمون سخت افزار در حلقه در دیاگرام بلوکی وجود دارند.



شکل ۱- دیاگرام بلوکی سخت افزار در حلقه برای یک موشک مادون قرمز [10]

در مرجع [3] استفاده از سخت افزار در حلقه در روند توسعه سیستم‌های موشکی با جستجوگرهای چند طیفی موردن بررسی قرار گرفته است. امکانات خاصی از جمله تجهیزات تولید سیگنال RF و IR تک منظوره، شبیه‌سازهای حرکت پرواز، محفظه‌های تشبعش، تجهیزات اپتیکی و

درجه آزادی و شبیه‌سازی سخت افزار در حلقة مورد مقایسه و بررسی قرار می‌گیرند. بخش پایانی مقاله نیز به نتیجه گیری و ارائه پیشنهاد برای ادامه پژوهش اختصاص دارد.

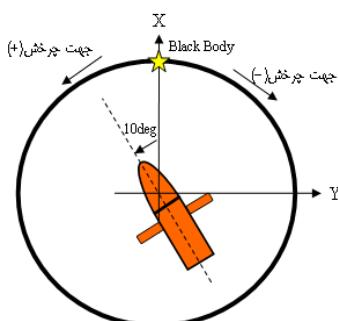
۲- معتبرسازی شبیه‌سازی شش درجه آزادی

در این قسمت شبیه‌سازی شش درجه آزادی بر اساس نتایج آزمایشگاهی و با استفاده از پارامتری به نام فاکتور فرمان مورد ارزیابی و کالیبراسیون قرار گرفته است. فاکتور فرمان پارامتری است که در موشک‌های تک کانال چرخان از آن جهت اندازه گیری خروجی سیستم کنترل، یا همان تلاش کنترلی استفاده می‌شود و دارای دو مقدار اندازه و فاز است. اندازه آن در واقع میزان نیروی کنترل نرمالیزه شده (بین صفر و یک) و فاز آن جهت اعمال این نیرو را نشان می‌دهد. روابط مربوط به محاسبه فاکتور فرمان در یک موشک تک کانال چرخان، در پیوست ۱ آمده است.

۳- معتبرسازی پارامترها در کanal ردیابی

در این نوع موشک که گاهی از آن به عنوان اندازه گیر زاویه نیز یاد می‌شود همواره خطای زاویه‌ای جستجو گر نسبت به خط دید اندازه گیری می‌شود [9]. در آزمایشگاه برای بوجود آوردن نرخ چرخش خط دید و اندازه گیری مقدار فاکتور فرمان از سامانه‌ای مشابه شکل ۴ استفاده می‌شود.

در این سامانه یک میز گردان وجود دارد که مجموعه هدایت و کنترل روی آن نصب می‌شود به طوری که محل تقاطع طوقه‌های داخلی و خارجی مجموعه ژیروسکوپ در مرکز میز گردان قرار گیرد. پس از تحریر جسم سیاه^۱ (هدف شبیه‌سازی شده) توسط جستجو گر، ژیروسکوپ آزاد شده تا بتواند هدف را تعییب نماید.



شکل ۴- میز گردان جهت آزمون مجموعه هدایت و کنترل

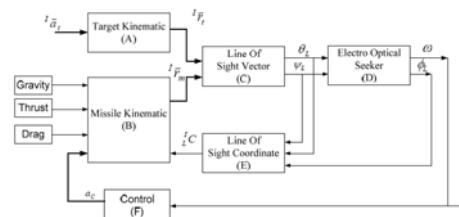
در این هنگام مجموعه هدایت و کنترل از وضعیت اولیه جایجا شده و با راستای محور اپتیکی زاویه معینی می‌سازد. سپس هم‌زمان با چرخش مجموعه هدایت و کنترل تحت سرعت زاویه‌ای معین حول محور طولی،

1- Black Body

صحنه‌ها را به طور مستقیم به واحد پردازش سیگنال جستجو گر تزریق می‌نمایند.

بررسی پیشرفت الگوریتم‌های مورد نیاز برای شبیه‌سازی زمان واقعی یک ریکل اسکن مخروطی موضوعی است که در مرجع [8] مورد بررسی قرار می‌گیرد. این مرجع روش‌هایی که زمان شبیه‌سازی برای تولید سیگنال واقعی را کاهش می‌دهند مورد بررسی قرار می‌دهد. تکنیک‌های گوناگون برای تأثیر مطلوب روی شبیه‌سازی و نتایج و مشکلات این روش‌ها بیان می‌شوند. همچنین الگوریتم‌های بوجود آمده در گذشته، همراه با سریع ترین زمان‌های شبیه‌سازی معرفی می‌گردند.

هرچند که روش تزریق سیگنال در مقابل روش معمول سخت افزار در حلقة از دقت کمتری برخوردار است ولی بدليل توسعه قدرت پردازش گرهای الکترونیکی از یک سو و ارزان‌تر و ساده‌تر بودن پیاده‌سازی در مقایسه با روش معمول از سوی دیگر باعث افزایش اقبال مهندسان سیستم جهت بکار گیری این روش شده است. این مقاله به نحوه پیاده‌سازی عملی آزمون گر سخت افزار در حلقة برای یک موشک آشیان یا ب مادون‌قمرز می‌پردازد. شکل ۳ دیاگرام بلوکی شبیه‌سازی موشک مورد مطالعه را نشان می‌دهد که در آن ارتباط بین بلوک‌های مختلف نشان داده شده است. با قرار دادن بخش‌های سخت افزاری از مجموعه الکترونیک در شبیه‌سازی می‌توان سطوح ساده‌تری از سخت افزار در حلقة را به کمک روش تزریق سیگنال اجرا نمود. به عبارت دیگر بر اساس این که کدام‌یک از اجزاء موشک به صورت مدل واقعی در حلقة قابل پیاده‌سازی قرار گیرند سطوح مختلفی از آزمون سخت افزار در حلقة قابل پیاده‌سازی خواهد بود. این مقاله به پیاده‌سازی آزمون سخت افزار در حلقة با روش تزریق سیگنال و با قراردادن سخت افزاری مدارات خودخلبان در حلقة شبیه‌سازی، اختصاص دارد.



شکل ۳- دیاگرام بلوکی شبیه‌سازی موشک مورد مطالعه [12]

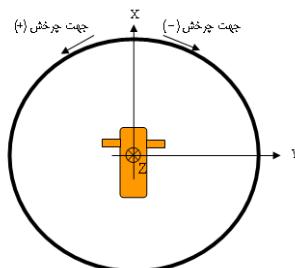
قبل از پیاده‌سازی مدارات خودخلبان در شبیه‌سازی سخت افزار در حلقة لازم است که شبیه‌سازی شش درجه آزادی مورد ارزیابی و معتبرسازی قرار گیرد. بخش دوم مقاله به این مسئله اختصاص دارد. نحوه پیاده‌سازی روش تزریق سیگنال با زمان واقعی کردن شبیه‌سازی شش درجه آزادی، خارج کردن مدل مدارات خودخلبان از شبیه‌سازی نرم افزاری و تحقق آن به صورت سخت افزاری در بخش سوم آورده شده است. بخش چهارم به بیان نتایج عملی این شبیه‌ساز با درنظر گرفتن چند سناریوی مختلف می‌پردازد در این بخش نتایج شبیه‌سازی شش

W (deg/sec)	Command Factor	
	Head On	Tail On
/	/ ~ /	/ ~ /
	/ ~ /	/ ~ /
/	/ ~ /	/ ~ /
	/ ~ /	/ ~ /
/	/ ~ /	/ ~ /

واضح است که در شبیه‌سازی شش درجه آزادی بهتر است مقدار فاکتور فرمان در وسط محدوده مجاز قرار گیرد.

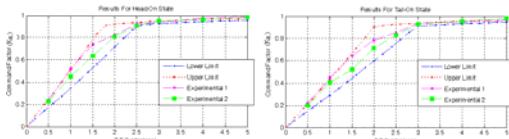
۲-۲- معتربرسازی پارامترها در کنال کنترل

در سامانه کنترل موشک مورد مطالعه یک ژیروسکوپ یک درجه آزادی به عنوان حس گر سرعت زاویه‌ای استفاده شده است در حالی که بدنه موشک در حال چرخش حول محور طولی است خروجی این حس گر یک سیگنال الکتریکی متناسب با سرعت زاویه‌ای بدنه موشک حول محور عرضی آن خواهد بود. بنابراین برای تحریک حس گر و اندازه‌گیری ولتاژ خروجی آن باید با چرخش بدنه حول محور طولی، سرعت زاویه‌ای‌های متفاوتی حول محور عرضی به بدنه آن اعمال نمود. برای انجام آزمون عملکرد حس گر سرعت زاویه‌ای و حلقه کنترل در آزمایشگاه نیز سامانه مشابهی وجود دارد. توسط یک میز دو درجه آزادی مطابق شکل ۶ قسمتی از بدنه موشک که حس گر روی آن قرار دارد هم‌زمان با چرخش حول محور طولی، با سرعت زاویه‌ای ثابت، حول محور عرضی دوران می‌نماید. در وجود این شرایط و اندازه‌گیری وضعیت بالکها در هر لحظه، فاکتور فرمان محاسبه می‌شود. میز دو درجه آزادی توانایی چرخش حول محور عرضی را در جهات مثبت و منفی، تحت سرعت زاویه‌ای‌های مختلف دارد. بنابراین امکان اعمال آزادی‌های مختلف (سرعت زاویه‌ای‌های متفاوت حول محور عرضی) به حس گر و اندازه‌گیری فاکتور فرمان نظری آن وجود دارد. لذا با انجام این آزمون می‌توان بهره را در شبیه‌سازی شش درجه آزادی کالیبره نمود.



میز گردن نیز با سرعت زاویه‌ای ثابت شروع به چرخش می‌نماید و جستجوگر هدف را تعقیب می‌کند. با توجه به شکل واضح است که در این حالت سرعت زاویه‌ای چرخش میز همان نرخ چرخش خط دید PWM است. چرخش خط دید باعث تشکیل سیگنال کنترلی به صورت PWM جهت اعمال به سامانه عملگر نیوماتیکی می‌شود. در مراحل انجام این تست مجموعه هدایت و کنترل موشک در حال چرخش حول محور طولی می‌باشد. در این هنگام بالک‌ها متناسب با سیگنال PWM و تحت فشار باد متصل به مجموعه عملگر، تغیر وضعیت می‌دهند. در این شرایط، وضعیت بالک‌ها، توسط سنسورهایی قرائت شده و فاکتور فرمان از روی آنها محاسبه می‌شود.

بنابراین با توجه به نحوه آزمون آزمایشگاهی و شبیه‌سازی آزمون گر مربوط به آن، می‌توان پارامترهای مربوط به حلقه ریدیابی را معتربرسازی نمود. به این منظور ابتدا محدوده فاکتور فرمان در سرعت زاویه‌ای‌های مختلف خط دید تعیین گردیده است. در آزمون‌های آزمایشگاهی، محدوده فاکتور فرمان در سرعت زاویه‌ای ۱/۵ درجه بر ثانیه برای هدف آینده^۱ و هدف رونده^۲ مشخص می‌باشد بنابراین مقدار بهره DC بین ورودی سرعت زاویه‌ای خط دید و خروجی دامنه سیگنال خط طوری انتخاب شده است که مقدار فاکتور فرمان برای کمینه و پیشینه محدوده فوق الذکر گردد. شکل ۵ محدوده فاکتور فرمان حاصل از شبیه‌سازی را در سرعت زاویه‌ای‌های مختلف خط دید در حالت هدف آینده و هدف رونده همراه با نتایج آزمایشگاهی نشان می‌دهد.



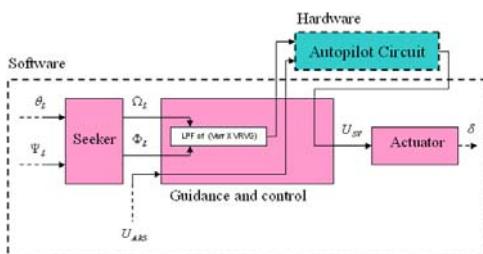
شکل ۵- محدوده‌های بدست آمده برای فاکتور فرمان همراه با نتایج آزمایشگاهی، در حالت‌های هدف آینده و هدف رونده

همان‌طور که از شکل پیداست نتایج آزمایشگاهی بدست آمده در سرعت زاویه‌ای‌های مختلف، در محدوده تعیین شده توسط شبیه‌سازی، قرار دارند. با توجه به مقادیر حاصل از شبیه‌سازی می‌توان محدوده فاکتور فرمان را برای چند سرعت زاویه‌ای مختلف طبق جدول ۱ تعیین نمود.

جدول ۱- محدوده KK در سرعت زاویه‌ای‌های مختلف

- 1 -Head On
- 2 -Tail On

شکل ۶- میز گردان جهت آزمون حس گر سرعت زاویه‌ای

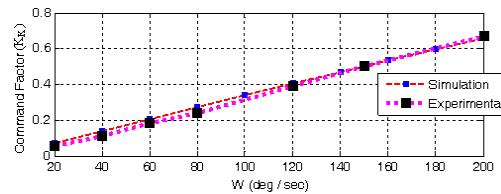


شکل ۸- دیاگرام بلوکی تزریق سیگنال و ارتباط با بلوک های شبیه‌سازی شش درجه آزادی

سیگنال‌های ورودی/ خروجی به قسمت سخت افزار به صورت زیر است:

- سیگنال فرمان: دامنه این سیگنال متناسب با نرخ چرخش خط‌دید و فرکانس آن برابر با فرکانس چرخش موشک است که ورودی سخت افزار می‌باشد.
- سیگنال خروجی حس گر سرعت زاویه‌ای: دامنه این سیگنال متناسب با سرعت زاویه‌های بدنه و فرکانس آن در حدود ۳۵ هرتز است که ورودی سخت افزار می‌باشد.
- سیگنال Steering: این سیگنال به صورت مدولاسیون عرض پالس است که فرمان اعمالی به بالکها است و به عنوان خروجی سخت افزار توسط نرم افزار خوانده می‌شود. پس از انتخاب و نصب کارت I/O با توجه به سیگنال‌های ورودی و خروجی و زمان واقعی شدن شبیه‌سازی، مدارات خودخلبان از نرم افزار خارج شده و در شبیه‌سازی سخت افزار در حلقة قرار می‌گیرند. سیگنال فرمان و سیگنال خروجی حس گر سرعت زاویه‌ای که خروجی‌های نرم افزار هستند با استفاده از بلوک Analog Output برای برد خودخلبان فرستاده شده و توسط بلوک Digital Input سیگنال Steering شده از اعمال به مدارات خودخلبان جبران شود. همچنین با توجه به ماهیت سیگنال‌های آنالوگ خروجی و دامنه آنها، محدوده خروجی این سیگنال‌ها در بلوک Analog Output صفر تا پنج ولت انتخاب شده است.
- سیگنال خوانده شده توسط بلوک Digital Input باید بین صفر تا پنج ولت باشد این تعیین محدوده نیز در قسمت سخت افزار صورت می‌گیرد. بنابراین برای تأمین الزامات فوق، مدارات واسطه دیگری نیز طراحی و ساخته شده است که مطابق شکل ۹، بین کارت I/O و برد خودخلبان قرار می‌گیرند.
- شکل ۱۰ تصویر سخت افزار استفاده شده در آزمون سخت افزار در حلقة، یعنی برد الکترونیکی خودخلبان را بهمراه برد الکترونیکی مدارات واسطه نشان می‌دهد.

اندازه و فاز فاکتور فرمان پارامترهایی هستند که برای تنظیم دامنه و فاز حس گر سرعت زاویه‌ای در آزمایشگاه مورد استفاده قرار می‌گیرند. فاکتور فرمان می‌تواند ناشی از سرعت زاویه‌ای خط دید (خرجی جستجوگر) یا چرخش بدنه حول محور عرضی (خرجی حس گر سرعت زاویه‌ای) باشد. در بخش قبلی برای کالیبراسیون و معترسازی حلقة هدایت، فاکتور فرمان حاصل از سرعت زاویه‌ای خط دید کنترل، از فاکتور فرمان حاصل از سیگنال خروجی حس گر سرعت زاویه‌ای استفاده شده است. در آزمایشگاه محدوده مجاز مقدار فاکتور فرمان و فاز حاصل از حس گر، تحت سرعت زاویه‌ای‌های معینی تعیین شده‌اند. برای کالیبراسیون و معترسازی مدل حلقة کنترل در شبیه‌سازی شش درجه آزادی، بهره موجود در حلقة کنترل این مدل به گونه‌ای تنظیم شده است که مقادیر فاکتور فرمان حاصل از شبیه‌سازی در وسط محدوده مجاز تعریف شده قرار گیرد.



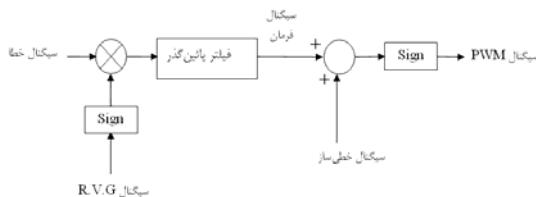
شکل ۷- نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی مربوط به فاکتور فرمان حاصل از حس گر سرعت زاویه‌ای

شکل ۷ مقادیر فاکتور فرمان حاصل از شبیه‌سازی را پس از معترسازی، همراه با نتایج عملی بدست آمده در ازمایشگاه نشان می‌هد.

۳- طراحی آزمون گر سخت افزار در حلقة به روشن تزریق سیگنال

در شبیه‌سازی شش درجه آزادی از یک مدل ساده برای جستجوگر استفاده شده است و تنها مدارات انتهایی خودخلبان به طور دقیق مدل سازی شده و در حلقة شبیه‌سازی قرار گرفته‌اند. بنابراین فقط مدارات خودخلبان را می‌توان با استفاده از روش تزریق سیگنال در شبیه‌سازی سخت افزار در حلقة قرار داد. برای قراردادن دیگر مدارات مجموعه الکترونیک باید ابتدا همگی آنها مدل سازی شده و در شبیه‌سازی شش درجه آزادی قرار بگیرند. در این صورت آنها را نیز می‌توان در مراحل بعدی به صورت سخت افزاری در شبیه‌سازی قرار داد. شکل ۸ دیاگرام بلوکی قسمتی از شبیه‌سازی شش درجه آزادی را نشان می‌دهد که مدارات خودخلبان به روش تزریق سیگنال، در حلقة شبیه‌سازی سخت افزار در حلقة قرار گرفته‌اند.

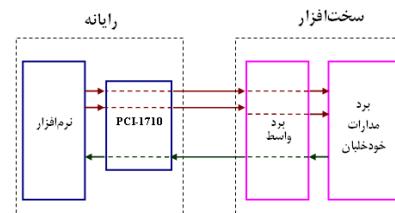
در پیاده‌سازی انجام شده تنها عاملی که می‌تواند در عدم انطباق مسیرهای پروازی، در شبیه‌سازی سخت افزار در حلقه تأثیر بگذارد سیگنال خطی ساز است. شکل ۱۲ دیاگرام بلوکی خودخلبان را با حضور سیگنال خطی ساز نشان می‌دهد.



شکل ۱۲- دیاگرام بلوکی تشکیل سیگنال PWM

سیگنال خطی ساز یک سیگنال مثالی با فرکانس و دامنه ثابت می‌باشد که با سیگنال فرمان جمع شده و پس از عبور از یک تابع علامت، سیگنال PWM را تشکیل می‌دهد. در شبیه‌سازی نرم افزاری سیگنال خطی ساز توسط نرم افزار تولید می‌شود و بنابراین فاز آن نسبت به لحظه اولیه در اجراهای متعدد یکسان است و اجراهای مختلف شبیه‌سازی، با فاز یکسان سیگنال خطی ساز انجام می‌شود. اما در شبیه‌سازی سخت افزار در حلقه چون سیگنال خطی ساز در برد مدارات خودخلبان تولید می‌شود فاز آن نسبت به لحظه شروع اجرای برنامه تحت کنترل نمی‌باشد و در اجراهای متعدد شبیه‌سازی، در زمان‌های یکسان پروازی مقدار سیگنال خطی ساز متفاوت خواهد بود که این مسئله در آزمون‌های پروازی نیز می‌تواند تأثیرگذار باشد. برای اطمینان از این موضوع در شبیه‌سازی شش درجه آزادی، همین سناریو با دو فاز متفاوت سیگنال خطی ساز اجرا گردید که با توجه به نتایج حاصل، مسیر پروازی موشک در این دو حالت کاملاً بر یکدیگر منطبق نگردید و تأثیر فاز سیگنال خطی ساز در شبیه‌سازی شش درجه آزادی نیز اثبات شد. نکته دیگری که باید مد نظر قرار بگیرد این است که با وجود این که سعی شده است دامنه سیگنال خطی ساز در شبیه‌سازی نرم افزاری با دامنه آن در برد سخت افزاری خودخلبان یکی باشد اما وجود اختلاف کوچک در اندازه آنها اجتناب ناپذیر است. این موضوع نیز می‌تواند در نتایج پروازی تأثیرگذار باشد.

بنابراین قبل از اینکه نتایج حاصل از شبیه‌سازی نرم افزاری را با نتایج شبیه‌سازی سخت افزار در حلقة در سناریوهای مختلف مقایسه کنیم باید به این نکته توجه نماییم که اختلاف‌های کوچک بین مسیرهای پروازی در دو حالت شبیه‌سازی می‌تواند ناشی از اختلاف در فاز و دامنه سیگنال خطی ساز باشد. در این قسمت پس از پیاده‌سازی مدارات مربوطه، برای اطمینان از صحت کار انجام شده، در چند سناریوی مختلف نتایج حاصل از شبیه‌سازی سخت افزار در حلقة با نتایج شبیه‌سازی شش درجه آزادی مورد مقایسه و ارزیابی قرار خواهد گرفت.



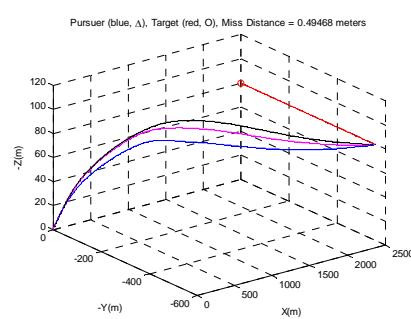
شکل ۹- دیاگرام بلوکی سخت افزار در حلقة برد خودخلبان به روش تزریق سیگنال



شکل ۱۰- سخت افزار نهایی قرار داده شده در آزمون سخت افزار در حلقة

۴- نتایج پیاده‌سازی عملی و ارزیابی آن

چون نرم افزار بر اساس نتایج عملی و آزمایشگاهی معتبرسازی شده است بنابراین مقایسه نتایج حاصل از پیاده‌سازی با نتایج شبیه‌سازی، بسیار شبیه به مقایسه با نتایج عملی است. بنابراین برای آگاهی از صحبت پیاده‌سازی، نتایج حاصل را با نتایج شبیه‌سازی شش درجه آزادی مورد مقایسه قرار می‌دهیم. قبل از این مقایسه، ابتدا با چند بار اجرای یک سناریو در حالت سخت افزار در حلقة تکرار پذیری آن مورد بررسی قرار می‌گیرد. در این سناریو هدف که در ارتفاع ۸۰ متری از سطح افق قرار دارد با سرعت ثابت ۱۰۰ متر بر ثانیه در جهت محور ۷ دستگاه مختصات لخت حرکت می‌کند. شکل ۱۱ مسیر پروازی موشک و هدف را در سناریوی ذکر شده با سه بار اجرای شبیه‌سازی نشان می‌دهد.



شکل ۱۱- تکرار پذیری شبیه‌سازی سخت افزار در حلقة در یک سناریو

همان‌طور که مشاهده می‌شود مسیر پروازی موشک در سه حالت اجرای شبیه‌سازی کاملاً بر یکدیگر منطبق نمی‌باشد. در صورتی که در شبیه‌سازی نرم افزاری تکرار اجرای برنامه در نتیجه شبیه‌سازی تأثیری ندارد و مسیرهای پروازی در چند بار اجرای شبیه‌سازی هیچ گونه اختلافی با یکدیگر نخواهند داشت.

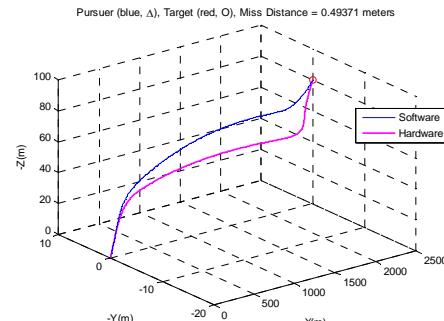
N O	X _T , m	Y _T , m	Z _T , m	V _{X_T} , m/s	V _{Y_T} , m/s	V _{Z_T} , m/s	A _{X_T} m/s ²	A _{Y_T} m/s ²	A _{Z_T} m/s ²
۱	۲۵۰۰	۰	-۸۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰
۲	۲۰۰۰	۱۰۰۰	-۱۰۰۰	۱۰۰	۰	۰	۲۱	-۲۱	-۲۱
۳	۲۶۰۰	۱۰۰	-۱۰۰۰	۱۵۰	۰	۰	-۲۱	-۲۱	-۲۱
۴	۷۰۰	۷۰۰	-۷۰۰	۳۰۰	۰	۰	-۳۰	۰	۰

۵- جمع‌بندی، نتیجه‌گیری و پیشنهاد

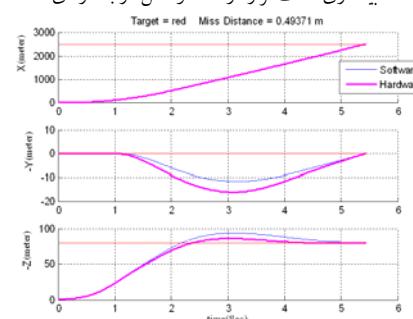
در این مقاله ابتدا به معتبرسازی حلقة هدایت و کنترل شبیه‌سازی شش درجه آزادی موشک جستجوگر مادون فرمز بر اساس نتایج آزمایشگاهی پرداخته شد. به کمک نتایج آزمایشگاهی فاکتور فرمان، مدل جستجوگر و مدل حس گر سرعت زاویه‌ای کالیبره گردید و به کمک شبیه‌سازی، فاکتور فرمان در سرعت زاویه‌ای‌های مختلف چرخش خط دید و سرعت زاویه‌ای‌های مختلف بدن بدست آمد. در ادامه، برنامه شبیه‌سازی شش درجه آزادی به صورت زمان واقعی تبدیل شد و مدارات خودخلبان و سیگنال‌های ورودی و خروجی بین نرم‌افزار و سخت‌افزار مورد بررسی قرار گرفت و بر اساس آن کارت واسط مناسب انتخاب گردید. سپس با استفاده از روش تزریق سیگنال، مدارات خودخلبان به صورت سخت‌افزاری در حلقة شبیه‌سازی قرار داده شد. ابتدا شبیه‌سازی موجود و نتایج حاصل از شبیه‌سازی سخت‌افزار در حلقة با نتایج حاصل از شبیه‌سازی نرم‌افزاری، در چند سناریوی مختلف، مقایسه گردید. بررسی نتایج نشان داد که پیاده‌سازی به درستی صورت گرفته است و اختلاف بسیار کم در مسیرهای پروازی شبیه‌سازی سخت‌افزار در حلقة با شبیه‌سازی نرم‌افزاری، ناشی از سیگنال خطی‌ساز است که در برداشتن خودخلبان تولید می‌شود. در این سیگنال مسیر پروازی موشک را می‌تواند تغییر دهد اما در نزدیک‌ترین فاصله عبوردهی چندان تأثیرگذار نخواهد بود. بنابراین روش تزریق سیگنال یک روش بسیار مناسب در شبیه‌سازی سخت‌افزار در حلقة می‌باشد که می‌توان از آن در قراردادن دیگر اجزاء موشک از جمله عملگر نیوماتیکی و دیگر مدارات مجموعه الکترونیک در شبیه‌سازی سخت‌افزار در حلقة استفاده نمود. لذا موضوعات مورد علاقه نویسنده‌گان برای ادامه پژوهش در این زمینه به صورت موارد ذیل پیشنهاد می‌گردد:

- اعمال خروجی مدارات خودخلبان به بینهای عملگر و قراردادن سروموکانیزم در شبیه‌سازی سخت‌افزار در حلقة.
- پیاده‌سازی آزمون گر سخت افزار در حلقة به روش تزریق سیگنال با شبیه‌سازی دیگر سیگنال‌های ورودی مجموعه الکترونیک و قراردادن کل مجموعه الکترونیک جستجوگر در حلقة شبیه‌سازی.
- بررسی دیگر امکانات نرم‌افزار Matlab مانند XPC Target برای زمان حقیقی کردن شبیه‌سازی و استفاده در روش تزریق سیگنال.

شکل ۱۳ و شکل ۱۴ مسیر پروازی تک بعدی و سه بعدی موشک را در دو حالت شبیه‌سازی شش درجه آزادی و شبیه‌سازی سخت‌افزار در حلقة برای سناریوی شماره (۱) طبق جدول (۳)، نشان می‌دهد.



شکل ۱۳- مسیرهای پروازی سه بعدی برای سناریوی شماره یک در دو حالت شبیه‌سازی سخت‌افزار در حلقة و شش درجه آزادی



شکل ۱۴- مسیرهای پروازی تک بعدی برای سناریوی شماره یک در دو حالت شبیه‌سازی سخت‌افزار در حلقة و شش درجه آزادی

همان‌طور که مشاهده می‌شود مسیرهای پروازی موشک انطباق خوبی بر یکدیگر دارند و همانطور که توضیح داده شد اختلاف کم می‌بین آنها می‌تواند ناشی از سیگنال خطی‌ساز باشد. پارامتر دیگری نیز که می‌تواند برای مقایسه نتایج مورد استفاده قرار بگیرد نزدیک‌ترین فاصله عبوردهی^۱ است. جدول (۲) نزدیک‌ترین فاصله عبوردهی را در چند سناریوهای جدول (۳) نشان می‌دهد. بررسی این نتایج دقت و صحت پیاده‌سازی مدارات خودخلبان را در شبیه‌سازی سخت‌افزار در حلقة نشان می‌دهد.

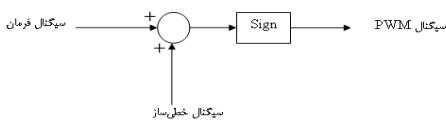
جدول ۲- نزدیک‌ترین فاصله از دست‌دهی برای سناریوهای جدول ۳

No	M.D of 6DOF, cm	M.D of HWIL, cm
۲	۴۹	۵۳
۳	۵۶	۵۹
۴	۵۸	۶۰

جدول ۳- سناریوهای پروازی با تعیین موقعیت، سرعت و شتاب هدف

1- Miss Distance

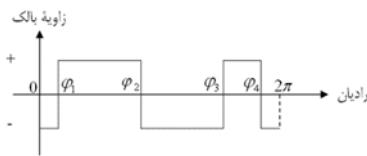
موشک به بیشینه نیروی برآیند ممکن، فاکتور فرمان نام دارد. بنابراین برای بدست آوردن فاکتور فرمان کافیست از نیروهای لحظه‌ای در یک دور چرخش موشک انگرال گیری شود. برای تشکیل سیگنال PWM که باعث تغییر وضعیت بالک‌ها می‌شود، قسمت انتهایی مدارات خودخبان را می‌توان به صورت شکل ۱۵ در نظر گرفت.



شکل ۱۵- نحوه تشکیل سیگنال PWM

سیگنال فرمان، یک سیگنال سینوسی با فرکانس دوران موشک و دامنه‌ای متناسب با نرخ چرخش خط دید است، که توسط دیگر مدارات مجموعه الکترونیک جستجوگر تولید می‌شود. این سیگنال با سیگنال خطی‌ساز که دارای دامنه و فرکانس ثابتی است، جمع شده و سیگنال PWM را بوجود می‌آورد و سیگنال حاصل، برای تغییر وضعیت بالک‌ها به بینن عملگر اعمال می‌شود. برای محاسبه فاکتور فرمان از سیگنال PWM استفاده می‌نماییم. هدف بدست آوردن برآیند نیروهای وارده به بدنه در دستگاه بدینی غیرچرخان، در طول یک دور چرخش کامل موشک می‌باشد. بیشترین نیروی اعمالی هنگامی اتفاق می‌افتد که بالک در یک دوران موشک دو بار تغییر وضعیت دهد. در این حالت مقدار نیروی اعمالی بیشینه خواهد بود و اگر تعداد تغییر وضعیت‌ها بیشتر از دو بار باشد برآیند نیروی اعمالی کسری از نیروی بیشینه می‌باشد.

فرض کنید وضعیت بالک‌ها در یک پریود چرخش موشک، مطابق شکل ۱۶ باشد و همچنین بالک‌ها در لحظه صفر، روی محور Z دستگاه مختصات بدینی غیرچرخان قرار داشته باشند.



شکل ۱۶- پالس PWM با چهار بار تغییر وضعیت

برای بدست آوردن برآیند نیروهای اعمالی در طول یک دور چرخش موشک، در راستای محورهای Z و Z باید از نیروهای لحظه‌ای در یک دور چرخش موشک انگرال گیری نمود.

$$\bar{F}_y = \frac{1}{2\pi} \int_{2\pi} \bar{F} \cos(\varphi) d\varphi \quad (1)$$

$$\bar{F}_z = \frac{1}{2\pi} \int_{2\pi} \bar{F} \sin(\varphi) d\varphi$$

که در آن \bar{F} نیروی لحظه‌ای و φ زاویه بین نیروی لحظه‌ای با محور Z می‌باشد. با بسط این رابطه خواهیم داشت:

مراجع

- [1] E.J. Eichblatt Jr., "Test and Evaluation of the Tactical Missile", American Institute of Aeronautics and Astronautics", chapter V, pp 163-182, Jan 1989.
- [2] L.K. Harbor, "Space Based Interceptor, Hardware-In-the-Loop Simulation Featuring IR Scene Projection and Dual Sensor IR and LIDAR Signal Injection", SPIE, Vol.2741, pp.439-446, 1996.
- [3] S.B. Mobley and J.S. Cole "Use of Hardware-In-the-Loop Simulation (HWIL) in the Development, Test, and Evaluation of Multi-Spectral Missile System", Pentagon Reports, 1998.
- [4] J.B Johnson Jr. and J.A. Ray, "A Multi-Spectral Test and Simulation Facility to Support Missile Development, Production, and Surveillance Programs", Springer Berlin / Heidelberg, pp 515-520, 2001.
- [5] R.L. Murrer, R. A. Thompson and C.F. Coker, "Recent Technology Development for the Kinetic Kill Vehicle Hardware-In-the-Loop Simulator", Air Force Research Laboratory, 1998.
- [6] B.A. Sieglinger, D.S. Flynn and C.F. Coker, "Hardware-In-the-Loop Simulation Using Direct Signal Injection", SPIE, Vol. 2741, pp 219-230, 1996.
- [7] Q. Wang and etc., "A HWIL Test Facility of Infrared Imaging Laser Radar Using Direct Signal Injection", SPIE, Vol. 5640, 2005.
- [8] R. Lee Murrer, Jr. "HILS Testing: The Use of a PC for Real-Time IR Reticle Simulation", SPIE, Vol.4366, 2001.
- [9] Song T. L. and Um T. Y., "Practical Guidance for Homing Missiles with Bearings Only Measurements", IEEE Trans. Aerospace and Electronic System, Vol.32, pp 434-444, 1996.
- [10] W.F. Waite and etc., "Validation of Hardware-In-the-Loop (HWIL) and Distributed Simulation Systems", Book is Prepared for Kossiakoff Conf. and Education Center, Johns Hopkins University/Advanced Physics Laboratory, Laurel, Maryland, USA, Chapter I, pp 16. 2002.
- [11] J.P. Delport and etc., "Software-Only IR Image Generation And Reticle Simulation For The HWIL Testing Of A Single Detector Frequency Modulated Reticle Seeker", SPIE Vol. 5408, pp. 155-163, 2004.
- [12] م. عاروان، مدل‌سازی جستجوگر الکترونیکی و تخمین نرخ چرخش خط دید در حضور اغتشاش، رساله دکترای مهندسی برق-کنترل، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، شهریور ۸۶.

پیوست ۱

در موشک مورد مطالعه که از سامانه کنترل تک کانال چرخان بهره می‌برد، جهت نیروی کنترلی عمود بر بدنه در هر لحظه تغییر می‌کند که جهت بردار برآیند این نیروهای، جهت مانور موشک را نشان می‌دهد و شتاب کنترلی موشک نیز متناسب با مقدار نیروی برآیند است. نسبت نیروی برآیند حاصل از نیروهای لحظه‌ای در یک دور چرخش کامل

(۲) پ

$$\bar{F}_y = \frac{F}{2\pi} \left[\int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \cos(\varphi) d\varphi - \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \cos(\varphi) d\varphi + \int_{\varphi_2}^{\varphi_3} \cos(\varphi) d\varphi - \int_{\varphi_3}^{\varphi_4} \cos(\varphi) d\varphi + \int_{\varphi_4}^{2\pi} \cos(\varphi) d\varphi \right]$$

$$\bar{F}_z = \frac{F}{2\pi} \left[\int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \sin(\varphi) d\varphi - \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \sin(\varphi) d\varphi + \int_{\varphi_2}^{\varphi_3} \sin(\varphi) d\varphi - \int_{\varphi_3}^{\varphi_4} \sin(\varphi) d\varphi + \int_{\varphi_4}^{2\pi} \sin(\varphi) d\varphi \right]$$

که با حل انتگرال‌ها خواهیم داشت:

$$\bar{F}_y = \frac{F}{\pi} [\sin(\varphi_1) - \sin(\varphi_2) + \sin(\varphi_3) - \sin(\varphi_4)] \quad (3)$$

$$\bar{F}_z = -\frac{F}{\pi} [\cos(\varphi_1) - \cos(\varphi_2) + \cos(\varphi_3) - \cos(\varphi_4)]$$

در رابطه (۳) فقط عبارت‌های داخل علامت کروشه متغیر می‌باشند.
بنابراین می‌توان آنرا بازنویسی نمود.

$$\bar{F}_y = \frac{2F \cdot K_y}{\pi} \quad (4)$$

$$\bar{F}_z = \frac{2F \cdot K_z}{\pi}$$

$$K_y = \frac{1}{2} [\sin(\varphi_1) - \sin(\varphi_2) + \sin(\varphi_3) - \sin(\varphi_4)]$$

$$K_z = -\frac{1}{2} [\cos(\varphi_1) - \cos(\varphi_2) + \cos(\varphi_3) - \cos(\varphi_4)]$$

در نهایت می‌توان یک رابطه کلی بدست آورد:

$$K_y = \frac{1}{2} sign(\delta) \left[\sum_{i=1}^m (-1)^i \sin(\varphi_i) \right] \quad (5)$$

$$K_z = \frac{1}{2} sign(\delta) \left[\left(\frac{(-1)^m - 1}{2} \right) + \sum_{i=1}^m (-1)^{i+1} \cos(\varphi_i) \right]$$

که در آن δ ، زاویه بالک در ابتدای پریوید، m تعداد تغییر وضعیت‌ها در کل پریوید و φ_i ، فاز i امین تغییر وضعیت نسبت به ابتدای پریوید می‌باشد. واضح است که می‌توان مقدار میانگین K_y و K_z را در چند پریوید نیز محاسبه نمود.

بنابراین نیروی برآیند به راحتی بدست خواهد آمد:

$$\bar{F}_{result} = \sqrt{\bar{F}_y^2 + \bar{F}_z^2} = \frac{2F}{\pi} \sqrt{K_y^2 + K_z^2} \quad (6)$$

قسمت متغیر رابطه (۸-۳)، که مقدار آن بین صفر و یک می‌باشد را به عنوان فاکتور فرمان در نظر می‌گیریم.

$$K_K = \sqrt{K_y^2 + K_z^2} \quad (7)$$

جهت برآیند نیروهای آبرودینامیک اعمالی به بدن در دستگاه بدنی غیرجرخان در یک دوران موشک، جهت مانور موشک را مشخص می‌کند که آنرا فاز فاکتور فرمان می‌نامند. بنابراین خواهیم داشت:

$$Phase_{K_K} = A \tan 2(K_z, K_y) \quad (8)$$



کاربرد معادلات قیود نیرویی در طراحی مسیر و کنترل مدار باز بازوهای مکانیکی افزونه

محمد جعفر صدیق^۱، سوکت طهماسبیان^۲

^۱ استادیار دانشکده مکانیک دانشگاه صنعتی اصفهان، jafars@cc.iut.ac.ir

^۲ مری دانشکده مکانیک دانشگاه آزاد خمینی شهر، sevakt76@yahoo.com

(تاریخ دریافت مقاله ۱۶/۱۲/۱۳۸۸، تاریخ پذیرش مقاله ۳۰/۳/۱۳۸۹)

چکیده: این مقاله روش جدیدی را برای طراحی مسیر بازوهای مکانیکی افزونه ارائه می‌نماید. در این روش با اعمال قیود نیرویی مناسب، هدف ثانویه توزیع بار نسبی بین عملگرها علاوه بر تعقیق مسیر محقق می‌شود. دو الگوریتم برای این منظور پیشنهاد شده است. الگوریتم اول از مجموعه کامل معادلات لازم برای توزیع بار بین عملگرها سودجویی و سپس مجموعه فوق معین معادلات حاصل از افزودن این معادلات به معادلات سینماتیکی را به روش شبه معکوس وزن‌دار حل می‌نماید. الگوریتم دوم، اما، با انتخاب یک نقطه شروع مناسب که دارای شرایط توزیع بار قابل قبول است آغاز می‌شود. این الگوریتم سپس با افزودن تعداد معادلات قید نیرویی لازم (به تعداد درجات افزونگی) به معادلات سینماتیک دیفرانسیلی حرکت پاسخی را به دست می‌دهد که ضمن برآورده نمودن کامل شرط تعقیب مسیر نسبت بار هر عملگر به حد مجاز آن را در یک محدوده تعريف شده قابل قبول نگه می‌دارد. نتایج برای یک ربات سه عضوی صفحه‌ای ارائه و با نتایج حل‌های قبلی مقایسه شده است.

کلمات کلیدی: ربات‌های افزونه، طراحی مسیر، کنترل مدار باز، توزیع بار، قیود نیرویی

Application of Dynamic Constraint Equations to Open Loop Control of Redundant Manipulators

Mohammad Jafar Sadigh and Sevak Tahmasian

Abstract: This paper presents a novel method for path planning of redundant manipulators. The idea is to use load distribution as an objective function for resolving kinematic redundancy. The method is based on imposing a set of convenient relation among joint torques as dynamic constraints to system. Two algorithms for path planning of redundant manipulators subject to dynamic constraints are proposed. The first algorithm takes advantage of all necessary dynamic constraint equations which can be approximately solved using a pseudo-inverse technique, whereas the second algorithm is based on finding a good starting point with fair load distribution and generate the path by imposing as many dynamic constraint equations as the number of degrees of redundancy. The results for path planning of a 3-DOF planar manipulator using this method are presented.

Keywords: Redundant manipulators, Path planning, Load distribution,

طراحی مسیر در این ربات‌ها دارای بین‌نهایت پاسخ خواهد بود. این موضوع

۱- مقدمه

در عین ایجاد مشکلات محاسباتی، در مقایسه با ربات‌های بدون افزونگی، فضای کار وسیعی را در مقابل محققین گشوده است تا با اعمال خواسته‌های اضافی مسیر مطلوب را از بین بین‌نهایت مسیر ممکن طراحی نمایند. کاربرد ربات‌های افزونه به دلیل چابکی و مانور پذیری خوب آنها به نحو روزافزونی در حال افزایش است. با توجه به درجات آزادی اضافی در ربات‌های افزونه مسئله سینماتیک معکوس و به تبع آن

توزیع بار یکنواخت بین عملگرها، به لحاظ عملی از اهمیت بالای برخوردار است، یکی از موضوعاتی است که میتواند به عنوان هدف ثانویه مورد نظر قرار گیرد. منظور از توزیع بار بین عملگرها اینست که در طی حرکت تمامی عملگرها در صد متعادلی (تقریباً مساوی) از ترک حداکثر خود را اعمال نمایند. چنین حرکتی ضمن اجتناب حداکثری از اشایع عملگرها موجب افزایش راندمان موتورها و افزایش طول عمر آنها می‌شود. به طور مثال اگر مسیر حرکت ربات به گونه‌ای باشد که یک عملگر به دفعات بار نسبی بیشتری را اعمال نماید خطر از کارافتادن این عملگر به سرعت افزایش می‌یابد. موضوع توزیع بار به عنوان یک خواسته ثانویه توسط محققین متعددی مورد بررسی قرار گرفته است.

هولرباخ و سو^[۷] روشی را بر مبنای حل شبیه معکوس برای حداقل-سازی لحظه‌ای ترک مصرفی مفاصل پیشنهاد نمودند. در این روش آنها تنظیم مقدار ترک مفاصل در نزدیکی مقدار متوسط حدود بالا و پایین عملگرها به عنوان هدف ثانویه در نظر گرفتند. چونگ و ولی^[۱۳] روشی را بر مبنای حداقل‌سازی موضعی یک نرم مناسب از ترک وزن‌دار مفاصل ارائه نمودند. روش پیشنهادی آنها نیز از حل شبیه معکوس معادلات دینامیکی و سینماتیکی دینامیسلی ربات استفاده می‌کرد. تنگ و همکاران^[۱۴] از یک روش شبکه عصبی برای حداقل سازی نرم به بینهایت ترک عملگرها استفاده نمودند. ژانگ و همکاران^[۱۵] نشان دادند که رفع افزونگی در هر دو سطح سرعت و شتاب را می‌توان در قالب یک مسئله برنامه‌ریزی مربوطی مقید با قیود تساوی و نامساوی فرمول‌بندی و حل نمود. ژانگ^[۱۶] سپس این روش را برای حداقل-سازی نرم بینهایت ترک‌های مصرفی مفاصل مورد استفاده قرار داد.

همانطور که مشخص است حجم قابل توجهی از تحقیقات، که در اینجا تنها به گوشاهی از آنها اشاره شد، در زمینه رفع افزونگی به طور عام و رفع افزونگی با موضوع توزیع بار و حداقل سازی ترک عملگرها به انجام رسیده و گزارش شده است. هرچند از، آنجا که عمدۀ این تحقیقات عمده‌تر پایه حل شبیه معکوس استوار است عموماً با مشکلاتی از قبیل ضعف تکرارپذیری حرکت - گزارش شده در مرجع [۷] - نیاز به معکوس سازی ماتریس‌ها و حجم بالای محاسبات و نیز ناپایداری ترک‌های محاسبه شده - گزارش شده در مرجع [۱۶] - مواجه هستند.

با توجه به مشکلات فوق، این مقاله روشی را برای توزیع بار متناسب بین عملگرها بر پایه اعمال یکدسته معادله خطی بین ترک‌ها به عنوان خواسته ثانویه معرفی می‌نماید. ایده اصلی روش بر این پایه استوار است که اگر یک ترکیب خطی از توزیع بار عملگرها در یک نقطه رضایت-

این خواسته‌ها معمولاً در قالب بهینه‌سازی یک تابع هدف و یا برقراری روابط خاص سینماتیکی بین درجات آزادی ربات و مشتقات آنها و یا برقراری روابط خاص بین عملگرها مشخص می‌گردد. رفع افزونگی درجات آزادی معمولاً در دو سطح سینماتیکی یا سینتیکی به انجام می‌رسد اگر کلیه خواسته‌های ثانویه تابعی صرف از مختصات تعیین یافته و مشتق زمانی آنها باشد حل معادلات حاکم مستقل از دینامیک سیستم خواهد بود. این نوع حل تحت عنوان رفع افزونگی سینماتیکی شناخته می‌شود نمونه‌هایی از این دست در مراجع [۱] الی [۴] قابل مشاهده هستند.

از سوی دیگر در مواردی که خواسته‌های ثانویه تابعی از کمیات دینامیکی همچون ترک عملگرها، توان مصرفی و انرژی باشند آنگاه فرآیند رفع افزونگی و طراحی مسیر نیازمند به کارگیری معادلات حرکت برای برقراری رابطه لازم بین پارامترهای سینماتیکی موجود در معادلات مسیر مطلوب و پارامترهای دینامیکی موجود در معادلات خواسته‌های ثانویه خواهد بود. این دسته از الگوریتم‌ها تحت عنوان الگوریتم‌های رفع افزونگی سینتیکی شناخته می‌شوند. مراجع [۵] الی [۷] نمونه‌هایی از تحقیقات اولیه در این زمینه را نشان می‌دهند.

استفاده از الگوریتم‌های هوش مصنوعی در حل مسئله سینماتیک معکوس و طراحی مسیر ربات‌های افزونه از دیگر روش‌هایی است که در دو دهه اخیر توسط محققین مورد استفاده قرار گرفته است. هر و همکاران^[۸] روشی را بر مبنای ایده انتخاب مفصل اصلی برای دوران پیشنهاد نمودند. آنها برای پیاده‌سازی روش خود از منطق فازی استفاده نمودند. آنها برای چیزی که در این زمانی مورد استفاده از الگوریتم ژنتیک برای مسئله مورد نظر تنظیم نمودند، راموس و کویو^[۹] نیز با استفاده از روش فازی مسئله سینماتیک معکوس بازویه‌ای مکانیکی را با هدف اولیه تعقیب مسیر و هدف ثانویه حداقل سازی لحظه‌ای توان مصرفی حل کردند. آتونیلی و چیوارینی^[۱۰] نیز با استفاده از روش فازی مسئله سینماتیک معکوس را برای چند وظیفه ثانویه حل کردند. در این حل نیز تعقیب مسیر هدف اولیه بوده و اهداف ثانویه صرفاً در صورتی امکان برآورده شدن می‌یابند که در تناقض با اهداف اولیه نباشد. ژانگ و همکاران^[۱۱] با استفاده از روش شبکه عصبی راه حلی را برای حل برخط سینماتیک معکوس ربات‌های افزونه با اهداف ثانویه اجتناب از حد فیزیکی مفاصل و حد سرعت مفاصل ارائه نمودند. بوکاتایا و همکاران^[۱۲] یک کنترلر موقعیت فازی برای رفع افزونگی ربات‌های موبایل معرفی نمودند.

به جای حل معادلات غیر خطی فوق می‌توان مسیر را با انتگرال‌گیری از حل معادلات سینماتیک دیفرانسیلی ریات به دست آورد. به این منظور لازم است معادلات زیر حل شوند.

$$\mathbf{J}\dot{\mathbf{q}} = \dot{\mathbf{X}}(t) \quad (2)$$

که در آن $\mathbf{J}_{m \times n}$ نشان‌دهنده ژاکوین بازو است. دسته معادلات (۲) که نشان‌دهنده m معادله خطی و n مجھول است یک دسته معادلات تحت معین^۱ محض گشته که دارای بی‌نهایت پاسخ است. همان‌طور که در بخش اول ذکر شد برای تعیین یک حل یگانه برای معادلات فوق می‌توان از روش‌هایی نظریه‌سازی یک تابع هدف و یا افزودن r معادله اضافی به عنوان خواسته‌های ثانویه کمک گرفت. در این مقاله ما از روش دوم یعنی افزودن معادلات اضافی استفاده خواهیم کرد. به این منظور یک دسته معادلات قیود نیرویی به فرم زیر تعریف می‌کنیم:

$$\mathbf{L}\tau = \mathbf{a} \quad (3)$$

که می‌تواند نشان‌دهنده رابطه‌ای بین ترک‌های اعمالی عملگرها در مسیر حرکت باشد. در معادله (۳) کمیات $\mathbf{L}_{r \times n}$ و $\mathbf{a}_{r \times 1}$ می‌توانند مقادیر ثابت و یا تابع متغیرهای مسیر نظری \mathbf{q} و $\dot{\mathbf{q}}$ و حتی $(\mathbf{X}(t))$ باشند. برای حل دسته معادلات (۲) و (۳) لازم است از n معادله حركت نیز کمک گرفته شود. به این منظور از معادله (۲) نسبت به زمان مشتق گرفته تا رابطه زیر حاصل گردد.

$$\mathbf{J}\ddot{\mathbf{q}} = \ddot{\mathbf{X}}(t) - \dot{\mathbf{J}}\dot{\mathbf{q}} \quad (4)$$

از سوی دیگر، فرم کلی معادله حرکت بازو به فرم زیر قابل بیان است.

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{h} = \mathbf{B}\tau \quad (5)$$

که در آن $\mathbf{M}_{n \times n}(\mathbf{q}, t)$ نشان‌دهنده ماتریس جرم تعیین یافته، $\mathbf{h}_{n \times 1}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}, t)$ نشان‌دهنده بردار ترم‌های غیرخطی ناشی از شتاب-های کریولیس، جانب مرکز و ثقلی بازو و $(\mathbf{B}_{n \times n}(\mathbf{q}, t))$ یک ماتریس غیرمنفرد است، که در غالب موارد با فرض هم موقعیتی عملگردها با مقاصل و با انتخاب مناسب درجات آزادی می‌تواند به ماتریس واحد تبدیل گردد.

بخش است حتماً یک همسایگی از آن نقطه یافت می‌شود که در آن اعمال همان ترکیب خطی از ترک عملگرهای عناوون قیود نیرویی موجب اعمال ترک‌هایی می‌شود که شرایط توزیع بار را ارضاء خواهد کرد.

به منظور تعیین نقطه مناسب شروع که ترک اعمالی در آن از توزیع قابل قبول برخوردار باشد، یک الگوریتم جستجوی هدفار برای کاهش ترک‌هایی که مقدار آنها بیش از محدوده مجاز باشد تحت عنوان الگوریتم بهبود توزیع ترک ارائه شده است. روش پیشنهادی برای یک نمونه ریات سه درجه آزادی صفحه‌ای اجرا شده و نتایج با نتایج یک روش استاندارد بر مبنای حل شبیه معکوس و با نتایج ارائه شده توسط هولرباخ و سو [۷] مقایسه شده است.

مطلوب این مقاله در شش بخش ارائه شده است پس از این مقدمه، روش رفع سیستیکی افزونگی در بخش دوم مورد بحث قرار گرفته است. بخش سوم به موضوع بیان شرط توزیع بار به فرم قیود نیرویی می‌پردازد. الگوریتم بهبود ترک در بخش چهارم ارائه شده و نتایج شبیه‌سازی برای یک مسئله نمونه در بخش پنجم ارائه شده و در نهایت نتیجه‌گیری مقاله در بخش ششم مطرح گردیده است. بخشی از مطالب این مقاله قبل از مراجع [۱۷] و [۱۸] ارائه شده است

۲- رفع افزونگی سیستیکی

فرض کنیم $\mathbf{q} \in \mathbb{R}^n$ و $\mathbf{X} \in \mathbb{R}^m$ ($m < n$) به ترتیب نشان‌دهنده آرایه‌های مختصات فضای مقاصل و فضای کار یک ریات سری افزونه باشند. مسئله طراحی مسیر برای چنین ریاتی را می‌توان به صورت زیر تعریف نمود:

"تعیین تابع زمانی مختصات در فضای مقاصل، $(\mathbf{q}(t))$ ، به قسمی که حرکت ریات بر اساس آن موجب گردد پنجه ریات از یک شرایط اولیه $(\mathbf{X}_0, \dot{\mathbf{X}}_0)$ به یک شرایط نهایی $(\mathbf{X}_f, \dot{\mathbf{X}}_f)$ در امتداد مسیر مطلوب $\mathbf{X}(t)$ حرکت نماید".

به این منظور لازم است معادلات سینماتیک معکوس بازو برای مسیر مطلوب در فضای کار حل شود یعنی مقدار \mathbf{q} از رابطه زیر محاسبه شود:

$$\mathbf{X}(\mathbf{q}) = \mathbf{X}(t) \quad (1)$$

1- under determined

فرم دوگان معادله (۷) که می‌تواند مستقیماً به عنوان کنترل مدار باز برای بازو مورد استفاده قرار گیرد از جاگذاری $\ddot{\mathbf{q}}$ از رابطه (۵) در معادله (۴) و افزودن معادلات حاصل به معادله (۳) به فرم زیر حاصل می‌گردد.

$$\bar{\mathbf{L}}\dot{\mathbf{r}} = \bar{\mathbf{a}} \quad (8)$$

که در آن

$$\bar{\mathbf{a}} = \begin{bmatrix} \mathbf{a} \\ \mathbf{J} \mathbf{M}^{-1} \mathbf{h} + \ddot{\mathbf{x}}(t) - \mathbf{J} \dot{\mathbf{q}} \end{bmatrix}, \quad \bar{\mathbf{L}} = \begin{bmatrix} \mathbf{L} \\ \mathbf{J} \mathbf{M}^{-1} \mathbf{B} \end{bmatrix}$$

۳- بیان توزیع بار به فرم قیود نیرویی

مطابق تعریف شرایطی را که در آن رابطه زیر بین ترک‌های عملگرها برقرار باشد

$$\frac{|\tau_1|}{\tau_{\max_1}} = \frac{|\tau_2|}{\tau_{\max_2}} = \dots = \frac{|\tau_n|}{\tau_{\max_n}} \quad (9)$$

شرایط توزیع بار دقیق می‌نامیم. در رابطه (۹) τ یک کمیت مثبت نشانده‌نده حداکثر ترک اعمالی عملگر τ است. معادله (۹) نشانده‌نده $n-1$ معادله است که می‌توان آن را به فرم معادله (۳) بازنویسی نمود که در آن

$$L_{ij} = \begin{cases} \frac{\operatorname{sgn}(\tau_j)}{\tau_{\max_j}}; & j=i \\ -\frac{\operatorname{sgn}(\tau_j)}{\tau_{\max_j}}; & j=i+1, i=1, \dots, n-1 \\ 0; & \text{otherwise} \end{cases} \quad (10)$$

و $\mathbf{a} = 0$ است.

استفاده از این دسته معادلات به عنوان قیود نیرویی در معادلات (۸) کنترل مدار بازی را تولید خواهد کرد که موجب تعقیب مسیر و ارضاه همزمان قید نیرویی مربوط به توزیع را خواهد شد. هرچند چنین امکانی معمولاً در عمل بوجود نمی‌آید چرا که معمولاً تعداد معادلات (۸) یعنی $n-1$ بیشتر از تعداد درجات افزاونگی سیستم $n-m$ است. دو روش برای حل این موضوع می‌تواند مورد توجه قرار گیرد که اولی جاگذاری تمامی معادلات دستگاه (۱۰) در معادلات (۷) و حل دستگاه فوق معین ۱ حاصل با استفاده از روش شبه معکوس است و راه حل دوم

جاگذاری $\ddot{\mathbf{q}}$ از معادله (۵) در معادله (۳) رابطه زیر را به دست می‌دهد.

$$\mathbf{LB}^{-1} \mathbf{M} \ddot{\mathbf{q}} = \mathbf{a} - \mathbf{LB}^{-1} \mathbf{h} \quad (6)$$

مجموعه معادلات (۴) و (۶) را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد

$$\bar{\mathbf{M}} \ddot{\mathbf{q}} = \bar{\mathbf{h}} \quad (7)$$

که در آن

$$\bar{\mathbf{h}} = \begin{bmatrix} \ddot{\mathbf{X}}(t) - \mathbf{J} \dot{\mathbf{q}} \\ \mathbf{a} - \mathbf{LB}^{-1} \mathbf{h} \end{bmatrix}, \quad \bar{\mathbf{M}} = \begin{bmatrix} \mathbf{J} \\ \mathbf{LB}^{-1} \mathbf{M} \end{bmatrix}$$

این مجموعه معادلات نشانده‌نده $m+r$ معادله دیفرانسیل مرتبه دو است که حل آنها مسیر مطلوب را به دست می‌دهد. یادآوری این نکته لازم است که با فرض $r=n-m$ مسیر حاصل هم معادلات سینماتیک معکوس و هم معادلات قیود نیرویی را به طور کامل ارضاه می‌نماید.

چنین مسیری علیرغم وجود حل یگانه برای $\ddot{\mathbf{q}}$ ها با توجه به دلخواه بدون شرایط اولیه $\mathbf{q}_0, \dot{\mathbf{q}}_0$, \mathbf{X}_0 , $\dot{\mathbf{X}}_0$ بدست می‌آید، یگانه نخواهد بود. به عبارت دیگر چنین شرایط اولیه‌ای می‌تواند از بین بی‌نهایت حل قابل قبول سینماتیک معکوس با اعمال شرایط اضافی مورد نظر حاصل گردد. هرچند وقتی یک مجموعه شرایط اولیه انتخاب شد یک مسیر واحد بر اساس معادله (۷) تولید می‌شود. از سوی دیگر این دسته معادلات در نقاطی که ماتریس $\bar{\mathbf{M}}$ منفرد باشد هیچ حل قابل قبولی نخواهد داشت.

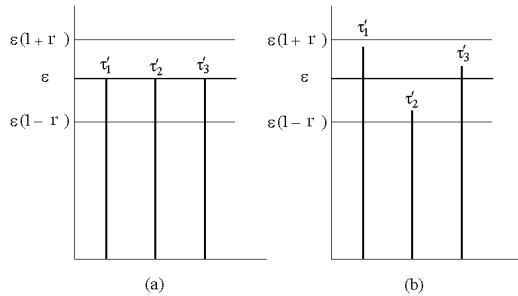
علاوه بر نقاط منفرد سینماتیکی ربات که در آنها رنک ماتریس $\bar{\mathbf{M}}$ ۰ است که در آنها رنک کاهش یافته و موجب کاهش رنک ماتریس $\bar{\mathbf{M}}$ می‌شود. نقاط دیگری نیز وجود خواهد داشت که در آنها ماتریس $\bar{\mathbf{M}}$ دچار کاهش رنک می‌شود. این نقاط که می‌توان از آنها به عنوان نقاط منفرد مجازی و یا منفرد دینامیکی یاد کرد، را نمی‌توان صرفاً به موقعیت ربات ربط داد. بلکه این نقاط به نوعی نشان دهنده عدم امکان پذیری ایجاد شتاب $\ddot{\mathbf{q}}$ مطلوب در موقعیت مورد نظر در عین رعایت فرم خاص رابطه بین ترک عملگرهاست. این پدیده فیزیکی توسط هولر باخ و سو[۷] نیز گزارش شده است. شناسایی شرایط فیزیکی که موجب بروز چنین نقاط منفردي می‌گردد می‌تواند موضوع مناسبی برای تحقیقات آتی به شمار آید.

۲- حل به روش کاهش معادلات قیود

این روش بر مبنای کاهش تعداد معادلات (۱۰) از $n-1$ به $n-m$ استوار است. بدینه است که دسته معادلات کاهش یافته نمی توانند شرایط توزیع بار دقیق را مدل نمایند. به عبارت دیگر در این شرایط خواسته ثانویه به توزیع بار تقریبی تقلیل می یابد. بنا بر این فرض می کنیم که هدف ثانویه متوالن نگهداشتن تقریبی توزیع بار بین عملگرهاست. به این منظور باند قابل قبول برای ترکهای بی بعد شده (بر حسب حداقل مجاز هر عملگر) به صورت زیر تعریف شود.

$$\varepsilon(1-r) \leq \tau'_i \leq \varepsilon(1+r), i=1,\dots,n \quad (12)$$

$\tau' = \begin{bmatrix} |\tau_1| & |\tau_2| & \dots & |\tau_n| \\ \hline \tau_{\max_1} & \tau_{\max_2} & & \tau_{\max_n} \end{bmatrix}^T$ که در آن و $\varepsilon = \sqrt{\sum_{i=1}^n \tau_i'^2 / n}$ است که آن را «اندیس خلاصی» می نامیم. در معادله (۱۲) ε شاخص متوسط بار مورد نیاز عملگرهای در یک نقطه از مسیر است و r نشاندهنده میزان دقت مورد نظر برای اعمال توزیع بار است. شکل (۱) وضعیت توزیع بار دقیق و توزیع بار تقریبی را بر حسب ε و r نشان می دهد.



شکل ۱- نمودار شماتیک ترکهای بی بعد شده بر حسب متوسط ترک (ε) و عرض باند قبول (r') در شرایط توزیع بار دقیق (a) و توزیع بار تقریبی (b).

ایده اصلی الگوریتم حاضر اینست که اگر مسیر از نقطه‌ای آغاز شود که حرکت از آن نقطه روی مسیر دلخواه مستلزم اعمال ترکهای قابل قبول τ^* باشد آنگاه با توجه به پیوستگی ناشی از شرایط فیزیکی سیستم، حتماً در یک همسایگی از نقطه مذکور حرکت با توزیع بار مناسب مسیر خواهد بود. بنابراین اگر در یک نقطه دلخواه ($\dot{\mathbf{q}}_0$) اعمال ترک τ^* که رابطه (۱۲) را ارضاء می نماید موجب حرکت سیستم روی مسیر گردد آنگاه یک همسایگی از نقطه مورد نظر در طول

تقلیل تعداد معادلات دستگاه (۱۰) به $n-m$ خواهد بود. این دو راه حل در ادامه مورد بحث قرار گرفته و نتایج آنها در بخش پنجم با هم مقایسه خواهد شد.

۳- حل به روش شبه معکوس:

با توجه به اینکه سطر اول معادله ماتریسی پارتبیشن شده (۷) نشاندهنده معادلات مربوط به مسیر حرکت و سطر دوم میان معادلات مربوط به توزیع نیرو است می توان به جای آن دستگاه معادلات وزن دار زیر را به روش شبه معکوس حل کرد

$$\tilde{\mathbf{M}}\dot{\mathbf{q}} = \tilde{\mathbf{h}} \quad (11)$$

$$\tilde{\mathbf{M}} = \begin{bmatrix} W\mathbf{J} \\ \mathbf{L}\mathbf{B}^{-1}\mathbf{M} \end{bmatrix}, \tilde{\mathbf{h}} = \begin{bmatrix} W(\ddot{\mathbf{X}}(t) - \mathbf{J}\dot{\mathbf{q}}) \\ \mathbf{a} - \mathbf{L}\mathbf{B}^{-1}\mathbf{h} \end{bmatrix}$$

و W نشاندهنده تابع وزن است. حل دستگاه فوق به روش شبه معکوس مسیر تقریبی را بدست می دهد که نرم دوم خطای $\dot{\mathbf{q}}$ آن نسبت به پاسخی که مسیر $\mathbf{X}(t)$ را تعقیب کرده و معادلات توزیع بار دقیق را نیز ارضاء کند حداقل باشد. به عبارت دیگر چنین پاسخی نه مسیر را کاملاً تعقیب می کند و نه منجر به توزیع بار دقیق می شود، بلکه هر کدام از این دو خواسته را تا حدی ارضاء می نماید. استفاده از تابع وزن W می تواند میزان برآورده شدن نسبی این دو خواسته را کنترل نماید به این صورت که انتخاب W کوچک موجب تعقیب مسیر بدتر و توزیع بار بهتر و انتخاب W بزرگ موجب تعقیب مسیر بهتر و توزیع بار ضعیفتر خواهد شد. در این روش $\dot{\mathbf{q}}$ از حل معادله (۱۱) به فرم $\dot{\mathbf{q}} = \tilde{\mathbf{M}}^+\tilde{\mathbf{h}}$ حاصل خواهد شد که در آن $\tilde{\mathbf{M}}^+ = (\tilde{\mathbf{M}}^T \tilde{\mathbf{M}})^{-1} \tilde{\mathbf{M}}^T$ نشاندهنده شبه معکوس ماتریس جرم است. نمونه هایی از حل عددی برای مقادیر مختلف تابع وزن W در بخش پنجم مقاله ارائه شده است.

همانطور که ذکر شد با توجه به اینکه پاسخ بدست آمده معادله (۷) را به طور دقیق ارضاء نمی کند نه تعقیب مسیر در این روش به صورت دقیق انجام نمی شود. از آنجا که معمولاً تعقیب مسیر خواسته اولیه و اصلی در مسئله طراحی مسیر است حل مسئله نیازمند الگوریتمی است که تعقیب مسیر را تضمین نموده و صرفاً توزیع بار را به صورت تقریبی ارضاء نماید. این موضوع از طریق اعمال تعداد کمتری معادله قید نیرویی (به تعداد درجات افزونگی) که مستلزم نوعی تقریب در توزیع بار است مسیر خواهد شد.

نیز خواهد شد. به عبارت دیگر اگر شرایط به نحوی باشد که کاهش ترک یک عملگر موجب افزایش احتمالی ترک سایر عملگرها شود نهایتاً مقدار متوسط ترک‌ها اضافه شده و موجب برآورده شدن شرط توزیع بار می‌گردد.

به طور مثال فرض کنیم مقدار $\tau'_{j'} = \max(\tau'_i)$ و $i = 1, \dots, n$) از حد مجاز بیشتر باشد، بنابراین مقدار آن را با ضرب نمودن در یک فاکتور $k < 1$ کاهش می‌دهیم تا مقدار جدید آن به شکل زیر بدست آید:

$$\tau_j^* = k \tau_j \quad (14)$$

پس از آن مقادیر شتاب و ترک متناظر برای سایر عملگرها از رابطه زیر حاصل می‌گردد:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{M} & -\tilde{\mathbf{B}} \\ \mathbf{J} & \mathbf{O}_{m \times (n-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\mathbf{q}} \\ \tilde{\boldsymbol{\tau}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathbf{h}' \\ \ddot{\mathbf{X}}(t) - \mathbf{J} \dot{\mathbf{q}} \end{bmatrix} \quad (15)$$

B که در آن $\tilde{\mathbf{B}}$ ماتریسی است که از حذف ستون زام ماتریس **B** حاصل شده است و $\tilde{\boldsymbol{\tau}}$ و \mathbf{h}' نیز به صورت زیر تعریف شده اند:

$$\tilde{\boldsymbol{\tau}} = [\tau_1 \ \dots \ \tau_{j-1} \ \tau_{j+1} \ \dots \ \tau_n] \quad (16)$$

$$\mathbf{h}' = \mathbf{h} - \mathbf{B}^j \tau_j^* \quad (16)$$

عبارت \mathbf{B}^j در معادلات فوق نشان دهنده ستون زام از ماتریس **B** است. توجه به این نکته ضروری است که دستگاه معادلات (15) حاوی $2n-1$ معادله و $n+m-1$ مجهول است که حل آن با استفاده از روش شبه معکوس به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\begin{bmatrix} \ddot{\mathbf{q}} \\ \tilde{\boldsymbol{\tau}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{M} & -\tilde{\mathbf{B}} \\ \mathbf{J} & \mathbf{O}_{m \times (n-1)} \end{bmatrix}^+ \begin{bmatrix} -\mathbf{h}' \\ \ddot{\mathbf{X}}(t) - \mathbf{J} \dot{\mathbf{q}} \end{bmatrix} \quad (17)$$

با توجه به اینکه معادلات (17) تحت معین است، حل به روش شبه معکوس پاسخ دقیق دارای حداقل نرم بدست خواهد داد. پس از محاسبه **T** با استفاده از معادلات (14) و (17) باند قابل قبول برای ترک‌ها با استفاده از مقدار **T** جدید و بر اساس معادله (2) محاسبه می‌شود. پس از این مجدداً بررسی می‌نماییم که آیا $\|\mathbf{T}\|_\infty$ داخل باند قابل قبول قرار گرفته است؟ در صورتی که پاسخ منفی بود همین الگوریتم برای محاسبه **T** جدید از معادلات (14) و (17) تکرار خواهد شد. این کار تا زمانی که ترک عملگرها نامساوی (12) را صدق نماید ادامه می‌یابد و پس از آن ترک بدست آمده به عنوان \mathbf{T}^* برای ادامه محاسبات بر اساس آن چه در بخش ۲-۴ گفته شد به کار گرفته می‌شود.

مسیر را می‌توان یافت که در آن رابطه $\mathbf{a} = \mathbf{L} \mathbf{T}^*$ صادق است که در آن به ازا. $i = 1, \dots, n-m$ خواهیم داشت:

$$L_{ij} = \begin{cases} \frac{\operatorname{sgn}(\tau_j)}{\tau_{\max_j}} & ; \quad i \leq j \leq m+i \\ 0 & ; \quad j < i \text{ or } j > m+i \end{cases} \quad (13)$$

$$\mathbf{a} = \mathbf{L}_{(\mathbf{q}_0, \dot{\mathbf{q}}_0)} \mathbf{T}^*$$

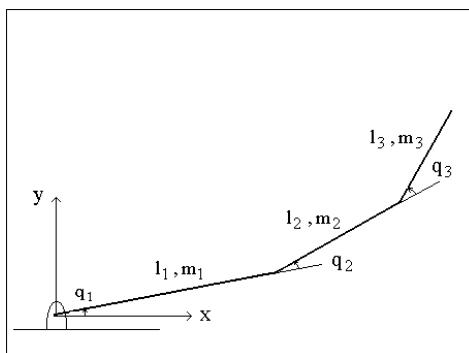
طول چنین همسایگی تابع معکوسی از عرض باند قابل قبول (r) خواهد بود. در این روش توزیع بار دقیق را می‌توان حالت خاصی از توزیع بار تقریبی با عرض باند صفر، $r=0$ ، در نظر گرفت. هر چند باید به این نکته توجه داشت که کوچک کردن r به معنی کوتاه کردن طول همسایگی نقطه اولیه‌ای است که در آن شرط رابطه (12) ارضاء می‌شود. نکته جالب در این روش اینست که در طول این همسایگی، حل مسئله طراحی مسیر به حل یک دستگاه خطی n معادله مرکب از m معادلات سینماتیکی و $n-m$ معادله خطی قید نیروی تبدیل می‌شود. همچنین ذکر این نکته نیز لازم است که در این روش تعقیب مسیر نیز به صورت دقیق انجام می‌شود.

استفاده از **L** و **a** تعریف شده در معادله (13) در معادلات (8) کنترل مدار باز لازم برای تعقیب مسیر با رعایت شرط مندرج در رابطه (12) برای توزیع بار را بدست می‌دهد.

آنچه در این الگوریتم نیاز به تدقیق بیشتر دارد نحوه محاسبه **T** در نقطه شروع است این محاسبه اولین بار زمانی که حرکت آغاز می‌شود الزامی است. و پس از آن نیز هر زمان که شرط (12) برای توزیع بار نقض می‌شود لازم است شرایط شروع مناسی، \mathbf{T}^* ، که حرکت از آن در امتداد مسیر نیازمند اعمال ترک قابل قبول باشد محاسبه شود. الگوریتم مورد نیاز برای این مسئله که تحت عنوان «الگوریتم بهبود توزیع ترک، TMA» نامیده خواهد شد در بخش بعد تشریح می‌شود.

۴- الگوریتم بهبود توزیع ترک

فرض کنیم در طی مسیر یکی از ترک‌های عملگرها شرط توزیع بار (12) را نقض نماید. در این صورت سعی خواهیم کرد با کاهش مقدار ترک این عملگر و محاسبه ترک سایر عملگرها بر مبنای آن شرایط را پیدا نماییم که مجدداً کلیه ترک‌ها در باند قابل قبول قرار گیرند. در اینجا توجه به این نکته لازم است که تغییر مقدار ترک یک عملگر و به تبع آن سایر عملگرها موجب تغییر مقدار شاخص متوسط ترک، \bar{U}



شکل ۲- شماتیک یک ربات سه درجه آزادی صفحه‌ای

به منظور امکان پذیری صحت‌سنگی و نیز ایجاد امکان مقایسه نتایج، پارامترهای مثلث فوق مشابه مثال عددی مطرح شده توسط هولرباخ و سو [۷] انتخاب شده است.

۵- الگوریتم شبه معکوس:

مسیر طراحی شده بر اساس الگوریتم شبه معکوس معرفی شده در بخش (۴) به ازاء $W = 1.2$ در شکل (۳) و انحراف پنجه از مسیر مطلوب نیز در شکل (۴) ارائه شده‌اند. شکل (۵) نیز مقدار ترک بی بعد شده با حداکثر مجاز راشان می‌دهد. همانطور که از شکل‌ها پیداست تعقیب مسیر و توزیع بار به صورت تقریبی انجام شده‌اند هرچند عدم دقت در تعقیب مسیر که در شکل (۴) مشخص گردیده به عنوان یک نقطه ضعف اساسی در این روش مشهود است. دو شاخص اصلی چگونگی توزیع بار یعنی شاخص متوسط ترک، β ، و شاخص انحراف ترک، β ، نیز در شکل (۶) نشان داده شده‌اند شاخص متوسط ترک مطابق رابطه ذیل معادله (۱۲) تعریف می‌شود و شاخص انحراف ترک از مقدار متوسط نیز به صورت زیر تعریف می‌شود

$$\beta = \left(\frac{\sum_{i=1}^n (\tau'_i - \mu)^2}{\sum_{i=1}^n \tau'^2_i} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (18)$$

$$\mu = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \tau'_i$$

بر این اساس می‌توان کل الگوریتم طراحی مسیر را به صورت زیر خلاصه نمود.

۱- یک مجموعه شرایط اولیه $\mathbf{q}_0, \dot{\mathbf{q}}_0$ را با استفاده از معادلات (۱)، (۲) مطابق با $\mathbf{X}_0, \dot{\mathbf{X}}_0$ و $\ddot{\mathbf{q}}_0$ را بر حسب از معادله (۴) محاسبه نمایید.

۲- مقدار \mathbf{T}_0 نظری را با استفاده از معادله (۵) محاسبه نمایید.

۳- مقدار \mathbf{T}_0 را با استفاده از الگوریتم بهبود ترک‌ها، اصلاح نموده تا ترک \mathbf{T}_0^* که شرط توزیع بار را ارضاء نماید محاسبه گردد.

۴- مقادیر \mathbf{L} و \mathbf{a} را با استفاده از معادلات (۱۳) محاسبه نمایید.

۵- مسیر را با استفاده از معادله (۷) - یا کنترل مدار باز را با استفاده از معادلات (۸) - محاسبه نمایید تا جایی که یکی از ترک‌ها شرط توزیع بار را نقض نماید.

قدم‌های ۳ الی ۵ را تکرار کنید تا مسیر کامل شود.

۵- شبیه سازی عددی

در این بخش الگوریتم‌های پیشنهادی برای طراحی مسیر یک ربات صفحه‌ای سه درجه آزادی به کار گرفته خواهد شد. مشخصات فیزیکی ربات که شماتیک آن در شکل (۲) نشان داده شده عبارتند از:

$$m_1 = 10 \text{ (kg)}, m_2 = 10 \text{ (kg)}, m_3 = 10 \text{ (kg)}$$

$$l_1 = 1 \text{ (m)}, l_2 = 1 \text{ (m)}, l_3 = 1 \text{ (m)}$$

$$\tau_{\max} = [54 \quad 24 \quad 6]^T \text{ (N.m)}$$

مسیر مطلوب پنجه ربات در صفحه افقی $x-y$ به صورت زیر تعریف شده است.

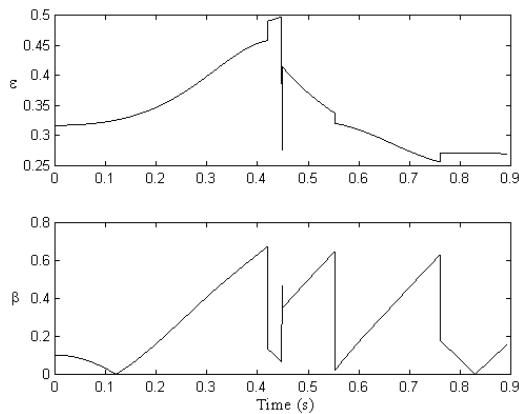
$$x(t) = \begin{cases} 0.5t^2 + \sqrt{2} & ; 0 \leq t < T \\ -0.5t^2 - 0.8944t + 1.2142 & ; T < t \leq 2T \end{cases}$$

$$y(t) = \begin{cases} 0.5t^2 + 1 - \sqrt{2} & ; 0 \leq t < T \\ -0.5t^2 - 0.8944t - 0.6142 & ; T < t \leq 2T \end{cases}$$

که در آن $\mathbf{q}_0 = [-45 \quad 135 \quad -135]^T \text{ (deg)}$

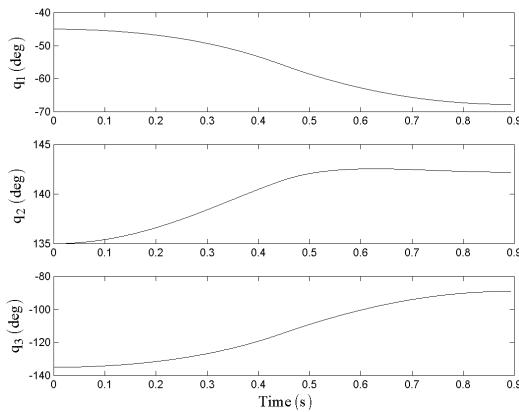
$$T = \sqrt{0.2} \text{ (s)} \text{ و } \dot{\mathbf{q}}_0 = 0$$

شکل ۵- تاریخچه زمانی ترک‌های بی بعد شده مفاصل - مسیر طراحی شده بر اساس الگوریتم شبیه معکوس

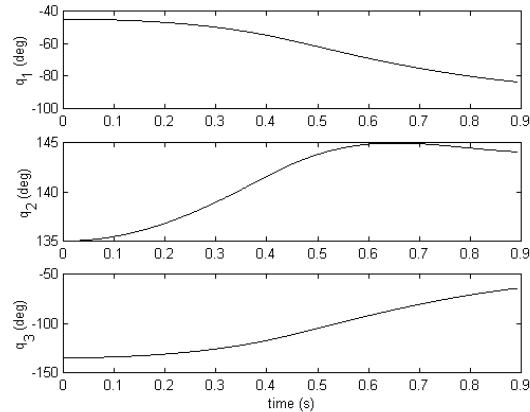


شکل ۶- مقادیر متوسط ترک بی بعد مفاصل، ϵ ، و انحراف ترک‌های بی بعد از مقدار متوسط، β ، حل بر اساس الگوریتم شبیه معکوس

در نظر گرفته شده است. مقادیر ترک‌های بی بعد شده در طول مسیر در شکل (۴) و مقادیر متوسط ترک ϵ و مشخص انحراف ترک‌ها از مقدار متوسط β در شکل (۱۰) نشان داده شده‌اند. مقایسه نتایج این الگوریتم با الگوریتم شبیه معکوس مشخص می‌نماید که نه تنها تعقب مسیر بهبود یافته بلکه مقدار متوسط ترک مصروفی نیز کاهش پیدا کرده است.



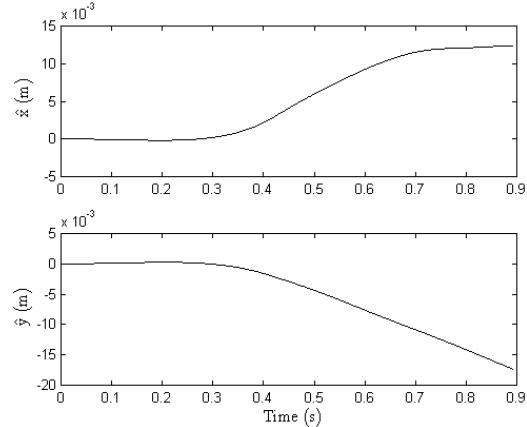
شکل ۷- مسیر طراحی شده در فضای مفاصل با استفاده از الگوریتم بهبود ترک



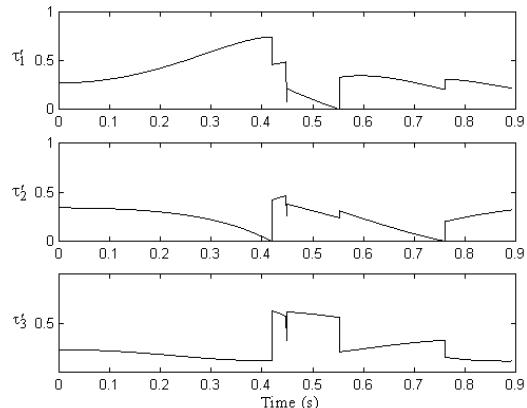
شکل ۳- مسیر طراحی شده در فضای مفاصل با استفاده از الگوریتم شبیه معکوس

۲-۵- الگوریتم بهبود توزیع ترک

مسیر طراحی شده برای مسئله مورد نظر و نیز مقدار انحراف پنجه از مسیر در شکل‌های (۷) و (۸) نشان داده شده‌اند. همانطور که انتظار می‌رفت نتایج روش حاضر در بعد تعقیب مسیر به مرتبه بهتر از الگوریتم اول بوده است. مقدار اندیس خلاصی در این مسئله برابر $r = 0.23$ است.



شکل ۴- انحراف پنجه ربات از مسیر مطلوب در فضای کار - مسیر طراحی شده بر اساس الگوریتم شبیه معکوس



نشان می‌دهد که در آن الگوریتم بهبود ترک عمل نموده و مقادیر ترک‌ها اصلاح شده‌اند. در زمان‌های بین مقادیر مندرج در ستون اول طراحی مسیر بر اساس اعمال $n - m$ قید نیرویی انجام گرفته است. نکته جالب در مورد نتایج اینست که الگوریتم بهبود ترک‌ها نه فقط مقدار β را کاهش می‌دهد بلکه در برخی موارد مقدار متعدد ترک مصروفی، ε ، را نیز کاهش می‌دهد.

جدول ۱- مقادیر ترک متعدد (ε) و شاخص انحراف ترک (β) قبل و بعد از اجرا الگوریتم بهبود ترک

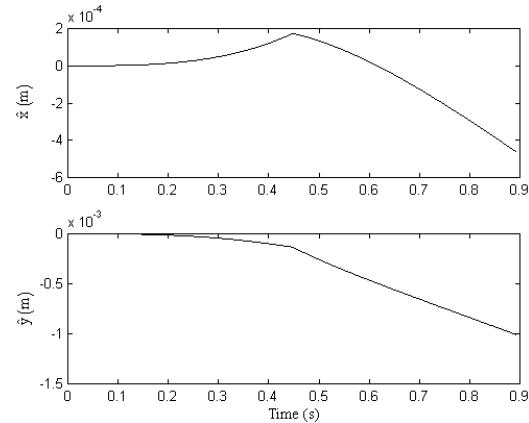
Time	قبل		بعد	
	ε	β	ε	β
0	0.318	0.449	0.313	0.214
0.025	0.313	0.219	0.314	0.205
0.055	0.315	0.204	0.314	0.194
0.074	0.314	0.195	0.314	0.185
0.089	0.314	0.187	0.314	0.176
0.104	0.315	0.180	0.315	0.169

همانطور که قبلًا توضیح داده شده شاخص خلاصی، τ ، نقش عملدهای بر شاخص انحراف ترک‌ها، β ، و نیز طول مسیر محاسبه شده قبل از نیاز به اصلاح مجدد ترک‌ها دارد. برای نشان دادن این موضوع مقادیر مختلف β برای شرایط اولیه مثال مورد نظر بر اساس مقادیر متفاوت τ محاسبه شده است. جدول (۲) مقدار شاخص انحراف و نیز تعداد قدم‌های محاسبات ترک برای بهبود ترک‌ها را نشان می‌دهد. همانطور که از نتایج مشخص است افزایش τ موجب افزایش سرعت الگوریتم بهبود ترک به قیمت کاهش دقیق توزیع بار (افزایش β) شده است.

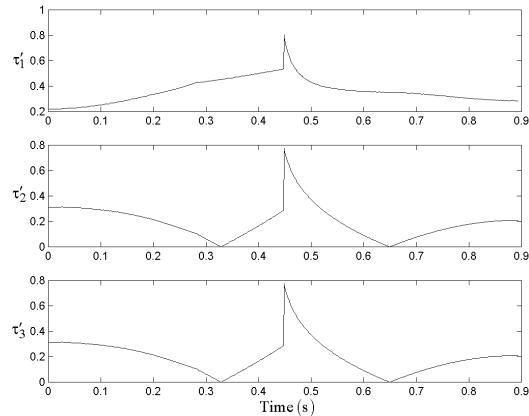
جدول ۲- مقدار قدم‌های لازم برای اجرای الگوریتم بهبود ترک و شاخص انحراف ترک از مقدار متعدد به عنوان تابعی از عرض باند ترک‌های قبل و

r	تعداد قدم محاسبات	β
0.40	9	0.3476
0.35	13	0.3040
0.30	17	0.2624
0.25	21	0.2234
0.20	24	0.1965
0.15	28	0.1646

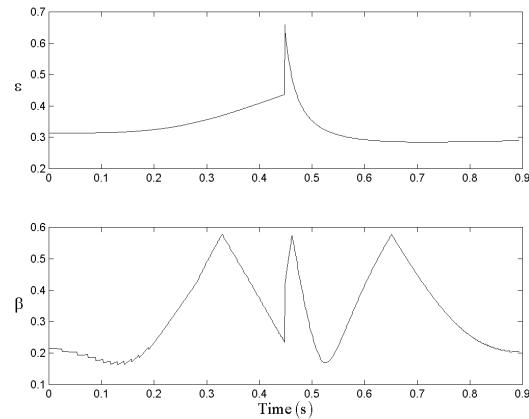
شکل‌های (۱۱) و (۱۲) مقدار انحراف پنجه از مسیر و شاخص انحراف ترک‌ها را به ازاء مقادیر مختلف r در مقایسه با الگوریتم



شکل ۸- انحراف پنجه ریات از مسیر مطلوب در فضای کار - مسیر طراحی شده بر اساس الگوریتم بهبود ترک



شکل ۹- تاریخچه زمانی ترک‌های بی بعد شده مقاصل - مسیر طراحی شده بر اساس الگوریتم بهبود ترک



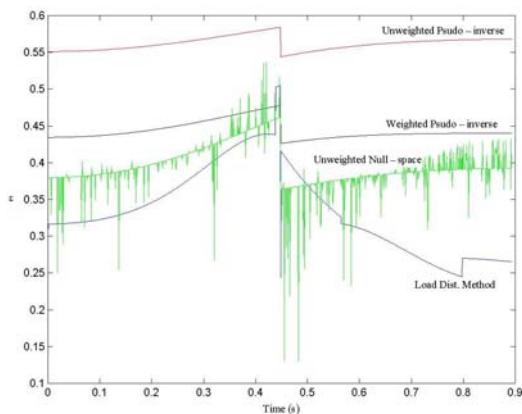
شکل ۱۰- مقادیر متعدد ترک بی بعد مقاصل ε و انحراف ترک‌های بی بعد از مقدار متعدد β حل بر اساس الگوریتم بهبود توزیع ترک

به منظور روشن نمودن اثر الگوریتم بهبود توزیع ترک، مقدار شاخص متعدد ترک مصروفی، ε ، و شاخص انحراف ترک‌ها، β ، در طول مسیر در جدول (۱) ارائه شده‌اند. ستون اول جدول نقاطی را

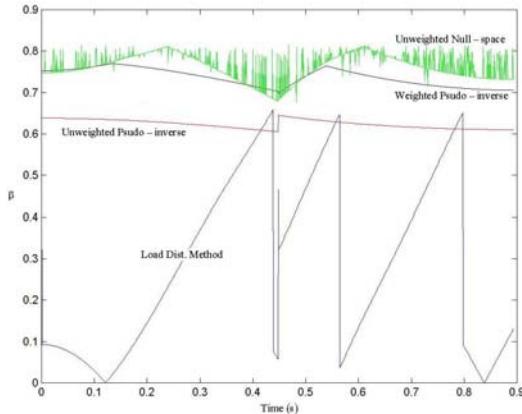
۶- نتیجه‌گیری

این مقاله روشی را برای طراحی مسیر و محاسبه ترک لازم (کنترل مدار باز) برای یک ربات افزونه بر اساس هدف ثانویه توزیع بار بین عملگرها ارائه می‌نماید. دو الگوریتم برای حل مسئله فوق بر مبنای اعمال قیود نیرویی ارائه شده‌اند که الگوریتم اول از روش استاندارد حل شبه معکوس استفاده می‌نماید.

الگوریتم دوم که دستاورده اصلی این



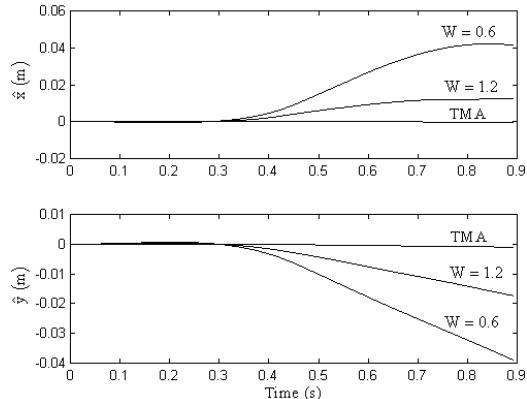
شکل ۱۳- مقایسه نتایج روش بهبود ترک با نتایج روش‌های ارائه شده در مرجع [۷] برای مقدار متوسط ترک مصرف



شکل ۱۴- مقایسه نتایج روش بهبود ترک با نتایج روش‌های ارائه شده در مرجع [۷] برای شاخص انحراف ترک از مقدار متوسط

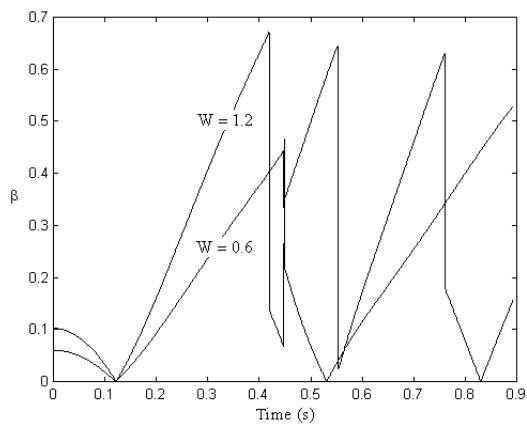
مطالعه محاسبه می‌گردد بر مبنای یک روش بدین معنی بهبود ترک پایه‌گذاری شده است. نتایج این الگوریتم با الگوریتم اول و نیز نتایج ارائه شده توسط سایر محققین در حل مسئله طراحی مسیر برای یک ربات سه درجه آزادی صفحه‌ای مقایسه شده است که نشان از توانایی الگوریتم پیشنهادی دارد. همانطور که از روابط انتظار می‌رود حل مسئله حاضر علاوه بر نقاط منفرد سینماتیکی، ربات را ب نقاط منفرد دیگری که قبلًا نیز توسط محققین گزارش شده است و از آن به عنوان نقاط مجازی و یا نقاط منفرد دینامیکی یاد می‌شود مواجه می‌نماید. حجم کم

بهبود ترک‌ها نشان می‌دهد. همانطور که انتظار می‌رود افزایش W موجب بهبود تعقیب مسیر در مقابل هزینه کاهش دقت توزیع بار می‌گردد. از سوی دیگر الگوریتم بهبود ترک‌ها نتایج بهتری در تعقیب مسیر و توزیع بار در مقابل هزینه افزایش نسبی حجم محاسبات ارائه می‌نماید.



شکل ۱۱- مقایسه اثر تابع وزن بر خطای مسیر در روش شبه معکوس با روش بهبود ترک (TMA)

شکل‌های (۱۳) و (۱۴) نتایج الگوریتم بهبود ترک‌ها را با نتایج حاصل از سه روش ارائه شده در مرجع [۷] نشان می‌دهد.



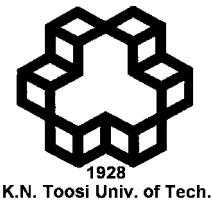
شکل ۱۲- اثر تابع وزن بر انحراف ترک‌ها از مقدار متوسط - روش شبه معکوس

همانطور که از نتایج مشخص است روش پیشنهادی در این مقاله مقادیر متوسط ترک عملگرها، E ، و شاخص انحراف ترک، β ، را نسبت به نتایج ارائه شده توسط هولرباخ و سو بهبود بخشیده است. از آنجا که روش‌های پیشنهادی هولرباخ و سو نیز توزیع بار را به عنوان وظیفه ثانویه لحاظ کرده‌اند. اختلاف عمدہ‌ای در کیفیت تعقیب مسیر مشاهده نمی‌شود

- underwater vehicle-manipulator systems,” *Control Engineering Practive* 11, 445-452.
- [11] Yunong Zhang, Jun Wang, and Youshen Xia, 2003, “A dual neural network for redundancy resolution of kinematically redundant manipulators subject to joint limits and joint velocity limits,” *IEEE transactions on neural networks*, VOL., 14, NO. 3, pp. 658-666.
- [12] M .Boukattaya, M. Jallouli, and T. Damak, 2008, “Dynamic redundancy resolution for mobile manipulators with joints velocity limits avoidance”, *proceeding of 5th International multi-conference on systems, sygnals and devices*
- [13] C.Y.Chung, B.H.Lee, M.S.Km and C.W.Lee, 2000, “Torque optimizing control with singularity-robustness for kinematically redundant robot”, *Journal of intelligent and robotic system* 28: 231-258
- [14] Wai Sum Tang, Jun Wang, And Yangsheng Xu,” 1999, Infinity-norm torque minimization for redundant manipulators using a recurrent neural network” *Proceedings of the 38th Conference on decision & control Phoenix,Arizona USA* ,pp. 2168-2173
- [15] Yunong Zhang, Shuzhi Sam Ge, and Tong Heng Lee, 2004, “A unified quadratic-programming-based dynamical system approach to joint torque optimization of physically constrained redundant manipulators”, *IEEE transactions on systems, man, and cybernetics-part: cybernetics*, vol. 34 ,no.5.,pp. 2126-2132
- [16] Yunong Zhang, 2006, “Inverse-free computation for infinity-norm torque minimization of robot manipulators”, *Journal of mechatronics*, vol. 16, pp 177-184
- [17] Sadigh, M. J., and Tahmasian, S., 2005, “Redundancy Resolution using Load Distribution Consideration” Proceedings of Methods and Models in Automation and Robotics, Poland, pp. 555-560.
- [18] Sadigh, M. J., and Tahmasian, S., 2003, “Control of Redundant Manipulators with Load Distribution Consideration” Proceedings of Methods and Models in Automation and Robotics, Poland, pp. 981-985.
- محاسبات برای الگوریتم حاضر پیاده‌سازی بر خط آن را در صورت رفع مشکلات ناشی از نقاط منفرد دینامیکی مسیر می‌سازد..

مراجع

- [1] Liegeois, A., 1977, “Automatic supervisory control of the configuration and behavior of multibody mechanisms”. *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern., SMC-7*, pp.868-871.
- [2]. Whitney, D.E., 1969. “Resolved motion rate control of manipulators and human prostheses”, *IEEE Trans. Man-Machine Syst., MMS-10*, pp. 47-53.
- [3] T. Yoshikawa, 1984, “Analysis and control of robot manipulators with redundancy”, in *Robotics Research: The First International Symposium*, MIT Press, pp.735-748
- [4] H. Hanafusa, T. Yoshikawa, and Y. Nakamura, 1981, “Analysis and control of articulated robot arms with redundancy,” in Prep. 8th IFAC Word Congress, pp. XIV-78-83, Aug. 1981.
- [5] Hu, B., C.L. Teo and H.P. Lee, 1995, “Local optimization of weighted joint torques for redundant robot manipulators”, *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, **11** (3), pp. 422-425.
- [6] T. Yoshikawa, 1985, “Dynamic manipulability of robot manipulators,” in Proc. IEEE Conf. Robotics and Automation,, St. Louis, MO, 1985, pp. 1033-1038..
- [7] Hollerbach, J.M. and K.C. Suh, 1987. Redundancy resolution of manipulators through torque optimization”, *IEEE Journal of Robotics and Automation*, **RA-3** (4), pp. 308-316.
- [8] M.G. Her, C.-Y. Chen, Y.-C. Hung, and M. Karkoub, 2002, “Approximating a robot inverse kinematics solution using fuzzy logic tuned by genetic algorithms”, *Int J Adv Manuf Technol* 20, pp. 375-380.
- [9] M.C.Ramos, Jr, and A.J.Koivo, 2002, “Fuzzy logic-based optimizzation for redundant manipulators”, *IEEE transactions on fuzzy systems*, VOL,10, NO, 4, pp. 498-509
- [10] Gianluca Antonelli, Stefano Chiaverini, 2003, “A fuzzy approach to redundancy resolution for



Journal of Control

(ISSN 2008-8345)

A Joint Publication of the Iranian Society of Instrumentation and Control Engineers and the K.N. Toosi University of Technology, Vol. 4, No. 1, Spring 2010.

Publisher: Iranian Society of Instrumentation and Control Engineers

Managing Director: Prof. Iraj Goodarznia

Editor-in-Chief: Prof. Ali Khaki-Sedigh

Tel: 84062317

Email: sedigh@kntu.ac.ir

Assistant Editor: Dr. Hamid Khaloozadeh, Dr. Alireza Fatehi

Executive Director: Dr. Hamid Khaloozadeh

Editorial Board:

Prof. A. Khaki-Sedigh, Prof. I. Goodarznia, Dr. H. Khaloozadeh (Associate Prof.), 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, Dr. H. Khaloozadeh, Dr. M. Tavakoli-Bina, Dr. H.R. Taghirad, Dr. K. Masroori, Dr. M. Bathaei, Dr. M.T. Hamidi-Beheshti, Dr. R. Kazemi, Dr. R. Amjadifard, Dr. S.A. Mousavian, Dr. A.H. Markazi-Davaei, Prof. M. Haeri, Dr. S.A. Safavi, Prof. H. Seifi, Dr. A. Kazemi, Dr. A. Fatehi, Dr. M.R. Akbarzadeh-Toutounchi, Dr. Mirabedini, Prof. R. Asghariyan, Dr. A. Harounabadi, Prof. A. Vahidian-Kamyad, Dr. J. Heirani-Nobari, Dr. F. Jafar-Kazemi, Prof. F. Hossein-Babaei, Dr. P. Karim-Aghaei, Dr. B. Moaveni, Dr. M. Aliari-Shourehdeli, Dr. M. Arvan.

The ISICE Board of Director:

A. Sheri-Moghadam, Dr. K. Masroori, Dr. H.R. Momeni, Prof. B. Moshiri, Dr. F. Jafar-Kazemi, Dr. H. Khaloozadeh, A. Rastegari, A. Kiani, B. Tabatabaei-Yazdi.

Address: Room 241, 2nd floor, No.71, Mousavi Ave. Ferdowsi Sq. Enghelab St. Tehran, Iran.

P.O. Box: 15815-3595

Tel: (+9821) 88813002

Fax: (+9821) 88324979

<http://www.isice.ir>



A Joint Publication of the Iranian Society of Instrument and Control Engineers and the K.N. Toosi University of Technology

Vol. 4, No. 1, Spring 2010

In the Memorial of Professor Caro Lucas

Contents

Line-of-sight Stabilization for Submarine Periscopes	1
Ali Kazemy, Mohammad Farrokhi	
Shaping the Uncertainty Set Resulted from System Identification for Robust Control Design	12
Arash Sadeghzadeh, Hamidreza Momeni	
Introduction to a Novel Fuzzy Filter for Smoothing 2-Dimensional Signals	22
Hamed Shakouri G., Mojtaba Arabi	
Adaptive Freeway Traffic State Estimator based on Fusion of the Model Parameters Estimates	33
Ehsan Jafari, Behzad Moshiri, Karim Salahshoor, Amin Ramezani	
A New Non-fragile H-infinity PI-Filtered-Error Adaptive Observer for a Class of Nonlinear Time-Delay Systems	43
Mahdi Pourgholi, Vahid Johari Majd	
Hardware in the Loop Simulator Implementation by Signal Injection Method for Control System of a Special Missile	52
Hassan Arab Ameri, Mohammad Reza Arvan	
Application of Dynamic Constraint Equations to Open Loop Control of Redundant Manipulators	61
Mohammad Jafar Sadigh, Sevak Tahmasian	