

نشریه علمی - پژوهشی
انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق ایران - دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی
جلد ۳، شماره ۳، پاییز ۱۳۸۸

مقالات بخش فارسی

- ۱
ارایه‌ی یک روش تحلیلی برای تعیین زمان شروع فاز نهایی در یک موشک تاکتیکی برای برخورد به هدف با زاویه‌ی مناسب
عباس تقی‌پور کمنی، محمدرضا عاروان، علی محمدی
- ۹
مدیریت فعال صف مقاوم برای ترافیک حساس به تاخیر بر روی اینترنت
مهدی علیتی زاده اردستانی، محمد تقی حمیدی بهشتی
- ۲۲
موقعیت‌یابی خودرو چهارچرخ خودگردان با بکارگیری همجوشی داده‌ها
آمنه امینیان، علیرضا خیاطیان
- ۳۴
پایدارسازی سرج در کمپرسور چند طبقه محوری با استفاده از روش PDC بر مبنای مدل فازی T-S
مرتضی منتظری، امیر مسعود قلمزن اصفهانی، امیر حسین دوائی مرکزی
- ۴۳
مدلسازی غیرخطی و شبیه‌سازی سیستم گیر بهینه ECU خودروی گاز سوز
حمید خالوزاده، سید فرشید قائم مقامی
- ۵۲
گسترش تئوری استدلال شهودی در یک روش تصمیم‌گیری چند معیاره در اطلاعات مکانی غیر مستقل
محسن جهانخواه، بهزاد مشیری، محمود رضا دلاور، مهدی زارع

مقالات بخش انگلیسی

- ۶۴
کنترل سوئیچینگ H_2/H_∞ سیستم‌های آشفته تکین خطی: یک خط مشی مبتنی بر سرپرست فازی
احمد فخاریان، فاطمه جمشیدی، محمدتقی حمیدی بهشتی



مجله کنترل



دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی
۱۳۰۷

نشریه علمی - پژوهشی، انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق ایران - دانشگاه صنعتی خواجه
نصیرالدین طوسی، جلد ۳، شماره ۳، پاییز ۱۳۸۸

پست الکترونیکی: control@isice.ir

صاحب امتیاز: انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق ایران

مدیر مسئول: پروفسور ایرج گودرزنیا

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

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

سمت: استاد دانشگاه

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

دبیر اجرایی: دکتر حمید خالوزاده

هیأت تحریریه:

پروفسور علی خاکی صدیق (استاد) - پروفسور ایرج گودرزنیا (استاد) - دکتر حمید خالوزاده (دانشیار) - پروفسور پرویز جبه دار مارالانی (استاد)

پروفسور علی غفاری (استاد) - دکتر حمیدرضا مؤمنی (دانشیار) - پروفسور سیدکمال الدین نیکروش (استاد) - پروفسور مسعود شفیعی (استاد) -

پروفسور بهزاد مشیری (استاد)

هیأت مشاوران:

دکتر حمیدرضا مؤمنی، پروفسور بهزاد مشیری، پروفسور مسعود شفیعی، پروفسور علی خاکی صدیق، پروفسور پرویز جبه دار مارالانی، پروفسور

علی غفاری، دکتر حمید خالوزاده، دکتر محمد توکلی بینا، دکتر حمیدرضا تقی راد، دکتر کیوان مسروری، دکتر محمد بطحایی، دکتر محمدتقی

بهشتی، دکتر فرزاد جعفر کاظمی، دکتر رویا امجدی فرد، دکتر سیدعلی اکبر موسویان، دکتر امیرحسین مرکزی دوایی، پروفسور محمد حایری،

دکتر کریم صفوی، پروفسور حسین سیفی، دکتر احد کاظمی، دکتر علیرضا فاتحی، دکتر محمدرضا اکبرزاده توتونچی، دکتر میرعابدینی، دکتر

علی هارون آبادی، پروفسور رجب اصغریان، پروفسور علی وحیدیان کامیاد، دکتر جعفر حیرانی نوبری، پروفسور فرامرز حسین بابایی، دکتر

پاکنوش کریم آقایی، دکتر بیژن معاونی، دکتر مهدی علیاری شوره دلی، دکتر محمد عاروان

هیأت مدیره انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق:

مهندس عباس شعری مقدم، دکتر کیوان مسروری، دکتر حمیدرضا مومنی، پروفسور بهزاد مشیری، دکتر فرزاد جعفر کاظمی، دکتر حمید

خالوزاده، مهندس علیرضا رستگاری، مهندس علی کیانی، مهندس بهزاد طباطبائی یزدی

مقالات بخش فارسی

- ۱ **ارایه‌ی یک روش تحلیلی برای تعیین زمان شروع فاز نهایی در یک موشک تاکتیکی برای برخورد به هدف با زاویه‌ی مناسب**
عباس تقی‌پور کمنی، محمدرضا عاروان، علی محمدی
- ۹ **مدیریت فعال صف مقاوم برای ترافیک حساس به تاخیر بر روی اینترنت**
مهدی علینقی زاده اردستانی، محمد تقی حمیدی بهشتی
- ۲۲ **موقعیت‌یابی خودرو چهار چرخ خودگردان با بکارگیری همجوشی داده‌ها**
آمنه امینیان، علیرضا خیاطیان
- ۳۴ **پایدارسازی سرج در کمپرسور چند طبقه محوری با استفاده از روش PDC بر مبنای مدل فازی T-S**
مرتضی منتظری، امیر مسعود قلمزن اصفهانی، امیر حسین دوائی مرکزی
- ۴۳ **مدلسازی غیرخطی و شبیه‌سازی سیستم‌تصمیم‌گیر بهینه ECU خودروی گاز سوز**
حمید خالوزاده، سید فرشید قائم مقامی
- ۵۲ **گسترش تئوری استدلال شهودی در یک روش تصمیم‌گیری چند معیاره در اطلاعات مکانی غیر مستقل**
محسن جهانخواه، بهزاد مشیری، محمود رضا دلاور، مهدی زارع

مقالات بخش انگلیسی

- ۶۴ **کنترل سوئیچینگ H_2/H_∞ سیستم‌های آشفته تکین خطی: یک خط مشی مبتنی بر سرپرست فازی**
احمد فخاریان، فاطمه جمشیدی، محمد تقی حمیدی بهشتی

مجله کنترل، مجله ای علمی - پژوهشی است که در برگیرنده تازه ترین نتایج تحقیقات نظری و کاربردی در علوم مختلف مرتبط با مهندسی کنترل و ابزار دقیق می باشد. مقالات ارسالی به مجله کنترل می توانند به زبان فارسی و یا انگلیسی باشند. از میان مباحث مورد نظر این مجله میتوان به موارد زیر اشاره نمود:

- (۱) مدل سازی، شناسایی، شبیه سازی و بهینه سازی سیستمها.
- (۲) تحلیل و طراحی سیستم های کنترل پیشرفته همچون سیستم های 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 حقیقی و سیستمهای کنترل سوپروایزری.

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

- (۱) سیستمهای هدایت و ناوبری
- (۲) فرآیندهای صنعتی شامل فرآیندهای شیمیایی و بیوتکنولوژی.
- (۳) 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 شبکه های صنعتی.
- (۱۰) مهندسی پزشکی.
- (۱۱) سیستمهای آموزش هوشمند.

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

شیوه تدوین

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

آدرس نویسندگان

آدرس پستی کامل همه نویسندگان 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 نویسندگان ظاهر گردد:

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

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

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

طول مقالات

حداکثر حجم مقالات در هنگام چاپ ۱۵ صفحه می باشد که معادل حدود ۷۵۰۰ واژه می باشد. برای چاپ صفحات بیشتر و یا رنگی لازم است هزینه ای 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 می باشد. 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 عهده دار مکاتبات ارسال خواهد نمود.
- در صورتی که نیاز به تصحیح مقاله باشد، تصحیحات باید منحصرأ 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 نویسندگان اهدا خواهد گردید.

حق کپی: در صورت تایید مقاله، نویسندگان لازم است فرم انتقال حق انتشار آن به "انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق ایران" را تکمیل و به همراه اصل مقاله ارسال نمایند. نویسندگان لازم است موافقت کتبی دارندگان حق کپی بخشهایی از مقاله که از مراجع و منابع دیگر نسخه برداری 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 می آورد. خواهشمند است مقالات خود را به صورت الکترونیکی به آدرس: control@isice.ir ارسال فرمایید. برای کسب اطلاعات بیشتر میتوانید به سایت: <http://www.isice.ir> مراجعه نمایید.

ارایه‌ی یک روش تحلیلی برای تعیین زمان شروع فاز نهایی در یک موشک تاکتیکی برای برخورد به هدف با زاویه‌ی مناسب

عباس تقی‌پور کمنی^۱، محمدرضا عاروان^۲، علی محمدی^۳

^۱ کارشناس ارشد سیستم‌های هدایت و کنترل دانشگاه صنعتی مالک اشتر، ataghipoor2006@yahoo.com

^۲ استادیار مجتمع برق و الکترونیک دانشگاه صنعتی مالک اشتر، m_r_arvan@yahoo.com

^۳ استادیار دانشگاه صنعتی مالک اشتر، ali_mohammadi@yahoo.com

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۸۸/۳/۲۸، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۸۸/۷/۱۲)

چکیده: مرحله‌ی نهایی هدایت موشک‌های تاکتیکی، مرحله‌ی برخورد به هدف است. عملکرد موشک در این مرحله وابسته به قانون هدایت، دقت جستجوگر و زاویه‌ی برخورد^۱ است. برای این که سرچنگی بیشترین کارایی را در انهدام هدف داشته باشد، بایستی زاویه‌ی برخورد موشک به هدف قابل کنترل باشد. به علت محدودیت‌های موجود، رسیدن به زاویه‌ی برخورد زیاد امکان‌پذیر نمی‌باشد. در مورد اهداف سطحی مانند تانک و کشتی، زمان شروع فاز نهایی پارامتر تعیین‌کننده‌ای در کنترل زاویه‌ی برخورد است. انتخاب مناسب این زمان، زاویه‌ی برخورد موشک به هدف و عدم برخورد آن به زمین قبل از برخورد به هدف را تضمین می‌کند. در این مقاله با استفاده از روش هدایت ناوبری تناسبی حقیقی بایاس دار (BTPN^۲) در فاز نهایی و برآورد زاویه‌ی برخورد نهایی به هدف، الگوریتمی برای تعیین زمان ورود به فاز نهایی ارایه می‌شود تا زاویه‌ی برخورد موشک به هدف کنترل شود. مقدار بیشینه‌ی زاویه‌ی برخورد مورد بررسی و تحلیل قرار می‌گیرد. همچنین شرط وجود جواب برای الگوریتم پیشنهادی به منظور رسیدن به زاویه‌ی برخورد مطلوب، با بیان و اثبات یک قضیه تعیین می‌شود.

کلمات کلیدی: ناوبری تناسبی حقیقی بایاس دار (BTPN)، فاز نهایی، زاویه‌ی برخورد به هدف.

An Analytical Method for Calculating Start Time of Terminal Guidance in Order to Achieving Proper Impact Angle in a Tactical Missile

Abstract: The terminal phase is an intercept phase. Missile performance is dependent on: guidance law, seeker accuracy, impact angle. Impact angle should be control for most performance of warhead in target destruction. A great impact angle is not achievable because of some limitations. Start time of terminal phase is significant parameter for control of impact angle in case of surface target such as tanks and ships. This time determines impact angle to target and missile impact to ground avoidance before impact to target. This paper presents an algorithm to determination start time of terminal phase by using of biased true proportional navigation guidance and approximation of impact angle so that controls final impact angle. Maximum value of impact angle analyzes and conditions of solution existence for purposed algorithm to achieve desired impact angle is determined with a theorem declaration and proof.

Keywords: Biased true proportional navigation (BTPN), Terminal phase, Impact angle to target.

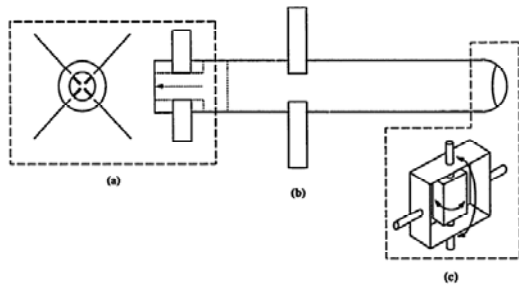
¹ Impact Angle

² Biased True Proportional Navigation

فهرست متغیرها و علائم:

\wedge : علامت نشان‌دهنده‌ی مقدار تقریبی
N : ثابت ناوبری
θ : زاویه‌ی خمشی ^۱ موشک
γ_p : زاویه‌ی بردار سرعت موشک در صفحه‌ی خمشی نسبت به محور X مرجع
λ_p : زاویه‌ی خط دید هدف در صفحه‌ی خمشی
P_k : احتمال انهدام هدف
P_h : احتمال برخورد به هدف
$P_{k h}$: احتمال انهدام به شرط برخورد
t_{go} : زمان باقیمانده تا هدف
$M_{y\delta_z}$: گشتاور حول محور Y بدنی ناشی از انحراف سکان بالادهنده ^۲
Z_{δ_z} : نیرو در راستای محور Z بدنی ناشی از انحراف سکان بالادهنده
h : ارتفاع پرواز موشک
V_m : سرعت موشک
t_{ap} : زمان تاخیر خودخلبان
α : زاویه‌ی حمله‌ی خمشی موشک
R : فاصله‌ی موشک و هدف

۲- شیرجه از بالا احتمال انهدام هدف به شرط برخورد ($P_{k|h}$) را افزایش می‌دهد.



شکل ۱- ساختار موشک ضدتانک (a) زیرسیستم کنترل و پیش‌رانش (b) زیرسیستم بدنه (c) زیرسیستم جستجوگر

در مرجع [3] این موشک بطور کامل معرفی و مدل‌سازی شده است. این موشک در فاز میانی پرواز تا ارتفاع مشخصی صعود می‌کند و سپس با شروع فاز نهایی بر روی هدف شیرجه می‌رود. فاز میانی پرواز این موشک در مراجع [3,4] مورد بررسی قرار گرفته و سیستم هدایت و خودخلبان‌های مربوطه طراحی شده‌اند. با توجه به موارد ذکر شده باید در فاز نهایی بگونه‌ای عمل شود که احتمال انهدام هدف توسط موشک بیشینه شود. برای افزایش احتمال انهدام هدف طبق قانون بیز^۷ (رابطه‌ی (۱))، باید هم احتمال برخورد و هم احتمال انهدام هدف به شرط برخورد زیاد شود [5].

$$P_k = P_h P_{k|h} \quad (1)$$

بنابراین روش هدایتی بکار برده می‌شود که هم دقت زیادی داشته باشد (P_h بیشینه شود) و هم تا حد زیادی بتوان برای افزایش $P_{k|h}$ زاویه‌ی برخورد را کنترل نمود. روش هدایت ناوبری تناسبی و مشتقات آن تا حد زیادی دقت در برخورد به هدف را تضمین می‌کنند [6,7].

در مرجع [8] سه قانون هدایت فاز نهایی با نام‌های ناوبری تناسبی، قانون حاصلضرب ضربدری^۸ و قانون سه‌بعدی مماسی^۹ ارایه شده است. در این مرجع نشان داده شده است که استفاده از دو قانون اولی نمی‌تواند موشک را به زاویه‌ی برخورد مطلوبی برساند، اما استفاده از قانون سه‌بعدی مماسی موفق می‌شود موشک را به زاویه‌ی برخورد مطلوب برساند. در قانون سه‌بعدی مماسی یک منحنی در فضای سه‌بعدی بین موقعیت فعلی موشک و موقعیت نهایی مطلوب موشک با قید خط مماس در نقطه‌ی انتهایی ساخته می‌شود. شتاب جانبی در این روش بسیار بزرگ بوده و از نقطه نظر پیاده‌سازی شاید قابل اعمال نباشد. مشابه با این قانون هدایت در مرجع [9] از یک منحنی مشخصه برای بدست آوردن معادلات ساده‌ی هدایت در فاز نهایی استفاده شده است. این روش هم نشان می‌دهد که قادر است موشک را به زوایای مسیر پرواز نقطه‌ی انتهایی مورد نظر برساند. در مرجع [10] قانون ناوبری تناسبی

۱- مقدمه

در موشک‌های تاکتیکی که علیه اهداف زمینی مانند تانک یا کشتی مورد استفاده قرار می‌گیرند، احتمال انهدام هدف (P_k) از اهمیت زیادی برخوردار است. علت این امر وجود زره‌های واکنشی در محل برخورد موشک با هدف است [1,2]. در مورد اهدافی مانند تانک، زره موجود در جلوی آن از نوع واکنشی بوده که نفوذ سرچنگی در آن به‌راحتی امکان‌پذیر نمی‌باشد. در مورد اهدافی مانند کشتی هم به علت خط آتشی که در مقابل موشک‌ها در جلوی کشتی ایجاد می‌شود، احتمال برخورد (P_h) خیلی کم می‌شود. بنابراین موشک باید در فاز نهایی بگونه‌ای هدایت شود که احتمال انهدام هدف بیشینه شود. موشک مورد بررسی در این مقاله، یک موشک تاکتیکی زمین به زمین ضدتانک است که مشخصات کلی آن در شکل ۱ نشان داده شده است. موشک دارای بالک‌های وسطی برای پایداری و ایجاد نیروی برآ^۳ بوده و نیز دارای بالک‌های عقبی برای اعمال نیروی کنترلی موشک است. موشک متقارن و چرخش پایدار^۴ بوده و به‌صورت گردش با سکان (STT)^۵ کنترل می‌شود. زیرسیستم عملگر آن از نوع الکترومکانیکی بوده و امکان کنترل آیرودینامیکی و بردار پیش‌ران (TVC)^۶ را فراهم می‌آورد. تیغه‌هایی در انتهای نازل موتور قرار داده شده‌اند که محور آنها با محور بالک‌های کنترلی عقب موشک یکی است. هم بالک‌های کنترلی و هم تیغه‌ها به‌صورت ساختار \times روی موشک تعبیه شده‌اند. نکات کلیدی در مورد زیرسیستم سرچنگی را می‌توان به‌صورت زیر بیان کرد:

۱- سرچنگی به‌طور دقیق در راستای بدنه قرار دارد.

¹ Pitch
² Elevator
³ Lift
⁴ Roll Stabilized
⁵ Skid To Turn
⁶ Thrust Vector Control

⁷ Bayes Rule
⁸ Cross-Product Law
⁹ Tangent Cubic Law

صورت تحلیلی محاسبه شده است. در بخش چهارم شرط وجود جواب برای الگوریتم کنترل زاویه‌ی برخورد، با بیان و اثبات یک قضیه مورد بحث و بررسی قرار می‌گیرد. در بخش بعد نتایج بررسی‌ها و تقریب‌های انجام شده با استفاده از شبیه‌سازی شش درجه آزادی موشک تاکتیکی نمونه مورد ارزیابی قرار می‌گیرند. نتیجه‌گیری از مباحث مطرح شده بخش انتهایی مقاله را تشکیل می‌دهد.

۲- برآورد زاویه‌ی برخورد برای تعیین زمان ورود به فاز نهایی

هدف از فاز میانی رساندن موشک به منطقه‌ی هدف و فراهم کردن شرایط موشک برای ورود به فاز نهایی است. تحلیل زمان خروج از فاز میانی وابسته به نوع هدایت موشک در فاز نهایی است. مقصود از فاز نهایی، هدایت موشک برای برخورد به هدف با برآورده کردن شرایط برخورد است. برای افزایش احتمال انهدام هدف هم باید احتمال برخورد و هم احتمال انهدام به شرط برخورد زیاد شود. بنابراین باید بدنبال روش هدایتی رفت که هم دقت زیادی داشته باشد و هم بتوان تا حد زیادی زاویه‌ی برخورد را برای افزایش $P_{k|h}$ کنترل کرد. برای رسیدن به این مطلوب از یکی از مشتقات روش هدایت ناوبری تناسبی با نام ناوبری تناسبی حقیقی بایاس‌دار استفاده می‌شود. رابطه‌ی اساسی این روش به صورت زیر است:

$$\dot{\gamma}_{pc} = N (\dot{\lambda}_p + \dot{\lambda}_{pb}) \quad (2)$$

که در آن $\dot{\gamma}_{pc}$ فرمان اعمالی به خودخلبان، N ثابت ناوبری، $\dot{\lambda}_p$ نرخ چرخش خط دید و $\dot{\lambda}_{pb}$ بایاس نرخ چرخش خط دید^۳ است. $\dot{\lambda}_{pb}$ براساس پارامترهای ثابت ناوبری و مقدار اولیه‌ی نرخ چرخش خط دید ($\dot{\lambda}_{p0}$) به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\dot{\lambda}_{pb} = \frac{2-N}{N} \dot{\lambda}_{p0} \quad (3)$$

در این حالت، نرخ چرخش خط دید در شرایط ایده‌آل در طی فاز نهایی ثابت خواهد ماند [17]. با توجه به روابط فوق قانون هدایت بکار برده شده در فاز نهایی به صورت زیر خواهد بود:

$$\dot{\gamma}_{pc} = N \left(\dot{\lambda}_p + \frac{2-N}{N} \dot{\lambda}_{p0} \right) \quad (4)$$

حال با توجه به روش هدایت بکار گرفته شده، باید زمان شروع انتقال به فاز نهایی تعیین شود. زمان شروع وابسته به زاویه‌ی برخورد نهایی مطلوب موشک ($\bar{\theta}_f$)، زمان برخورد به هدف (t_{go}) و رابطه‌ی (۴) است. زاویه‌ی برخورد نهایی موشک در موشک‌های ضدتانک بخاطر این که جهت سرچنگی در بدنه‌ی موشک ثابت شده است، مسأله‌ی بسیار مهمی است. زاویه‌ی برخورد ($\hat{\theta}_f$) با توجه به روش هدایت و

بایاس‌داری پیشنهاد شده است که زاویه‌ی برخورد مطلوب و فاصله‌ی از دست‌دهی کوچکی را نتیجه می‌دهد. همچنین یک روش حل عددی در مرجع [11] برای کنترل زاویه‌ی برخورد در زمان بهینه پیشنهاد شده است. در دو مرجع اخیر فرض شده است که سرعت موشک در طی فاز نهایی ثابت است. در مرجع [12] یک روش آشیان‌یابی فعال بهینه برای کنترل زاویه‌ی برخورد پیشنهاد شده است. در این روش قانون هدایت شامل حل مسأله‌ی کنترلی حداقل کردن انرژی و قیدهایی برای کاهش فاصله‌ی از دست‌دهی و کنترل زاویه‌ی برخورد است. در این روش سرعت موشک متغیر است و فرض شده است که سرعت به صورت نمایی از یک مقدار اولیه کاهش می‌یابد. برای پیاده‌سازی این روش تقریب زمان باقیمانده تا هدف^۱ مورد نیاز است. در مرجع [13] قوانین هدایت براساس روش‌های کنترل مقاوم برای کنترل وضعیت بدنه‌ی موشک نسبت به هدف در نقطه‌ی برخورد ارایه شده است. در مرجع [14] یک روش هدایت براساس ناوبری دایره‌ای ایجاد شده است. این روش بر این اصل استوار است که موشک مسیری به صورت یک منحنی دایره‌ای شکل را به سمت هدف طی می‌کند که کنترل زاویه‌ی برخورد را نتیجه خواهد داد. در روابط این مرجع هم از اثرات آیرودینامیکی از قبیل نیروی پسا^۲ صرف‌نظر شده و همچنین سرعت موشک ثابت فرض شده است. مشابه با مرجع [13] در [15] یک رابطه‌ی کلی برای قانون هدایت بهینه با هدف حداقل کردن انرژی با استفاده از مدل خطی شده و فرض ثابت بودن هدف ارایه شده است. در مرجع [16] یک رابطه‌ی جدید برای قانون هدایت فاز نهایی ارایه شده است که زاویه‌ی برخورد را کنترل کرده و فاصله‌ی از دست‌دهی را حداقل می‌کند. این رابطه براساس روش کنترل فازی بنا نهاده شده است. در این روش نیازی به خطی‌سازی معادلات درگیری موشک-هدف نمی‌باشد و شبیه‌سازی انجام شده در این مرجع نشان می‌دهد که قانون هدایت پیشنهاد شده عملکرد قابل قبولی دارد.

در روش‌های توسعه داده شده در مراجع ذکر شده دینامیک موشک در نظر گرفته نشده و بحث عمده تنها روش هدایت بوده است. در روش ارایه شده در این مقاله، به کمک حالت خاصی قانون هدایت BTPN، معادلات هدایت فاز نهایی را به شکل ساده‌ای بدست آورده و سپس با استفاده از یک الگوریتم، زمان ورود به فاز نهایی تقریب زده می‌شود تا زاویه‌ی برخورد مطلوب حاصل گردد. قانون هدایت BTPN حداقل شدن فاصله‌ی از دست‌دهی را تضمین می‌کند. در این روش اثرات آیرودینامیکی به صورت خطی در نظر گرفته شده‌اند و سرعت نیز در فاز نهایی ثابت فرض شده است.

این مقاله بصورتی که در ادامه گفته خواهد شد، سازمان‌دهی شده است. در بخش دوم روش برآورد زاویه‌ی برخورد، برای تعیین زمان ورود به فاز نهایی بیان می‌شود. در بخش سوم همچنین زاویه‌ی برخورد بیشینه به

¹ Time to Go

² Drag

³ LOS Rate Bias

۳- حداکثر زاویه‌ی برخورد

برای محاسبه‌ی حداکثر زاویه‌ی برخورد فرض می‌شود که سیستم عملگر ایده‌آل بوده و فرمان خودخلبان را بدون تأخیر اجرا می‌کند. با توجه به شکل ۲ رابطه‌ی زیر را برای $\dot{\lambda}_p$ در هنگام شروع فاز نهایی می‌توان بدست آورد.

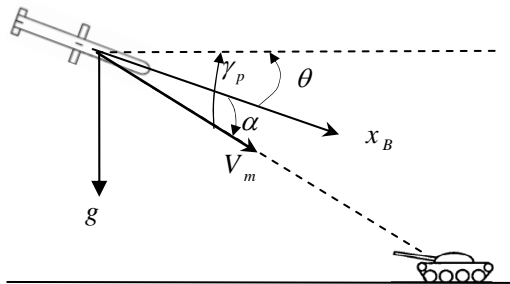
$$\sin \lambda_p = \frac{h}{R} \Rightarrow \dot{\lambda}_p \cos \lambda_p = \frac{h\dot{R} - h\dot{R}}{R^2} \quad (10)$$

در انتهای فاز نهایی تغییرات ارتفاع (\dot{h}) تقریباً برابر صفر است. همچنین رابطه‌ی زیر برای \dot{R} وجود دارد:

$$\dot{R} = -V_m \cos \lambda_p \quad (11)$$

با استفاده از رابطه‌ی (۱۰) و (۱۱) داریم:

$$\dot{\lambda}_p \cos \lambda_p = \frac{h\dot{R}}{R^2} = -\frac{hV_m \cos \lambda_p}{R^2} \Rightarrow \dot{\lambda}_p = -\frac{hV_m}{R^2} \quad (12)$$



شکل ۲- تعریف مشخصات هندسی فاز نهایی

برای رسیدن به حداکثر زاویه‌ی برخورد، تا حد امکان باید $\dot{\lambda}_p$ زیاد شود. این امر طبق رابطه‌ی فوق در صورتی اتفاق می‌افتد که مقدار فاصله‌ی موشک و هدف (R) کمینه شود (توجه شود که کنترلی روی ارتفاع و سرعت وجود ندارد). اما به خاطر میدان نظر محدود موشک نمی‌توان خیلی به هدف نزدیک شد. با نزدیک‌تر شدن موشک به هدف در ابتدای فاز نهایی مقدار t_{go} کم شده و این عامل باعث کم شدن زاویه‌ی برخورد می‌شود. پس نمی‌توان تنها عامل $\dot{\lambda}_p$ را در حداکثر کردن زاویه‌ی برخورد در نظر گرفت. زاویه‌ی برخورد از حل دستگاه معادلات زیر بدست خواهد آمد [3] و از روی آن مقدار بیشینه‌ی آن محاسبه می‌شود.

$$\begin{cases} \frac{\gamma_{pf}}{t_{go}} = -\frac{2V_m \sin^2 \lambda_p}{h} + \frac{g \cos \gamma_{pf}}{V_m} \\ \gamma_{pf} t_{go} = -\frac{2h}{V_m} \end{cases} \quad (13)$$

با حل این دستگاه معادلات فوق می‌توان مقدار γ_{pf} و t_{go} را بدست آورد. حال زاویه‌ی حمله‌ی نهایی بدست آورده می‌شود:

$$\alpha_f = \left(2\dot{\lambda}_p + \frac{g \cos \gamma_{pf}}{V_m} \right) \tau \quad (14)$$

بسط معادلات حرکت موشک در فاز نهایی به صورت زیر بدست خواهد آمد [3,17]:

$$\hat{\theta}_f = \hat{\gamma}_{pf (guidance)} + \hat{\alpha}_f \quad (5)$$

که با توجه به فرض ثابت بودن نرخ چرخش خط دید در فاز نهایی:

$$\hat{\gamma}_{pf (guidance)} = 2\hat{\lambda}_{p0} = 2\hat{\lambda}_{pf} \quad (6)$$

$$\hat{\gamma}_{pf (guidance)} = \hat{\gamma}_{pf} = \hat{\gamma}_{p0} + \hat{\gamma}_{pf (guidance)} \hat{t}_{go} \quad (7)$$

$$\hat{\alpha}_f = \left(\hat{\gamma}_{pf (guidance)} + \frac{g \cos \hat{\gamma}_{pf (guidance)}}{V_m} \right) \hat{t} \quad (8)$$

$$\hat{t} = \frac{M_{y\delta e}}{F}, \quad F = \tilde{Z}_{\delta e} \tilde{M}_{y\alpha} - \tilde{Z}_{\alpha} \tilde{M}_{y\delta e} \quad (9)$$

در نهایت جهت شروع هدایت فاز نهایی، معیار زیر با توجه به نتایج بدست آمده، معرفی می‌شود:

الف - اگر $\hat{\theta}_f \leq \bar{\theta}_f$ باشد آنگاه هدایت فاز نهایی شروع شود (توجه شود که $\bar{\theta}_f$ و $\hat{\theta}_f$ منفی هستند).

ب - اگر $\hat{\theta}_f > \bar{\theta}_f$ باشد آنگاه روش هدایت فاز میانی ادامه داده شود.

این معیار باعث می‌شود تا شرایط تعیین شده برای برخورد تامین گردد.

محدودیت‌های زیر بایستی در تحلیل‌ها برای رسیدن به $|\bar{\theta}_f|$ بزرگ در نظر گرفته شوند:

۱- محدودیت میدان نظر^۱ (FOR)

وقتی که هدف از میدان نظر خارج شود، از دست رفتن فرآیند قفل روی هدف اتفاق می‌افتد. بنابراین ممکن است لازم باشد که موشک در ارتفاع پایین‌تری معیار بیان شده را برآورده کند. در این حالت موشک در هنگام برخورد به $\bar{\theta}_f$ نخواهد رسید.

۲- محدودیت مانورپذیری بدنه‌ی موشک

اگر شتاب اعمالی از حد شتاب‌پذیری بدنه فراتر رود، ناپایداری بدنه‌ی موشک اتفاق می‌افتد. ناپایداری بدنه مانع برخورد موشک به هدف می‌شود، بنابراین BTPN باید با در نظر گرفتن حد مانورپذیری بدنه، طراحی شود.

۳- محدودیت سرعت و زاویه‌ی بالک‌های کنترلی

زیرسیستم کنترل، خمش، گردش^۲ و چرخش^۳ بدنه‌ی موشک را کنترل می‌کند. فراتر رفتن از محدودیت‌های زیرسیستم کنترل، باعث از دست رفتن هدف می‌شود. بنابراین در طراحی اولیه‌ی BTPN، باید اشباع کنترل را پیش‌بینی کرد.

در بخش بعد حداکثر زاویه‌ی برخوردی که موشک با استفاده از قانون هدایت رابطه‌ی (۴)، خواهد داشت، بدست آورده می‌شود.

¹ Field of Regard

² Yaw

³ Roll

در نتیجه زاویه‌ی برخورد برابر خواهد بود با:

$$\theta_f = \gamma_{pf} + \alpha_f \quad (15)$$

الگوریتم فوق در محاسبه‌ی زاویه‌ی برخورد یک نقص دارد. در عمل از زمان اعمال $\dot{\gamma}_p$ به خودخلبان، تا اجرای آن به اندازه‌ی t_{ap} تأخیر وجود دارد. این پدیده به علت غیرحداقل فاز (NMP)¹ بودن این نوع خودخلبان است. در این مدت ممکن است هدف از میدان نظر خارج شود. بنابراین الگوریتم تصحیح مقدار محاسبه شده‌ی θ_f به صورت زیر ارایه می‌شود:

۱- پس از محاسبه‌ی t_{go} در الگوریتم قبلی، مقدار t_{ap} را به آن افزوده و مقدار جدید t_{go} بدست آورده می‌شود.

۲- مقدار جدید R با تقریب توسط رابطه‌ی زیر حساب می‌شود.

$$R = R + V_m t_{ap} \quad (16)$$

۳- با قرار دادن مقدار جدید R در رابطه‌ی (۱۲) مقدار جدید $\dot{\lambda}_p$ محاسبه می‌شود.

۴- با حل دوباره‌ی دو معادله‌ی (۱۳) می‌توان مقدار جدید γ_{pf} را بدست آورد.

۵- ابتدا α_f از رابطه‌ی (۱۴) و سپس θ_f از رابطه‌ی (۱۵) محاسبه می‌شوند.

این الگوریتم با تقریب خوبی مقدار زاویه‌ی برخورد را به ما می‌دهد. منشأ عمده‌ی خطا، در تقریب سرعت و تقریب در محاسبه‌ی α_f است. با بررسی دستگاه معادلات (۱۳) می‌توان نتیجه گرفت که مقدار γ_{pf} تابعی از ارتفاع پرواز و زاویه‌ی خط دید در ابتدای فاز نهایی است. بنابراین مقدار حداکثر این زاویه نیز تابعی از این دو پارامتر خواهد بود. اگر فرض شود که موشک در یک ارتفاع ثابت در حال پرواز است، آنگاه مقدار زاویه‌ی برخورد حداکثر در زاویه‌ی خط دید بیشینه یعنی در FOR جستجوگر اتفاق می‌افتد.

۴- بررسی شرایط صحت الگوریتم خروج از فاز

میانی

شرط صحت الگوریتم خروج از فاز میانی برای رسیدن به زاویه‌ی برخورد مورد نظر به صورت یک قضیه بیان می‌شود.

قضیه. اگر در مورد یک موشک تاکتیکی فرض‌های زیر در نظر گرفته شود:

۱- در فاز میانی به صورت افقی در ارتفاع ثابت h پرواز کند.

۲- سرعت آن در فاز نهایی ثابت و برابر V_m باشد.

۳- مقدار زاویه‌ی خط دید در ابتدای فاز نهایی برابر با λ_p باشد.

۴- در فاز نهایی موشک از قانون هدایت رابطه‌ی (۴) استفاده کند.

آنگاه شرط رسیدن به زاویه‌ی برخورد مورد نظر به صورت زیر خواهد بود:

$$\frac{hg}{V_m^2} < 2 \sin^2 \lambda_p \quad (17)$$

که در رابطه‌ی فوق g شتاب جاذبه‌ی زمین است.

اثبات. همان‌طور که در بخش قبل ملاحظه شد زاویه‌ی برخورد از حل دستگاه معادلات (۱۳) بدست می‌آید. با حذف زمان در دستگاه معادلات (۱۳):

$$\begin{aligned} -\frac{V_m \gamma_{pf}^2}{2h} &= -\frac{2V_m \sin^2 \lambda_p}{h} + \frac{g \cos \gamma_{pf}}{V_m} \\ \gamma_{pf}^2 + \frac{2hg \cos \gamma_{pf}}{V_m^2} - 4 \sin^2 \lambda_p &= 0 \end{aligned} \quad (18)$$

معادله‌ی فوق با روش‌های معمولی حل نشده و نیاز است تا بجای $\cos \gamma_{pf}$ تقریبی از بسط آن را نوشته شود:

$$\cos \gamma_{pf} = 1 - \frac{\gamma_{pf}^2}{2!} + \frac{\gamma_{pf}^4}{4!} - \frac{\gamma_{pf}^6}{6!} + \dots \approx 1 - \frac{\gamma_{pf}^2}{2} + \frac{\gamma_{pf}^4}{24} \quad (19)$$

بنابراین:

$$\begin{aligned} \gamma_{pf}^2 + \frac{2hg}{V_m^2} \left(1 - \frac{\gamma_{pf}^2}{2} + \frac{\gamma_{pf}^4}{24} \right) - 4 \sin^2 \lambda_p &= 0 \\ \frac{hg}{12V_m^2} \gamma_{pf}^4 + \left(1 - \frac{hg}{V_m^2} \right) \gamma_{pf}^2 + \frac{2hg}{V_m^2} - 4 \sin^2 \lambda_p &= 0 \end{aligned} \quad (20)$$

این معادله یک معادله‌ی درجه‌ی دو است که دارای دو جواب برای γ_{pf}^2 است، پس:

$$a\gamma_{pf}^4 + b\gamma_{pf}^2 + c = 0$$

$$a = \frac{hg}{12V_m^2} > 0$$

$$b = 1 - \frac{hg}{V_m^2} > 0, \quad c = \frac{2hg}{V_m^2} - 4 \sin^2 \lambda_p$$

یکی از دو جواب معادله‌ی درجه‌ی دوم با توجه به روابط فوق منفی بوده و قابل قبول نمی‌باشد. ریشه‌ی دیگر به صورت زیر بدست آورده می‌شود:

$$\gamma_{pf}^2 = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \Rightarrow \gamma_{pf} = \sqrt{\frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}}$$

ریشه‌ی قابل قبول معادله‌ی (۲۰) مورد بررسی قرار داده می‌شود. شرط وجود جواب این است که مقدار ریشه مثبت باشد بنابراین:

$$\gamma_{pf}^2 = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} > 0 \Rightarrow b^2 < b^2 - 4ac \Rightarrow -ac > 0$$

با توجه به اینکه $a > 0$ پس باید $c < 0$ باشد. لذا:

¹ Non Minimum Phase

$$h < \frac{2V_m^2 \sin^2 \lambda_p}{g} \Rightarrow \sin^2 \lambda_p > \frac{hg}{2V_m^2} \Rightarrow \lambda_p > \sin^{-1} \left(\sqrt{\frac{hg}{2V_m^2}} \right) \quad (23)$$

یا اینکه:

$$\lambda_{p(\min)} = \sin^{-1} \left(\sqrt{\frac{hg}{2V_m^2}} \right) \quad (24)$$

این مقدار $\lambda_{p(\min)}$ با قرار گرفتن در الگوریتم مقدار حداقل زاویه‌ی برخورد یا θ_{\min} را خواهد داد. پس دو حد برای زاویه‌ی برخورد با توجه به روش هدایت فاز میانی و نهایی بدست آمد.

۵- شبیه‌سازی و بررسی الگوریتم

در این بخش الگوریتم محاسبه‌ی بیشینه‌ی زاویه‌ی برخورد معرفی شده در بخش قبل، امتحان شده و تطابق حداکثر زاویه‌ی بدست آمده از آن روش با نتیجه‌ی گرفته شده از شبیه‌سازی، بررسی می‌شود. با توجه به نتایج شبیه‌سازی در بخش قبل مقادیر پارامترهای موشک در انتهای فاز میانی بطور تقریبی به صورت جدول 1 بدست آمدند.

با توجه به نتایج حاصل شده الگوریتم محاسبه‌ی زاویه‌ی برخورد بیشینه به صورت زیر اجرا می‌شود.

۱- محاسبه‌ی فاصله موشک تا هدف در انتهای فاز میانی:

$$R_{\min} = \left| \frac{h}{\sin \lambda_{p \max}} \right| = \frac{150}{\sin 25^\circ} = 354.93m$$

جدول 1- مقادیر اولیه در انتهای فاز میانی [17]

نام متغیر	مقدار آن در انتهای فاز میانی	توضیحات
V_m	$125 \frac{m}{s}$	سرعت موشک
h	150m	ارتفاع حداکثر
γ_p	0 deg	زاویه‌ی مسیر در کانال خمش
t_{ap}	0.15	تاخیر خودخلبان $\dot{\gamma}_p$
τ	1	ثابت دینامیکی
$\lambda_{p \max}$	-25deg	حداکثر زاویه‌ی

۲- محاسبه‌ی زاویه‌ی مسیر و زمان مانده با استفاده از دستگاه معادلات

$$\begin{cases} \gamma_{pf(\max)} = -2 \frac{V_m \sin^2 \lambda_p}{h_{\max}} + \frac{g \cos \gamma_{pf(\max)}}{V_m} \\ t_{go(\min)} \\ \gamma_{pf(\max)} t_{go(\min)} = -\frac{2h}{V_m} \end{cases} \quad (13)$$

جواب تقریبی دستگاه فوق با استفاده روش بسط تیلور توسط حل معادله‌ی (۲۰) حاصل می‌شود:

$$c = \frac{2hg}{V_m^2} - 4 \sin^2 \lambda_p < 0 \Rightarrow \frac{hg}{V_m^2} < 2 \sin^2 \lambda_p \quad (21)$$

عبارت فوق شرط وجود جواب است و بنابراین قضیه اثبات می‌شود.

نتایج گرفته شده از این قضیه به صورت زیر بیان می‌شوند:

۱- در صورتی که در فاز میانی، ارتفاع موشک از یک ارتفاع آستانه بیشتر شود، بطوریکه رابطه‌ی (۲۱) صدق نکند، الگوریتم درست عمل نکرده و موشک به زاویه‌ی برخورد مطلوب نمی‌رسد.

۲- هرچه سرعت موشک در فاز میانی و نهایی کمتر باشد برای رسیدن به یک زاویه‌ی برخورد یکسان، این ارتفاع بیشینه کمتر می‌شود.

۳- برای یک ارتفاع پرواز مشخص، نمی‌توان از الگوریتم انتظار داشت که زاویه‌ی برخورد از یک زاویه‌ی برخورد حداقل، کمتر شود.

یعنی ممکن است مقادیر پارامترهای رابطه‌ی (۲۱) به گونه‌ای باشد که برطبق قانون هدایت بکار برده، موشک با زاویه‌ی برخورد مورد نظر به هدف برخورد ننماید. درک نتیجه‌ی گرفته شده کمی سخت است اما با کنکاش بیشتر در مورد این قضیه، موضوع روشن تر خواهد شد. اگر شرط (۱۷) برحسب h بدست آورده شود:

$$h < \frac{2V_m^2 \sin^2 \lambda_p}{g} \quad (22)$$

عبارت فوق نشان می‌دهد که اگر ارتفاع موشک و زاویه‌ی λ_p گونه‌ای باشند که شرط برقرار نشود، الگوریتم با فرمان هدایت بکار برده شده برای زاویه‌ی مورد نظرمان جوابی نداشته و با زاویه‌ی دیگری به هدف برخورد خواهد کرد. این مسأله هنگامی اتفاق می‌افتد که موشک برای رسیدن به زاویه‌ی برخورد کوچک به ارتفاع بالایی برود.

در این حالت موشک در فاز میانی به مرحله‌ی پرواز ارتفاع ثابت نخواهد رسید و قبل از رسیدن به ارتفاع مورد نظر وارد فاز نهایی می‌شود بنابراین در نهایت با زاویه‌ی مورد نظر، به هدف برخورد نمی‌کند.

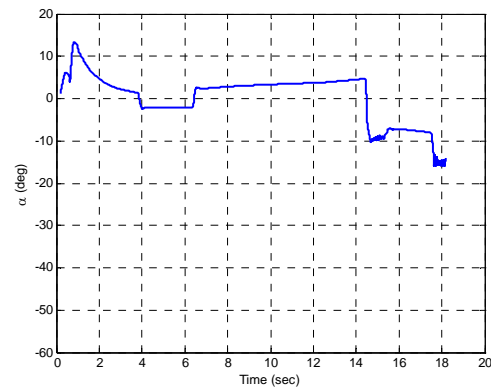
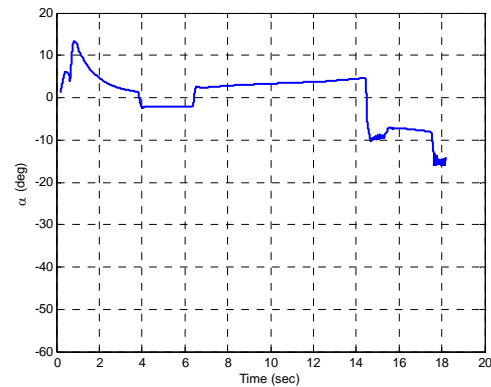
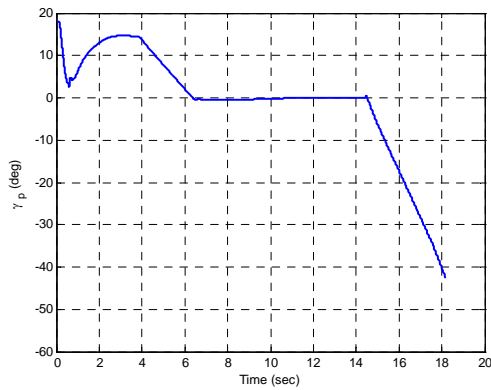
جواب این سوال که چرا با افزایش ارتفاع امکان عدم برخورد موشک به هدف با زاویه‌ی مطلوب ایجاد می‌شود، نقطه‌ی کلیدی حل مسأله خواهد بود. در اوایل پرواز موشک (قبل از رسیدن به مرحله‌ی پروازی

ارتفاع ثابت) ارتفاع، سرعت موشک و زاویه‌ی λ_p در حال افزایش هستند. با نگاه به رابطه‌ی (۲۲) و این که افزایش سرعت موشک و زاویه‌ی λ_p نسبت به افزایش ارتفاع اثر غالب دارد (افزایش سرعت

موشک بخوبی افزایش ارتفاع را جبران می‌کند). در نتیجه مقدار $\dot{\lambda}_p$ در حال افزایش خواهد بود. این افزایش سبب ایجاد جوابی برای زاویه‌ی برخورد در الگوریتم شده و باعث می‌شود که الگوریتم بجای این که در

فاز ارتفاع ثابت، فرمان شروع فاز نهایی را بدهد، در مرحله‌ی صعود فرمان ورود به فاز نهایی را صادر کند. پس می‌توان نتیجه گرفت، علاوه براینکه در مقدار بیشینه‌ی زاویه‌ی برخورد محدودیت وجود دارد در

مقدار کمینه‌ی آن نیز محدودیت وجود خواهد داشت. طبق رابطه‌ی (۲۱):



شکل ۳- به ترتیب از بالا زاویه‌ی مسیر در کانال خمش، زاویه‌ی حمله و زاویه‌ی برخورد برحسب زمان پرواز

۶- نتیجه‌گیری

کنترل زاویه‌ی برخورد برای عملکرد بهتر سرچنگی و بالا بردن احتمال انهدام هدف مورد نظر موشک‌های ضدتانک است. در این مقاله الگوریتم پیشنهادی برای کنترل زاویه‌ی برخورد بر روی شبیه‌سازی شش درجه آزادی مورد ارزیابی قرار گرفت و زاویه‌ی برخورد حداکثر با روش تئوری مقایسه گردید. همانطور که مشاهده شد مقدار زاویه‌ی حداکثر بدست آمده از روش تئوری با مقدار بدست آمده از شبیه‌سازی انطباق خوبی داشت. ولی این مقدار زاویه‌ی حداکثر به علت میدان نظر محدود جستجوگر و شتاب جانبی محدود موشک خیلی زیاد نشد. لازم است تا در بررسی‌های آینده برای رسیدن به زاویه‌ی بیشتر، روش‌های مناسب‌تری طراحی و بکار گرفته شود. البته می‌توان زاویه‌ی نصب

$$\frac{hg}{12V_m^2} \gamma_{pf}^4 + \left(1 - \frac{hg}{V_m^2}\right) \gamma_{pf}^2 + \frac{2hg}{V_m^2} - 4 \sin^2 \lambda_p = 0$$

$$\Rightarrow 0.0085 \gamma_{pf}^4 + 0.898 \gamma_{pf}^2 - 0.5102 = 0$$

$$\gamma_{pf} = -0.7518^{\text{rad}} = -43^\circ$$

۳- محاسبه‌ی زمان باقیمانده تا هدف:

$$\gamma_{pf} t_{go} = -\frac{2h_{\max}}{V_m}$$

$$\Rightarrow t_{go} = -\frac{2h_{\max}}{V_m \gamma_{pf}} = -\frac{2 \times 150}{125 \times (-0.7518)} = 3.19 \text{ s}$$

۴- محاسبه‌ی زمان مانده‌ی جدید با توجه به تاخیر خودخلبان $\dot{\gamma}_p$:

$$t_{go} = t_{go} + t_{ap} = 3.19 + 0.15 = 3.34 \text{ s}$$

۵- محاسبه‌ی مقدار جدید γ_{pf} :

$$\gamma_{pf} t_{go} = -\frac{2h_{\max}}{V_m}$$

$$\Rightarrow \gamma_{pf} = -\frac{2 \times 150}{125 \times 3.34} = -0.7185^{\text{rad}} = -41.17^\circ$$

۶- محاسبه‌ی فاصله از هدف جدید:

$$R = R + t_{ap} V_m = 354.93 + 0.15 \times 125 = 373.68 \text{ m}$$

۷- با قرار دادن مقدار جدید R در رابطه‌ی (۱۲) مقدار جدید $\dot{\lambda}_p$ محاسبه می‌شود.

$$\dot{\lambda}_p = \frac{-hV_m}{R^2} = \frac{-150 \times 125}{373.68^2} = -0.1342 \frac{\text{rad}}{\text{s}} = -7.689 \frac{\text{deg}}{\text{s}}$$

۸- محاسبه‌ی زاویه‌ی حمله‌ی نهایی:

$$\alpha_f = \left(2\dot{\lambda}_p + \frac{g \cos \gamma_{pf}}{V_m} \right) \tau$$

$$\Rightarrow \alpha_f = \left(-2 \times 0.1342 + \frac{9.8 \times \cos(-41.17)}{125} \right) \times 1 = -0.209^{\text{rad}} = -12^\circ$$

۹- محاسبه‌ی زاویه‌ی برخورد:

$$\theta_f = \gamma_{pf} + \alpha_f = -41.7^\circ - 12^\circ = -53.7^\circ$$

از روش حل عددی معادلات (بدون استفاده از تقریب بسط تیلور) زاویه‌ی برخورد برابر با -55.53° شد که نشان می‌دهد، تقریب بکار برده شده مناسب است. همچنین با استفاده از شبیه‌سازی شش درجه آزادی زاویه‌ی برخورد حداکثر برابر با -56.75° شد (شبیه‌سازی در شرایط ایده‌آل مجموعه‌ی عملگر انجام شد) که نشان از اعتبار الگوریتم پیشنهادی دارد. نتایج شبیه‌سازی در شکل ۳ نشان داده شده است.

- [7] Rafael Yanushevsky, *Modern Missile Guidance*, CRC Press, 2008.
- [8] Page, J.A. & Rogers, R.O., *Guidance and Control for Maneuvering Reentry Vehicles*, In *Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 659-664, December 1977.
- [9] Cameron, J.D.M., *Explicit Guidance Equations for Maneuvering Reentry Vehicles*, In *Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 670-678, December 1977.
- [10] Kim, B.S., Lee, J.G. & Han, H.S., *Biased PNG law for impact with angular constraint*, *IEEE Trans. Aero. Electro. Syst.*, 34(1), 277-287, 1998.
- [11] Song, T.L. & Shin, S.J., *Time Optimal Impact Angle Control for Vertical Plan Engagements*, *IEEE Trans. Aero. Electro. Syst.*, 35(2), 738-742, 1999.
- [12] Song, T.L. & Shin, S.J., *Impact Angle Control for Planar Engagement*, *IEEE Trans. Aero. Electro. Syst.*, 35(4), 1439-1444, 1999.
- [13] Savkin, A.V.; Patheirana, P.N. & Faruqi, F.A., *The Problem of Precision Missile Guidance: LQR and H^∞ Control Frameworks*, In *Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 1535-1540, December 2001.
- [14] Manchester, I.R. & Savkin, A.V., *Circular Navigation Guidance Law for Precision Missile/Target Engagements*, In *Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 1287-1292, December 2002.
- [15] Ryoo, C.K.; Cho, H. & Tahk, M.J., *Closed-Form Solutions of Optimal Guidance with Terminal Impact Angle Constraint*, In *Proceedings of the IEEE Conference on Control Applications*, pp. 504-509, 2003.
- [16] Samir Chabra and S.E. Talole, *Fuzzy Logic-Based Terminal Guidance with Impact Angle Control*, *Defense Science Journal*, Vol. 57, No. 4, pp 351-360, July 2007.
- [17] Terry Alan Rank, *Short-Range, Surface-to-Surface Missile Guidance for Nonlinear, Time Varying Target State Estimation and Missile Dynamics*, University of Texas at Dallas, December 1995.
- سرچنگی را طوری طراحی کرد که موشک در این زاویه بهترین عملکرد را داشته باشد. همچنین با تغییر روش هدایت فاز میانی می‌توان به زاویه‌ی برخورد بیشتر رسید. یک روش این است که ارتفاع پرواز در فاز میانی زیادتر شود که این روش هم برای زیرسیستم ردگیری مناسب می‌باشد. بنظر می‌رسد با کار بیشتر و بررسی روش‌های هدایت در فاز نهایی بتوان زاویه‌ی برخورد را بیشتر نمود. الگوریتم پیشنهادی در رسیدن به هر زاویه‌ی برخوردی دارای جواب نبود که با بیان یک قضیه شرط وجود جواب برای این الگوریتم بدست آمد. این شرط زاویه‌ی برخوردی را نتیجه داد که در واقع حداقل زاویه‌ی برخوردی است که سیستم هدایت و کنترل رسیدن به آن را تضمین می‌کند. بنابراین الگوریتم پیشنهادی کنترل زاویه‌ی برخورد بین دو مقدار کمینه و بیشینه را می‌تواند نتیجه دهد.
- ### مراجع
- [1] M. Brand, M. Mayseless, R. Genussov, "Analytical Model to Analyze the Passive Reactive Cassettes", 19th International Symposium of Ballistics, Interlaken, Switzerland, 7-11 May 2001.
- [2] A. Koch and F. Hällér, "Sensitivity of Era-Boxes Initiated by Shaped Charge Jets", 19th International Symposium of Ballistics, Interlaken, Switzerland, 7-11 May 2001.
- [۳] عباس تقی‌پور کمندی، هدایت فاز میانی یک موشک تاکتیکی، پایان‌نامه‌ی کارشناسی ارشد، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، بهار ۱۳۸۸.
- [۴] عباس تقی‌پور کمندی، محمدرضا عاروان و علی محمدی، طراحی هدایت فاز میانی برای یک موشک تاکتیکی نمونه، ارسال شده برای مجله‌ی علمی ترویجی دانشگاه مالک اشتر
- [5] R. G. Brown, *Introduction to Random Signal Analysis and Kalman Filtering*, John Wiley & Sons, 1983.
- [6] Paul Zarchan, *Tactical and Strategic Missile Guidance*, American Institute of Aeronautics and Astronautics Inc., 2002.

مدیریت فعال صف مقاوم برای ترافیک حساس به تاخیر بر روی اینترنت

مهدی علیتی زاده اردستانی^۱، محمد تقی حمیدی بهشتی^۲

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

^۲ استادیار، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه تربیت مدرس، mbehesht@modares.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۸۸/۵/۵، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۸۸/۷/۲۷)

چکیده: امروزه استفاده از بستر اینترنت برای تبادل اطلاعات مختلف بسیار رایج شده و کاربردهای مختلفی بر روی این بستر ارائه می‌شود. بسیاری از این کاربردها بلادرنگ بوده و بایستی الزامات خاصی را در مورد تاخیر رعایت نمایند. بنابراین وجود مکانیزم‌های کنترل تراکم موثری که بتواند از تراکم جلوگیری کرده و یا حداقل تراکم را محدود نماید بسیار ضروری می‌باشد. در این پژوهش یک مدیر فعال صف برای بهبود عملکرد شبکه ارائه شده است که بر اساس نظریه کنترل مقاوم طراحی گشته است. برای این منظور یک کنترل کننده مقاوم زمان گسسته فیدبک خروجی طراحی شده است. هدف از این طراحی استفاده از مزایای کنترل مقاوم مانند کاهش حساسیت به عدم قطعیت‌های مدل و همچنین تضعیف اثر جریان‌های اغتشاش در خروجی سیستم می‌باشد. به منظور شبیه‌سازی رفتار کنترل کننده و تأیید قابلیت‌ها و عملکرد آن از شبیه‌ساز ns2 استفاده شده است. شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهد که کنترلگر مقاوم ارائه شده به خوبی اهداف کنترلی مورد نظر را ارضاء می‌کند.

کلمات کلیدی: کنترل تراکم شبکه، کنترل مقاوم، فیدبک خروجی، حذف اغتشاش.

A Robust Active Queue Management for Delay Sensitive Internet traffic

Abstract: Real time network applications require effective mechanisms for managing Internet traffic in order to avoid or at least limit the level of congestion. We propose, design and analyze an Active Queue Manager (AQM) for controlling jitter using robust control theory. Here, we use an output feedback controller and this controller is based on discrete-time model of TCP. The natural properties of robust controller help us decreasing effect of model uncertainties and undesirable flows on performance of traffic control. The proposed Robust Discrete-Time Controller (RDTC) ensures the maintenance of the router's queue length at the desired value. We used ns2 for simulation of controller performance and the results obtained verify the validity of the algorithm.

Keywords: Network Congestion Control; Robust Control; Output Feedback; Disturbance Attenuation.

۱- مقدمه

بسیار مهم می‌باشد. تاکنون روش‌های متعددی مانند شروع آهسته، افزایش جمعی و کاهش ضربی، باز ارسال سریع و بازیابی سریع برای کنترل تراکم شبکه توسط TCP استفاده شده است. این روش‌ها برای جلوگیری از تراکم به خودی خود کافی نیستند زیرا هنگامی تراکم را تشخیص می‌دهند که بسته‌ای دور انداخته شده باشد و یا تغییرات فاحشی در تاخیر آنها به آنها به وجود آمده باشد. با توجه به اینکه کاربردهای بلادرنگ مانند کاربردهای چند رسانه‌ای حساسیت شدیدی به تاخیر

اینترنت به عنوان رسانه‌ای کارا بستری برای انتقال اطلاعات و داده‌ها می‌باشد. بسیاری از کاربردهای بلادرنگ نیز، چنانچه الزامات حداقلی خود را در مورد تاخیر انتقال و صحت دریافت اطلاعات بدست آورند، می‌توانند از این بستر استفاده می‌کنند. تحقیقات جدید نشان می‌دهد که بخش اعظم ترافیک بر روی شبکه اینترنت را جریان‌های TCP اشغال کرده‌اند [۱]. بنابراین کنترل تراکم جریان‌های TCP در طراحی شبکه‌ها

ریز بسته‌ها به صورت تسلسلی شده و تاخیر انتها به انتها را به شدت افزایش می‌دهد. این دور ریز بسته‌ها اغلب تأثیرات بدی را بر روی کاربردهای حساس به تاخیر مانند صوت یا تصویر بر روی بستر اینترنت می‌گذارند. ثابت بودن تاخیر صف نیز برای کاربردهای بلادرنگی چون انتقال صوت و پروتکل‌های انتقال قابل اطمینان بسیار مفید می‌باشد، زیرا این کاربردها بایستی قادر باشند تا تاخیر انتها به انتها را تخمین بزنند. علاوه بر این خالی نماندن بافر نیز موجب افزایش استفاده از پهنای باند می‌شود.

این پژوهش یک AQM مقاوم را پیشنهاد می‌کند و چگونگی برآورده شدن قابلیت‌های فوق‌الذکر را توسط این AQM توصیف می‌کند. مدیر فعال صف پیشنهادی بر اساس نظریه کنترل مقاوم زمان گسسته طراحی شده که به صورت ذاتی بتواند تضعیف اثر اغتشاش و مقاومت نسبت به تغییرات مدل را به همراه داشته باشد. در واقع در این تحقیق از خواص ذاتی کنترل مقاوم برای طراحی یک AQM موثرتر استفاده شده است. این کنترلگر مقاوم زمان گسسته (RDTC) برای افزایش کارایی شبکه طراحی شده است. بهره‌گیری بیشتر از پهنای باند و تغییرات تاخیر کمتر دو پارامتر اصلی است که در این تحقیق برای طراحی تعریف شده است.

این تحقیق به صورتی سازمان یافته است که در بخش دوم مروری بر تحقیقات صورت گرفته در مورد AQM ارائه می‌شود. در بخش سوم به صورت اجمالی کنترل مقاوم بررسی شده و مدل سیستم مد نظر در بخش چهارم ارائه می‌شود. در بخش پنجم ارزیابی عملکرد کنترل کننده و تحلیل نتایج شبیه سازی ارائه شده و در ادامه در بخش ششم نتیجه‌گیری ارائه می‌شود.

۲- بررسی اجمالی روش‌های AQM

در این بخش مکانیزم‌های کنترل تراکم به طور مختصر مرور می‌شوند. متأسفانه مطالعات صورت گرفته در مورد اینترنت نشان می‌دهد که مکانیزم‌های جلوگیری از تراکم TCP به هیچ وجه کافی نیستند. ناتوانی این مکانیزم‌ها از فلسفه اصلی عملکرد آنها سرچشمه می‌گیرد. در حقیقت، ضعف اصلی این مکانیزم‌ها آنست که شبیه مکانیزم Drop Tail [۲۶] تنها در هنگام سر ریز بافر شروع به دور ریز بسته‌ها می‌کنند. اما راه حل امکان پذیر دیگر برای غلبه بر این مشکل آنست که بسته‌ها را پیش از سر ریز بافر به دور انداخت. مکانیزم‌هایی که این ایده را دنبال می‌کنند مدیریت فعال صف (AQM) نامیده می‌شوند. در مقایسه با مکانیزم Drop Tail، مکانیزم‌های مدیریت فعال صف دارای مزایایی

انتها به انتها دارند، بنابراین کنترل تاخیر انتها به انتها یکی از عوامل اصلی فرایند طراحی شبکه‌ها می‌باشد [۲].

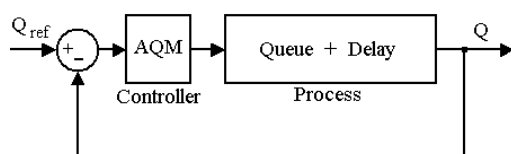
در سالهای اخیر مدیریت فعال صف (AQM) برای بهبود مدیریت تراکم شبکه پیشنهاد گردید. ایده اصلی AQM این است که دور ریز بسته را قبل از اینکه صف پر شود آغاز کنیم. معروفترین مکانیزم AQM مکانیزم RED می‌باشد [۳]. این مکانیزم به صورت تصادفی، بر اساس یک احتمال که متناسب با متوسط طول فعلی صف می‌باشد، بسته‌های ورودی را دور می‌اندازد. البته هرچند RED بسیاری از مشکلات پیشین را برای کنترل تراکم کم کرد ولیکن خود دارای نقطه ضعف‌های زیادی می‌باشد. از جمله این مشکلات میتوان به مواردی چون وابستگی شدید به پیکره‌بندی و تنظیم دقیق، حساسیت به میزان بار شبکه و عدم انطباق رفتار کوتاه مدت و بلند مدت آن اشاره کرد [۴].

بنابراین الگوریتم‌های مدیریت فعال صف متعددی جهت رفع معایب RED و جلوگیری از تراکم ارائه شد. همچنین اهداف دیگری نیز برای مدیریت‌های فعال صف مطرح شد که از آن جمله می‌توان به: استفاده بیشتر از پهنای باند لینک، کاهش نرخ دور ریز بسته‌ها و کاهش تاخیر صف بسته‌ها اشاره نمود.

البته نکته مهم آنست که استفاده حداکثری از پهنای باند و کاهش تاخیر انتها به انتها به عنوان دو هدف اصلی طراحی مدیریت فعال صف در اغلب موارد در تعارض با یکدیگر هستند. در واقع مکانیزم‌های AQM مانند GREEN [۵]، REM [۶] یا AVQ [۷] که تاخیر صف را حداقل می‌کنند، از پهنای باند استفاده کمتری کرده و دور ریز بسته زیادی دارند. در مقابل مکانیزم‌های AQM دیگری مانند BLUE [۸] که استفاده از پهنای باند را حداکثر می‌کنند، تاخیرات صف زیادی را متحمل می‌شوند. می‌توان گفت فلسفه اصلی طراحی AQM های نوین ایجاد تعادل بین تاخیر صف و بکارگیری پهنای باند می‌باشد. بنابراین برخی AQM ها از جمله SC-RED [۹]، H-RED [۱۱]، PD-RED [۱۲] و ARED [۱۰] سعی دارند تا طول صف را بین دو مقدار آستانه حداقل و حداکثر نگه دارند. همچنین AQM های دیگر مانند PI [۱۳]، PD [۱۴]، PIP [۱۵]، SFC [۱۶]، DRED [۱۷]، FIPD [۱۸] سعی در تعقیب یک طول صف تعیین شده مرجع را دارند. برخی روش‌های نوین نیز مانند R-PI [۱۹]، ST-PI-PP [۲۰]، PID [۲۱]، SMVS [۲۲]، LRED [۲۳] و FAFC [۲۴] برای جلوگیری از سر ریز و یا خالی بودن بافر پیشنهاد شده‌اند.

برخی ترافیک‌ها به تاخیر حساسیت شدیدی دارند و جلوگیری از سر ریز بافر نکته مهمی برای آنها می‌باشد. در واقع سر ریز بافر موجب دور

مساله کنترل تراکم استفاده شده‌اند [۲۹]. این راه‌حل‌ها طول صف مسیریاب را به عنوان متغیر خروجی فرایند در نظر گرفته و می‌توانند تعادل مناسبی را بین تاخیر صف و بکارگیری پهنای باند لینک برقرار نمایند. شکل ۱ نمایی از حلقه کنترل و اجزای مرتبط با آن را در مورد کنترل تراکم نمایش می‌دهد. در این شکل Q معادل طول صف لحظه‌ای است که می‌توان در هر لحظه از زمان آن را اندازه‌گیری نمود، Q_{ref} مقدار طول صف مرجع است و فرایند نمایشگر اجزای مختلف شبکه شامل منابع TCP، گیرنده‌های TCP، مسیریاب‌ها و سایر اجزاء می‌باشند.



شکل ۱- مدل کنترل فیدبک کنترل تراکم با استفاده از AQM

در [۱۳] مدل سیستم کنترل TCP/AQM خطی شده و یک کنترل کننده تناسبی-انتگرال (PI) طراحی شده است. در این پژوهش نشان داده شده است که کنترل کننده PI دارای تاخیر صف و بهره‌گیری از پهنای باند لینک قابل قبولی می‌باشد. در تحقیقات پژوهشی دیگر بهسازی‌های دیگری جهت بهبود عملکرد کنترلگر کلاسیک PI صورت پذیرفته است. کنترلگر PD با استفاده از پیش‌بینی طول صف فرایند را بسیار سریعتر کرد [۱۴]. کنترلگر PIP با افزودن یک جبران‌ساز فیدبک حساسیت سیستم را به تغییرات پارامترهای شبکه کاهش داد [۱۵]. کنترل کننده PID به عنوان یکی از قوی‌ترین کنترل کننده‌ها در [۲۱] استفاده شد و ترکیبی از عملکرد کنترل کننده PI و PD را ارائه داد. نتایج استفاده از این کنترل کننده نشان می‌دهد که عملکرد این کنترل کننده بسیار مناسب می‌باشد.

یکی از ویژگی‌های اصلی هر کنترل کننده مقاوم بودن آن می‌باشد که این موضوع در پژوهش‌های [۱۹، ۲۰، ۲۲ و ۲۳] مورد بررسی قرار گرفته است. یک کنترل کننده PI خود تنظیم‌گر که بر اساس مکان یابی قطب (ST-PI-PP) طراحی شده است در [۲۰] ارائه شده است. در [۱۹] نیز کنترل کننده R-PI پیشنهاد شده است که با استفاده از پارامترهای متغیر کنترلی خود موجب بهبود عملکرد شده است. در [۲۲] نیز یک کنترل کننده ساختار متغیر مد لغزان (SMVS) طراحی شده است که در زمینه عدم قطعیت‌های مدل و همچنین تعداد اتصالات فعال TCP مقاومت بیشتری نسبت به PI دارد.

چون تاخیر کمتر (به علت ننگه داشتن طول صف در یک مقدار معین) و همچنین کاهش دور ریز پشت سر هم بسته‌ها می‌باشند.

طی چند سال گذشته بر پایه پژوهش‌های متعددی، مکانیزم‌های مختلف مدیریت فعال صف پیشنهاد شده‌اند. در حالت کلی می‌توان این مکانیزم‌ها را در چهار دسته اصلی تقسیم‌بندی نمائیم. اولین دسته‌بندی مربوط به روش‌های ابتکاری می‌باشد. در دسته دوم می‌توان مکانیزم‌های مبتنی بر نظریه‌های مختلف کنترل را قرار داد. مکانیزم‌های مرتبط با بهینه‌سازی در دسته سوم قرار گرفته و روش‌های مرکب در دسته چهارم دسته‌بندی می‌شوند. هر یک از این روش‌ها از معیارهایی برای ارزیابی میزان تراکم استفاده می‌کنند و بر پایه آن معیارها عمل می‌کنند. این معیارها متفاوت بوده و شامل مواردی چون: طول صف، سر ریز بافر، خالی بودن بافر، نرخ دور ریز، نرخ ترافیک ورودی و یا ترکیبی از این معیارها می‌باشد. در این بخش مروری بر روش‌های AQM ارائه شده و فلسفه هر یک از این دسته‌ها بیان می‌شود. همچنین در مورد معیار ارزیابی تراکم در هر یک از این دسته‌ها و شیوه عکس‌العمل آنها در قبال تراکم توضیحاتی ارائه می‌شود.

الف- روش‌های ابتکاری

تاکنون روش‌های مختلفی برای مدیریت فعال صف ارائه شده است اما معروف‌ترین آنها RED می‌باشد. مکانیزم RED با نظارت بر طول صف از بوجود آمدن تراکم جلوگیری می‌کند. برای انجام چنین کاری، RED از پارامترهایی چون حد آستانه حداقل، حد آستانه حداکثر و احتمال دور ریز بسته‌ها استفاده می‌کند. وقتی متوسط طول صف از حد آستانه حداقل کمتر باشد هیچ بسته‌ای دور انداخته نمی‌شود. هر گاه طول متوسط صف از میزان حد آستانه حداکثر بالاتر رفت، تمامی بسته‌ها دور انداخته می‌شوند. طول صف اگر بین دو مقدار حد آستانه حداقل و حداکثر قرار گیرد بسته‌ها به صورت اتفاقی بر اساس یک تابع احتمال P که متناسب با طول متوسط صف است دور انداخته می‌شوند. متأسفانه، پایداری و کارایی مکانیزم RED به شدت به تنظیم پارامترهای آن بستگی دارد [۲۵]. برای همین منظور تاکنون مکانیزم‌های زیادی برای بهبود عملکرد مکانیزم RED ارائه شده است. از جمله این مکانیزم‌ها میتوان به ARED [۱۰]، SCRED [۹]، BLUE [۸]، GREEN [۶] و AVQ [۷] اشاره کرد.

ب- روش‌های مبتنی بر نظریه کنترل

ابزارها و روش‌های مهندسی کنترل راه‌حل‌های رایجی برای حل مسائل کنترل هستند. طی چند سال اخیر نیز روش‌های نظریه کنترل برای حل

حوزه در اوایل دهه ۱۹۸۰ با نام نظریه کنترل بهینه H_∞ ارائه شد [۲۸]. در روش H_∞ طراح از ابتدا مدل سیستم را با عدم قطعیت در نظر می‌گیرد و یا اغتشاش خروجی در نظر گرفته می‌گیرد. در بسیاری از موارد تنها کفایت که به دنبال یک کنترل کننده تحقق پذیر باشیم که سیستم حلقه بسته کلی به پایداری مقاوم مورد نظر برسد. اهداف عملکردی می‌تواند شامل یک تابع هزینه بهینه‌سازی باشد. بر اساس این مدل راه حل طراحی کنترل کننده بر اساس حل معادلات مخصوص جبری ریکاتی می‌باشد. یک سیستم زمان گسسته خطی را که با معادلات زیر تعریف می‌شود در نظر بگیرد:

$$\begin{aligned}x_{k+1} &= Ax_k + B_1 w_k + B_2 u_k \\z_k &= C_1 x_k + D_{11} w_k + D_{12} u_k \\y_k &= C_2 x_k + D_{21} w_k + D_{22} u_k\end{aligned}\quad (1)$$

که در اینجا $x_k \in \mathcal{R}^n$ بردار حالت‌ها، $w_k \in \mathcal{R}^{m_1}$ بردار ورودی ناخواسته (اغتشاش)، $u_k \in \mathcal{R}^{m_2}$ بردار ورودی کنترل، $z_k \in \mathcal{R}^{p_1}$ بردار خطا و $y_k \in \mathcal{R}^{p_2}$ بردار خروجی می‌باشد که $p_1 \geq m_2$ و $p_2 \leq m_1$ است. در این صورت ماتریس تابع انتقال عبارت است از:

$$(z) = \begin{bmatrix} P_{11}(z) & P_{12}(z) \\ P_{21}(z) & P_{22}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (2)$$

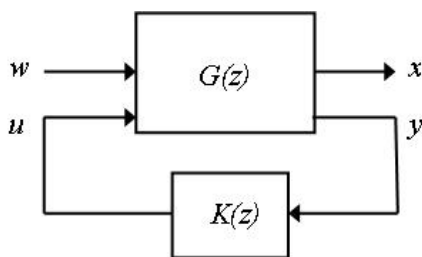
در اینصورت مساله کنترل زیر بهینه زمان گسسته H_∞ یافتن کنترل کننده پایدار ساز $K(z)$ ، با یک مقدار مثبت از پیش تعیین شده γ است به صورتی که

$$\|F_l(P, K)\|_\infty < \gamma \quad (3)$$

که در اینجا $F_l(P, K)$ تبدیل کسری خطی بر روی $K(z)$ می‌باشد که برابر با تابع تبدیل حلقه بسته $T_{zw}(z)$ از w به z می‌باشد:

$$T_{zw}(z) = F_l(P, K) = P_{11} + P_{12}K(I - P_{22}K)^{-1}P_{21}$$

در شکل ۲ ساختار این کنترل کننده نمایش داده شده است.



شکل ۲- ساختار کنترل کننده مقاوم

ج- روش‌های مبتنی بر بهینه سازی

یکی از راه‌های طراحی کنترل کننده AQM استفاده از روش‌های بهینه‌سازی می‌باشد. فلسفه اصلی این روش یافتن مقدار بهینه احتمال دور ریز بسته‌ها می‌باشد. یافتن تعادلی بین حداقل کردن تاخیر صف و حداکثر نمودن بهره‌گیری از پهنای باند، نقطه کلیدی بهینه‌سازی می‌باشد. برای مثال در REM در کنار معیار طول صف، معیار نرخ ورود ترافیک نیز به عنوان معیار ارزیابی تراکم استفاده می‌شود [۵]. این مکانیزم‌ها در مقایسه با روش‌های قبلی اغلب اشغال مقدار کمتری از صف را مجاز میدانند و این موجب می‌شود تا در برخی موارد از پهنای باند لینک به صورت کامل استفاده نشود. مکانیزم دیگری که می‌تواند در این بخش قرار داد SFC است که از یک روش مشابه استفاده می‌کند [۱۶].

د- روش‌های ترکیبی

مدل فرایند کنترل تراکم غیر خطی و نادقیق است و همچنین اغتشاشات بسیاری شامل جریان‌های غیر TCP به شبکه افزوده می‌شوند. بنابراین مدل‌سازی ریاضی شبکه و کمی سازی پارامترها دو مشکل اصلی در مورد روش‌های ابتکاری و روش‌های مبتنی بر نظریه کنترل هستند. برای غالب شدن بر این مشکلات روش‌های مختلف ترکیبی ارائه شده‌اند. مکانیزم FIPD یک روش مبتنی بر فازی می‌باشد که طول صف را به عنوان معیار تراکم استفاده کرده و بر اساس آن تراکم را کنترل می‌نماید [۱۸]. همچنین در این بخش می‌توان روش‌هایی چون PD-RED [۱۱] و H-RED [۱۲] را قرار داد.

۳- کنترل مقاوم و پایداری با وجود اغتشاش خارجی

همواره بین مدل‌های ریاضی که برای طراحی استفاده می‌شوند و سیستم واقعی تفاوت‌هایی وجود دارد. همچنین سیستم‌های واقعی همواره در معرض اغتشاش خارجی و نویز اندازه‌گیری می‌باشند. بنابراین مقاومت در طراحی سیستم کنترل بسیار مهم می‌باشد. در عمل بایستی کنترل کننده‌ای طراحی نمود که یک فرایند را در صورت ناپایداری ذاتی پایدار سازد و همچنین معیارهای کارایی را در حضور سیگنال‌های اغتشاش، نویز و تغییرات پارامترهای فرایند و دینامیک‌های مدل نشده برآورده سازد. این اهداف طراحی با استفاده از روش کنترلی فیدبک قابل دستیابی می‌باشد.

این اهداف موجب شد تا تحقیقات وسیعی جهت برآورده شدن نیازهای مقاومت در سیستم‌های کنترل فیدبک انجام پذیرد. اولین کار در این

پاسخی برای معادله ریکاتی (۵) وجود داشته باشد به شرط اینکه
 $A_1 - M_1 S_1^{-1} C_1$ پایدار و $S_{t_1} - S_{t_2} S_{t_3}^{-1} S_{t_2}^T < 0$ و $Z_\infty \geq 0$
 مجانبی باشد.

در این صورت کنترل کننده‌ای که شرایط را ارضاء میکند به صورت
 زیر بدست می‌آید:

$$\begin{aligned} \hat{x}_{k+1} &= A_1 \hat{x}_k + B_2 u_k + M_1 S_1^{-1} (y_k - C_1 \hat{x}_k) \\ V_{12} u_k &= -C_1 \hat{x}_k - S_{t_2} S_{t_3}^{-1} (y_k - C_1 \hat{x}_k) \end{aligned}$$

که در آن:

$$K_0 = \begin{bmatrix} A_1 - B_2 V_{12}^{-1} (C_1 - S_{t_2} S_{t_3}^{-1} C_1) - M_1 S_{t_2}^{-1} C_1 & -B_2 V_{12}^{-1} S_{t_2} S_{t_3}^{-1} + M_1 S_{t_2}^{-1} \\ -V_{12}^{-1} (C_1 - S_{t_2} S_{t_3}^{-1} C_1) & -V_{12}^{-1} S_{t_2} S_{t_3}^{-1} \end{bmatrix}$$

۴- مدل زمان گسسته TCP

بر اساس معادلات نظریه صف و تحلیل معادلات دیفرانسیل انتقادی، در
 [۱۳] یک مدل دینامیکی از رفتار TCP/AQM ارائه شده است که
 می‌توان آن را بر اساس معادلات دیفرانسیل غیر خطی زیر توصیف
 نمود:

$$\dot{W}(t) = \frac{1}{R(t)} - \frac{W(t-R(t))}{R(t-R(t))} p(t-R(t)) \quad (۶)$$

$$\dot{q}(t) = \begin{cases} -C + \frac{N(t)}{R(t)} W(t) & q > 0 \\ \max\{0, -C + \frac{N(t)}{R(t)} W(t)\} & q = 0 \end{cases} \quad (۷)$$

که در آن W متوسط طول پنجره TCP بر حسب بسته، q متوسط
 طول صف بر حسب بسته، $R(t) = q(t)/C + T_p$ زمان رفت و
 برگشت بر حسب ثانیه، C ظرفیت لینک بر حسب بسته بر ثانیه، T_p
 تاخیر انتشار بر حسب ثانیه، N فاکتور بار یا تعداد جریان‌های TCP و
 p احتمال دور ریز بسته‌ها می‌باشد. برای ساده‌سازی فرض کنید ظرفیت
 لینک و تعداد جریان‌های TCP ثابت باشد: $N(t) \equiv N$, $C(t) \equiv C$
 همچنین (W, q) را به عنوان متغیرهای حالت و p را به عنوان ورودی
 سیستم در نظر بگیرید. نقطه تعادل (W_0, q_0, p_0) بر اساس
 $dW/dt = 0$ و $dq/dt = 0$ تعریف می‌شود بنابراین:

$$\begin{aligned} \dot{W} = 0 &\Rightarrow W_0^2 p_0 = 2 \\ \dot{q} = 0 &\Rightarrow W_0 = \frac{R_0 C}{N}; R_0 = \frac{q_0}{C} + T_p \end{aligned}$$

معادله (۶) و (۷) حول نقطه تعادل خطی سازی می‌شود:

قضیه: سیستم خطی زمان گسسته (۱) را در نظر بگیرید و فرض کنید
 که (A, B_2) پایدار پذیر و (A, C_2) آشکارپذیر باشد [۲۹]. همچنین

$$\begin{bmatrix} A - e^{j\Theta} I_n & B_2 \\ C_1 & D_{12} \end{bmatrix}$$

دارای رتبه کامل برای تمام $\Theta \in [0, 2\pi)$ و

$$\begin{bmatrix} A - e^{j\Theta} I_n & B_1 \\ C_2 & D_{21} \end{bmatrix}$$

دارای رتبه کامل برای تمام $\Theta \in [0, 2\pi)$ باشد.

فرض کنید: $\bar{C} = \begin{bmatrix} C_1 \\ 0 \end{bmatrix}$, $\bar{D} = \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ I_{m_1} & 0 \end{bmatrix}$ و ماتریس‌های زیر را
 تعریف می‌کنیم:

$$J = \begin{bmatrix} I_{p_1} & 0 \\ 0 & -\gamma^2 I_{m_1} \end{bmatrix}, \quad \hat{J} = \begin{bmatrix} I_{m_1} & 0 \\ 0 & -\gamma^2 I_{m_2} \end{bmatrix} \quad \text{و}$$

$$\tilde{J} = \begin{bmatrix} I_{p_1} & 0 \\ 0 & -\gamma^2 I_{p_1} \end{bmatrix}$$

فرض کنید X_∞ پاسخ معادله ریکاتی زمان گسسته زیر باشد:

$$X_\infty = \bar{C}^T J \bar{C} + A^T X_\infty A - L^T R^{-1} L \quad (۴)$$

که در آن $R = \bar{D}^T \tilde{J} \bar{D} + B^T X_\infty B = \begin{bmatrix} R_1 & R_2^T \\ R_2 & R_3 \end{bmatrix}$

$$L = \bar{D}^T J \bar{C} + B^T X_\infty B = \begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \end{bmatrix}$$

فرض کنید ماتریس $m_2 \times m_2$ به نام V_{12} وجود داشته باشد به صورتیکه
 $V_{12}^T V_{12} = R_3$ و یک ماتریس $m_1 \times m_1$ به نام V_{21} به طوریکه
 $\nabla = R_1 - R_2^T R_3^{-1} R_2 < 0$ و $V_{21}^T V_{21} = -\gamma^{-2} \nabla$
 ماتریس زیر را تعریف می‌کنیم:

$$\begin{bmatrix} A_1 & \tilde{B}_1 \\ C_1 & \tilde{D}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & \tilde{B}_1 \tilde{B}_2 \\ C_1 & \tilde{D}_1 \tilde{D}_2 \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} A - B_1 \nabla^{-1} L_\nabla & B_1 V_{21}^{-1} & 0 \\ V_{12} R_3^{-1} (L_2 - R_2 \nabla^{-1} L_\nabla) & V_{12} R_3^{-1} R_2 V_{21}^{-1} & I \\ C_2 - D_{21} \nabla^{-1} L_\nabla & D_{21} V_{21}^{-1} & 0 \end{bmatrix}$$

که در آن $L_\nabla = L_1 - R_2^T R_3^{-1} L_2$ فرض کنید Z_∞ پاسخ معادله ریکاتی
 زمان گسسته (۵) باشد

$$Z_\infty = \tilde{B}_1 \tilde{J} \tilde{B}_1^T + A_1 Z_\infty A_1^T - M_1 S_1^{-1} M_1^T \quad (۵)$$

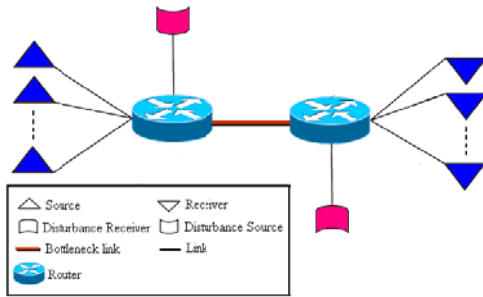
که در آن $S_t = \tilde{D}_1 \tilde{J} \tilde{D}_1^T + C_1 Z_\infty C_1^T = \begin{bmatrix} S_{t_1} & S_{t_2} \\ S_{t_2}^T & S_{t_3} \end{bmatrix}$

$$M_t = \tilde{B}_1 \tilde{J} \tilde{B}_1^T + A_1 Z_\infty C_1^T = \begin{bmatrix} M_{t_1} & M_{t_2} \end{bmatrix}$$

همانگونه که در [۲۹] اثبات شده است پاسخ نامعادله
 $\|F_t(P, K)\|_\infty < \gamma$ وجود دارد اگر و فقط اگر

پاسخی برای معادله ریکاتی (۴) وجود داشته باشد $X_\infty \geq 0$ و $\nabla < 0$ به

صورتیکه $A - B R^{-1} L$ پایدار مجانبی باشد



شکل ۳- توپولوژی شبیه‌سازی

برای این وضعیت A و B در معادله (۸) به صورت

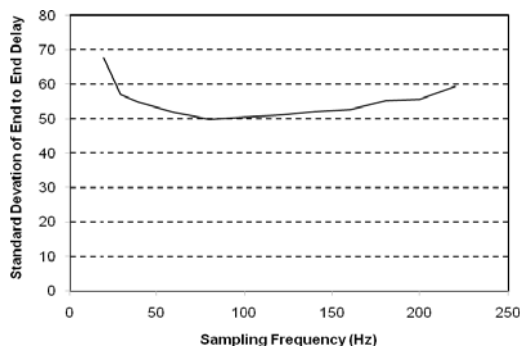
$$B = \begin{bmatrix} -468.75 \\ 0 \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} -0.5556 & 0 \\ 250 & -4.1667 \end{bmatrix}$$

و G و H برای فرکانس نمونه برداری ۱۷۰ هرتز در معادله (۹) به صورت

$$H = \begin{bmatrix} -2.7529 \\ -6.2846 \end{bmatrix}, G = \begin{bmatrix} 0.9967 & 1 \\ 4.3518 & 0.9758 \end{bmatrix}$$

انتخاب فرکانس ۱۷۰ هرتز برای نمونه برداری به دلیل انتخاب این فرکانس در بیشتر مراجع می‌باشد [۱۳] و [۲۳]. این انتخاب به دلیل الزام مقایسه کارایی کنترل کننده پیشنهادی در این پژوهش با پژوهشهای دیگر این حوزه می‌باشد. هرچند مسلم است که با افزایش سرعت شبکه، انتخاب فرکانس‌های نمونه برداری بزرگتر می‌تواند راهگشا باشد.

نکته قابل توجه در مورد نمونه برداری آنست که فرکانس نمونه برداری بر روی تغییرات تاخیر تاثیر گذار است. در شکل ۴ رابطه بین فرکانس نمونه برداری و تغییرات تاخیر ارائه شده است. در این شکل انحراف معیار تاخیر انتها به انتها بر حسب فرکانس‌های نمونه برداری مختلف رسم شده است.



شکل ۴- انحراف معیار تاخیر انتها به انتها بر حسب فرکانس نمونه برداری

برای تبدیل مدل فوق به معادله (۱) فرض می‌شود که اغتشاش ترافیکی است که بدون در نظر گرفتن معیارهای AQM به سیستم افزوده می‌شود. فرض می‌شود که اغتشاش کاربردهایی باشند که برای ارسال

$$\delta \dot{W} = -\frac{2N}{R_0^2 C} \delta W(t) - \frac{R_0 C^2}{2N^2} \delta p(t)$$

$$\delta \dot{q} = \frac{N}{R_0} \delta W(t) - \frac{1}{R_0} \delta q(t)$$

که در آن $\delta W = W - W_0$ و $\delta q = q - q_0$ و $\delta p = p - p_0$ مقادیر انحراف از نقطه تعادل هستند. فرض می‌شود که $x_1(t) = \delta W(t)$ و $x_2(t) = \delta q(t)$ باشد، آنگاه (۶) و (۷) به صورت زیر توصیف می‌شوند:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (۸)$$

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} -\frac{2N}{R_0^2 C} & 0 \\ \frac{N}{R_0} & -\frac{1}{R_0} \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} -\frac{R_0 C^2}{2N^2} \\ 0 \end{bmatrix}, -p_0 \leq u(t) \leq 1 - p_0, 0 \leq p_0 \leq 1$$

با در نظر گرفتن شرایط کنترل پذیری می‌توان معادله (۳) را به صورت زمان گسسته تبدیل کرد:

$$x(k+1) = Gx(k) + Hu(k) \quad (۹)$$

که در آن $G = e^{AT}$ و $H = \left(\int_0^T e^{AT} dt \right) \times B$ و T زمان نمونه برداری می‌باشد.

۵- شبیه‌سازی

در این بخش نتایج شبیه‌سازی کنترل کننده مقاوم زمان گسسته (RDTC) پیشنهادی ارائه شده و عملکرد و قابلیت‌های آن بررسی می‌شود. همچنین مقایسه‌ای میان رفتار این کنترل کننده با برخی AQM های دیگر صورت می‌پذیرد. به همین منظور کنترل کننده‌های RED, REM, LRED, PI و PID انتخاب شده‌اند. برای شبیه‌سازی و سنجش اعتبار کنترل کننده پیشنهادی شبیه‌ساز ns2 در نظر گرفته شده است که از محیط‌های استاندارد سنجش و شبیه‌سازی در حوزه شبکه می‌باشد [۳۰]. برای شبیه‌سازی فرض می‌شود که شبکه‌ای با توپولوژی شکل ۳ در اختیار است. برای نمایش قوت و ضعف هر مکانیزم ۴ سناریو در نظر گرفته شده است.

ابتدا مکانیزم RTDC را برای یک شبکه ساده با ۶۰ جریان TCP، حدود ۲۴۰ میلی ثانیه تاخیر انتها به انتها، پهنای باند 15Mbps برای هر لینک و متوسط حدود ۵۰۰ بایت برای هر بسته طراحی می‌کنیم. حداکثر طول صف را برای هر بافر ۴۰۰ بسته قرار می‌دهیم.

صورت پذیرفته است و مکانیزم PID نیز دارای عملکرد قابل قبولی می باشد.

ب- سناریوی دوم

در این وضعیت تاخیر انتشار را تا ۳۶۰ میلی ثانیه افزایش می دهیم. عملکرد هر کنترل کننده در شکل ۷ و شکل ۸ مشاهده می شود. در این سناریو تمامی مکانیزم های AQM در ابتدای زمان رفتاری ناپایدار را از خود به نمایش گذاشته اند ولیکن پس از گذشت مدتی سیستم به پایداری می رسد. شکل ۷ نشان می دهد در این وضعیت نیز RDTC علاوه بر داشتن کمترین فراجش، دارای تغییرات تاخیر قابل قبولی نیز می باشد.

همانگونه که در شکل ۸ نیز قابل مشاهده است مکانیزم های PID، PI و RDTC بهره گیری بهتری از پهنای باند شبکه نسبت به REM، RED و LRED را دارا هستند. همچنین RDTC بهترین بهره گیری از پهنای باند را دارا می باشد. این مساله نشان می دهد که مقاومت RDTC نسبت به تغییرات پارامترهای کلیدی شبکه از جمله تاخیر بسیار بهتر از دیگر مکانیزم های تحت بررسی می باشد.

ج- سناریوی سوم - تضعیف اغتشاش

در این سناریو یک ترافیک CBR به عنوان اغتشاش به گلوگاه اعمال شده است تا قوت هر مکانیزم برای رد اغتشاش در شبکه مورد بررسی ارزیابی گردد. در این وضعیت نرخ ترافیک CBR حدود 10Mbps بوده و طول هر سلول ۵۰۰ بیت در نظر گرفته شده است. ترافیک CBR در زمان صفر شروع شده و در ثانیه ۲۰ قطع می شود. این ترافیک دوباره در زمان ۵۰ ثانیه شروع شده و در ثانیه ۷۰ قطع می شود. در نهایت ترافیک CBR در ثانیه ۸۰ شروع شده و تا پایان زمان شبیه سازی ادامه می یابد. در این وضعیت تاخیر انتشار در حد ۲۴۰ میلی ثانیه در حد نامی تنظیم می شود. در شکل های ۹ و ۱۰ طول صف و میزان بهره گیری از پهنای باند در هر مکانیزم نشان داده شده است. پس از اعمال ترافیک CBR به شبکه مورد بررسی، در هر مکانیزم طول صف دچار انحراف از مقدار تعادل خود می شود. البته RED و REM توانسته اند به سرعت به مقدار تعادل خود بازگردند. در این سناریو مکانیزم LRED دارای رفتار نوسانی می باشد و حداکثر انحراف از تاخیر را ایجاد می کند. رفتار RDTC همچنان قابل قبول بوده و توانسته است اغتشاش را به خوبی در خروجی تضعیف نماید. شکل ۱۰ نشان می دهد که RDTC بهترین عملکرد را در بهره گیری از پهنای باند ارائه می کند. هر چند PID و RDTC نیز عملکرد به نسبت مناسبی دارند. این وضعیت نشان می دهد در تراحم

دارای اولویت هستند و جریان های TCP را که از معیار AQM استفاده می کنند محدود می کنند. با مقایسه بین (۱) و (۹) خواهیم داشت که $B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$ و $B_2 = H$ ، $A=G$ در این حالت طول صف را به عنوان خروجی قابل اندازه گیری سیستم $y_k = \delta q = [0 \ 1]x_k$ در نظر می گیریم. پس از حل معادلات ریکاتی (۴) و (۵) و یافتن Z_∞ و X_∞ کنترل کننده H_∞ به صورت زیر در می آید:

$$K(z) = \frac{a + bz + cz^2}{d + fz + z^2}$$

کنترل کننده K وابسته به مقدار γ در (۱۰) می باشد. برای این شبیه سازی مقدار آن در $\gamma = 6$ ثابت فرض می شود. در نتیجه پارامترهای کنترل کننده به صورت زیر محاسبه می شوند:

$$a = 0.0000082, \quad b = 0.4961954, \quad c = 0.3764782, \quad d = -0.0000830 \quad \text{و} \quad f = 0.8584047$$

نکته قابل توجه در مورد این کنترل کننده آنست که با توجه به اینکه کنترل کننده مقاوم از ابتدا بر اساس شرایط پایداری مجانبی طراحی می شود، در نهایت سیستم گسسته که مجموع سیستم اصلی و کنترل کننده می باشد نیاز به اثبات پایداری ندارد.

الف- سناریوی اول - کارکرد تحت شرایط نامی

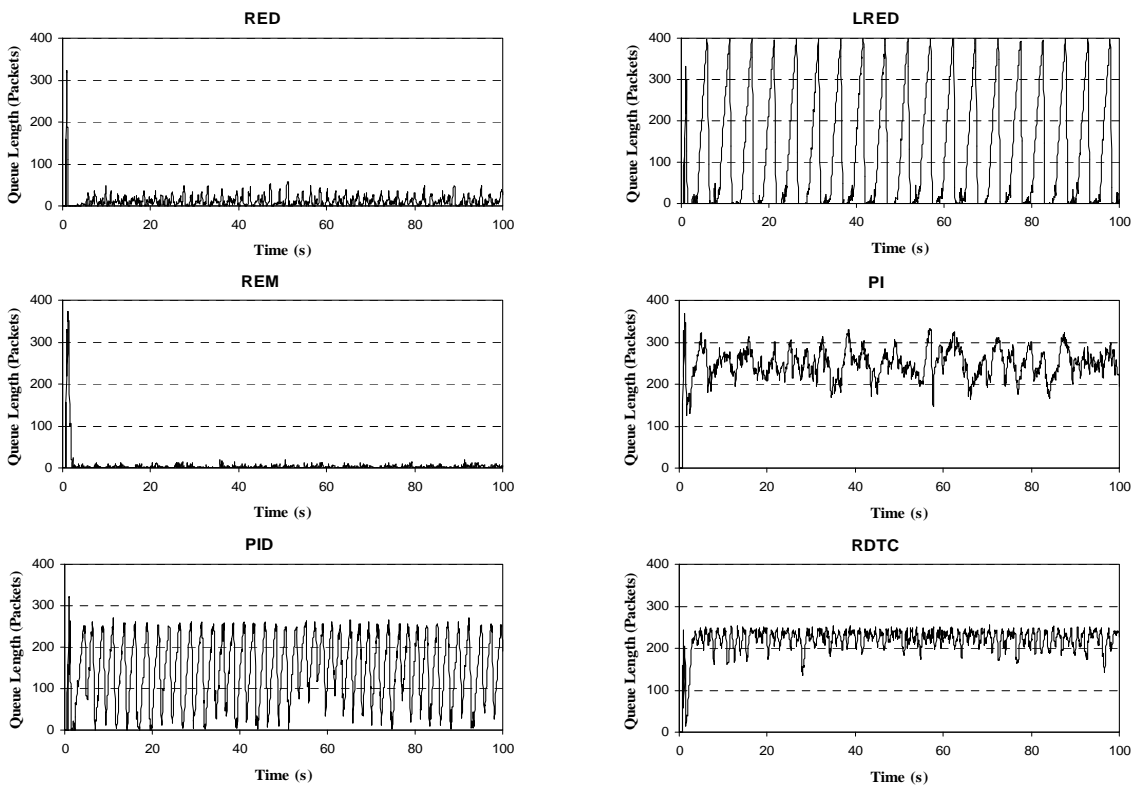
در این وضعیت فرض شده است که تاخیر لینک در حدود ۲۴۰ میلی ثانیه مشابه شرایط نامی طراحی است. نتایج شبیه سازی در شکل ۵ و شکل ۶ ارائه شده است. در این وضعیت اندازه دلخواه صف در مکانیزم های PID، PI و RDTC برای ۲۵۰ بسته تنظیم شده است.

شکل ۵ نشان می دهد که مکانیزم RED می تواند پهنای باند را در حد حداقل نگاه دارد. همچنین REM نیز مشابه RED عمل کرده و این هدف را به خوبی انجام داده است. اما LRED رفتاری ناپایدار داشته و در همواره بین مقادیر حداقل و حداکثر طول صف نوسان می کند. مکانیزم های PID، PI و RDTC سعی در تعقیب طول صف دلخواه دارند که البته RDTC به مراتب موفق تر عمل نموده است. این کنترل کننده دارای حداکثر فراجش کوچکتر و حداقل انحراف از طول صف دلخواه نسبت به مکانیزم های PI و PID می باشد.

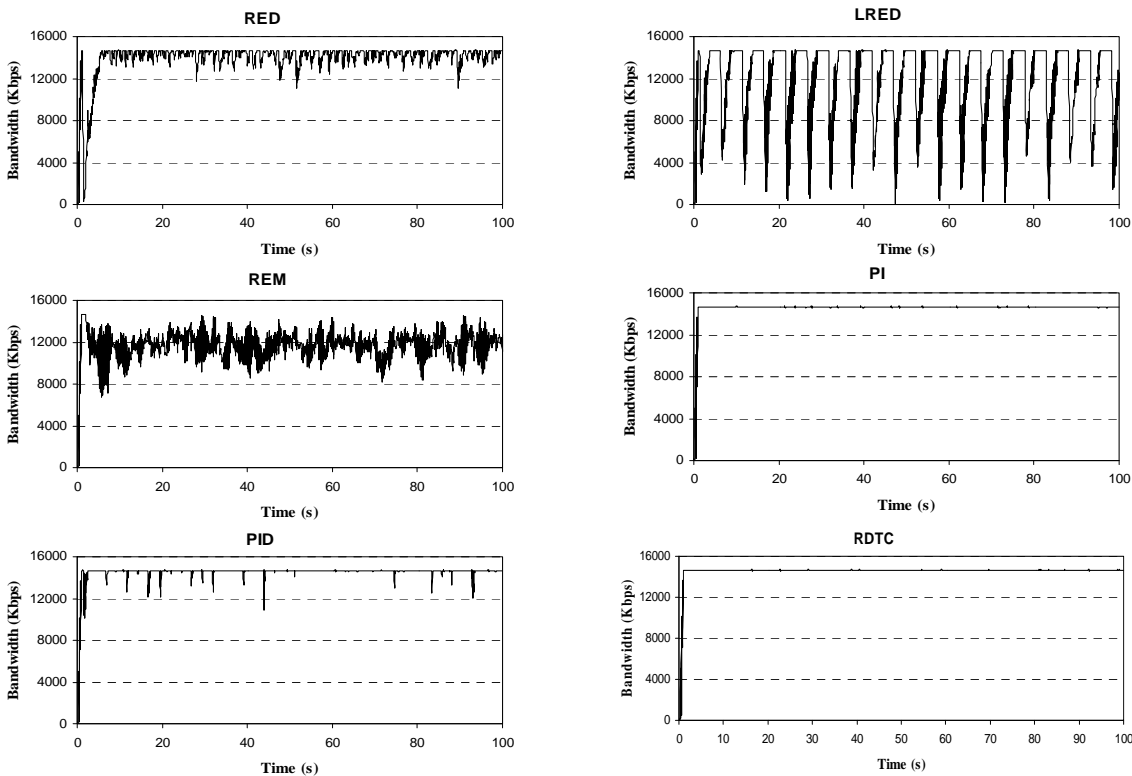
همانگونه که در شکل ۶ مشاهده می شود، بیشترین بهره گیری از پهنای باند لینک توسط مکانیزم RDTC انجام می شود. هر چند مکانیزم PI نیز دارای عملکرد مناسبی بوده و می تواند در این زمینه با RDTC رقابت نماید. کمترین میزان استفاده از پهنای باند نیز توسط LRED

RDTC توانسته است تعادل خوبی را برقرار نماید.

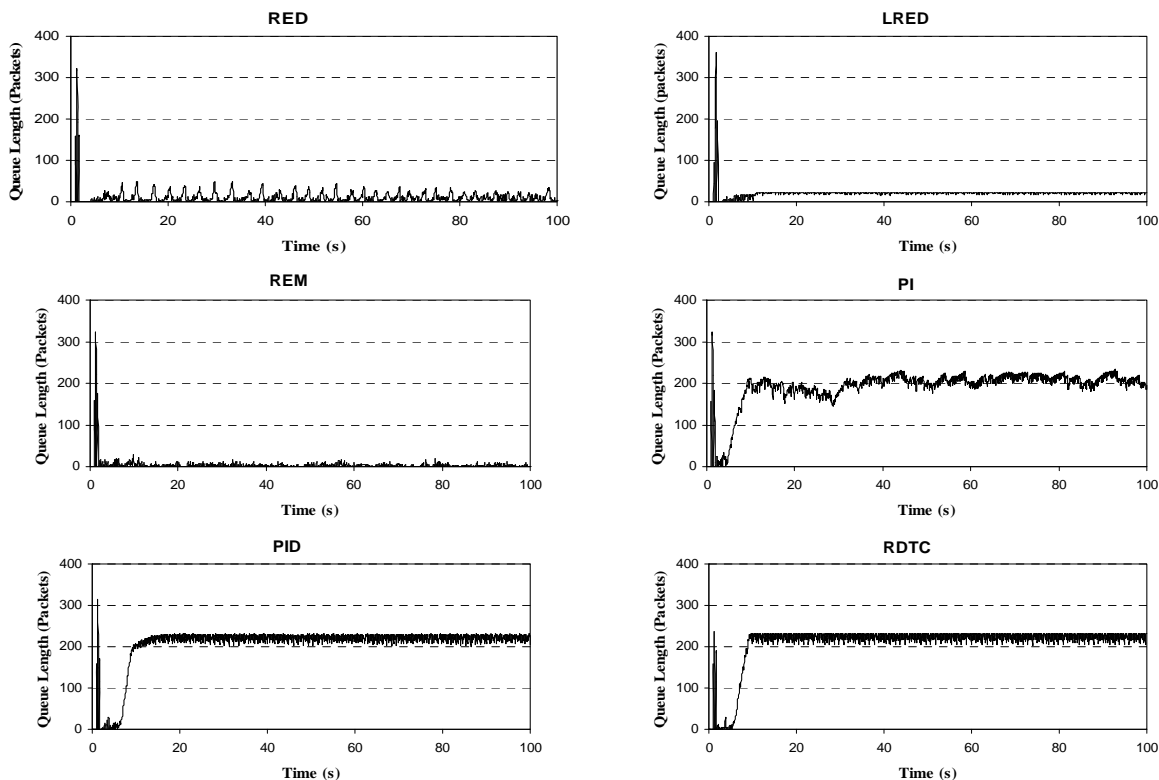
همیشگی بین تنظیم طول صف و بهره‌گیری بیشینه از پهنای باند،



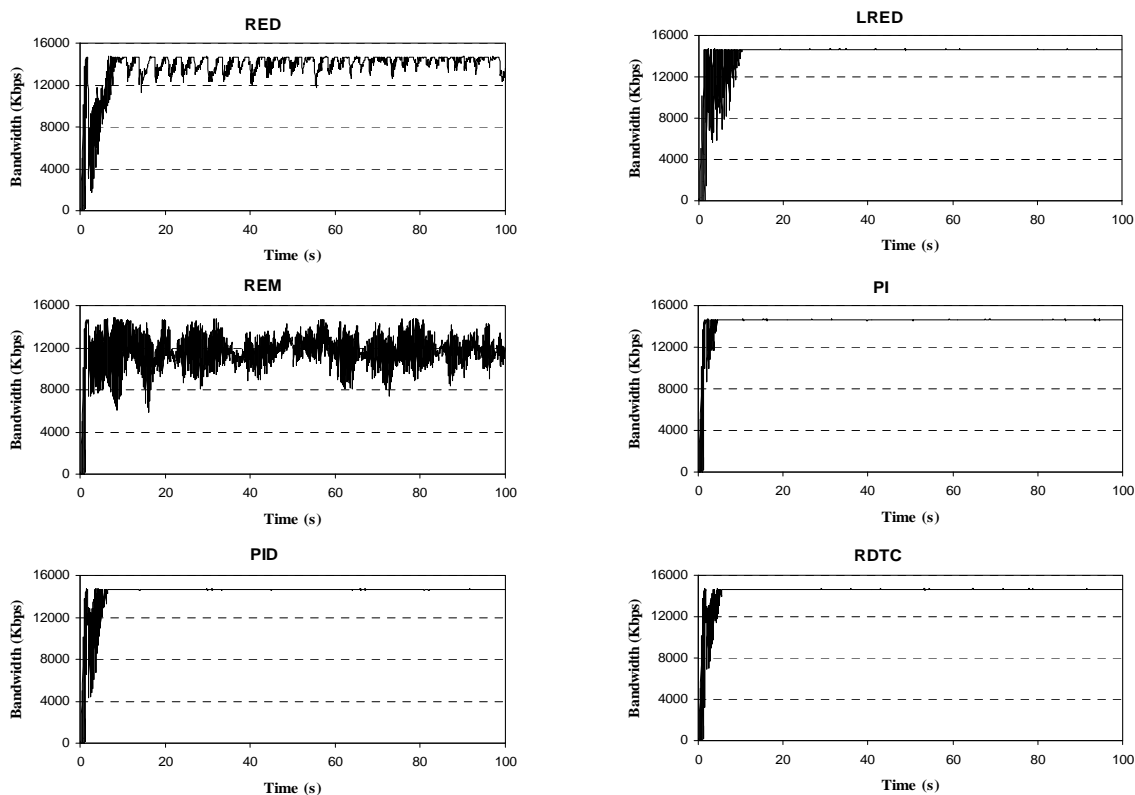
شکل ۵- طول صف در گلوگاه برای تاخیر ۲۴۰ میلی ثانیه



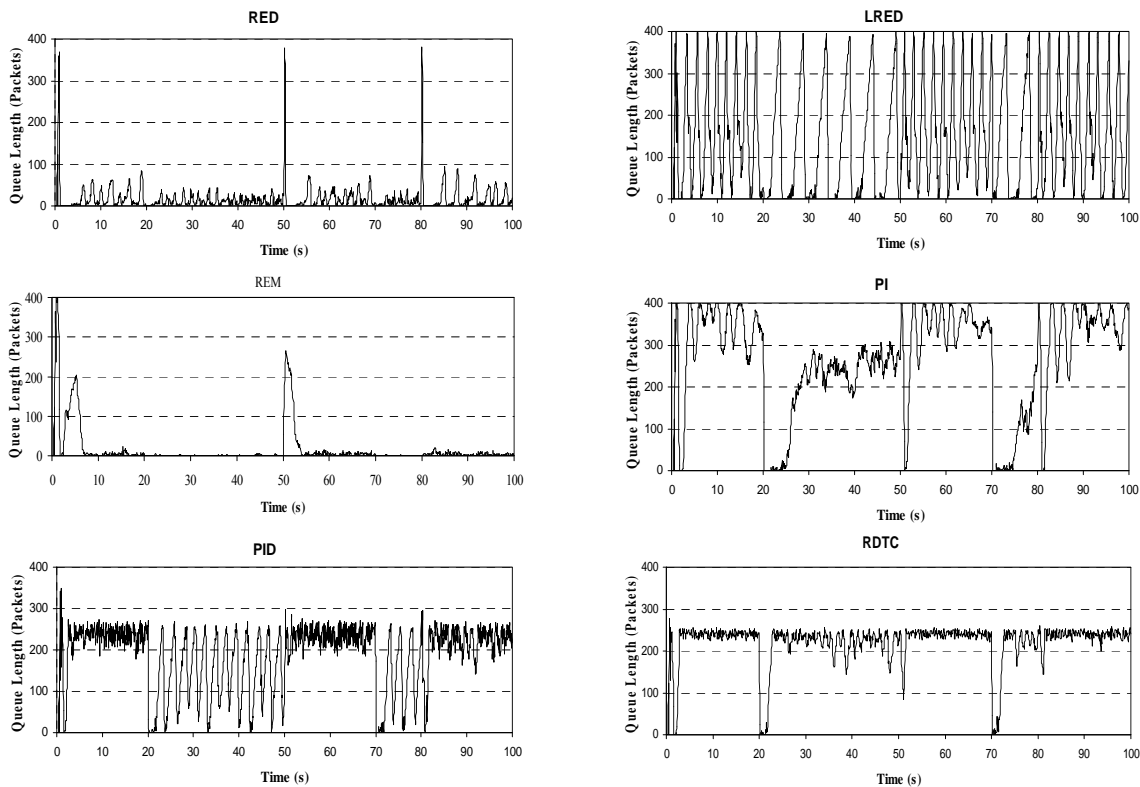
شکل ۶- پهنای باند مورد استفاده لینک در تاخیر ۲۴۰ میلی ثانیه



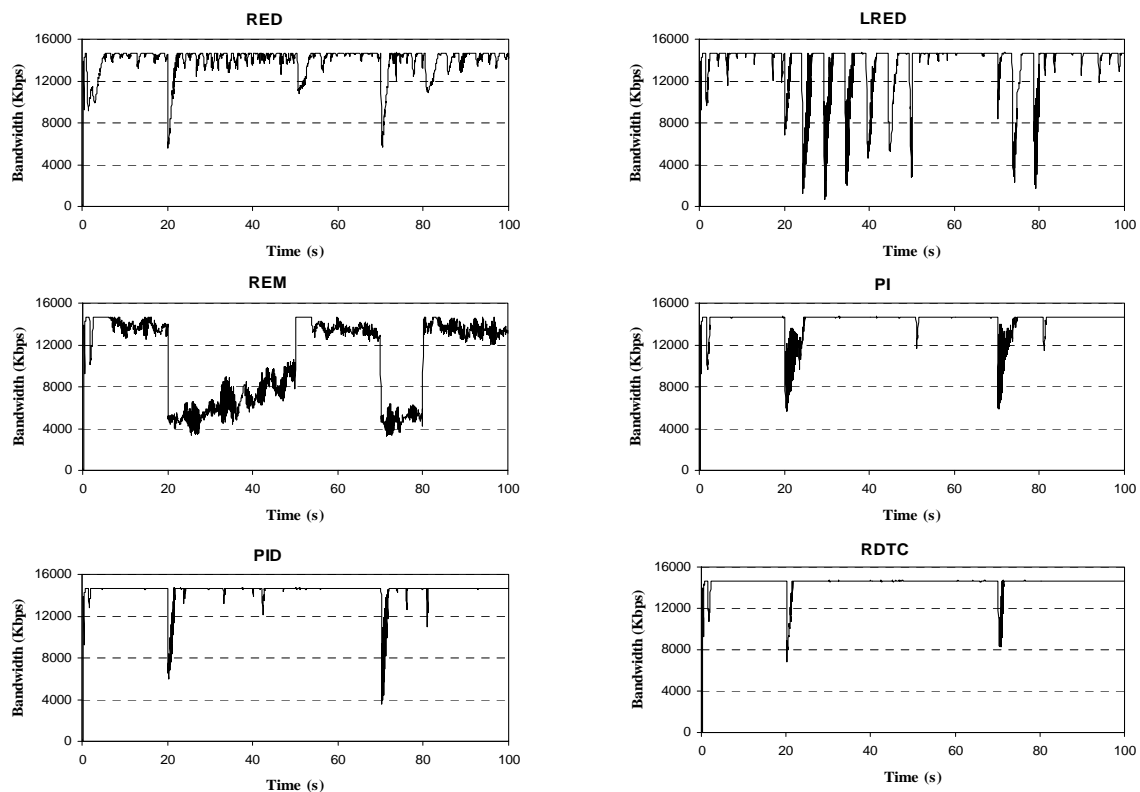
شکل ۷- طول صف در گلوگاه برای تاخیر ۳۶۰ میلی ثانیه



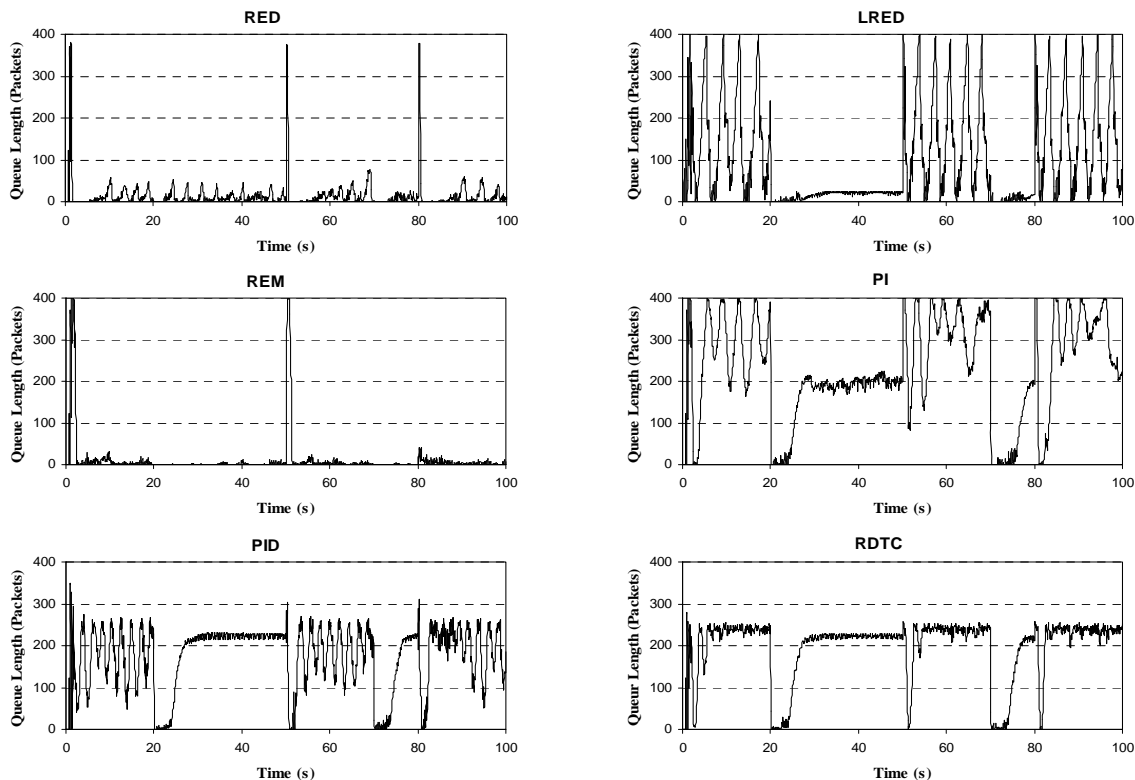
شکل ۸- پهنای باند مورد استفاده لینک در تاخیر ۳۶۰ میلی ثانیه



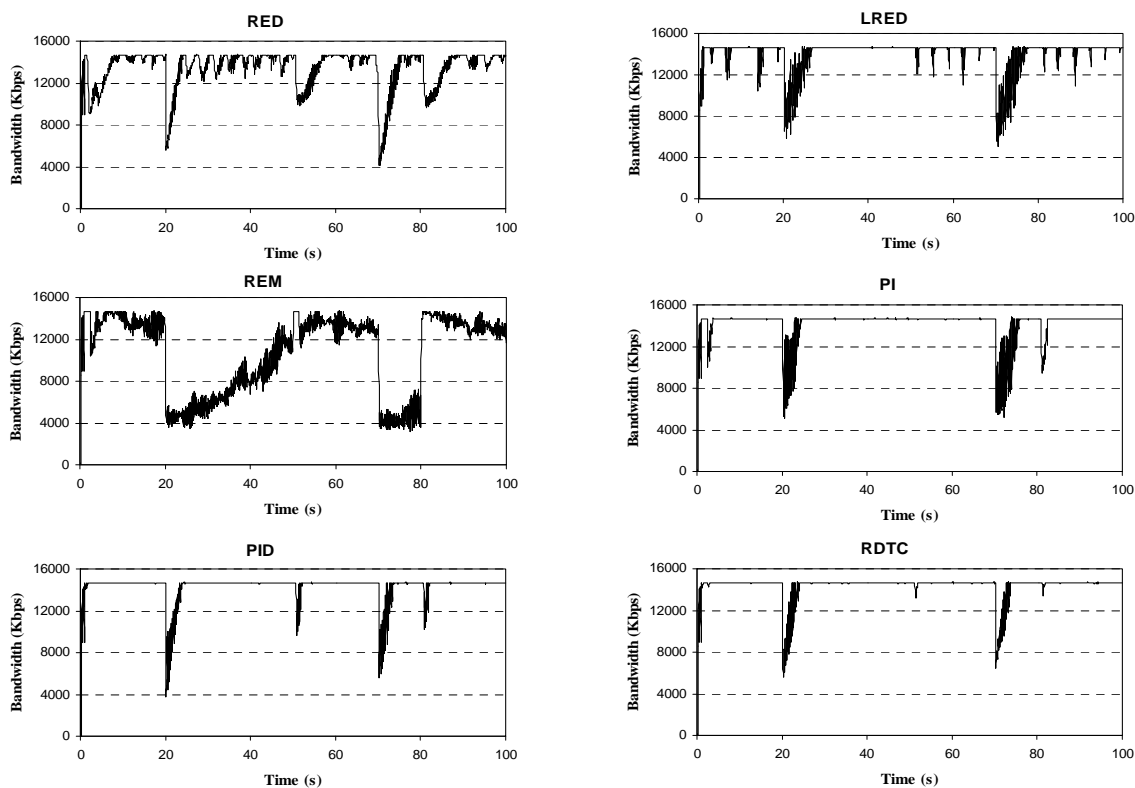
شکل ۹- طول صف گلوگاه با وجود اعمال اغتشاش در تاخیر ۲۴۰ میلی ثانیه



شکل ۱۰- پهنای باند گلوگاه با وجود اعمال اغتشاش در تاخیر ۲۴۰ میلی ثانیه



شکل ۱۱- طول صف گلوگاه با وجود اعمال اغتشاش در تاخیر ۳۶۰ میلی ثانیه



شکل ۱۲- پهنای باند گلوگاه با وجود اعمال اغتشاش در تاخیر ۳۶۰ میلی ثانیه

۵- سناریوی چهارم

در این سناریو علاوه بر اعمال اغتشاش، تاخیر انتشار نیز به میزان ۳۶۰ میلی ثانیه افزایش یافته است. ساختار اغتشاش مشابه سناریوی قبل یک ترافیک CBR با همان مشخصات می باشد و بر اساس زمان بندی سناریوی چهارم به گلوگاه شبکه اعمال می شود. نتایج شبیه سازی در شکل های ۱۱ و ۱۲ ارائه شده است.

مقاوم بودن مکانیزم RDTC در خوبی در شکل ۱۱ مشاهده می شود. عدم حساسیت به تغییرات پارامترهای شبکه و تضعیف اغتشاش به عنوان دو اصل اساسی کنترل مقاوم به طور کامل در این شبیه سازی قابل ملاحظه است. طول صف در مکانیزم LRED در شکل ۱۱ دارای رفتار نوسانی است. هر چند که PI، PID، RED و REM سعی در نگه داشتن طول صف در مقدار دلخواه خویش داشته اند ولیکن عملکرد آنها با RDTC قابل مقایسه نیست.

باز هم بهترین عملکرد در بهره گیری از پهنای باند توسط مکانیزم RDTC ارائه می شود. هر چند که مکانیزم های PI و PID نیز عملکرد مناسبی حداقل نسبت به RED، LRED و REM دارند ولیکن RDTC بهترین عملکرد را ارائه می کند. ارائه تعادل مناسب بین تنظیم طول صف و بهره گیری از پهنای باند توسط مکانیزم RDTC در شکل های ۱۱ و ۱۲ به طور کامل مشخص است.

نکته ای که بایستی بدان اشاره نمود آنست که نمی توان تابعی از محدوده تاخیر انتشار و پارامترهای شبکه برای یافتن ناحیه پایداری مقاوم یافت. شبیه سازی ها نشان می دهد علاوه بر تعداد جریان های TCP و سرعت شبکه، پارامترهایی نظیر فرکانس نمونه برداری، طول صف مرجع، میزان و نوع اغتشاشات وارده و عوامل دیگر نیز در پایداری مقاوم شبکه موثر است. البته در شرایطی که شبیه سازی های قبلی به انجام رسیده بود، کنترل کننده RDTC توانایی کنترل شبکه با تاخیر انتشار تا پنج برابر میزان تاخیر انتشار نامی را برخوردار بود.

۶- نتیجه گیری

در این پژوهش یک مدیر فعال صف (AQM) بر اساس نظریه کنترل مقاوم با نام کنترل کننده مقاوم زمان گسسته (RDTC) ارائه گردید. انگیزه اصلی برای طراحی این کنترل کننده استفاده از مزایای پایه ای کنترل مقاوم مانند کاهش حساسیت خروجی سیستم به تغییرات سیستم و عدم قطعیت ها و همچنین تضعیف اغتشاش اعمال شده به سیستم بود. بر اساس ارزیابی جامع صورت پذیرفته، RDTC نه تنها در زمینه تعقیب طول صف دلخواه، بلکه در بهره گیری حداکثر از پهنای باند نیز توانست

بیشترین مقاومت را در زمینه تغییر تاخیر به عنوان یکی از مهمترین پارامترهای شبکه از خود نشان دهد. همچنین مکانیزم RDTC در زمینه تضعیف اغتشاش عملکرد بسیار مناسبی نسبت به سایر مکانیزم های AQM از خود نشان داد.

مراجع

- [1] E. Veloso et al., A hierarchical characterization of a live streaming media workload, *IEEE/ACM Transactions on Networking (TON)*, 1063-6692 14 (1) (2006) 133-146.
- [2] S. Floyd, K. Fall, Promoting the use of end-to-end congestion control in the internet, *Proceedings of IEEE/ACM Transactions on Networking* 7 (4) (1999) 458-472.
- [3] S. Floyd, K. Fall, Random early detection gateways for congestion avoidance, *IEEE/ACM Transactions on Networking* (August) (1993).
- [4] T. Eguchi, H. Ohsaki, M. Murata, On control parameters tuning for active queue management mechanisms using multivariate analysis, in: *Proceedings of Symposium on Applications and the Internet*, January, 2003, pp. 120-127.
- [5] B. Wydrowski, M. Zukerman, GREEN: an active queue management algorithm for a self managed Internet, in: *Proceeding of IEEE International Conference on Communications ICC'2002*, vol. 4, April, 2002, pp. 2368-2372.
- [6] S. Athuraliya, S.H. Low, V.H. Li, Y. Qinghe, REM: active queue management, *IEEE Network Magazine* 15 (3) (2001) 48-53.
- [7] S.S. Kunniyur, R. Srikant, An adaptive virtual queue (AVQ) algorithm for active queue management, *IEEE/ACM Transactions on Networking* 12 (2004) 286-299.
- [8] F. Wu-chang, K.G. Shin, D.D. Kandlur, D. Saha, The BLUE active queue management algorithms, *Proceedings of IEEE/ACM Transactions on Networking* 10 (2002) 513-528.
- [9] W.-C. Feng, D.D. Kandlur, D. Saha, K.G. Shin, A selfconfiguring RED gateway, in: *Proceedings of INFOCOM'99 Conference*, vol. 3, March, 1999, pp. 1320-1328.
- [10] S. Floyd, R. Gummadi, S. Shenker, Adaptive RED: An algorithm for increasing the robustness of RED's Active Queue Management. <http://www.icir.org/floyd/papers/adaptiveRed.pdf> (August 2001).

- [21] S. Ryu, C. Rump, Q. Chunming, A predictive and robust active queue management for Internet congestion control, in: Proceedings of ISCC 2003, vol. 2, June, 2003, pp. 991–998.
- [22] R. Fengyuan et al., Robust active queue management algorithm based on sliding mode variable structure control, in: Proceedings of INFOCOM'02, June, 2002, pp. 64–79.
- [23] C. Wang, B. Li, Y.T. Hou, K. Sohraby, Y. Lin, LRED: A robust active queue management scheme based on packet loss ratio, in: Proceedings of INFOCOM 2004 Conference, vol. 1, March, 2004, pp. 1–12.
- [24] Y. Hadjadj aoul, A. Nafaa, D. Negru, A. Mehaoua, FAFC: fast adaptive fuzzy AQM controller for TCP/IP networks, in: Proceedings of IEEE GLOBECOM'04 Conference, vol. 3, November, 2004, pp. 1319–1323.
- [25] H. Ohsaki, M. Murata, H. Miyahara, Steady state analysis of the RED gateway: stability, transient behavior, and parameter setting, in: IEICE Transactions on Communications E85-B, January, 2002, pp. 107–115.
- [26] B. Braden et al., Recommendations on queue management and congestion avoidance in the internet, IETF RFC 2309, April, 1998.
- [27] S. Ryu, C. Rump, C. Qiao, Advances in internet congestion control, IEEE Communications Surveys & Tutorials (2003) 28–39.
- [28] G. Zames and B.A. Francis. Feedback, minimax sensitivity, and optimal robustness. IEEE Transactions on Automatic Control, AC-28:585–600, 1983.
- [29] M. Green and D.J.N. Limebeer, “Linear Robust Control”, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1995.
- [30] “ns-2 Network Simulator,” Obtain via <http://www.isi.edu/nsnam/ns/>.
- [11] C. Joo, S. Bahk, S.S. Lumetta, Hybrid Active Queue Management, in: Proceedings of ISCC 2003 Conference, June, 2003, pp. 999–1004.
- [12] S. Jinsheng, K.-T. Ko, C. Guanrong, S. Chan, M. Zukerman, PD-RED: to improve the performance of RED, Communications Letters, IEEE 7 (2003) 406–408.
- [13] C.V. Hollot, V. Misra, D. Towsley, G. Weibo, Analysis and design of controllers for AQM routers supporting TCP flows, Proceedings of IEEE Transactions on Automatic Control 47 (2002) 945–959.
- [14] S. Jinsheng, C. Guanrong, K. King-Tim, S. Chan, M. Zukerman, PD-controller: a new active queue management scheme, in: Proceedings of IEEE GLOBECOM'03, vol. 6, December, 2003, pp. 3103–3107.
- [15] Z. Heying, B. Liu, D. Wenhua, Design of a robust active queue management algorithm based on feedback compensation, in: Proceedings of ACM/SIGCOMM 2003, 2002, pp. 277–285.
- [16] Y. Gao, J.C. Hou, A state feedback control approach to stabilizing queues for ECN-enabled TCP connections, in: Proceedings of INFOCOM 2003, vol. 3, April, 2003, pp. 2301–2311.
- [17] J. Aweya, M. Ouellette, D.Y. Montuno, A control theoretic approach to active queue management, Proceedings of Computer Networks 36 (2001) 203–235.
- [18] F. Yanfei, R. Fengyuan, L. Chuang, Design of an active queue management algorithm based fuzzy logic decision, in: Proceedings of ICCT 2003 Conference, vol. 1, April, 2003, pp. 286–289.
- [19] C. XiaoLin, J.K. Muppala, Y. Jen-te, A robust nonlinear PI controller for improving AQM performance, IEEE International Conference on Communications 4 (2004) 2272–2276.
- [20] C. Qiang, O.W.W. Yang, A ST-PI-PP controller for AQM router, IEEE International Conference on Communications 4 (2004) 2277–2281.

موقعیت یابی خودرو چهار چرخ خودگردان با بکارگیری همجوئی داده‌ها

آمنه امینیان^۱، علیرضا خیاطیان^۲

^۱ فارغ التحصیل کارشناسی ارشد مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه شیراز، ایران، aminian.b@gmail.com

^۲ دانشیار، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه شیراز، ایران، khayatia@shirazu.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۸۸/۷/۸، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۸۸/۹/۱۲)

چکیده: در این مقاله همجوئی داده‌های سنسورها، به منظور موقعیت یابی دقیق یک خودرو چهارچرخ خودگردان، توسط الگوریتم فیلتر کالمن غیرمستقیم با ساختار پیشخور، شبیه‌سازی شده‌است. سنسورها شامل شتاب‌سنج، تاکومتر، قطب‌نما و پتانسیومتر می‌باشند. پس از معرفی خودرو و معادلات آن، فرایند شناسایی بر روی سیستم به‌منظور یافتن پارامترهای معادلات خودرو انجام شده که دارای دو مرحله می‌باشد، شناسایی پارامترهای خودرو و شناسایی پارامترهای موتورها. همچنین عمل فیلتر کردن به‌منظور حذف نویز و همچنین حذف بایاس تصادفی شتاب‌سنج با استفاده از فیلتر کالمن مستقیم و غیرمستقیم انجام شده‌است. معادلات فیلتر کالمن غیرمستقیم برای یافتن خطای موجود در سنسورها بدست آمده‌اند که معادلاتی خطی و متغیر با زمان می‌باشند و پس از اعمال تست رؤیت‌پذیری مشاهده می‌شود که معادلات به‌دست آمده رؤیت‌ناپذیر می‌باشند. با بکارگیری یک شیوه جدید مبتنی بر یافتن زیر سیستم رؤیت‌پذیر سیستم مذکور و تخمین حالات زیرسیستم فوق با استفاده از فیلتر کالمن، به حل این مساله پرداخته شده‌است. نتایج شبیه‌سازی، کارآمدی راه‌حل ارائه شده را نشان می‌دهند. همچنین در این مقاله روشی برای یافتن ماتریس‌های کوواریانس نویز فرایند و اندازه‌گیری با استفاده از فیلتر فرم‌دهنده معکوس، ارائه شده‌است.

کلمات کلیدی: خودرو چهار چرخ خودگردان، همجوئی داده‌ها، فیلتر کالمن، رؤیت‌پذیری، بایاس تصادفی شتاب‌سنج.

Positioning Four-Wheeled Autonomous Vehicle using Sensor Fusion

Abstract: In this article, sensor fusion for positioning a four wheeled autonomous vehicle, using indirect feedforward Kalman filter algorithm is simulated. Sensors such as accelerometer, tachometer, compass and potentiometer are used. At first, vehicle and its dynamic equations are introduced then system identification is done in order to find parameters of vehicle that is performed in two phases: vehicle parameters identification and motor parameters identification. Also, accelerometer noise and random bias reduction is done using direct and indirect Kalman filter. In order to remove the sensors error, indirect Kalman filter is utilized. The governing equations of error model are linear and time varying. Observability test indicates that these equations are not observable and Kalman filter implementation in such systems leads to non optimal result. A new approach for solving this problem based on finding the observable subsystem of the main system is introduced and Kalman filter is used for estimating the observable states. Simulation results show efficiency of the proposed method. Also, a new approach to find process and measurements noise covariance matrices using reverse shaping filter is presented.

Keywords: Four wheeled autonomous vehicle, Sensor fusion, Kalman filter, Observability, Accelerometer random bias.

۱- مقدمه

ندارند. خودروهای خودگردان کاربردهای فراوان در زمینه تحقیقات هوافضا و تحقیقات زیر آب، صنعت، کاربردهای نظامی، بیمارستانها و غیره را دارند. در کنترل روبات‌های متحرک دانستن موقعیت دقیق

امروزه روبات‌های متحرک و خودروهای خودگردان به طور فزاینده‌ای مورد توجه قرار گرفته‌اند. روبات‌های متحرک قابلیت حرکت در محیط پیرامون خود را دارا می‌باشند و در یک موقعیت فیزیکی ثابت قرار

ها را با اطلاعات ژيروسکوپ و شتاب سنج به منظور دستیابی به یک تخمین قابل اعتماد از موقعیت روبات، ترکیب نموده اند [۱]. Chung و همکارانش (۲۰۰۱) از فیلتر کالمن غیر مستقیم بفرم پسخور، برای همجوشی داده های ژيروسکوپ و مسافت پیما استفاده کردند [۲]. Park و همکارانش (۱۹۹۶) با استفاده از فیلتر کالمن غیرمستقیم، اطلاعات دریافتی از یک ژيروسکوپ و یک انکدر را با یکدیگر ترکیب کردند و از فیلتر کالمن غیر مستقیم بفرم پسخور استفاده نمودند [۳]. Tarin و همکارانش (۱۹۹۹) اطلاعات دو سنسور شتاب-سنج و انکدر را با یکدیگر ترکیب نمودند [۴]. Wonder Hart و Wolf (۱۹۹۶) اطلاعات دریافتی از ژيروسکوپ، انکدر و قطب نمای مغناطیسی را با یکدیگر ترکیب نمودند [۵]. Sasiadek و Hartana (۲۰۰۰) از فیلتر کالمن توسعه یافته مستقیم، برای ترکیب داده های سنسور مسافت پیما و سونار به منظور حذف خطای سیستماتیک سنسورهای مسافت پیما استفاده کردند [۶]. Marron و همکارانش (۲۰۰۳) به وسیله سنسور مسافت پیما و بینایی، عمل موقعیت یابی یک صندلی چرخدار را با استفاده از فیلتر کالمن توسعه یافته انجام داده اند [۷]. Alessandri و همکاران (۱۹۹۷) به منظور تخمین موقعیت روبات، داده های دریافتی از یک ژيروسکوپ و دو انکدر را با یکدیگر ترکیب نمودند [۸]. Goel و همکارانش از سنسورهای مسافت پیما و ژيروسکوپ به منظور پشتیبانی داده های سیستم موقعیت یاب جهانی^۸، در مواقعی که داده های آن در دسترس نمی باشد، استفاده نمودند [۹]. Tarin و همکاران (۲۰۰۱) نیز یک سیستم ناوبری ارزان قیمت با سنسورهای ژيروسکوپ و مسافت پیما ارائه دادند که برای ترکیب اطلاعات از فیلتر کالمن و یک روش قاعده محور^۹ استفاده شده است [۱۰]. Durrant-White و Barshan (۱۹۹۳) سیستمی شامل یک ژيروسکوپ و یک شتاب سنج ارائه نمودند که در آن از فیلتر کالمن توسعه یافته غیر مستقیم برای ترکیب اطلاعات و تخمین موقعیت و جهت استفاده شده است [۱۱]. در همان سال Vaganay و همکارانش با استفاده از دو شتاب سنج و سه ژيروسکوپ و الگوریتم فیلتر کالمن توسعه یافته به یافتن زوایای چرخش (roll)، پیچش (pitch) و سمت (yaw) یک روبات متحرک پرداختند [۱۲]. Tsai (۱۹۹۸) یک ساختار سخت افزاری و یک الگوریتم پردازش سیگنال دیجیتال را برای مکان یابی اتوماتیک یک روبات متحرک، با ترکیب اندازه گیری های انجام شده توسط سنسورهای تراسونیک و سیستم

روبات امری ضروری است. روشهای موقعیت یابی^۱ عموماً به دو دسته اصلی موقعیت یابی نسبی و موقعیت یابی مطلق تقسیم می شوند، یک نمونه سنسور برای یافتن موقعیت مطلق، قطب نمای مغناطیسی^۲ می باشد که زاویه سمت روبات^۳ را اندازه گیری می کند. مهمترین ضعف قطب نمای مغناطیسی مربوط به تغییر شکل دادن میدان مغناطیسی زمین در مجاورت خطوط انتقال نیرو و اجسام فلزی می باشد، که این امر استفاده از قطب نما را در محیط های داخلی دشوار می نماید. موقعیت یابی با استفاده از ژيروسکوپ ها و شتاب سنج ها، ناوبری اینرسی^۴ نامیده می شود. مهمترین ضعف ناوبری اینرسی، مسئله انحراف بایاس^۵ می باشد به-این صورت که خطاهای ناشی از انتگرال گیری جمع می شوند و در نتیجه دقت تخمین، با گذشت زمان کاهش می یابد. غیر از سنسورهای اینرسی، سنسورهای مسافت پیما^۶ هم برای موقعیت یابی نسبی استفاده می شوند. سنسورهای مسافت پیما، ارزان هستند و امکان کار کردن با سرعتهای نمونه برداری بالا را دارند، ولی ایده اصلی استفاده از آنها بر پایه انتگرال گیری از داده های حرکت می باشد که خطاهایی مانند لغزش چرخ و یا درجا چرخیدن چرخ، منجر به تجمع نا محدود خطاها می شود. با توجه به موارد ذکر شده قابلیت روبات برای داشتن داده قابل اعتماد و دقیق از موقعیت خود، محدود می باشد. با استفاده از همجوشی داده های سنسورها^۷ می توان داده های موجود از سنسورهای متفاوت را با یکدیگر ترکیب و داده های نامطلوب را حذف نمود و به یک خروجی نسبتاً دقیق رسید. همجوشی داده های سنسورها اغلب بوسیله تکنیک های ریاضی و با در نظر گرفتن عدم قطعیت ها در داده های مرجع انجام می-پذیرند، بین روشهای متفاوت همجوشی داده ها، استفاده از فیلتر کالمن یکی از مهمترین روشها می باشد، در بسیاری از تحقیقات فیلتر کالمن به عنوان یک رویکرد معرفی شده است، لذا رویکرد پذیرسی سیستم مسئله مهمی است که لازم است مورد توجه قرار گیرد. اگر سیستم رویکرد پذیر حالت نباشد، نرم ماتریس کوواریانس خطای تخمین به سمت صفر میل نمی کند و در نتیجه خطای تخمین با زیاد شدن زمان، افزایش می یابد. تحقیقات زیادی در زمینه تخمین موقعیت روبات های متحرک با استفاده از انواع مختلف سنسورها انجام شده است. Zunaidi و همکارانش (۲۰۰۶) با استفاده از فیلتر کالمن غیر مستقیم اطلاعات دریافتی از انکدر

¹ Positioning

² Magnetic compass

³ Heading angle

⁴ Inertial navigation

⁵ Bias drift

⁶ Odometer

⁷ Sensor fusion

⁸ GPS

⁹ Rule based

$$\dot{Y} = r\omega_1 \begin{bmatrix} \left(\cos \delta_1 + \frac{L}{2(a+b)} \sin \delta_1 \right) \sin \theta \\ + \frac{b}{a+b} \sin \delta_1 \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\dot{\theta} = \frac{r}{a+b} \omega_1 \sin \delta_1 \quad (3)$$

$$\dot{\delta}_1 = \omega_{\delta_1} \quad (4)$$

و دینامیک آن به صورت زیر است:

$$\dot{\omega}_1 = -\frac{N_6 \omega_1 \omega_{\delta_1} + N_7 \omega_1^2}{N_5} + \frac{\tau_d}{N_5} \quad (5)$$

$$\dot{\omega}_{\delta_1} = -\frac{N_2 \omega_{\delta_1}^2 + N_3 \omega_1 \omega_{\delta_1} + N_4 \omega_1^2}{N_1} - \frac{Q_3 \sin \delta_1 (N_6 \omega_1 \omega_{\delta_1} + N_7 \omega_1^2)}{N_1 N_5} + \frac{Q_3 \sin \delta_1}{N_1 N_5} \tau_d + \frac{\tau_s}{N_1} \quad (6)$$



شکل ۱: تصویر خودرو

که در آن X و Y مختصات مرکز ثقل نسبت به دستگاه مختصات مرجع می‌باشد، θ زاویه سمت خودرو، δ_1 زاویه فرمان، ω_1 سرعت-زاویه‌ای چرخ جلو سمت چپ، ω_{δ_1} سرعت تغییر زاویه فرمان، r شعاع چرخ، L فاصله بین چرخ‌های موازی (دوچرخ عقب یا جلو)، a فاصله مرکز ثقل خودرو از محور جلو خودرو و b فاصله مرکز ثقل خودرو از محور عقب خودرو می‌باشد. τ_d گشتاور رانش و τ_s گشتاور فرمان، به-عنوان ورودی‌های سیستم می‌باشند. N_i ها توابعی از δ_1 و Q_i ها ثوابتی وابسته به پارامترهای دینامیکی خودرو می‌باشند که برای یافتن این پارامترها نیاز به شناسایی آنها می‌باشد. شناسایی پارامترهای خودرو در دو فاز انجام می‌گیرد، یکی شناسایی پارامترهای معادلات خودرو و دیگری شناسایی پارامترهای موتورها. برای شناسایی پارامترهای معادلات خودرو در روابط (۱) تا (۶)، تعدادی از پارامترهای معادلات، مانند طول‌های مختلف خودرو را می‌توان با اندازه‌گیری مشخص نمود. در واقع پارامترهای سینماتیکی خودرو آسانتر از پارامترهای دینامیکی مشخص می‌شوند. با اضافه نمودن ترم‌های اصطکاک به روابط (۵) و

شمارش مرده^۱ ارائه داد [۱۳]. در تمامی مقالات ذکر شده تخمین موقعیت به‌نحو مطلوبی انجام پذیرفته است ولی در هیچکدام از آنها بحثی از رؤیت‌پذیری سیستم به میان نیامده است، همچنین در تمامی آنها ماتریس‌های کوواریانس نوین اندازه‌گیری و فرایند با سعی و خطا به-دست آمده‌اند.

در این مقاله همجوشی داده‌های سنسورها، برای موقعیت‌یابی یک خودرو چهارچرخ خودگردان، شبیه‌سازی شده است. فرایند شناسایی سیستم به منظور یافتن پارامترهای دینامیکی خودرو انجام شده است که با استفاده از مدل به دست آمده شبیه‌سازی‌ها انجام می‌پذیرند، نوین و بایاس تصادفی شتاب‌سنج با استفاده از فیلتر کالمن حذف می‌شود. پس از یافتن دینامیک خطای سیستم، که دینامیکی خطی و متغیر با زمان می-باشد، مشاهده گردید که این معادلات رؤیت ناپذیر می‌باشند، در نتیجه راه‌حل جدیدی برای بکارگیری فیلتر کالمن در سیستم‌های رؤیت‌ناپذیر ارائه شده است. همچنین، روشی برای یافتن ماتریس کوواریانس نوین فرایند و اندازه‌گیری ارائه شده است.

ساختار مقاله به این صورت است که در بخش ۲، ابتدا معادلات حالت وسیله نقلیه بیان می‌شوند و شناسایی پارامترهای خودرو متحرک ارائه می‌گردد. بخش ۳، به همجوشی داده‌ها به کمک فیلتر کالمن اختصاص دارد؛ در این بخش مدل خطای سیستم که متشکل از مدل خطای سنسورهای مختلف می‌باشد، ارائه می‌گردد. در بخش ۴ رؤیت‌پذیری سیستم مورد بررسی قرار گرفته و راه‌حلی برای عدم رویت‌پذیری سیستم ارائه شده است. در بخش ۵، نتایج شبیه‌سازی آورده شده‌اند که کارآمد بودن روش پیشنهادی را نشان می‌دهند. نتیجه‌گیری مقاله در بخش ۶ ارائه می‌گردد.

۲- معرفی خودرو چهارچرخ و شناسایی پارامترهای سیستم

خودرو چهارچرخ مورد نظر در بخش مکانیک دانشکده مهندسی دانشگاه شیراز ساخته شده است که نمایی از این خودرو در شکل (۱) نشان داده شده است. سینماتیکی خودرو برحسب سرعت‌زاویه‌ای چرخ جلو، ω_1 و زاویه فرمان، δ_1 ، به صورت زیر می‌باشد:

$$\dot{X} = r\omega_1 \begin{bmatrix} \left(\cos \delta_1 + \frac{L}{2(a+b)} \sin \delta_1 \right) \cos \theta - \\ \frac{b}{a+b} \sin \delta_1 \sin \theta \end{bmatrix} \quad (1)$$

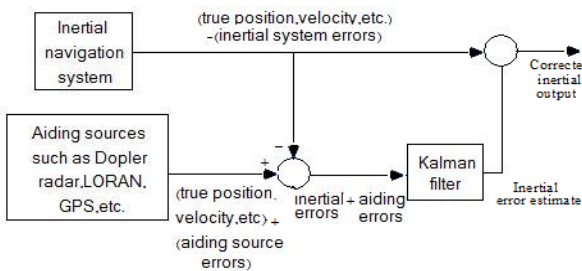
¹ Dead-reckoning

۳- همجوشی داده‌ها

همجوشی داده‌ها به کمک فیلتر کالمن مهمترین و پر کاربردترین روش ترکیب داده‌ها می‌باشد. برای اعمال فیلتر کالمن به داده‌ها ابتدا لازم است معادلات حالت سیستم و ساختار فیلتر کالمن (پیشرو) و یا (مستقیم-غیرمستقیم) مشخص گردد. در این بخش ساختار فیلتر کالمن و معادلات حالت خطای سیستم ارائه می‌گردد.

۳-۱ فیلتر کالمن

در به کارگیری فیلتر کالمن در سیستم‌های ناوبری برای جبران خطا، دو ساختار وجود دارد، فیلتر کالمن مستقیم و فیلتر کالمن غیرمستقیم. در ساختار مستقیم، حالت‌هایی مانند موقعیت و سرعت، متغیرهای حالت فیلتر می‌باشند ولی در ساختار غیرمستقیم، کمیت‌های همچون خطاها در موقعیت و زاویه سمت روبات جزو متغیرهای حالت فیلتر می‌باشند. در بکارگیری فیلتر کالمن غیرمستقیم نیز دو ساختار وجود دارد، ساختار پیشخور^۱ و پیشرو^۲. بلوک دیاگرام نمایش داده شده در شکل (۳) ساختار پیشرو یا حلقه باز را نشان می‌دهد. در این ساختار، مقادیر تخمین زده شده خطاهای اینرسی در خارج از بلوک ناوبری به منظور تصحیح نهایی مقادیر استفاده می‌شوند، ولی برای اصلاح داده‌های اینرسی در داخل بلوک ناوبری، استفاده نمی‌گردند. این ساختار از بعد مفهومی مفید می‌باشد. باتوجه به مزایای این روش، در این مقاله، ساختار غیرمستقیم پیشرو برای تخمین موقعیت روبات متحرک به کار گرفته می‌شود.



شکل ۳: سیستم ناوبری تجمعی، ساختار پیشرو

همچنین، نظر به اینکه ماهیت اصلی سیستم پیوسته می‌باشد، ولی اندازه‌گیری‌ها ناچرا گسسته می‌باشند، از فیلتر کالمن پیوسته-گسسته استفاده می‌نمایم.

اگر معادله فرایند را بصورت:

(۶) مربوط به معادلات دینامیکی خودرو، می‌توان گشتاورهای τ_d و τ_s را به صورت زیر نوشت [۱۶و۱۵]:

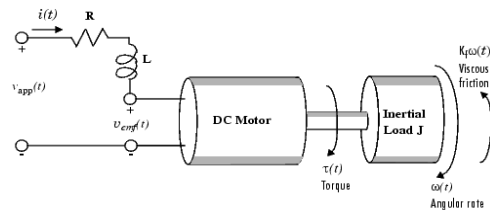
$$\tau_d = N_5 \dot{\omega}_1 + N_6 \omega_1 \omega_{\delta 1} + N_7 \omega_1^2 + F_{kd} \text{sign}(V) + (F_{sd} - F_{kd}) \exp(-(V/V_s)^\alpha) + F_{vd} V \quad (۷)$$

$$\tau_s = N_1 \dot{\omega}_{\delta 1} + N_2 \omega_{\delta 1}^2 + Q_3 \dot{\omega}_1 \sin(\delta_1) + N_3 \omega_1 \omega_{\delta 1} + N_4 \omega_1^2 + F_{ks} \text{sign}(\dot{\delta}_1) + (F_{ss} - F_{ks}) \exp(-(\dot{\delta}_1/V_s)^\alpha) + F_{vs} \dot{\delta}_1 \quad (۸)$$

چایکه F_{vi} و F_{si} و F_{ki} بترتیب ضرایب اصطکاک سینتیکی و اصطکاک استاتیک و اصطکاک لزجی می‌باشند و V اندازه سرعت رو به جلو خودرو می‌باشد. این دو معادله را می‌توانیم به فرم زیر تبدیل کنیم:

$$\tau = Y(\delta_1, \dot{\delta}_1, \ddot{\delta}_1, \omega_1, \dot{\omega}_1) \rho \quad (۹)$$

چایکه $\tau = [\tau_d \ \tau_s]$ و ρ بردار پارامترهای مستقل و $Y(\delta_1, \dot{\delta}_1, \ddot{\delta}_1, \omega_1, \dot{\omega}_1)$ تابعی ماتریسی از مقادیر اندازه‌گیری شده $\delta_1, \dot{\delta}_1, \ddot{\delta}_1, \omega_1, \dot{\omega}_1$ می‌باشد و به هیچ پارامتری از ρ بستگی ندارد. المانهای Y و ρ در [۱۸] آورده شده‌اند. سپس با اعمال ورودی‌های مختلف و بکارگیری روش حداقل مربعات پارامترهای دینامیکی خودرو بدست می‌آیند که مدل خودرو با این پارامترها، جهت شبیه‌سازی حرکت خودرو ضمن اعمال همجوشی داده‌ها بر روی داده‌های سنسورها استفاده می‌گردد. برای شناسایی پارامترهای موتورها با توجه به شماتیک موتور DC نمایش داده شده در شکل (۲):



شکل ۲: شماتیک موتور DC

تابع تبدیل جریان به ولتاژ موتور به صورت زیر می‌باشد:

$$\frac{I}{V_{app}} = \frac{Js + K_f}{LJs^2 + [RJ + K_f L]s + [K_m K_b + RK_f]} \quad (۱۰)$$

که جریان موتور با گشتاورهای اعمالی به سیستم رانش و فرمان، τ_d و τ_s ، متناسب می‌باشد. با استفاده از واسطه کاربر گرافیکی MATLAB با نام ident و در نظر گرفتن یک فرم کلی برای معادله بالا و با اعمال ورودیها و خروجیهای مختلف، تخمین پارامترهای موتور هادر رابطه (۱۰) به دست می‌آیند.

^۱ Feedback
^۲ Feedforward

شتاب‌سنج تحت تاثیر یک بایاس تصادفی قرار دارد که با زمان و حرارت در حال تغییر است. قبل از اعمال همجوشی داده‌ها بر روی کل سنسورها، لازم است بایاس تصادفی شتاب‌سنج توسط یک فیلتر کالمن غیرمستقیم و سپس نویز توسط یک فیلتر کالمن مستقیم حذف شوند. برای حذف بایاس ابتدا یک مدل بایاس غیرتصادفی برای شتاب‌سنج به دست می‌آید و سپس با استفاده از آن معادلات فیلتر کالمن غیرمستقیم به دست می‌آیند. برای حذف نویز، نویز فرایند شتاب‌سنج بصورت یک فرایند Random Walk مدل شده است که با استفاده از آن معادلات فیلتر کالمن مستقیم به دست می‌آیند [۱۸] با در نظر گرفتن شتاب در راستای X و Y بصورت زیر:

$$a_{x-mf} = a_x + \delta a_x \quad (19)$$

$$a_{y-mf} = a_y + \delta a_y \quad (20)$$

که a_{x-mf} و a_{y-mf} شتاب‌های اندازه‌گیری شده پیش فیلتر شده، در دستگاه مختصات روبات می‌باشند، a_x و a_y مقادیر صحیح شتاب و δa_x و δa_y خطاها می‌باشند. با استفاده از رابطه زیر، آنها را به دستگاه مختصات مبنا منتقل می‌نمایم:

$$\begin{bmatrix} \ddot{X} \\ \ddot{Y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{V}_{xa-mf} \\ \dot{V}_{ya-mf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{x-mf} \\ a_{y-mf} \end{bmatrix} \quad (21)$$

V_{xa-mf} و V_{ya-mf} سرعت‌های محاسبه شده از داده‌های شتاب‌سنج می‌باشند. با لحاظ نمودن خطای موجود در سرعت و موقعیت به صورت زیر:

$$V_{xa-mf} = V_{xa} + \delta V_{xa} \quad (22)$$

$$V_{ya-mf} = V_{ya} + \delta V_{ya} \quad (23)$$

$$X_{a-mf} = X_a + \delta X_a \quad (24)$$

$$Y_{a-mf} = Y_a + \delta Y_a \quad (25)$$

$$\theta_m = \theta + \delta \theta \quad (26)$$

که در آن مقادیر دارای اندیس mf مقادیر اندازه‌گیری شده پیش-فیلتر شده می‌باشند، مقادیر دارای اندیس δ مقادیر خطاها و V_{xa} ، V_{ya} ، X_a ، Y_a و θ مقادیر صحیح سرعت و موقعیت می‌باشند. با جایگذاری معادلات (۲۲) تا (۲۶) در (۲۱)، داریم:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{xa} + \delta \dot{V}_{xa} \\ \dot{V}_{ya} + \delta \dot{V}_{ya} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta + \delta \theta) & -\sin(\theta + \delta \theta) \\ \sin(\theta + \delta \theta) & \cos(\theta + \delta \theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_x + \delta a_x \\ a_y + \delta a_y \end{bmatrix} \quad (27)$$

در نتیجه دینامیک خطای سرعت شتاب‌سنج به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$\delta \dot{V}_{xa} = \cos \theta \cdot \delta \dot{a}_x - \sin \theta \cdot \delta \dot{a}_y + (\sin \theta \cdot a_x + \cos \theta \cdot a_y) \delta \dot{\theta} \quad (28)$$

$$\frac{d}{dt} X_t = A X_t + B u_t + v_t \quad (11)$$

که v_t نویز سفید گوسی با میانگین صفر و کوواریانس Σ_1 می‌باشد و معادله اندازه‌گیری‌ها را به صورت زیر:

$$Y_{t_i} = C X_{t_i} + e_{t_i} \quad i = 1, 2, 3, \dots \quad (12)$$

در نظر بگیریم؛ که e_{t_i} نویز سفید گوسی با میانگین صفر و کوواریانس R_2 می‌باشد. معادلات فیلتر کالمن پیوسته-گسسته برای تخمین حالت X بصورت زیر می‌باشند:

$$\frac{d}{dt} \hat{X}_{t|t_i} = A \hat{X}_{t|t_i} \quad (13)$$

$$\frac{d}{dt} P_{t|t_i} = A P_{t|t_i} + P_{t|t_i} A^T + \Sigma_1 \quad (14)$$

$$K_{t_{i+1}} = P_{t_{i+1}|t_i} C^T [C P_{t_{i+1}|t_i} C^T + R_2]^{-1} \quad (15)$$

$$\Sigma_{t_{i+1}} = Y_{t_{i+1}} - C \hat{X}_{t_{i+1}} \quad (16)$$

$$\hat{X}_{t_{i+1}|t_{i+1}} = \hat{X}_{t_{i+1}|t_i} + K_{t_{i+1}} \Sigma_{t_{i+1}} \quad (17)$$

$$P_{t_{i+1}|t_{i+1}} = [I - K_{t_{i+1}} C] P_{t_{i+1}|t_i} \quad (18)$$

در بخش‌های بعد، با بکارگیری روابط فوق، همجوشی داده‌های سنسورها برای خودرو متحرک شبیه‌سازی خواهد شد.

۳-۲ دینامیک خطای سیستم

مهمترین مرحله برای بکارگیری فیلتر کالمن، یافتن مدل فضای حالت فرایند تصادفی تحت بررسی است، که اینکار با استفاده از معادلات دینامیکی و سینماتیکی موجود برای فرایند تصادفی تحت بررسی امکان‌پذیر می‌باشد. برای خودرو متحرک چهار سنسور در نظر گرفته شده است، یک شتاب‌سنج دو درجه آزادی ADXL202JE، یک تاکومتر، که بر روی چرخ سمت چپ جلو نصب می‌باشد، یک پتانسیومتر که زاویه فرمان را اندازه‌گیری می‌نماید و یک قطب نمای KVH-C100 که زاویه سمت وسیله نقلیه را اندازه‌گیری می‌نماید. برای یافتن دینامیک خطای سیستم لازم به یافتن مدل خطای تک تک سنسورها می‌باشد، مدل خطای شتاب‌سنج به دینامیک سیستم مربوط نمی‌باشد و از روابطی که بین سرعت، موقعیت و شتاب وجود دارد به دست می‌آید درحالی‌که مدل خطای تاکومتر به سینماتیکی خودرو مربوط می‌باشد. مدل خطای قطب‌نما با مشاهده عملکرد آن به دست می‌آید و برای پتانسیومتر خطایی در نظر گرفته نشده است.

۳-۲-۱ مدل خطای شتاب‌سنج

قبل از یافتن مدل خطای شتاب‌سنج، توجه به این نکته ضروری است که علاوه بر نویز موجود در خروجی که نویز سفید گوسی می‌باشد،

که در آن مقادیر دارای اندیس mf مقادیر اندازه‌گیری شده پیش-فیلتر شده ناشی از سنسور مسافت پیمایی باشند. مقادیر ω_1, X_o, Y_o و θ_o مقادیر صحیح و مقادیر دارای δ مقادیر خطای کمیت می‌باشند. براساس مدل سینماتیکی خودرو (روابط (۱) تا (۳)) مدل خطا برای داده‌های تاکومتر به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\delta \dot{X}_o = r \left[\left(\cos \delta_1 + \frac{L}{2(a+b)} \sin \delta_1 \right) \cos \theta - \frac{b}{a+b} \sin \delta_1 \sin \theta \right] \delta \omega_1 + r \omega_1 \left[- \left(\cos \delta_1 + \frac{L}{2(a+b)} \sin \delta_1 \right) \sin \theta - \frac{b}{a+b} \sin \delta_1 \cos \theta \right] \quad (40)$$

$$\delta \dot{Y}_o = r \left[\left(\cos \delta_1 + \frac{L}{2(a+b)} \sin \delta_1 \right) \sin \theta + \frac{b}{a+b} \sin \delta_1 \cos \theta \right] \delta \omega_1 + r \omega_1 \left[\left(\cos \delta_1 + \frac{L}{2(a+b)} \sin \delta_1 \right) \cos \theta - \frac{b}{a+b} \sin \delta_1 \sin \theta \right] \delta \theta. \quad (41)$$

$$\delta \dot{\theta}_o = \frac{r}{a+b} \sin \delta_1 \delta \omega_1 \quad (42)$$

برای یافتن دینامیک خطای سرعت زاویه‌ای تاکومتر، پس از ثبت داده‌های پیش‌فیلتر شده تاکومتر و حذف یک بایاس DC و حذف یک نویز سفید گوسی به‌عنوان نویز اندازه‌گیری، از فیلتر فرم‌دهنده معکوس برای ارتباط دادن نویز باقیمانده تاکومتر به نویز سفید گوسی با میانگین صفر استفاده می‌نماییم، که ارتباط دینامیک خطای تاکومتر با نویز سفید گوسی به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\delta \dot{\omega}_1 = -\frac{0.2}{T} \delta \omega_1 + \omega_\omega \quad (43)$$

که ω_ω نویز سفید گوسی است که پس از انجام تست‌های مختلف، میانگین صفر و واریانس 0.0242 برای آن به دست آمده است.

۳-۲-۳ مدل خطای قطب‌نما

در مورد قطب‌نما، خطا بواسطه لرزش بدنه روبات وجود دارد، که آن را به صورت زیر نمایش می‌دهیم:

$$\delta \theta_c = \theta_{c-m} - \theta_c \quad (44)$$

که با توجه به مشاهدات انجام شده، برای خطای قطب‌نما دینامیک زیر را برای آن در نظر می‌گیریم:

$$\delta \dot{\theta}_c = -1 \quad (45)$$

۴-۲-۳ ۴-معادلات حالت سیستم

اندازه‌گیری‌های موجود برای فیلتر کالمن از تفاضل داده‌های محاسبه شده از خروجی سنسورهای اینرسی و سایر سنسورها حاصل می‌شود و به صورت زیر در نظر گرفته می‌شوند:

$$y_1 = \delta \dot{x}_o - \delta \dot{x}_a + e_1 \quad (46)$$

$$\delta \dot{V}_{ya} = \sin \theta \delta \dot{x}_x + \cos \theta \delta \dot{x}_y - (\cos \theta a_x - \sin \theta a_y) \delta \theta \quad (29)$$

که زاویه سمت تصحیح نشده می‌باشد که به دلیل کوچک بودن $\delta \theta$ مقدار خطا در محاسبه \sin و \cos بی‌تاثیر است. دینامیک خطای موقعیت به صورت زیر می‌باشد:

$$\delta \dot{X}_a = \delta V_{xa} \quad (30)$$

$$\delta \dot{Y}_a = \delta V_{ya} \quad (31)$$

که در آن δX_a و δY_a خطای موقعیت ناشی از اندازه‌گیری شتاب‌سنج و δV_{xa} و δV_{ya} خطای سرعت ناشی از این سنسور می‌باشد. برای یافتن دینامیک خطای شتاب پس از ثبت داده‌های پیش‌فیلتر شده شتاب‌سنج و بررسی آن، از یک فیلتر فرم‌دهنده معکوس به فرم زیر که بر روی داده‌های سنسورها در حالت سکون عمل می‌نمایند، برای ارتباط دادن نویز باقیمانده شتاب‌سنج به نویز سفید گوسی با میانگین صفر، استفاده می‌نماییم:

$$n = (d(i) - a \times d(i-1)) / k \quad (32)$$

پارامترهای a و k با سعی و خطا به دست می‌آیند، به طوری که n نویز سفید گوسی شود. سپس ارتباط $\dot{d}(t)$ با نویز n به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\dot{d}(t) = (k \times n) / T + (a-1) / dt \times d(t-1) \quad (33)$$

که در آن T زمان نمونه برداری می‌باشد که مقدار آن 0.048 ms است، معادلات خطای شتاب به صورت زیر می‌باشند:

$$\delta \dot{a}_x = \omega_{ax} \quad (34)$$

$$\delta \dot{a}_y = \omega_{ay} \quad (35)$$

که ω_{ax} و ω_{ay} هر دو نویز سفید گوسی می‌باشند و پس از انجام تست‌های مختلف، میانگین صفر و واریانس 0.0166 برای آنها به دست آمده است.

روابط (۲۸)، (۲۹)، (۳۰)، (۳۱)، (۳۴) و (۳۵) معادلات دینامیکی خطای شتاب‌سنج می‌باشند که در همجوشی داده‌ها به کمک فیلتر کالمن استفاده می‌شوند.

۳-۲-۲ مدل خطای تاکومتر

با توجه به سینماتیک وسیله نقلیه و با تعریف خطاهای متغیرها ناشی از تاکومتر به صورت زیر:

$$\delta \omega_1 = \omega_{mf} - \omega_1 \quad (36)$$

$$\delta X_o = X_{o-mf} - X_o \quad (37)$$

$$\delta Y_o = Y_{o-mf} - Y_o \quad (38)$$

$$\delta \theta_o = \theta_{o-mf} - \theta_o \quad (39)$$

$$A(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & A_{13} & A_{14} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A_{23} & A_{24} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{r \sin \delta}{a+b} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-0.2}{T} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cos \theta & -\sin \theta & (a_x \sin \theta + a_y \cos \theta) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sin \theta & \cos \theta & -(a_x \sin \theta - a_y \cos \theta) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

$$A_{13} = r\omega(-\cos \delta - \frac{L}{2(a+b)} \sin \delta) \sin \theta - \frac{b}{a+b} \sin \delta \cos \theta$$

$$A_{14} = r((\cos \delta + \frac{L}{2(a+b)} \sin \delta) \cos \theta - \frac{b}{a+b} \sin \delta \sin \theta)$$

$$A_{23} = r\omega((\cos \delta + \frac{L}{2(a+b)} \sin \delta) \cos \theta - \frac{b}{a+b} \sin \delta \sin \theta)$$

$$A_{24} = r((\cos \delta + \frac{L}{2(a+b)} \sin \delta) \sin \theta + \frac{b}{a+b} \sin \delta \cos \theta)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

همانطور که دیده می‌شود، معادلات خطای سیستم، خطی و متغیر با زمان می‌باشند. بلوک دیاگرام ساختار پیشرو فیلتر کالمن غیرمستقیم برای تخمین موقعیت روبات متحرک با چهار سنسور، در شکل (۴) آورده شده‌است.

$$y_2 = \delta y_o - \delta y_a + e_2 \tag{47}$$

$$y_3 = \delta \theta_o - \delta \theta_c + e_3 \tag{48}$$

اگر روابط مدل خطای سنسورها (روابط (۲۸)، (۲۹)، (۳۰)، (۳۱)، (۳۴)، (۳۵)، (۴۰)، (۴۱)، (۴۲)، (۴۳) و (۴۵)) و مدل اندازه‌گیری سیستم (روابط (۴۶) تا (۴۸)) را بطور یکجا با یکدیگر در نظر بگیریم معادله فضای حالت سیستم به فرم زیر خواهد شد:

$$\dot{\delta X}_t = A(t)\delta X_t + v_t \tag{49}$$

$$Y_t = C\delta X_t + e_t \tag{50}$$

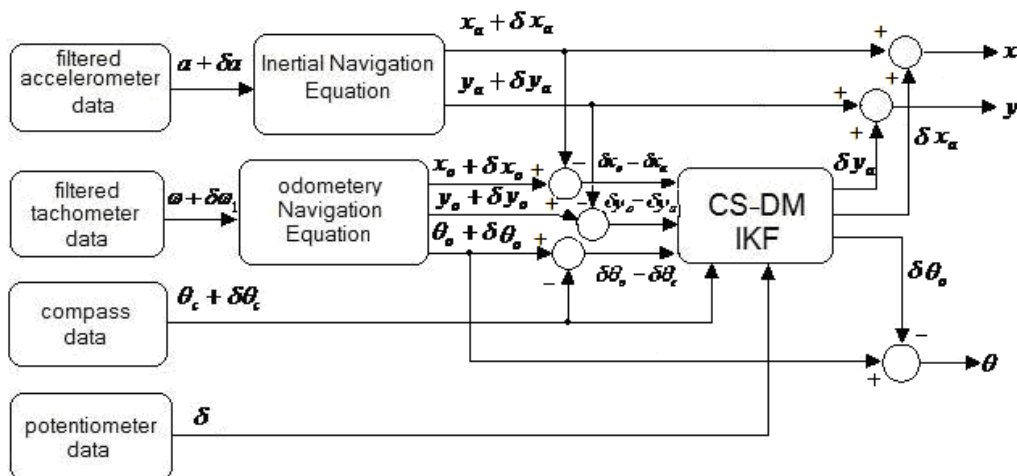
که در این رابطه بردارهای δX_t ، v_t ، Y_t ، e_t و ماتریس‌های $A(t)$ و C بفرم زیر می‌باشند:

$$\delta X_t = [\delta x_o, \delta y_o, \delta \theta_o, \delta \omega_1, \delta x_a, \delta y_a, \delta V_{xa}, \delta V_{ya}, \delta a_x, \delta a_y, \delta \theta_c]^T$$

$$\gamma_t = [0, 0, 0, \omega_o, 0, 0, 0, 0, \omega_{ax}, \omega_{ay}, 0]^T$$

$$e_t = [e_1, e_2, e_3]^T$$

$$Y_t = [y_1, y_2, y_3]^T$$



شکل ۴: دیاگرام بلوکی ساختار پیشرو فیلتر کالمن غیرمستقیم

$Q_o(t)$ که در زیر آورده شده‌است، در هر لحظه دارای رتبه کامل باشد [۱۷]

$$Q_o^T(t) = [q_0(t); q_1(t); \dots; q_{n-1}(t)] \tag{51}$$

$$q_{k+1}(t) = A^T(t)q_k(t) + \dot{q}_k(t) \tag{52}$$

۴- رؤیت‌پذیری مدل خطای سیستم خودرو چهار چرخ خودگردان

برای پیاده‌سازی فیلتر کالمن لازم است که سیستم موردنظر رؤیت‌پذیر باشد، یک سیستم، رؤیت‌پذیر حالت است هرگاه ماتریس رؤیت‌پذیری

درواقع $K(t)$ مجموعه ستونهای $p_k(t)$ های تعریف شده-
درباطه (۵۵) می باشد. میدانیم که $K(t)$ برای $t \in R$ یک زیرفضا از R^n
می باشد، اگر $v_1(t), \dots, v_r(t)$ یک پایه برای $K(t)$ باشند، همچنین
 $w_1(t), \dots, w_{n-r}(t)$ یک پایه برای $K(t)^\perp$ (مجموعه تمام حالات
کنترل ناپذیر سیستم) باشند، ماتریس تبدیل $T(t)$ برای تجزیه کنترل پذیر
سیستم، از رابطه زیر محاسبه می شود:

$$T(t) = [v_1(t), \dots, v_r(t), w_1(t), \dots, w_{n-r}(t)] \quad (61)$$

برای یافتن $v_1(t), \dots, v_r(t)$ کفایت ستونهای مستقل خطی ماتریس
 $Q_c(t)$ را بیابیم. پس از تشکیل پایه $v_1(t), \dots, v_r(t)$ برای $K(t)$ ،
برای یافتن پایه های $w_1(t), \dots, w_{n-r}(t)$ برای فضای متعامد $K(t)^\perp$ ، به-
این صورت عمل می نمایم که بردارهای مستقل خطی ای را می یابیم که
بر تمامی ستونهای مستقل خطی ماتریس $Q_c(t)$ عمود باشند و در
نتیجه یک پایه برای $K(t)^\perp$ محسوب می شوند. می دانیم که کنترل-
پذیری و رؤیت پذیری دوگان یکدیگر می باشند، در نتیجه برای یافتن
ماتریس تبدیل رؤیت پذیری، ابتدا ماتریس رؤیت پذیری $Q_o(t)$ را
تشکیل می دهیم و سپس سطرهای مستقل خطی آنرا به عنوان v_i ها در-
نظر می گیریم، سپس با روشی که بیان شد، بردارهای مستقل خطی،
عمود بر همه پایه های به دست آمده، به دست می آوریم. در این صورت
ماتریسهای سیستم تبدیل یافته، به فرم زیر تبدیل می شوند:

$$\bar{A} = T^{-1}A(t)T - T^{-1}\dot{T} = \begin{bmatrix} A_1(t) & 0 \\ A_2(t) & A_3(t) \end{bmatrix} \quad (62)$$

$$\bar{C}(t) = C(t)T = [C_1(t) \quad 0] \quad (63)$$

که جفت $(A_1(t), C_1(t))$ رؤیت پذیر حالت می باشند. برای معادلات
خودرو، با تعریف $Z = T^{-1}X$ ، مشاهده می شود که برای سیستم
تبدیل شده، در هر لحظه متغیرهای حالت Z_0, \dots, Z_r ، رؤیت پذیر می-
باشند، همچنین با مشاهداتی که از شبیه سازی سیستم برای مسیرهای
مختلف به دست آمده است، مشاهده می شود که ماتریس $A_3(t)$ صفر
نمی باشد. با توجه به مشاهداتی که از ماتریس $T(t)$ داریم متوجه می-
شویم که دو حالت رؤیت ناپذیر تنها بر روی خطای موقعیت در راستای
 Y تاثیر گذار می باشند، لذا قادر خواهیم بود از روی سایر خطاها این دو
کمیت را با دقت مطلوب به دست آوریم. با استفاده از روابط موجود بین
خطاها که در زیر آورده شده اند، با استفاده از متغیرهای $\delta\omega_1$ و δV_{ya} و $\delta\theta$
، می توان به محاسبه خطای موجود در راستای Y پرداخت.

$$q_0(t) = C^T(t) \quad (53)$$

با بررسی های انجام شده برای خودرو، مشاهده می شود که رتبه ماتریس
رؤیت پذیری در هر لحظه برابر با ۹ می باشد، در صورتیکه مرتبه سیستم
۱۱ است، در نتیجه دو متغیر از متغیرهای حالت سیستم رؤیت ناپذیر می-
باشند و ما قادر به استفاده از فیلتر کالمن برای تخمین تمامی حالات
سیستم نخواهیم بود، برای حل این مشکل دو راه حل وجود دارد:
اضافه کردن اندازه گیری های اضافی به سیستم که این امر مستلزم نصب
سنسورهای اضافی روی سیستم می باشد.
یافتن راهی برای رؤیت پذیر کردن سیستم، یا یافتن زیرسیستم رؤیت-
پذیر سیستم مذکور و یافتن حالات زیر سیستم فوق با استفاده از فیلتر
کالمن و محاسبه حالات اصلی از روی حالات به دست آمده.
ما از راه دوم برای حل این مشکل استفاده نموده ایم، برای یافتن ماتریس
تبدیلی که زیر سیستم رؤیت پذیر را برای ما ایجاد نماید، از قضیه تجزیه
کنترل پذیری کالمن، که به صورت زیر است و همچنین دوگانی روابط
کنترل پذیری و رؤیت پذیری استفاده می نمایم.

قضیه تجزیه کنترل پذیری کالمن:

اگر $A(t) \in R^{n \times n}$ و $B(t) \in R^{n \times m}$ باشد و $Q_c(t)$ ماتریس کنترل-
پذیری سیستم باشد که در (۵۴) تا (۵۶) آورده شده است:

$$Q_c(t) = [p_0(t); p_1(t); \dots; p_{n-1}(t)] \quad (54)$$

$$p_{k+1}(t) = A(t)p_k(t) - \dot{p}_k(t) \quad (55)$$

$$p_0(t) = B(t) \quad (56)$$

و $Rank(Q_c(t)) = r \leq n$ ، آنگاه یک ماتریس معکوس پذیر
 $T(t) \in R^{n \times n}$ وجود دارد به صورتیکه:

$$\bar{A} = T^{-1}A(t)T - T^{-1}\dot{T} = \begin{bmatrix} A_1(t) & A_2(t) \\ 0 & A_3(t) \end{bmatrix} \quad (57)$$

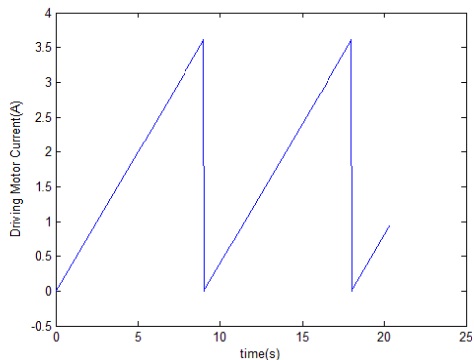
$$\bar{B}(t) = T^{-1}B(t) = \begin{bmatrix} B_1(t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (58)$$

که در آن $A_1(t) \in R^{r \times r}$ و $B_1(t) \in R^{r \times m}$ جفت کنترل پذیر می باشند.
برای به دست آوردن ماتریس $T(t)$ ، ابتدا فضای $K(t)$ را به صورت
مجموعه تمام حالات کنترل پذیر سیستم در زمان t معرفی می نمایم، به
این صورت که اگر b^j ها را ستونهای ماتریس $B(t)$ در نظر بگیریم، یعنی
داشته باشیم:

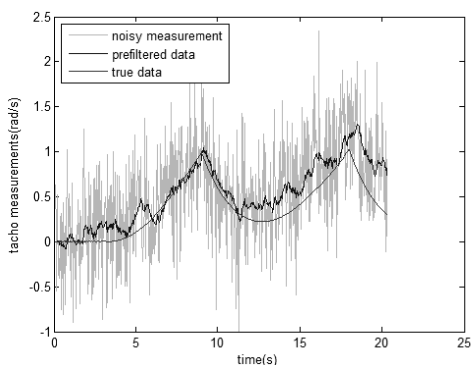
$$B(t) = [b^1(t), \dots, b^m(t)] \quad (59)$$

از رابطه زیر به دست می آید:

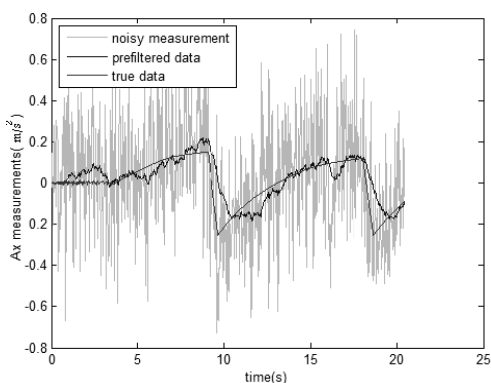
$$K(t) = span_R \left\{ \left(A - \frac{d}{dt} \right)^i b^j : i \in N, j = 1, \dots, m \right\} \quad (60)$$



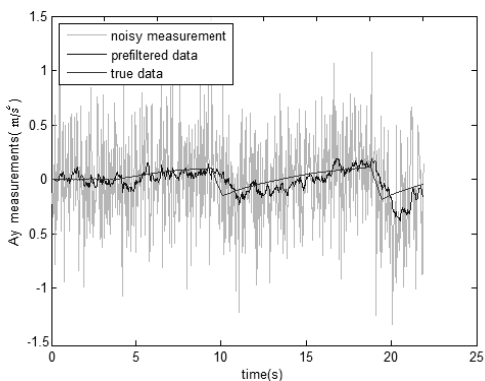
شکل ۶: جریان موتور محرک



شکل ۷: خروجی شبیه‌سازی شده تاکومتر



شکل ۸: خروجی شبیه‌سازی شده شتاب‌سنج راستای X



شکل ۹: خروجی شبیه‌سازی شده شتاب‌سنج راستای Y

$$\dot{\delta}_o^* = r \left[\left(\cos \delta_1 + \frac{L}{2(a+b)} \sin \delta_1 \right) \sin \theta + \frac{b}{a+b} \sin \delta_1 \cos \theta \right] \delta \omega_1 \quad (64)$$

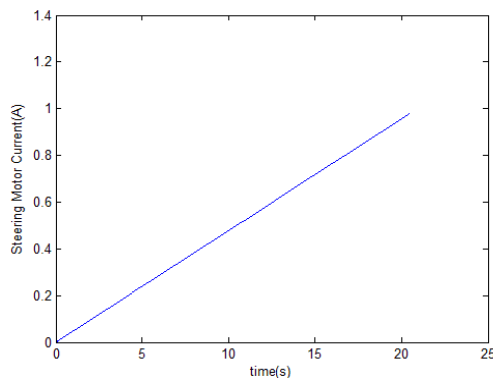
$$+ r \omega_1 \left[\left(\cos \delta_1 + \frac{L}{2(a+b)} \sin \delta_1 \right) \cos \theta - \frac{b}{a+b} \sin \delta_1 \sin \theta \right] \delta \theta.$$

$$\dot{\delta}_{y_a}^* = \delta V_{y_a} \quad (65)$$

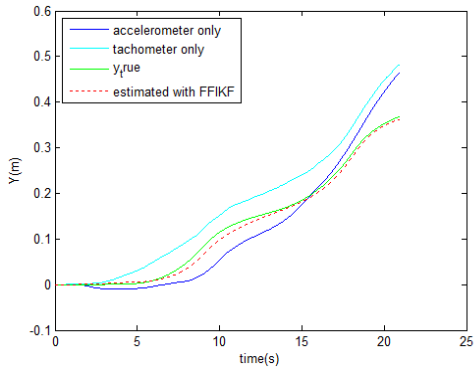
از آنجا که ماتریس \bar{C} به گونه‌ای است که اندازه‌گیری‌ها برای فیلتر کالمن بکار گرفته شده برای زیرسیستم بدست آمده با اندازه‌گیری‌های سیستم اصلی یکسان می‌باشد، در نتیجه قادر خواهیم بود، متغیرهای Z_1, \dots, Z_9 را با استفاده از فیلتر کالمن تخمین بزنیم و سپس با صفر فرض کردن $A_3(t)$ و با استفاده از رابطه‌ای که به وسیله ماتریس $A_2(t)$ بین \dot{Z}_{11} و \dot{Z}_{10} و سایر حالات ایجاد می‌شود، به تقریب هرچند نادرست Z_{11} و Z_{10} بپردازیم. در نهایت به کمک تبدیل معکوس $X = TZ$ متغیرهای حالت اصلی سیستم به دست آورده می‌شوند. در این فرایند مقادیر δy_o و δy_a صحیح نمی‌باشند، لذا برای یافتن مقادیر صحیح این دو خطا با استفاده از روابط (۶۴) و (۶۵) میتوان به محاسبه مقادیر صحیح پرداخت. در ادامه نتایج شبیه‌سازی آورده شده‌اند که کارآیی روش ارائه شده را نشان می‌دهند.

۵- نتایج شبیه‌سازی

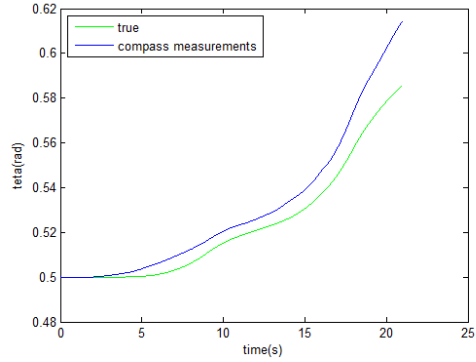
با استفاده از مدل سیستم که از شناسایی به دست آمد، خروجی سنسورها در حین حرکت خودرو با ورودی‌های ولتاژ موتورهای محرک و فرمان مختلف، شبیه‌سازی شده و با استفاده از آنها پیاده‌سازی الگوریتم فیلتر کالمن انجام شده‌است. به‌عنوان مثال ورودی ولتاژ موتور محرک، دندان‌اره‌ای و ورودی ولتاژ موتور فرمان، شیب در نظر گرفته شده‌است که جریان موتورها در شکل‌های (۵) و (۶) نمایش داده شده‌اند، خروجی شبیه‌سازی شده سنسورها در شکل‌های (۷) تا (۱۰) آورده شده‌اند.



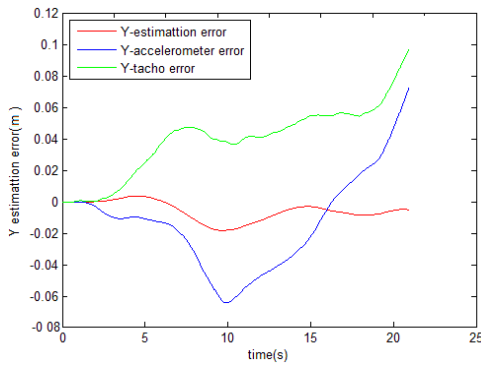
شکل ۵: جریان موتور فرمان



شکل ۱۳: موقعیت در راستای Y

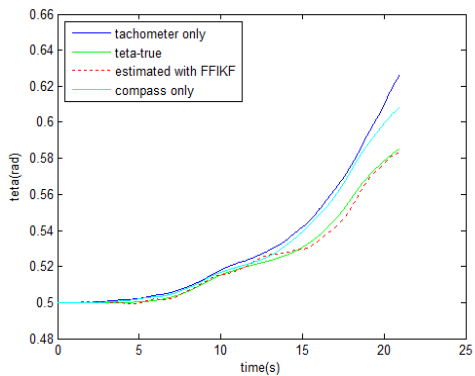


شکل ۱۰: خروجی شبیه‌سازی شده قطب‌نما

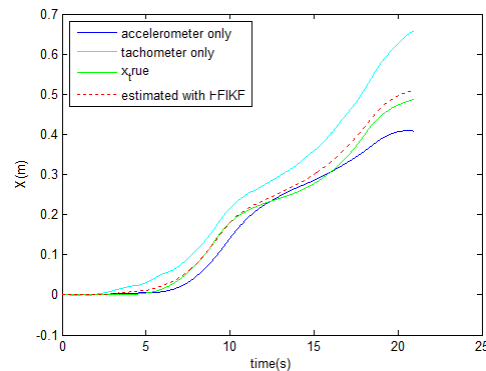


شکل ۱۴: مقایسه خطای موقعیت در راستای Y

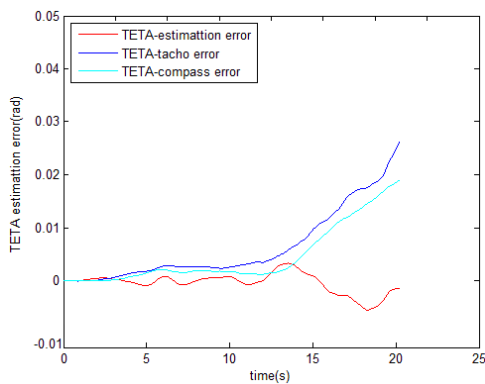
مقایسه موقعیت و زاویه سمت محاسبه شده از داده‌های سنسورها به تنهایی و موقعیت و زاویه سمت تخمین زده شده توسط فیلتر کالمن و موقعیت و زاویه سمت صحیح در شکل‌های (۱۱)، (۱۳) و (۱۵) آورده شده‌اند. همچنین مقایسه خطاهای بین کمیت‌ها برای اندازه‌گیری توسط سنسورها به تنهایی و همجوشی داده‌ها با فیلتر کالمن در شکل‌های (۱۲)، (۱۴) و (۱۶) ارائه شده است.



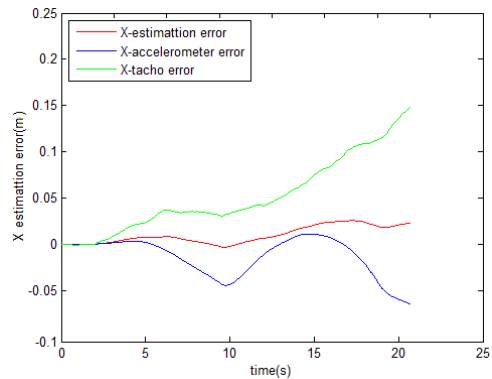
شکل ۱۱: موقعیت در راستای X



شکل ۱۲: مقایسه خطای موقعیت در راستای X



شکل ۱۶: مقایسه خطای زاویه سمت



- [2] Chung, H., Ojeda, L. and Borenstein, J., May 2001, "Sensor Fusion for Mobile Robot Dead-reckoning with a Precision-calibrated Fiber Optic Gyroscope", *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Seoul, Korea, pp. 3588-3593,
- [3] Park, K. and Chung, D., 1996, "Dead Reckoning Navigation of a Mobile Robot Using an Indirect Kalman Filter", *IEEE International Conference on Multisensor Fusion and Integration for Intelligent Systems, Washington-DC*.
- [4] Tarin, C. and Brugger, H., May 1999, "Low Level Sensor Fusion for Autonomous Mobile Robot Navigation", *IEEE Proceedings of the 16th Instrumentation and Measurement Technology Conference*, vol. 3, Venice, pp. 1377-1382.
- [5] Von der Hardt, H. J. and Wolf, D., Dec. 1996, "The Dead Reckoning Localization System of the Wheeled Mobile Robot ROMANE", *IEEE International Conference on Multisensory Fusion and Integration for Intelligent Systems*, Washington-DC, pp. 603-610.
- [6] Sasiadek, J. Z. and Hartana, P., July 2000, "Sensor Data Fusion Using Kalman Filter", *Proc. Third Int'l Conf. Information Fusion*, vol. 2, pp. WED5/19-WED5/25.
- [7] Marron, M. and Garcia, J. C., 2003 "Fusing Odometric and Vision Data with an EKF to Estimate the Absolute Position of an Autonomous Mobile Robot", *IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation*, vol. 1, pp. 591-596.
- [8] Alessandri, A. and Bartolini, G., June 1997, "An Application of The Extended Kalman Filter for Integrated Navigation in Mobile Robotics", *Proceeding of the American Control Conference*, Albuquerque, New Mexico.
- [9] Goel, P. and Stergios and Roumeliotis, I., 1999, "Robot Localization Using Relative and Absolute Position Estimates", *Department of Computer Science Institute for Robotics and Intelligent Systems, University of Southern California*, Los Angeles, CA 90089-078.
- [10] Tarin Sauer, C. and Brugger, H., May 21-23, 2001, "Odometer Error Correction by Sensor Fusion for Autonomous Mobile Robot Navigation", *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, Budapest, Hungary.
- [11] Barshan, B. and Durrant-Whyte, F., July 26-30, 1993, "An Inertial Navigation System for a Mobile Robot", *IEEE International Conference on Intelligent Robotics and Systems*, Yokohama, Japan.
- [12] Vaganay, J. and Aldon, M. J., May 1993, "Mobile Robot Attitude Estimation by Fusion of Inertial

همانطور که در شکلها مشاهده می‌شود، خطای تخمین موقعیت توسط فیلترکالمن در راستای X کمتر از 0.04 متر و در راستای Y کمتر از 0.02 متر می‌باشد، این در حالیست که خطای محاسبه موقعیت از داده‌های شتاب‌سنج، افزایشی و در مدت زمان حدود 20 ثانیه در راستای X حدود 0.1 متر و در راستای Y نیز حدود 0.1 متر می‌باشد. همچنین خطای محاسبه موقعیت از داده‌های تاکومتر نیز افزایشی و در مدت زمان حدود 20 ثانیه در راستای X حدود 0.15 متر و در راستای Y نیز حدود 0.12 متر می‌باشد.

خطای تخمین زاویه سمت توسط فیلترکالمن حدود 0.005 رادیان می‌باشد، این در حالیست که خطای اندازه‌گیری قطب‌نما افزایشی و در 20 ثانیه حدود 0.02 رادیان و همچنین خطای محاسبه زاویه سمت از داده‌های تاکومتر نیز افزایشی و در حدود 0.04 رادیان در 20 ثانیه می‌باشد. نتیجتاً با توجه به نتایج شبیه‌سازی‌ها مشاهده می‌شود که الگوریتم فیلتر کالمن پیشنهادی در کاهش خطای موقعیت‌یابی موثر و کارآمد می‌باشد.

۶- نتیجه‌گیری

در موقعیت‌یابی خودرو، هدف، یافتن موقعیت دقیق وسیله نقلیه با وجود عدم دقت در اندازه‌گیری‌های سنسورها می‌باشد. در این مقاله الگوریتم فیلترکالمن غیرمستقیم با ساختار پیشرو برای یافتن موقعیت دقیق خودرو، شبیه‌سازی شده‌است که از قسمت‌های مهم آن یافتن راه‌حل جدیدی برای بکارگیری فیلترکالمن در سیستم‌های رؤیت‌ناپذیر می‌باشد. همچنین راه‌حلی برای یافتن ماتریس‌های کوواریانس نوزی فرایند و اندازه‌گیری ارائه شده‌است که در پیاده‌سازی عملی مفید خواهد بود. شناسایی سیستم با اعمال ورودیهای مختلف به موتورها، انجام شده‌است و پارامترهای خودرو پارامترهای موتورها با دقت مناسبی شناسایی شده‌اند.

خروجی شتاب‌سنج هم دارای نویز و هم دارای بایاس تصادفی می‌باشد، که با استفاده از فیلترکالمن غیرمستقیم، بایاس تصادفی، حذف و با استفاده از فیلترکالمن مستقیم، دقت اندازه‌گیری شتاب‌سنج افزایش یافته‌است. در نهایت پیاده‌سازی فیلترکالمن غیرمستقیم، در شبیه‌سازی‌ها، به نحو مطلوبی داده‌است.

مراجع

- [1] Zunaidi, I., Kato, N., 2006, "Position System for 4-wheel Mobile Robot: Encoder, Gyro and Accelerometer Data Fusion with Error Model Method", *CMU Journal*, Vol. 5 (1).

- [16] Olsson, H., *Control Systems with Friction*, PhD Dissertation, Lund institute of Technology, 1996.
- [17] Berhanu Bekele, Belayneh., 2007, "time varying linear systems", M.S. Thesis, RWTH University, Akhen, Germany.
- [۱۸] امینیان، آمنه، "موقعیت‌یابی خودرو چهار چرخ خودگردان با بکارگیری همجوشی داده‌ها"، پایان نامه کارشناسی ارشد، شیراز. دانشگاه شیراز. بخش برق و الکترونیک، شهریورماه ۸۷
- Data", *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Atlanta, GA, vol.1, pp.277-282.
- [13] Tsai, C., October 1998, "A Localization System of a Mobile Robot by Fusing Dead-Reckoning and Ultrasonic Measurements", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol.47, NO.5.
- [14] Javid, S., March 2002, "Dynamic Based Motion Control of a Four Wheel Autonomous Ground Vehicle", M.S. Thesis, Shiraz: Shiraz University.
- [15] Armstrong, B. and Helouvy, *Control of Machines with Friction*, Kluwer Academic publishers, 1991.

پایداری سازی سرج در کمپرسور چند طبقه محوری با استفاده از روش PDC بر مبنای مدل فازی T-S

مرتضی منتظری^۱، امیر مسعود قلمزن اصفهانی^۲، امیر حسین دوائی مرکزی^۳

^۱ دانشیار، دانشکده مهندسی مکانیک، دانشگاه علم و صنعت ایران، montazeri@iust.ac.ir

^۲ فارغ التحصیل کارشناسی ارشد مهندسی مکانیک، دانشگاه علم و صنعت ایران، a.ghalamzan@gmail.com

^۳ دانشیار، مهندسی مکانیک، دانشگاه علم و صنعت ایران، markzi@iust.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۸۸/۷/۱۶، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۸۸/۹/۱۰)

چکیده: در این مقاله، پایداری سازی کمپرسور جریان محوری چند طبقه تحت ناپایداری سرج با استفاده از مدل فازی تاکاگی-سوغنو (T-S) و کنترلر توزیع یافته موازی^۱ (PDC) ارائه گردیده است. بدین منظور ابتدا معادلات بقای جرم، اندازه حرکت و انرژی برای هر طبقه از کمپرسور نوشته شده و مدل غیر خطی کمپرسور بدست آورده شده است. نقطه‌ی سرج بدست آمده از این مدل با نقطه‌ی سرج بدست آمده از آزمایشات مطابقت دارد که به مدل ریاضی بدست آمده اعتبار می‌بخشد. در ادامه، بر اساس زیر سیستم‌های خطی، مدل فازی T-S کمپرسور بدست آورده شده است. آنگاه برای مدل T-S، یک کنترلر PDC برای پایداری سازی سیستم حلقه بسته طراحی گردیده که نابرابریهای خطی ماتریسی^۲ لازم برای شرایط پایداری را ارضا می‌نماید. در این مطالعه دبی بیلید (دبی هوای خروجی از شیر کنترل) بعنوان ورودی کنترلی انتخاب گردیده و شبیه سازی حلقه بسته مدل غیر خطی کمپرسور چند طبقه با استفاده از کنترلر PDC در گذر از محدوده کاری ناپایدار سرج انجام گردیده است. نتایج بدست آمده نشان می‌دهد که کمپرسور چند طبقه در گذر از محدوده ناپایدار بوسیله کنترلر PDC طراحی شده پایدار شده است. بعلاوه مقدار دبی خروجی از شیر بیلید بمنظور پایداری سازی سیستم درصد کمی از دبی کل عبوری از کمپرسور می‌باشد که کارآیی روش را در پایداری سازی سیستم نشان می‌دهد.

کلمات کلیدی: کمپرسور محوری، سرج، مدل فازی T-S، پایداری سازی، کنترل توزیع شده موازی PDC

Surge Stabilization in Multi-stage Axial Compressor using PDC Method Based on T-S Fuzzy Model

Abstract: This paper presents the stabilization of surge instability in multi-stage axial compressors using parallel distributed compensation (PDC) method based on Takagi-Sugeno (T-S) fuzzy model. In this study, the conservation equations of mass, momentum and energy are firstly employed for compressor stages to develop a multi-stage compressor nonlinear model. Based on the linear subsystems, a T-S fuzzy model is then constructed for the compressor. In addition, a PDC controller is designed based on the T-S model to stabilize the closed loop system where the LMIs required for the stability conditions are satisfied. Finally, computer simulation of the closed loop nonlinear model integrated with the PDC controller is performed where the compressor bleed is used as the control input. The results obtained show that the multi-stage compressor flow is stabilized through the transition between stable and unstable region. Moreover, the outlet bleed flow for stabilization of the compression system is only a small percentage of the total compressor mass flow, implying the effectiveness and the efficiency of the proposed approach.

Keywords: Axial Compressor – Surge – T-S Fuzzy Model – Stabilization – PDC

^۱Parallel Distributed Compensation

^۲Linear Matrix Inequality

۱- مقدمه

روش خطی سازی پایدار گردیده است [۶-۴]. به علاوه، در گذشته کمپرسورهای گریز از مرکز و کمپرسورهای محوری با طبقات کم با استفاده از روشهای غیر خطی از جمله بک استپینگ^۱ [۷] و کنترل H_{∞} [۸] مورد مطالعه قرار گرفته‌اند، اما مطالعه پایدارسازی کمپرسورهای جریان محوری چند طبقه به علت رفتار غیر خطی شدید و عدم انطباق طبقات نیازمند استفاده از روشهای کنترلی پیشرفته دیگری می‌باشد.

اگر چه در مطالعات گذشته، کنترل سیستم تراکمی تحت سرج با استفاده از روش فازی بر مبنای پایگاه قوانین [۹، ۱۰ و ۱۱] صورت گرفته است، لکن مطالعه‌ای بر مبنای مدل فازی سیستم که مبتنی بر در نظر گرفتن پارامترهای غیر خطی سیستم باشد صورت نپذیرفته است. در این رابطه استفاده از مدل‌های غیرخطی بر مبنای زیر سیستمهای خطی و بکارگیری کنترل فازی بعنوان یکی از روشهای طراحی کنترلی غیر خطی در این مقاله پیشنهاد شده است.

طراحی کنترلی PDC بر اساس یک روند طراحی بر مبنای مدل فازی، با استفاده از روش ارایه شده توسط کانگ و سوگونو [۱۶] آغاز شد. در ابتدا، تحلیل پایداری سیستم کنترلی بیان شده با روش کانگ و سوگونو ارائه نگردید. اما در ادامه، این روش و تحلیل پایداری آن بهبود بخشیده شد [۱۷] و روش توزیع شده موازی [۱۸ و ۱۹] نام گرفت. این روش یک روند طراحی کنترلی فازی بر مبنای مدل تاکاگی-سوگونو (T-S) می‌باشد.

در این مقاله، کنترل فعال سرج با استفاده از روش PDC بر مبنای مدل T-S سیستم تراکمی ارائه گردیده است. بدین منظور، ابتدا با استفاده از قوانین بقای جرم، مومنت و انرژی برای هر طبقه از کمپرسور بعنوان مدل غیر خطی سیستم به دست آورده شده است. سپس مدل T-S سیستم تراکمی تشکیل گردیده و کنترلر با استفاده از روش PDC طراحی شده است. در پایان نتایج حاصل از شبیه‌سازی کمپرسور جریان محوری چند طبقه با اعمال کنترلی PDC ارائه شده و سیستم در گذر از محدوده‌ی ناپایدار، مورد مطالعه قرار گرفته است.

۲- مدل‌سازی ریاضی کمپرسور جریان محوری

چند طبقه

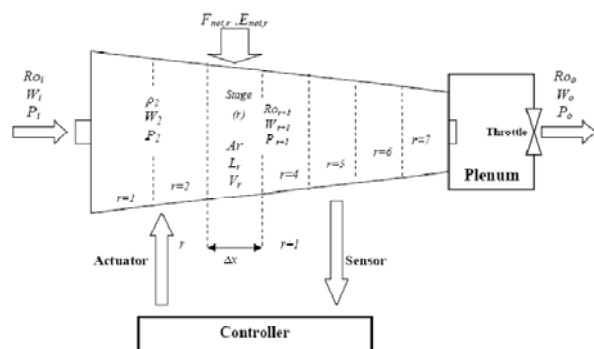
اساس مدل‌سازی ریاضی در به دست آوردن معادلات یک بعدی کمپرسور، به کار بردن معادلات بقای جرم، اندازه حرکت و انرژی می‌باشد. با نوشتن این سه معادله برای هر حجم کنترل (شکل ۱) از کمپرسور داریم:

Continuity Equation:

$$\int_{x_r}^{x_{r+1}} \left(\frac{\partial P}{\partial t} \right) A(x) dx = W_r - W_{r+1} - W_{b_r} \quad (1)$$

ناپایداری سرج^۱ در کمپرسورهای جریان محوری باعث محدود نمودن بازه کاری کمپرسورهای می‌گردد. سرج نوسانات محوری افزایشی دبی جرمی عبوری از کمپرسور می‌باشد [۱]. در گذشته بمنظور اجتناب از ورود کمپرسور به ناحیه ناپایدار، حاشیه‌ی امنی را در نظر گرفته و از ورود به ناحیه ناپایدار جلوگیری می‌نموده‌اند. اما این رویکرد به از دست دادن مقداری از توانایی‌های کمپرسور منجر می‌گردد. لزوم استفاده از کمپرسور جریان محوری در نزدیکی و در ورای نواحی ناپایدار، به دلایل مختلف از جمله نیاز به نسبت فشار بالاتر، منجر به بررسی روشهای مختلف کنترلی به منظور پایدار سازی سیستم تحت این ناپایداریها گردیده است.

اولین بار اپشتین و همکاران [۲] استفاده از کنترل فعال را برای پایدارسازی سیستم تراکمی کمپرسور تحت ناپایداریهای آیرودینامیک مطرح نمودند. از آن پس کنترل فعال کمپرسورها در نواحی ناپایدار جایگاه ویژه‌ای پیدا کرد [۳-۱۵]. مطابق شکل (۱) ایده کنترل فعال بر اساس اندازه‌گیری ناپایداریهای جریان با استفاده از سنسور، فیدبک متغیرهای سیستم، ایجاد ورودی کنترلی توسط کنترلی و اعمال آن به سیستم ناپایدار با استفاده از عملگرهایی بمنظور سرکوب ناپایداریهای جریان می‌باشد، بگونه‌ای که سیستم حلقه بسته به صورت پایدار عمل نماید.



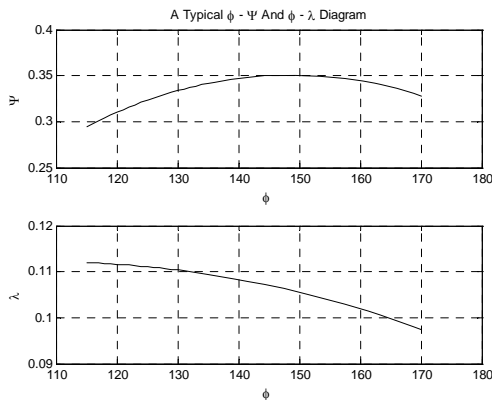
شکل ۱: شماتیک سیستم تراکمی محوری چند طبقه و کنترل فعال

به عبارت دیگر، مسئله مهم در کنترل فعال سرج در کمپرسورهای چند طبقه محوری مسئله تغییر دینامیک سیستم در هنگام عبور از ناحیه پایدار به ناپایدار و بالعکس می‌باشد. ماهیت غیر خطی رفتار کمپرسور برای کارکرد پایدار آن در حوالی ناحیه ناپایدار، استفاده از روشهای غیر خطی را اجتناب ناپذیر نموده است. در نتیجه مسئله‌ی غیر خطی بودن عملکرد کمپرسور یکی از مسائل مهم در زمینه‌ی کنترل فعال سرج می‌باشد. در گذشته بررسی غیر خطی سیستم صورت گرفته است، اما در این بررسی ها، سیستم غیر خطی در یک نقطه‌ی کاری با استفاده از

^۲ Backstepping

^۱ Surge

که علامت + برای متغیرهای شبه دائم آورده شده و ρ چگالی جریان می باشد. F_C و F_M و F_E نیز توابعی از عدد ماخ بوده و زیر نویس T نشان دهنده ی مقادیر در حالت سکون می باشد. L طول هر طبقه، V_r حجم هر طبقه از کمپرسور و T دمای جریان عبوری می باشند. بر این اساس، مدل ریاضی بدست آمده برای یک کمپرسور ۷ طبقه که دارای یک مخزن^۳ و نازل می باشد، یک سیستم غیر خطی از مرتبه ی ۲۴ می شود. با حل این معادلات می توان رفتار حالت آزاد کمپرسور را بررسی نمود. برای مثال با خطی نمودن معادلات در هر نقطه کاری کمپرسور، می توان مقادیر ویژه سیستم را بدست آورده و پایداری سیستم را مورد بررسی قرار داد. از این روش برای بدست آوردن نقطه سرج در کمپرسور استفاده می گردد. مطالعات قبلی نشان می دهد که نقطه سرج بدست آمده از این مدل با نقطه سرج بدست آمده از آزمایشات مطابقت دارد [۲۰] که به مدل ریاضی اعتبار می بخشد.



شکل ۲: منحنی مشخصه مربوط به طبقه اول کمپرسور مورد بررسی

در این تحقیق، برای محاسبه ی نیرو و انرژی وارده به هر طبقه از فرض شبه دائم با بکارگیری منحنیهای حالت دائم طبقات (شکل ۲) که از آزمایش بر روی کمپرسور بدست آمده اند استفاده شده است. همانطور که ملاحظه می گردد، منحنیهای عملکردی طبقات غیر خطی می باشند. این منحنیها عامل اصلی روابط غیر خطی در مدل سازی رفتار دینامیکی جریان کمپرسور می باشد. در این منحنیها ϕ ، λ و ψ عبارتند از:

$$\phi = \frac{W_r \sqrt{\theta_r} \left(\frac{N}{\sqrt{\theta}} \right)_D}{\delta_r \left(\frac{N}{\sqrt{\theta_r}} \right)}, \quad \theta_r = \frac{T_r}{288}, \quad \delta_r = \frac{P_r}{101300} \quad (A)$$

$$\lambda_r(\phi) = \frac{T_{r+1} - T_r \left(\frac{N}{\sqrt{\theta}} \right)_D^2}{T_r \left(\frac{N}{\sqrt{\theta_r}} \right)^2}$$

$$\psi_r(\phi) = \frac{[P_r F_M(M)]_{r+1} - [P_r F_M(M)]_r \left(\frac{N}{\sqrt{\theta}} \right)_D^2}{P_r F_M(M_r) \left(\frac{N}{\sqrt{\theta_r}} \right)^2}$$

^۳Plenum

که P فشار، A سطح مقطع، W دبی جریان و W_b دبی بیلید منظور پایداری سازی کمپرسور، x مختصات در راستای محور کمپرسور و r زیرنویس طبقه ی خاص را مشخص می نماید.

Momentum Equation:

$$\int_{x_r}^{x_{r+1}} \left(\frac{\partial W}{\partial t} \right) dx = (WV_a + P_s A)_r - (WV_a + P_s A)_{r+1} + F_{net,r} \quad (2)$$

که $F_{net,r}$ نیروی وارده به هر طبقه از کمپرسور، V_a سرعت جریان و زیرنویس s نشانگر خواص استاتیک می باشند. نیروی خالص، حاصل از نیروی پره ها، فشار و افت اصطکاکی دیواره ها می باشد.

Energy Conversation Equation:

$$\int_{x_r}^{x_{r+1}} A \frac{\partial}{\partial t} (Pe) dx = (Wh)_r - (Wh)_{r+1} + E_{net,r} \quad (3)$$

که در روابط فوق h آنتالپی، e انرژی جریان و $E_{net,r}$ انرژی خالص محوری ورودی به حجم کنترل می باشند. انرژی خالص محوری منتقل شده به جریان هوای عبوری شامل کار محوری و انتقال حرارت است. در این مدل سازی عدد ماخ در حالت گذرا ثابت و برابر با حالت دائمی در نظر گرفته می شود، در این صورت می توان مقدار عدد ماخ از شرایط دائم را با استفاده از معادله ۴ تعیین نمود:

$$M_{ss} \left[1 + \left(\frac{\gamma - 1}{2} \right) M_{ss}^2 \right]^{\frac{(\gamma+1)}{2(\gamma-1)}} = \left(\frac{W \sqrt{T_{N+2}}}{AP_{T_{N+2}}} \sqrt{\frac{R}{\gamma}} \right)_{ss} \quad (4)$$

که زیر نویس ss نشان دهنده ی مقادیر در حالت دائم و N تعداد طبقات کمپرسور می باشند. علاوه بر γ ، T_r و M بترتیب نسبت حرارت مخصوص، ثابت گازها، دمای جریان و عدد ماخ می باشند. همچنین برای تبدیل معادلات انتگرالی به فرم معادلات دیفرانسیل معمولی از تقریب پارامتر فشرده^۱ استفاده شده است. در این روش فرض می شود که نرخ تغییرات کمیت های عبوری از حجم کنترل ثابت باقی بماند. برای حل معادلات بقا، محاسبه ی نیرو و انرژی وارده به هر طبقه ی کمپرسور احتیاج می باشد. برای محاسبه ی نیرو و انرژی وارده به کمپرسور از فرض شبه دائم^۲ استفاده شده است. در این فرض، نیرو و انرژی در حالت گذرا برابر با جریان حالت پایدار در نظر گرفته می شود. با استفاده از فرض پارامتر فشرده در معادلات پیوستگی،

بقای اندازه حرکت و انرژی، برابر گرفتن عدد ماخ در حالت گذرا با حالت دائم و فرض شبه دائم برای محاسبه نیرو و انرژی، معادلات نهایی سیستم برای هر طبقه کمپرسور بصورت معادلات زیر در خواهند آمد:

$$\frac{d\rho_{T_{r+1}}}{dt} = \frac{1}{V_r F_c (M_{r+1})} (W_r - W_{r+1} - W_b) \quad (5)$$

$$\frac{dW_r}{dt} = \frac{A_{r+1} F_M (M_{r+1})}{L_r} (P_T^+ - P_T)_{r+1} \quad (6)$$

$$\frac{dP_{T_{r+1}}}{dt} = \frac{R\gamma}{V_r F_E (M_{r+1})} [(T_T^+)_{r+1} - (T_T)_{r+1}] W_r \quad (7)$$

^۱Lumped Parameter
^۲Quasi Steady

ترکیب پاسخ همه‌ی زیر سیستم‌های خطی به صورت زیر به دست می‌آید.

$$\dot{X}(t) = \frac{\sum_{i=1}^r w_i(z(t))\{A_i X(t) + B_i U(t)\}}{\sum_{i=1}^r w_i(z(t))} \quad (11)$$

همچنین خروجی نهایی سیستم فازی به صورت زیر بیان می‌گردد.

$$y(t) = \frac{\sum_{i=1}^r w_i(z(t))\{C_i X(t)\}}{\sum_{i=1}^r w_i(z(t))} \quad (12)$$

$$= \sum_{i=1}^r h_i(z(t))\{C_i X(t)\}$$

که در معادلات فوق داریم:

$$Z(t) = [z_1(t), \dots, z_p(t)]$$

$$w_i(z(t)) = \prod_{j=1}^p M_{ij}(z_j(t)) \quad (13)$$

$$h_i(z(t)) = \frac{w_i(z(t))}{\sum_{i=1}^r w_i(z(t))}$$

به طوریکه در هر لحظه، $M_{ij}(z_j(t))$ درجه عضویت Z_j به M_{ij} بوده و روابط زیر برقرار باشد.

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^r w_i(z(t)) > 0 \\ w_i(z(t)) \geq 0 \quad i = 1, 2, \dots, r \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) > 0 \\ h_i(z(t)) \geq 0 \quad i = 1, 2, \dots, r \end{cases}$$

بمنظور تشکیل مدل فازی T-S کمپرسور معادلات سیستم باید به فرم استاندارد $\dot{X} = F(X, t) + U(t)$ بیان گردد. لذا منحنی‌های هر طبقه از کمپرسور با توابع درجه دوم تقریب زده شده و مقدار ماک ثابت در نظر گرفته شده است. با در نظر گرفتن موارد ذکر شده معادلات دینامیکی

کمپرسور به فرم زیر خواهد بود:

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} c_{\rho 1}(x_2 - x_3) \\ (a_{\psi 1} \times Z_{W1} + b_{\psi 1}) \times x_2 - c_{W1} \times x_3 + \dots \\ c_{\psi 1} \times \rho_a + c_{W13} \times P_a \\ \left(Z_{P1} + c_{\lambda 1} + c_{P12} \times \frac{P_a}{\rho_a} - c_{P12} \times Z_{P12} \right) \times x_2 \\ c_{\rho 2}(x_5 - x_8) \\ (a_{\psi 2} \times Z_{W2} + b_{\psi 2}) \times x_5 - c_{W2} \times x_6 + \dots \\ c_{\psi 2} \times x_1 + c_{W23} \times x_3 \\ \vdots \\ (a_{\psi 1} \times Z_{W7} + b_{\psi 7}) \times x_{20} - c_{W7} \times x_{21} + \dots \\ c_{\psi 7} \times x_{15} - c_{W73} \times x_{18} \\ (Z_{P7} + c_{\lambda 7} + c_{P72} \times Z_{P62} - c_{P72} \times Z_{P72}) \times x_{20} \\ c_{\rho N1} \times x_{23} - c_{\rho N2} \times Z_{\rho 8} \times x_{22} \\ c_{WN1} \times x_{21} - c_{WN2} \times x_{24} \\ c_{PN1} \times Z_{\rho 8} \times x_{22} - c_{PN2} \times Z_{\rho 8} \times x_{24} \end{bmatrix} + BU_{b_2}(t) \quad (15)$$

که B ماتریس ورودی می‌باشد. در این مطالعه، دبی هوای خروجی از طبقه دوم کمپرسور U_{b_2} به عنوان ورودی کنترل در نظر گرفته شده است. همچنین پارامترهای غیر خطی Z با زیرنویسهای مربوطه عبارتند از:

که $\left(\frac{N}{\sqrt{\theta}}\right)_D$ پارامتر مربوط به شرایط طراحی می‌باشد. در این حالت، مدل کمپرسور ۷ طبقه محوری با در نظر گرفتن منحنی‌های طبقات به فرم زیر بدست می‌آید:

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} \frac{C_{\rho 1}}{F_c(M_{r+1})} \times (x_2 - x_3) \\ \left([C_{W11} \times \rho_a \times \psi_1(\phi) + C_{W12} \times P_a] \times F_M(M_1) - C_{W13} \times F_M(M_2) \times x_3 \right) \\ \frac{1}{F_c(M_2)} \left[C_{P11} \times \lambda_r + C_{P12} \times (T_r)_a - C_{P13} \times \frac{x_3}{x_1} \right] \times x_2 \\ c_{\rho 2}(x_5 - x_8) \\ [C_{W21} \times x_4 \times \psi_2(\phi) + C_{W22} \times x_3] \times F_M(M_2) - C_{W23} \times F_M(M_3) \times x_6 + U_b \\ \vdots \\ \frac{1}{F_c(M_8)} \left[C_{P71} \times \lambda_7 + C_{P72} \times \frac{x_3}{x_1} - C_{P73} \times \frac{x_{21}}{x_{19}} \right] \times x_2 \\ \left[C_{P71} \times \lambda_7(\phi) + C_{P72} \times \left(\frac{x_{18}}{x_{16}} - \frac{x_{21}}{x_{19}} \right) \right] \times x_{20} \\ C_{\rho N1} \times x_{23} - C_{\rho N2} \times \sqrt{x_{22} \times x_{24}} \\ C_{WN1} \times x_{21} - C_{WN2} \times x_{24} \\ C_{PN1} \times \frac{x_{21} \times x_{23}}{x_{19}} - C_{PN2} \times x_{24} \times \sqrt{\frac{x_{24}}{x_{22}}} \end{bmatrix}_{24 \times 1} \quad (9)$$

که در آن متغیرهای حالت $[x_1 \ x_2 \ x_3 \ \dots \ x_{23} \ x_{24}]^T$ برابر با $[\rho_2 \ W_1 \ P_2 \ \dots \ W_8 \ P_9]^T$ ، ورودی کنترلی U_b دبی هوای خروجی از شیر کنترلی (بیلید) و C با زیرنویسهای مختلف ضرایب ثابتی هستند که با توجه به معادلات ۵ تا ۷ برای هر طبقه بدست می‌آیند.

۳- مدل فازی T-S کمپرسور

در این مقاله، بمنظور پایدارسازی سرج در سیستم تراکمی که دارای دینامیک غیر خطی می‌باشد، مدل فازی T-S کمپرسور ارائه شده است. در این روش، با استفاده از تعدادی دستور اگر-آنگاه فازی، سیستم غیر خطی به صورت محلی، بر اساس رابطه‌ی خطی بین ورودی و خروجی، مدل‌سازی می‌شود. رویکرد اصلی روش مدل‌سازی فازی، استفاده از دینامیک محلی برای هر قانون و ارائه‌ی آن توسط یک مدل خطی می‌باشد. آنگاه مدل کلی از ترکیب زیر مدل‌های خطی سیستم بدست می‌آید. برای مثال، قانون i ام مدل فازی T-S برای سیستم پیوسته به صورت زیر می‌باشد.

اگر $Z_I(t)$ به $M_{iI}(t)$ ، \dots و $Z_P(t)$ به $M_{iP}(t)$ متعلق باشد، آنگاه:

$$\begin{aligned} \dot{X}(t) &= A_i X(t) + B_i u(t) \\ y(t) &= C_i X(t) \quad i = 1, 2, \dots, r \end{aligned} \quad (10)$$

که در آن $M_{ij}(t)$ مجموعه‌ی های فازی و r تعداد قانون‌های مدل می‌باشد $X(t) \in R^n$ بردار فضای حالت، $U(t) \in R^n$ بردار ورودی، $y(t) \in R^q$ بردار خروجی، $A_i \in R^{n \times n}$ ، $B_i \in R^{n \times n}$ و $C_i \in R^{q \times n}$ ماتریسهای سیستم می‌باشند. بعلاوه $(z_1(t), \dots, z_p(t))$ مربوط به پارامترهای غیر خطی سیستم هستند که می‌توانند تابعی از متغیرهای حالت باشند. همانطور که گفته شد، هر سیستم خطی که با معادله (۱۰) نشان داده می‌شود، یک زیر سیستم نام دارد. پاسخ کلی سیستم اصلی از

به توابع عضویت جملات غیر خطی که تابعی از دبی عبوری از کمپرسور و به صورت خطی می‌باشد، با تابع عضویت خطی تقریب زده می‌شود. در اینجا لازم به ذکر است که، تابع عضویت مدل T-S کمپرسور تابعی از دبی عبوری می‌باشد و با توجه به تقریب زدن جملات غیر خطی با یک تابع عضویت، وجود شرایط پایداری لزوماً تضمین کننده‌ی قطعی پایداری سیستم واقعی نمی‌باشد.

۴- طراحی کنترلر با روش PDC

پس از تشکیل مدل فازی T-S از مدل غیر خطی سیستم با دو زیر سیستم به همراه توابع عضویت خطی، حال کنترلر پایدار ساز با استفاده از این روش طراحی می‌گردد. روش PDC یک روند طراحی کنترلر فازی از مدل T-S سیستم را ارائه می‌دهد. در این روش برای هر زیر سیستم خطی، یک کنترلر خطی پایدار ساز در فرم یک قانون کنترلی بصورت زیر در نظر گرفته می‌شود.

Control Rule i :

$$\begin{aligned} & \text{IF } z_1(t) \text{ is } M_{i1} \text{ and } \dots \text{ and } z_r(t) \text{ is } M_{ir}, \\ & \text{THEN } u(t) = F_i(t), \quad i = 1, 2, \dots, r \end{aligned} \quad (18)$$

آنگاه قانون کنترلی کلی به صورت زیر می‌شود:

$$u(t) = \frac{\sum_{i=1}^r w_i(z(t)) F_i x(t)}{\sum_{i=1}^r w_i(z(t))} = - \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) F_i x(t) \quad (19)$$

در روش PDC، ابتدا بهره‌های فیدبک محلی F_i مشخص می‌گردند. این ضرایب بهره علاوه بر اینکه شرایط پایداری محلی^۲ را ارضا می‌نمایند باید شرایط پایداری کلی^۳ را نیز تضمین نمایند. یکسان بودن توابع عضویت و برابر بودن تعداد قوانین فازی، در کنترلر با روش PDC و مدل تاکاگی-سوگنوی سیستم، شرط کلیدی استفاده از این روش می‌باشد.

شرایط پایداری در سیستمهای دینامیکی مشروط به ارضای معادله لیاپانوف می‌باشد. این معادله را می‌توان با یک نابرابری بیان نمود. این شرایط برای سیستمهای فازی بر مبنای مدل، اندکی متفاوت است. در سیستمهای فازی بر مبنای مدل تاکاگی-سوگنو شرایط پایداری منتهی به یک دسته نابرابری ماتریسی می‌گردد. برای سیستمهای فازی، نقطه تعادل سیستم (۱۰) پایدار مجانبی فراگیر است، اگر ماتریس معین مثبت مشترک P وجود داشته باشد که شرایط زیر را ارضا نماید:

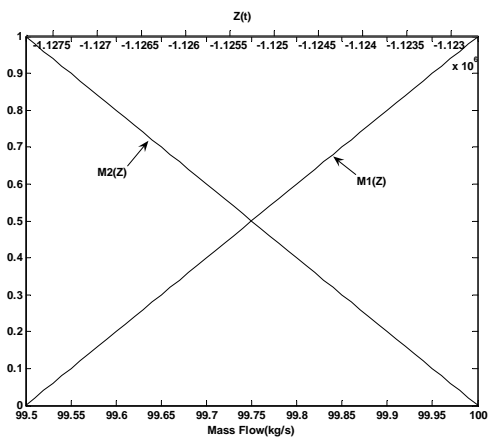
$$A_i^T P + P A_i < 0 \quad i = 1, 2, \dots, r \quad (20)$$

طراحی کنترلر با استفاده از روش PDC به دسته‌ای نابرابری خطی ماتریسی (LMI) منتهی می‌گردد. در واقع چنانچه ماتریس P مشترک برای پایدارسازی زیر سیستمهای مدل فازی T-S بدست آورده شود، کنترلگری طراحی می‌گردد که می‌تواند جریان کمپرسور را تحت

$$\begin{aligned} Z_{W1} &= x_2; Z_{W2} = \frac{x_5}{x_1}; Z_{W3} = \frac{x_8}{x_4}; Z_{W4} = \frac{x_{11}}{x_7}; Z_{W5} = \frac{x_{14}}{x_{10}}; \\ Z_{W6} &= \frac{x_{17}}{x_{13}}; Z_{W7} = \frac{x_{20}}{x_{16}}; Z_{P1} = a_{L1} \times \frac{x_2^2}{\rho_a^2} + b_{L1} \times \frac{x_2}{\rho_a}; \\ Z_{P2} &= a_{L2} \times \frac{x_5^2}{x_1^2} + b_{L2} \times \frac{x_5}{x_1}; Z_{P3} = a_{L3} \times \frac{x_8^2}{x_4^2} + b_{L3} \times \frac{x_8}{x_4}; \\ Z_{P4} &= a_{L4} \times \frac{x_{11}^2}{x_7^2} + b_{L4} \times \frac{x_{11}}{x_7}; Z_{P5} = a_{L5} \times \frac{x_{14}^2}{x_{10}^2} + b_{L5} \times \frac{x_{14}}{x_{10}}; \\ Z_{P6} &= a_{L6} \times \frac{x_{17}^2}{x_{13}^2} + b_{L6} \times \frac{x_{17}}{x_{13}}; Z_{P7} = a_{L7} \times \frac{x_{20}^2}{x_{16}^2} + b_{L7} \times \frac{x_{20}}{x_{16}}; \\ Z_{P12} &= \frac{x_3}{x_1}; Z_{P22} = \frac{x_6}{x_4}; Z_{P32} = \frac{x_9}{x_7}; Z_{P42} = \frac{x_{12}}{x_{10}}; \\ Z_{P52} &= \frac{x_{15}}{x_{13}}; Z_{P62} = \frac{x_{18}}{x_{16}}; Z_{P72} = \frac{x_{21}}{x_{19}}; Z_{P8} = \sqrt{\frac{x_{24}}{x_{22}}}; \end{aligned} \quad (16)$$

با در نظر گرفتن جملات غیر خطی و توابع عضویت مربوط به آنها، تعداد توابع عضویت و در نتیجه تعداد قوانین فازی و زیر سیستم‌های مورد نیاز بیان کننده‌ی رفتار سیستم بالغ بر ۲۰ عدد می‌گردد. بدلیل تعداد زیاد جملات غیر خطی از تقریب محلی در تقسیمات فضای فازی^۱ استفاده شده است. لذا مدل T-S سیستم تراکمی ۷ طبقه‌ی مورد بحث، با در نظر گرفتن دو زیر سیستم خطی در نقاط کاری ۹۹/۵ و ۱۰۰ کیلوگرم بر ثانیه بیان می‌گردد. برای بدست آوردن تابع عضویت Z_{P1} ، جمله غیر خطی را در ناحیه بین دو خط با ضریب زاویه b_1 و b_2 بصورت زیر در نظر می‌گیریم:

$$\begin{aligned} Z_{P1}(t) &= \frac{\frac{a_{L1}}{\rho_a^2} \times x_2^2 + \frac{b_{L1}}{\rho_a} \times x_2}{\frac{a_{L1}}{\rho_a^2} \times x_2^2 + \frac{b_{L1}}{\rho_a} \times x_2} \\ Z_{P1}(t) &= \left(\sum_{i=1}^2 M_i(Z_{P1}(t)) b_i \right) x_2(t), \\ M_1(Z_{P1}(t)) + M_2(Z_{P1}(t)) &= 1 \\ M_2(Z_{P1}(t)) &= \frac{1}{(b_1 - b_2)} \left(\frac{Z_{P1}(t)}{\sqrt{Z_{P1}(t) + 7.24 \times 10^9 + 136.04}} - b_1 \right) \end{aligned} \quad (17)$$



شکل ۳: تابع عضویت خطی مدل فازی تاکاگی-سوگنو کمپرسور چند طبقه تابع عضویت مورد نظر در شکل ۳ رسم گردیده است. همانطور که در شکل مشاهده می‌گردد، رفتار جملات غیر خطی سیستم با توجه

^۱Local Stability

^۲General Stability

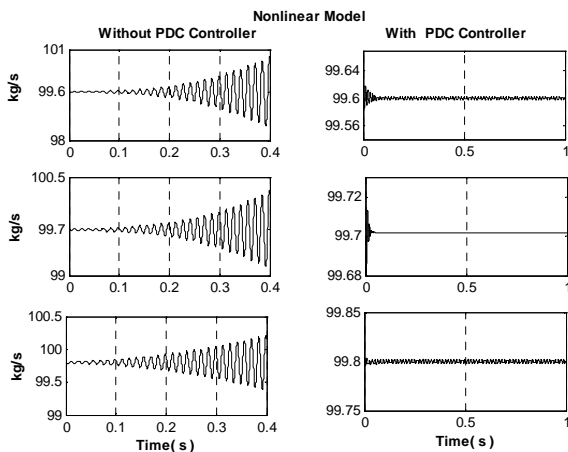
^۱Local Approximation in Fuzzy Partition Spaces

ای که نقطه سرج بدست آمده از انجام آزمایش دارای دبی حالت پایای ۹۹/۹ کیلوگرم بر ثانیه می‌باشد [۲۰]. این تطابق به مدل غیر خطی مورد استفاده در این تحقیق اعتبار می‌بخشد.

ب- پایدار سازی سرج در نقاط ناپایدار

همانطور که در قسمتهای قبل توضیح داده شد، در این تحقیق، بمنظور طراحی کنترلر برای پایدارسازی کمپرسور چند طبقه تحت ناپایداری سرج، روش PDC ارائه گردیده است. بدین منظور ابتدا برای ناحیه عملکردی کمپرسور بین دو نقطه شروع سرج و بعد از سرج یعنی نقاط ۹۹/۸۵ کیلوگرم بر ثانیه و ۹۹/۵ کیلوگرم بر ثانیه یک مدل فازی T-S مطابق آنچه توضیح داده شد بدست آورده شده است. آنگاه برای هر زیر سیستم خطی در دو نقطه مورد نظر کنترلر بهینه با روش LQR طراحی گردید. سپس با استفاده از الگوریتم نیمروفسکی [۲۱] ماتریس P بدست آورده شد که شرایط پایداری مدل فازی T-S را در ناحیه مورد نظر ارضا نماید. بدین ترتیب، یک کنترلر فازی بر اساس روش PDC طراحی گردید که سیستم غیر خطی را در ناحیه مورد نظر پایدار می‌نماید.

شکل (۴) نتایج شبیه سازی دبی عبوری از کمپرسور ۷ طبقه را در نقاط مختلف عملکردی در ناحیه سرج (ناحیه ناپایدار) نشان می‌دهد. همانطور که در این شکل دیده می‌شود، پاسخ زمانی جریان کمپرسور بدون کنترل فعال در این ناحیه دارای واگرایی (ناپایداری) می‌باشد. لکن پس از اعمال کنترل فعال سرج، کنترلر PDC طراحی شده قادر است در نقاط عملکردی ۹۹/۶، ۹۹/۷ و ۹۹/۸ کیلوگرم بر ثانیه کمپرسور را پایدار نماید. این نتایج نشان می‌دهد که کنترلر فازی طراحی شده بر اساس زیر سیستمهای خطی کاملاً موثر بوده و سیستم غیر خطی را پایدار نموده است.



شکل ۴: دبی عبوری از کمپرسور (مدل غیر خطی) با کنترلر PDC (سمت راست) و بدون کنترلر (سمت چپ)، از بالا به پایین برترتیب در نقاط عملکردی ۹۹/۶، ۹۹/۷ و ۹۹/۸ کیلوگرم بر ثانیه

همچنین پاسخ سیستم حلقه بسته مدل T-S با کنترلر PDC در نقاط عملکردی ۹۹/۶، ۹۹/۷ و ۹۹/۸ کیلوگرم بر ثانیه در شکل (۵) نشان داده

ناپایداری سرج پایدار نماید. عبارت دیگر در اینجا طراحی کنترلر برای سیستم پیوسته منجر به مسئله‌ی تعیین ضرایب بهره‌ی فیدبک F_i برای هر زیر سیستم با مدل تاکاگی-سوگنو می‌گردد. در این حالت با در نظر گرفتن $G_{ij} = A_i - B_i F_j$ ، سیستم کنترلی حلقه بسته با مدل فازی تاکاگی-سوگنو پایدار مجانبی فراگیر می‌باشد، اگر یک ماتریس معین مثبت P وجود داشته باشد که شرایط زیر را ارضا نماید:

$$G_{ii}^T P + P G_{ii} < 0$$

$$\left(\frac{G_{ij} + G_{ji}}{2}\right)^T P + P \left(\frac{G_{ij} + G_{ji}}{2}\right) \leq 0, \quad (21)$$

$$i < j \text{ s.t. } h_i \cap h_j \neq \emptyset$$

به منظور طراحی کنترلر با روش نابرابری ماتریسی، ضریب بهره‌ی هر قانون فازی با توجه به نابرابری فوق در حضور ماتریس مشترک معین مثبت P مورد محاسبه قرار گرفته است. در کمپرسور مورد مطالعه، دبی شروع ناپایداری کمپرسور مورد بررسی ۹۹/۹ کیلوگرم بر ثانیه می‌باشد [۲۰]. با توجه به این موضوع، گذر کمپرسور از میان محدوده‌ی ناپایدار بین ۹۹/۵ و ۱۰۰ کیلوگرم بر ثانیه با استفاده از شیر بیلید در طبقه ۲ در این مقاله مورد بررسی قرار گرفته است. بدین منظور، از الگوریتم عددی برای بدست آوردن ماتریس معین مثبت و ضریب بهره که نامعادلات شرایط پایداری سیستم را ارضا کند استفاده گردیده تا شرایط پایداری سیستم فازی مطرح شده ایجاد شود.

۵- تحلیل نتایج

بمنظور بررسی و ارزیابی روش مدلسازی و طراحی کنترلر ارائه شده در این مقاله، روش ارائه شده بر روی یک کمپرسور جریان محوری ۷ طبقه اعمال گردید که نتایج آن در این قسمت ارائه می‌گردد. نتایج حاصل از این مطالعه در سه بخش زیر ارائه می‌گردد:

الف- تخمین نقطه سرج توسط مدل و مقایسه با نتایج آزمایش

ب- پایدارسازی سرج در کمپرسور در نقاط عملکردی با استفاده از

کنترلر PDC

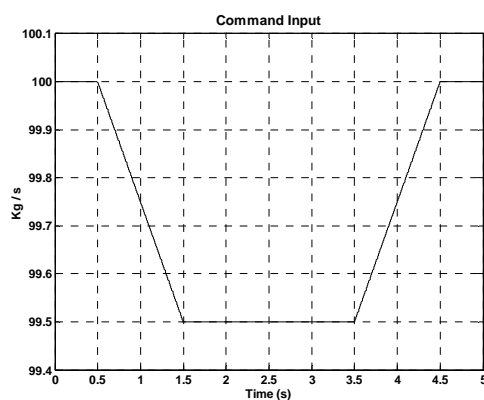
ج- پایدارسازی سرج در کمپرسور در هنگام گذر از ناحیه پایدار به

ناپایدار و بالعکس

الف- تخمین نقطه سرج

مدل ریاضی بدست آورده شده در این مطالعه برای تخمین نقطه سرج مورد استفاده قرار گرفت. نتیجه شبیه‌سازی مدل غیر خطی نشان می‌دهد که کمپرسور در نقاط با دبی حالت پایای بالاتر از ۹۹/۸۵ کیلوگرم بر ثانیه پایدار و برای نقاط عملکردی با دبی حالت پایای کمتر از ۹۹/۸۵ کیلوگرم بر ثانیه ناپایدار می‌باشد. عبارت دیگر نقطه سرج این کمپرسور دارای عملکرد حالت پایای با دبی ۹۹/۸۵ کیلوگرم بر ثانیه متناظر با دیگر متغیرهای حالت پایا شامل فشار و چگالی در هر طبقه می‌باشد. نقطه سرج بدست آمده از شبیه‌سازی مدل غیر خطی مطابق با نتایج حاصل از انجام آزمایشات عملی بر روی این کمپرسور می‌باشد بگونه-

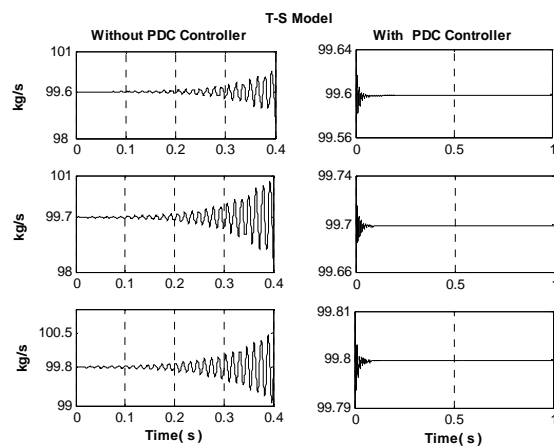
مطالعه قرار نگرفته است، این است که کنترل فعال باشد کمپرسور را در هنگام عبور در ناحیه سرج پایدار نماید. این یک ویژگی علاوه بر پایدارسازی کمپرسور در تک تک نقاط عملکردی است که در قسمت (ب) ارائه گردید. بدین منظور شبیه‌سازی کمپرسور در هنگام گذر از ناحیه پایدار به ناحیه ناپایدار و بالعکس انجام گردیده است. برای شبیه‌سازی مسئله گذر، تابع ورودی شکل (۷) مورد استفاده قرار گرفته است. همانطور که در این شکل دیده می‌شود، فرمان صادره به سیستم کنترل حاکی از آن است که کمپرسور از نقطه عملکرد ۱۰۰ کیلوگرم بر ثانیه (نقطه پایدار) شروع به حرکت نموده و با یک تابع شیب به نقطه عملکردی ۹۹.۵ کیلوگرم بر ثانیه (نقطه ناپایدار) رسیده و پس از توقف ۲ ثانیه‌ای در ناحیه سرج مجدداً با یک تابع شیب مثبت به ناحیه پایدار برگردد.



شکل ۷: دستور ورودی سیستم تراکمی محوری طبقه ۷ با کنترلر PDC

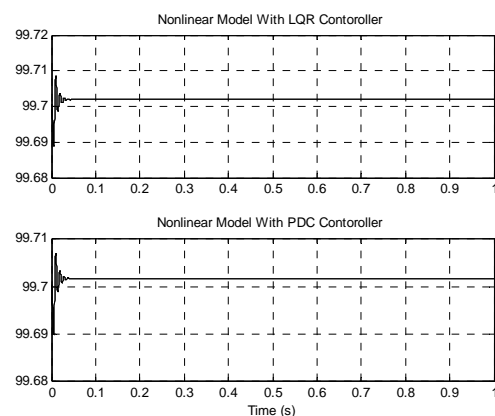
نتایج شبیه‌سازی کمپرسور با مدل غیر خطی و کنترلر طراحی شده در هنگام گذر در شکلهای (۸) تا (۱۰) ارائه شده است. همانطور که در این شکل دیده می‌شود کنترلر فازی طراحی شده (بر اساس زیر-سیستمهای خطی) قادر است به خوبی کمپرسور را در هنگام گذر از ناحیه سرج و بازگشت به ناحیه پایدار کنترل نموده و ناپایداریهای جریان را پایدار نماید. نکته مهم در این طراحی این است که، همانطور که در شکل (۱۱) نشان داده شده است، دبی بیلید که برای کنترل ناپایداری مورد استفاده قرار گرفته است تنها در صد بسیار کوچکی از دبی عبوری از کمپرسور می‌باشد. این یکی از شرایط مهم در بکارگیری کنترلر فعال سرج است که در این طراحی ارضا گردیده است.

شده است. مقایسه پاسخ مدل غیر خطی (شکل (۴)) و مدل T-S (شکل (۵)) نشان می‌دهد که مدل T-S با دقت خوبی رفتار مدل غیر خطی را بیان می‌کند.



شکل ۵: دبی عبوری از کمپرسور (مدل T-S) با کنترلر PDC (سمت راست) و بدون کنترلر (سمت چپ)، از بالا به پایین بترتیب در نقاط عملکردی ۹۹/۶، ۹۹/۷ و ۹۹/۸ کیلوگرم بر ثانیه

علاوه بر آن، به منظور مقایسه روش ارایه شده در این تحقیق با روش خطی سازی در تحقیقات قبلی [۲]، نتایج شبیه‌سازی کمپرسور با کنترلر PDC با کنترلر LQR در نقطه عملکردی ۹۹/۷ کیلوگرم بر ثانیه در شکل (۶) ارائه شده است. همانطور که ملاحظه می‌گردد، کنترلر PDC توانسته است در نقطه عملکردی ۹۹/۷ کیلوگرم بر ثانیه که بین نقاط زیر سیستم های مدل T-S قرار دارد، بخوبی یک کنترلر LQR که در همان نقطه طراحی شده است کمپرسور را پایدار نماید.

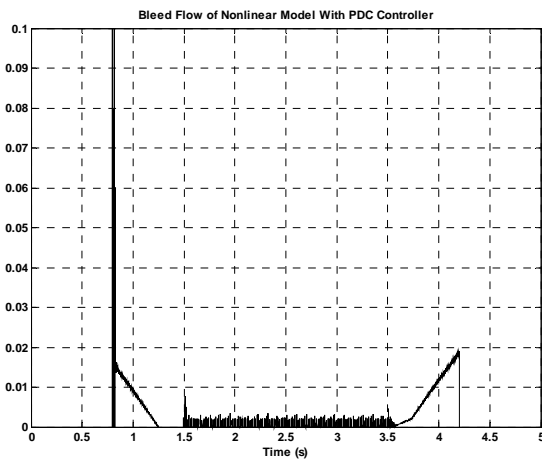


شکل ۶: دبی عبوری کمپرسور با کنترلر PDC (بالا) و با کنترلر LQR (پایین)، در نقطه عملکردی ۹۹/۷ کیلوگرم بر ثانیه

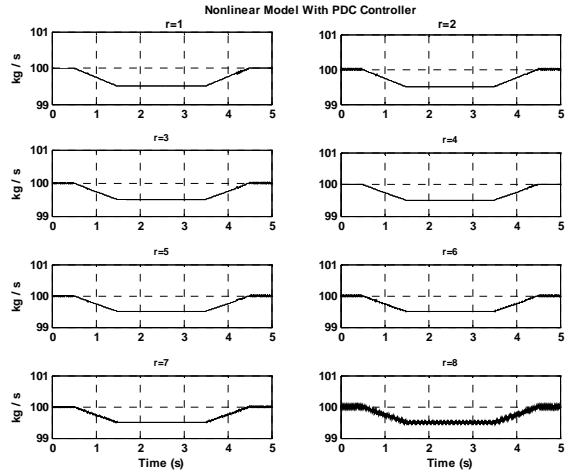
ج- پایدار سازی کمپرسور در هنگام گذر از ناحیه

سرج

همانطور که در مقدمه مقاله ذکر گردید یکی از مسائل مهم در طراحی سیستم کنترل فعال سرج در کمپرسور جریان محوری که تا کنون مورد



شکل ۱۱: دبی خروجی از شیر کنترلی، سیستم غیر خطی حلقه بسته با کنترلر PDC در حالت گذر



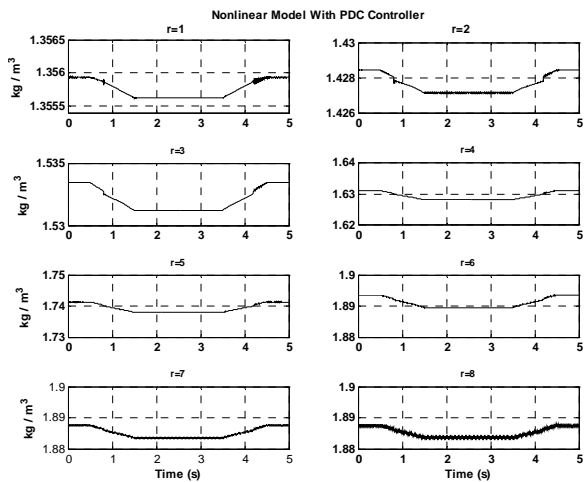
شکل ۸: دبی عبوری سیستم غیر خطی حلقه بسته با کنترلر PDC در حالت گذر

۶- نتیجه گیری و جمع بندی

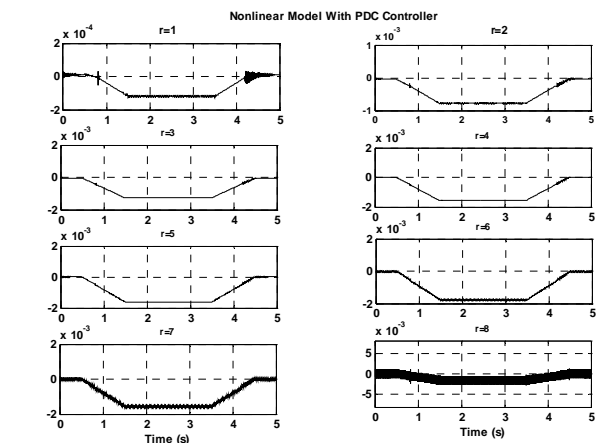
در این مقاله، کنترل فعال سرج در کمپرسور چند طبقه جریان محوری با استفاده از کنترلر PDC بر مبنای مدل فازی T-S ارائه گردیده است. بدین منظور، ابتدا یک مدل فازی T-S برای کمپرسور بدست آورده شد. آنگاه برای مدل T-S، یک کنترلر PDC برای پایدارسازی سیستم حلقه بسته طراحی گردیده که نابرابریهای خطی ماتریسی لازم برای شرایط پایداری را ارضا می نماید.

در این مطالعه، گذر سیستم تراکمی از ناحیهی سرج مورد بررسی قرار گرفته است. در این رابطه، کنترل ناپایداری سرج در کمپرسور با مدل غیر خطی منجر به مسئلهی عملی عبور کمپرسور از ناحیهی پایدار به ناپایدار و بالعکس می گردد. نتایج بدست آمده از شبیه سازی مدل غیر خطی کمپرسور ۷ طبقه جریان محوری با کنترلر PDC، حاکی از عملکرد پایدار با تلاش کنترلی مناسب در پایدارسازی سرج در این کمپرسور می باشد.

همچنین مدل T-S سیستم تراکمی با کنترلر PDC مورد شبیه سازی قرار گرفته است. شبیه سازی سیستم حلقه بسته غیر خطی و مدل فازی T-S با کنترلر PDC نتایجی نزدیک دارند، که این نشان دهنده دقت خوب مدل فازی T-S می باشد. عدم بررسی ارضای غیر خطی ناحیه ای^۱ در برخی جملات غیر خطی و تقریب زدن آنها دلیل اصلی تفاوت پاسخ زمانی سیستم حلقه بسته غیر خطی و سیستم حلقه بسته با مدل T-S می باشد. اما نزدیکی نتایج شبیه سازی مدل غیر خطی و مدل T-S، دقت خوب استفاده از تقریب محلی در تقسیمات فضای فازی را نشان می دهد. در این مطالعه محدودیت شیر بیلید برای خروج دبی بر روی کنترلر اعمال گردیده است. بدین معنی که شیر کنترلی فقط اجازه ی



شکل ۹: چگالی جریان عبوری از سیستم غیر خطی حلقه بسته با کنترلر PDC در حالت گذر



شکل ۱۰: تغییرات فشار مدل غیر خطی حلقه بسته با کنترلر PDC در حالت گذر

^۱Sector Nonlinearity

- [10] Al-Mawali, S. Jie Zhang, "A novel fuzzy logic control strategy for compressor surge control using a variable area throttle", Intelligent Control, ISIC 2007. IEEE 22nd International symposium on, 2007.
- [11] Boutamin B., Belarbi K., "A fuzzy control of the instabilities of an axial flow compressor" International Journal of Information and Systems Science Volume 1, Number 1, Page15-24, 2007
- [12] Liaw, D.-C., Ren, S.M., Chang, S.-T., "A feedback linearization design for compressor's surge control", Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology, art. no. 4608335, 2008
- [13] Chi, J.N.a c d , Paduano, J.D.b e, "New concepts for active control of rotating stall and surge", Proceedings of the American Control Conference, art. no. 4586856, pp. 2435-2442, 2008
- [14] Bartolini, G., Muntoni, A., Pisano, A., Usai, E., "Compressor surge active control via throttle and CCV actuators. A second-order sliding mode approach", IEEE 10th International Workshop on Variable Structure Systems, VSS'08, art. no. 4570720, pp. 274-279, 2008
- [15] Bohagen, B.a , Gravdahl, J.T. "Active surge control of compression system using drive torque", Automatica, 44 (4), pp. 1135-1140, 2008
- [16] M. Sugeno and G. T. Kang, "Fuzzy Modeling and Control of Multilayer Incinerator", Fuzzy Sets Syst., No. 18, pp. 329_346, Z1986.
- [17] K. Tanaka and M. Sugeno, "Stability Analysis and Design of Fuzzy Control Systems", Fuzzy Sets Syst., Vol. 45, No. 2, pp. 135_156, 1992.
- [18] H. O. Wang, K. Tanaka, and M. F. Griffin, "Parallel Distributed Compensation of Nonlinear Systems by Takagi-Sugeno Fuzzy Model", FUZZ-IEEE/IFES', 1995.
- [19] H. O. Wang, K. Tanaka, and M. F. Griffin, "an Analytical Framework of Fuzzy Modeling and Control of Nonlinear Systems: Stability and Design Issues", American Control Conference, Seattle, 1995.
- [20] Montazeri-Gh. M., D. J. Allerton and E. L. Elder, "Simulation of nonlinear one-dimensional modeling for surge prediction with the application of active surge control", ESS94, European Simulation Symposium, October 1994, Vol 2, pp.191-195
- [21] Nesterov, Yu, and A. Nemirovski, "Interior Point Polynomial Methods in Convex Programming: Theory and Applications", SIAM, Philadelphia
- خروج دبی از کمپرسور می‌دهد و بدلیل فشار بالاتر کمپرسور از محیط، هیچ دبی نمی‌تواند از شیر کنترلی وارد کمپرسور گردد. در مطالعات آینده می‌توان شرایط ارضای غیر خطی ناحیه‌ای، محدودیت‌های اشباع در مقدار باز شدن شیر، دبی عبوری از شیر و نیز نرخ تغییر دبی عبوری را بر روی کنترلر مورد بررسی قرار داد.

مراجع

- [1] Emmons, H. W., Pearson, C. E., and Grant, H. P., "Compressor surge and stall Propagation", Transactions of the ASME, 1955.
- [2] Epstein, A. H., Williams, J. E. F., and Greitzer, E. M., "Active suppression of aerodynamic instabilities in turbomachines", Journal of Propulsion and Power, Vol. 5, pp. 204-211, Mar.-Apr. 1989.
- [3] Strazisar, A. J., Bright, M. M., Thorp, S., Culley, D. E., and Suder, K. L., "Compressor stall control through end-wall recirculation", ASME Turbo Expo, Vol. 5 A, 2004.
- [4] Montazeri-Gh. M., D.J.Allerton and E.L.Elder "Active control of surge in An Aircraft compressor", UKACC International Conference on CONTROL, Exeter, UK, 1996
- [5] Montazeri-Gh, M., Allerton, D. J., Elder, R. L "Actuator placement for active surge control in a multi-stage compressor", Proceedings of International Gas Turbine and Aeroengine Congress & Exhibition, Birmingham, UK, ASME, 96-GT-241, 1996.
- [6] M. Montazeri A. M. Ghalamzan, "Active stabilization of surge in axial flow compressor using optimal LQR control approach", the 7th Iranian Aerospace Society Conference, , Sharif University of Technology, Feb. 2008.
- [7] Krstic, M.,Protz, J.M.,Paduano, J.D., Kokotovic, P.V. "Backstepping designs for jet engine stall and surge control", In Proceedings ofthe35th conference on decision and control, pp. 3049–3055, New Orleans, 1995.
- [8] Weigl,H.J., Paduano,J.D. "Application of H_{∞} control with eigenvalue perturbations to stabilize a transonic compressor", In Proceedings of the international conference on control applications, pp. 691–698, Hartford, 1997.
- [9] Laderman, M., Greatrix,D., Liu, G. "Fuzzy logic control of surge in a jet engine model", In The 13th propulsion symposium, 50th CASI annual conference, Montreal, 2003.

مدلسازی غیر خطی و شبیه سازی سیستم تصمیم گیر بهینه ECU خودروی گاز سوز

حمید خالوزاده^۱، سید فرشید قائم مقامی^۲

^۱دانشیار گروه کنترل دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، h_khaloozadeh@kntu.ac.ir

^۲کارشناسی ارشد الکترونیک دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، ghaemmaghmi@ee.kntu.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۸۸/۷/۴، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۸۸/۹/۲)

چکیده: در این مقاله ابتدا مدلسازی غیر خطی در مرحله مکش و دریچه ورودی هوا (تراتل)، مرحله تراکم و مرحله احتراق برای یک خودروی بنزین سوز انجام شده است. سپس تفاوت خودروی بنزین سوز با خودروی گاز سوز مطرح گردیده است. مدل پدیده جریان برگشتی در حالت گاز سوز با مدل خودروی بنزین سوز ترکیب شده است. حالت استارت سرد، نرمال و حرکت شتاب دار به عنوان سه مرحله مهم در این تحقیق مورد بحث قرار گرفته است. با استفاده از مدل های آلاینده گی خودرو و بازده و تعریف تابع هزینه مناسب و نیز استفاده از روشهای نوین در ترکیب اطلاعات، مقادیر بهینه آوانس زمان جرعه زنی و نسبت هوا به سوخت از طریق روش های بهینه یابی محاسبه گردیده است. همچنین در این مقاله از یک کنترل کننده فازی برای تشخیص حرکت شتاب دار و نرمال برای خودرو استفاده شده است. سیستم تصمیم گیر فازی، مقادیر بهینه استخراج شده متناظر با هر مرحله را جاگذاری نموده و موجب کمینه شدن آلاینده گی و بیشینه نمودن راندمان خودرو در هر مرحله می گردد.

کلمات کلیدی: خودروی دو گانه سوز، بهینه سازی، ترکیب اطلاعات، مدل های آلاینده گی و کارایی، کاهش مصرف سوخت، جریان برگشتی و آوانس جرعه

Nonlinear Modeling and Simulation of Optimal Decision Making for the ECU of Gasoline Automotive

Abstract: This paper presents nonlinear modeling for Intake Manifold, Throttle, Compression and Combustion for a gasoline automotive. The differences of this automotive between gaseous automotive and gasoline automotive is discussed. The Backflow model in gaseous state is combined to gasoline automotive model. Cold start, normal, and acceleration as three important stages are discussed in this research. Using pollution and efficiency models and defining a proper cost function, the optimal values of spark times advanced and air to fuel ratios are computed via numerical optimization method. Also in this paper a fuzzy controller is used for recognizing of acceleration and normal stages. The optimal values of spark times advanced and air to fuel ratios are considered corresponding to each stage.

Keywords: Dual Fuel Automotive Model, Optimization, Data Fusion, Pollution and Efficiency Models, Fuel Consumption Reduction, Backflow, Spark Advanced.

مدل یک خودرو، استفاده از توربوشارژر و افزایش بازده [1]، بالا بردن بازده حجمی توسط ابزارهایی نظیر توربوشارژر و طراحی یک روینگر [2]، تخمین نسبت هوا به سوخت واقعی (A/F) که در سیلندر سوخته است، از روی دما و سنسور میل لنگ^۱، کنترل و تغییر زمان جرعه زنی، کم کردن هیدروکربن های سوخته در خروجی اگزوز [3]، افزایش توان و بازده از روی جداول موجود در داخل ECU [4]، برای استفاده از انرژی های پاک کنترل کننده فازی برای کنترل آلاینده گی یک خودروی هایبرید استفاده شده است [5]. در ضمن در [6] طراحی و ساخت میکروکنترلی سیستم جرعه زنی خودروی هایبرید با هدف

۱. مقدمه

امروزه گاز طبیعی استفاده های وسیعی در صنعت و حمل و نقل دارد، از جمله کاربردهای فراوان آن به استفاده در خودروها به عنوان سوخت جایگزین می توان اشاره کرد. از همان ابتدا که اتومبیل به صورت چرخه اتو اختراع گردید بحث مصرف گاز به جای سوخت های مایع مطرح بوده است. ایران با توجه به تولید بالای خودرو در داخل و مصرف روز افزون آن با مشکل ترافیک و آلودگی هوا و مصرف بیش از حد بنزین روبرو شده است.

خودرو از بخش های مختلفی تشکیل شده که روی هر بخش از آن چندین کار متنوع ارائه گردیده است. به عنوان مثال شناسایی و بهبود

^۱ Crank Shaft

$$g(P_m) = -\frac{2}{P_m} \sqrt{P_m P_{amb} - P_{amb}^2}; \text{if } P_{amb} \leq P_m$$

$$g(P_m) = 1; \text{if } P_m \geq 2P_{amb}$$

\dot{m}_{ai} میزان دبی جرمی هوای وارد شده در واحد زمان به داخل مانیفولد

مکش می باشد که بر حسب $\left(\frac{g}{s}\right)$ می باشد، θ زاویه دریچه ورود هوا بر حسب درجه می باشد، P_m فشار مانیفولد مکش بر حسب (bar) می باشد، P_{amb} فشار هوای محیط بر حسب (bar) می باشد. به کمک [12-13] معادله زیر میزان دبی جرمی هوای خارج شده در واحد زمان از مانیفولد مکش به سمت هر سیلندر موتور محاسبه می گردد. در این میان تنها سنسوری که به مجموعه اضافه می شود، سنسور دور موتور است.

$$\dot{P}_m = \frac{RT}{V_m} (\dot{m}_{ai} - \dot{m}_{ao}) \quad (2)$$

معادله بالا از قانون طبیعی گازها به دست آمده است. در این معادله R ثابت عمومی گازها می باشد، T دمای هوای محیط بر حسب درجه کلوین می باشد، V_m حجم مانیفولد بر حسب متر مکعب می باشد، \dot{m}_{ao} میزان دبی جرمی هوای خارج شده در واحد زمان از مانیفولد مکش می باشد که بر حسب $\left(\frac{g}{s}\right)$ می باشد، \dot{P}_m آهنگ تغییر فشار داخل مانیفولد بر حسب $\left(\frac{bar}{s}\right)$ می باشد.

در معادله زیر که از روش های تجربی استخراج گردیده است، میزان دبی جرمی هوای خارج شده در واحد زمان از مانیفولد مکش از روی پارامترهای فشار هوای مانیفولد مکش و دور موتور خودرو استفاده شده است.

$$\dot{m}_{ao} = -0.366 + 0.08979NP_m - 0.0337NP_m^2 + 0.0001N^2P_m \quad (3)$$

در معادله بالا N بیانگر دور موتور خودرو بر حسب $\left(\frac{rad}{s}\right)$ می باشد و سایر پارامترها نیز در بالا ذکر گردیده است. از روی زاویه دریچه ورود هوا و فشارهای هوا و مانیفولد مکش، در نهایت میزان جرمی که در ثانیه باید به هر سیلندر تحویل گردد، مشخص می شود.

۲-۲. مدل مرحله تراکم^۴

در این بلوک مخلوط سوخت و هوای ارسالی به سیلندر به شکل متراکم در داخل سیلندر قرار می گیرد. این بخش از یک تاخیر نسبت به قبل برخوردار است، چون تا هوا و سوخت با هم ترکیب و مخلوط وارد سیلندر شده و بعد دریچه ورودی بسته شده و تراکم صورت گیرد، زمانی به اندازه ۱۸۰ درجه دور میل لنگ طول می کشد. برای ایجاد چنین تاخیری در این سیستم از این بلوک استفاده می شود البته در

کاهش آلاینده گی و مصرف سوخت صورت گرفته است. البته استفاده از CNG فقط محدود به ایران نمی شود و کشورهای نظیر آرژانتین [7]، ایتالیا [8]، [9]، [10] و استرالیا بزرگترین تولید کنندگان محصولات دوگانه سوز می باشند.

در این مقاله ابتدا به مدلسازی بخش های مختلف خودروی بنزین سوز پرداخته شده است. سپس تفاوت های این مدل هنگامی که بر روی سیستم گاز سوز قرار می گیرد مطرح شده است و پدیده جریان برگشتی^۱ نیز به مدل های بکار رفته موجود اضافه گردیده است. در ادامه با استفاده از مدل آلاینده گی های خودرو و بازده موجود و تعریف تابع هزینه مناسب، بهینه سازی با روش های بهینه سازی (الگوریتم ژنتیک) اجرا گردیده است. در نهایت مقادیر بهینه زمان جرعه زنی و نسبت هوا به سوخت بهینه خودرو در سه سناریوی عمومی استارت سرد و نرمال و شتاب استخراج گردیده است. همچنین در این مقاله از یک تصمیم گیر فازی برای تشخیص مراحل نرمال و شتاب خودرو استفاده شده است.

سیستم تصمیم گیر فازی مقادیر بهینه استخراج شده متناظر با هر مرحله را جاگذاری نموده و موجب کمینه شدن آلاینده گی و بیشینه نمودن راندمان خودرو در هر مرحله می گردد. جهت ارزیابی عملکرد سیستم کلی از یک مولد موج تصادفی دور موتور به مدل بهینه شده و مدل با آوانس جرعه ثابت وارد شده و نتایج حاصله با هم مقایسه گردیده است.

۲. مدلسازی خودروی بنزین سوز

این مدل در سال ۱۹۹۲ توسط Crossley, Cook ارائه شده است و اطلاعات آن با دینامومتر نیز مقایسه و تایید لازم را برای استناد به آن گرفته است؛ اطلاعات این مدل توسط شرکت فورد بهبود یافته است [11].

۲-۱. مدل محفظه ورود هوا و دریچه گاز^۲

اولین بلوکی که به آن می رسیم بلوک محفظه ورود هوا و دریچه گاز است؛ که ورودی های اصلی آن که در اختیار ما قرار دارد، عبارتند از: دریچه ورود هوا^۳ بر حسب درجه و دور موتور بر حسب (rad/s). در داخل بلوک فشار مانیفولد و فشار هوا نیز به عنوان ورودی می باشند؛ که بر مبنای معادلاتی که در ادامه قرار دارد میزان جرم هوای ارسالی به هر سیلندر را در واحد ثانیه اعلام می کند.

$$\dot{m}_{ai} = f(\theta)g(P_m) \quad (1)$$

$$f(\theta) = 2.821 - 0.05231\theta + 0.10299\theta^2 - 0.00063\theta^3$$

$$g(P_m) = 1; \text{if } P_m \leq P_{amb}/2$$

$$g(P_m) = \frac{2}{P_{amb}} \sqrt{P_m P_{amb} - P_m^2}; \text{if } P_{amb}/2 \leq P_m \leq P_{amb}$$

¹ Backflow

² Throttle & Intake Manifold

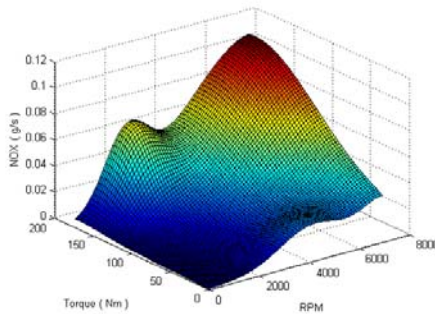
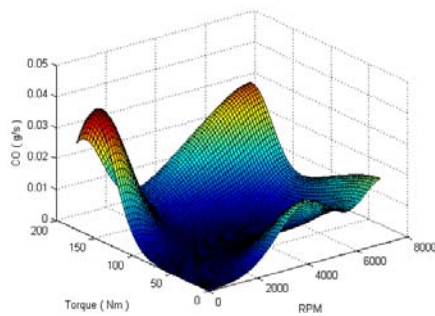
³ Throttle

⁴ Compression

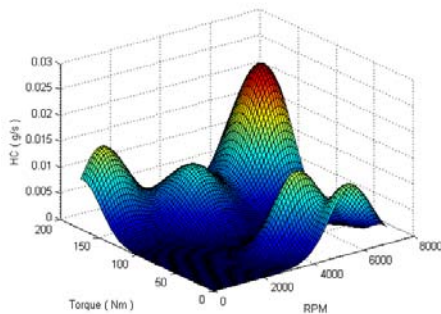
البته بلوک های دیگری نیز در مدل استفاده شده است که برای همزمان سازی برخی از بخش های ذکر شده در بالا می باشند و برخی نیز به عنوان ضرایب به منظور تبدیل مقیاس های مدل به مقیاس های SI می باشند، که از توضیح بر روی آن ها عبور می کنیم.

۵-۲. مدل آلایندهها و بازده خودرو

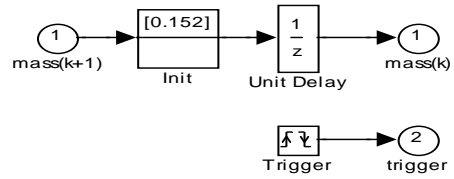
تغییر آوانس جرقه و گشتاور، تغییر مصرف سوخت و نیز تغییر آلایندهها و بازده را به همراه دارد. در زیر نمودار مربوط به چند آلایندهگی و بازدهی که در این مقاله مورد استفاده قرار گرفته است، ترسیم گردیده است (شکل ۳ و ۴) [5].



شکل ۳: مدل آلایندهگی CO, NO_x



شرایط استوکیومتری برای حالت بنزین سوز به اندازه ۱/۱۴.۶ باید سوخت وارد سیلندر شود (شکل ۱).



شکل ۱: مدل مرحله تراکم

۳-۲. مدل احتراق^۱

در این بخش است که مخلوط هوا و سوخت متراکم شده، به وسیله شمع منفجر شده و عمل تولید قدرت به شکل گشتاور در آن صورت می گیرد. ورودی آوانس جرقه که با تغییر آن زمان جرقه زنی شمع به جلوتر موکول می شود و بر مبنای معادلات موجود گشتاور نیروی محرک را تولید می کند [14].

$$Torque_{eng} = -181.3 + 379.36m_a + 21.91 \left(\frac{A}{F}\right) - 0.85 \left(\frac{A}{F}\right)^2 + 0.26 - 0.0028\sigma^2 + 0.027N - 0.000107N^2 + 0.00048N\sigma + 2.55\sigma m_a - 0.05\sigma^2 m_a \quad (۴)$$

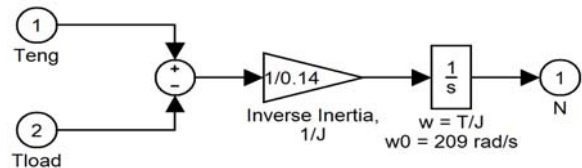
پارامترهای معادله بالا عبارتند از: m_a که بیانگر میزان جرم هوای موجود در سیلندر بر حسب گرم است، $\left(\frac{A}{F}\right)$ که بیانگر نسبت هوا به سوخت می باشد، σ بیانگر میزان آوانس جرقه خودرو می باشد و در نهایت $Torque_{eng}$ که بر حسب نیوتن متر، گشتاور تولیدی توسط خودرو می باشد.

۴-۲. مدل دینامیک خودرو^۲

ورودی های این بخش گشتاور محرک موتور و گشتاور مقاوم می باشند و خروجی آن دور موتور خودرو است. پارامترهای ورودی و خروجی این بخش در معادله زیر ذکر گردیده است [11].

$$J\dot{N} = Torque_{eng} - Torque_{load} \quad (۵)$$

در معادله بالا J به عنوان اینرسی گشتاور چرخشی موتور و با واحد $(kg * m^2)$ و \dot{N} به عنوان آهنگ تغییر دور موتور با واحد $\left(\frac{rad}{s^2}\right)$ می باشد (شکل ۲).



شکل ۲: مدل دینامیک خودرو

¹ Combustion
² Vehicle Dynamics

$$= m_{Gec,k-1} \times \alpha_{k-1} \times \beta_{k-1} + m_{Ginj,k-1} \times \zeta_{k-1} + m_{Ginj,k} \times (1 - \zeta_k)$$

$$m_{Gec,k} = m_{Gec,k} \times (1 - \alpha_k \times \beta_k)$$

پارامتر m_{Gec} که در بالا ذکر شده میزان جرم گاز وارد شده در سیلندر است، پارامتر m_{bf} میزان جرم گازی است که به خاطر این پدیده وارد محفظه مانیفولد شده است، m_{Gc} میزان جرم گاز باقی مانده درون سیلندر بعد از بسته شدن سوپاپ ورود هوا و سوخت است، m_{ol} میزان جرم گاز باقی مانده در محفظه ورود هوا به خاطر تزریق های قبلی است، m_{Ginj} میزان جرمی از گاز که تزریق شده است. پارامتر α درصد گاز ناشی از پدیده جریان برگشتی به کل را نشان می دهد ($\alpha = 1$ یعنی همه گاز وارد سیلندر شده است). پارامتر ζ فاکتوری است که به داشتن اورلپ تزریق ها بستگی دارد اگر هر انژکتور هنگامی که سوپاپ مربوط به همان باز است شروع به تزریق کند و هنگامی که بسته است تزریقی نداشته باشد ζ برابر صفر می باشد. فاکتور β نیز مربوط به نسبت حجم ها می باشد.

$$\frac{V_1 + V_2 + V_{CNG}}{V_2 + V_{CNG}} = \beta \quad (7)$$

پارامتر V_1 یعنی حجم هوای درون سیلندر در حالتی که گاز در سیستم نباشد و پارامتر $V_2 + V_{CNG}$ یعنی حجم مخلوط همگن هوا و گاز. با ساده کردن معادلات بالا به تابع تبدیل زیر می رسم.

$$\frac{m_{Gc}(z)}{m_{Ginj}(z)} = \frac{(1-\alpha\beta)(1-\zeta)}{(1-\alpha\beta z^{-1})} + \frac{(1-\alpha\beta)\zeta}{(1-\alpha\beta z^{-4})} z^{-1} \quad (8)$$

در [16] با انجام آزمایشات، برای α و β مقادیری ارائه گردیده است و فرض بر آن بوده که تزریق ها اورلپی با هم نداشته یعنی $\zeta = 0$ در نتیجه داریم:

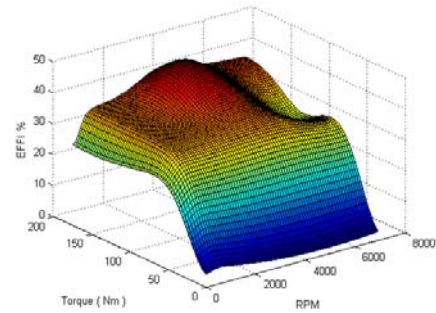
$$\alpha = 0.17, \beta = 1.6$$

۴. تعریف تابع هزینه

در این مقاله هدف طراحی و شبیه سازی ECU گاز سوز برای خودروی دوگانه سوز (بنزین سوز و گاز سوز) است بطوریکه میزان آلایندگی خودرو کمینه شده و بالاترین بازده به وسیله پارامترهای کنترلی آوانس جرقه و نسبت هوا به سوخت برقرار گردد. برای اینکه ECU در حالت بهینه کار کند باید بر مبنای جداول بهینه تصمیمات خود را بگیرد. برای رسیدن به این جداول بهینه از تابع هزینه مناسب با وزن های مختلفی به صورت زیر استفاده شده است [17-5].

$$Cost = w_1(1 - \bar{\eta}) + w_2 \overline{CO} + w_3 \overline{NO_x} + w_4 \overline{HC} + w_5 \overline{Fuel} \quad w_i = \text{weights}, i = 1, 2, 3, 4, 5 \quad (9)$$

در معادله بالا پارامتر η به عنوان بازده نرمالیزه شده می باشد، پارامتر \overline{CO} به عنوان میزان آلایندگی منو اکسید کربن نرمالیزه می باشد،



شکل ۴: مدل آلایندگی HC و بازده

۳. مدلسازی خودروی گاز سوز

کلیه بخشهای مدل شده در بالا، در حالت گاز سوز نیز برقرار می باشند. یکی از مواردی که در این بخش تغییر می کند نسبت هوا به سوخت است که مقدار استوکیومتری آن برابر ۱۷ به ۱ می باشد [15]. این عدد برای حالت بنزین سوز ۱۴.۶ به ۱ بوده است.

۳-۱. پدیده جریان برگشتی^۱

هنگامی که خودروی بنزین سوز تبدیل به گاز سوز می شود، یکی از اولین پدیده هایی که باعث کم شدن دور موتور خودرو می شود جریان برگشتی نام دارد [16]. مجرای پشتی سوپاپ ورود هوا و سوخت، برای اینکه گاز بتواند وارد سیلندر شود، سوراخ می شود و انژکتور گاز به آن متصل می گردد. وقتی گاز به داخل سیستم تزریق می شود بخشی از آن ممکن است به صورت بازگشتی به سمت محفظه مانیفولد هوا برگردد و به جای اینکه وارد سیلندر شود در محفظه بیرونی با هوا ترکیب گردد. بدیهی است که هر چه فاصله سوراخ تا دهانه ورودی سیلندر بیشتر باشد این اثر به شکل واضح تری در خودرو باعث افت شتاب و گشتاور می شود. از اثرات جانبی آن استشمام بوی گاز در محیط اطراف خودرو و تلف توان و انرژی گاز را می توان نام برد. این پدیده در هر بار ارسال گاز دو اثر از خود باقی می گذارد یکی کم شدن میزان جرم ارسالی به داخل همان سیلندر است و دیگری وجود مقدار گاز مخلوط شده با هوا که در هنگامی که هوا می خواهد به سمت سیلندر حرکت کند از اثرات ناشی از پدیده جریان برگشتی در تزریق های قبلی مقداری گاز درون هوا وجود دارد. برای یک خودرو که به صورت تک سیلندر مدل شده باشد محاسبات مربوط به این پدیده به شکل زیر است:

$$m_{bf,k} = m_{Gec,k} \times \alpha_k \times \beta_k \quad (6)$$

$$m_{ol,k} = m_{Ginj,k} \times \zeta_k$$

$$m_{Gec,k} = m_{bf,k-1} + m_{ol,k-1} + m_{Ginj,k} \times (1 - \zeta_k)$$

^۱ Backflow

۴-۲. حرکت در حالت استارت سرد

در شرایط استارت سرد، خودرو نیاز به کار کردن با سوخت بالاتر دارد و پارامترهای دریافتی از سنسورهای آلاینده‌گی به علت اینکه دمای کاری سنسورها هنوز به مقدار مناسب نرسیده است قابل استناد نمی باشند و در این حالت وزن های سنسورهای آلاینده‌گی کمترین اهمیت را دارند و بعد از آن ها وزن مصرف سوخت و بعد فقط وزن بازده نسبت به بقیه از اهمیت بالاتری برخوردار هستند (جدول ۲).

جدول ۲: وزنهای تابع هزینه در حالت استارت سرد

Parameter	Weight
Efficiency	0.6
NO _x	0.02
CO	0.02
HC	0.02
Fuel	0.2

۴-۳. حرکت در حالت شتاب دار

در هنگامی که خودرو نیاز به شتاب بالایی دارد مثلا در مواقع سبقت گیری یا در مواردی که نیاز است از یک دور موتور پایین به دور موتور بالاتری برسد نیاز است که از وزن های زیر استفاده کند در این حالت بیشترین وزن به مصرف سوخت اختصاص می یابد (جدول ۳).

جدول ۳: وزنهای تابع هزینه در حالت شتاب دار

Parameter	Weight
Efficiency	0.1
NO _x	0.5
CO	0.02
HC	0.02
Fuel	1

۵. حداقل کردن تابع هزینه

در این مرحله با استفاده از پیاده سازی بخش های بالا در نرم افزار Matlab, Simulink و استفاده از امکانات برنامه نویسی آن در هر دور موتوری تابع هزینه را حداقل کرده و جداول مقادیر آوانس جرعه زنی بهینه و نسبت هوا به سوخت بهینه را بدست می آوریم.

۵-۱. حرکت در حالت پایه نرمال

جدول مقادیر بهینه استخراج شده در زیر قرار دارد. در جدول زیر در صورتی که اجازه داده شود ECU از مقدار استوکیومتری عبور کند، مقادیر بهینه آوانس جرعه و نسبت هوا به سوخت برای گاز CNG به صورت زیر می باشد (جدول ۴).

پارامتر \overline{HC} به عنوان میزان آلاینده‌گی هیدروکربن های نسوخته نرمالیزه می باشد، پارامتر $\overline{NO_x}$ به عنوان اکسیدهای نیتروژن مضر به صورت نرمالیزه می باشد و \overline{Fuel} به عنوان پارامتر مصرف سوخت البته به صورت نرمالیزه می باشد.

برای حالت های مختلف حرکت، وزن های مناسبی برای این تابع هزینه اختیار می گردد. به وسیله الگوریتم حداقل یابی هر یک از این توابع در حداقل مقدار خود بدست آمده اند و فقط وظیفه این ECU اجرای هر یک از این جداول در سناریوهای متناظر می باشد، که این کار نیز به وسیله کنترل کننده فازی پیاده سازی می شود. خروجی جداول پارامترهای آوانس جرعه بهینه و نسبت هوا به سوخت بهینه هستند.

۴-۱. حرکت در حالت پایه نرمال

وزن های قرار داده شده در جدول زیر باعث می شوند که خودرو با بازده مناسب و مصرف سوخت کم و در عین حال با آلاینده‌گی های پایین کار کند و این در حالی است که برای شتاب گیری یا حالت استارت سرد از وزن های دیگر استفاده می کند (جدول ۱) [5]. در تعیین وزن های به کار رفته در این مقاله با نگاه به مرجع [5] و اینکه پارامتر دیگری به نام میزان آهنگ مصرف سوخت نیز به آن اضافه گردیده است وزن ها به صورت جداول زیر انتخاب شده است. تعیین دقیق این وزن ها یا تعیین بازه برای آنها می تواند توسط سازمان استاندارد برای خودروسازان تعیین گردد؛ البته در صورتی که این بازه ها تعیین شود برای ترکیب این اطلاعات می توان از روشهای مختلف ترکیب اطلاعات^۱ [22-23] برای پردازش و محاسبات داخل ECU استفاده کرد. یکی از بهترین روش های ترکیب اطلاعات برای امور مربوط به کنترل آلاینده‌گی ها و نیز شتاب و کنترل مصرف سوخت خودرو استفاده از روش میانگین گیری مرتب وزندار^۲ [24] می باشد. از آنجاییکه ماهیت معادلات شیمیایی و فیزیکی است، توسط کارشناسان می توان توابعی که برای تعیین وزن مورد استفاده قرار می گیرد، مشخص شده و در نهایت وزن های مناسب استخراج گردد.

جدول ۱: وزنهای پارامترهای دخیل در تابع هزینه در حالت نرمال

وزن	پارامترهای تابع هزینه
0.7	کارایی
0.1	NO _x
0.1	CO
0.2	HC
1	Fuel

^۱ Data Fusion

^۲ ordinary weighting averaging: OWA

جدول ۴: مقادیر بهینه استخراج شده در حالت نرمال

دور موتور	آوانس جرجه	AF	دور موتور	آوانس جرجه	AF
۱۰۰۰	۱۲	۱۸	۳۶۰۰	۱۵	۱۶.۵
۱۱۰۰	۱۲	۱۸.۵	۳۷۰۰	۱۵	۱۶.۵
۱۲۰۰	۱۳	۱۷.۵	۳۸۰۰	۱۵	۱۶.۵
۱۳۰۰	۱۵	۱۷.۵	۳۹۰۰	۱۵	۱۶.۵
۱۴۰۰	۱۵	۱۷.۵	۴۰۰۰	۱۵	۱۶.۵
۱۵۰۰	۱۵	۱۷.۵	۴۱۰۰	۱۵	۱۶.۵
۱۶۰۰	۱۴	۱۶.۵	۴۲۰۰	۱۵	۱۶.۵
۱۷۰۰	۱۵	۱۶.۵	۴۳۰۰	۱۵	۱۶.۵
۱۸۰۰	۱۵	۱۶.۵	۴۴۰۰	۱۵	۱۶.۵
۱۹۰۰	۱۵	۱۷	۴۵۰۰	۱۵	۱۶.۵
۲۰۰۰	۱۵	۱۷	۴۶۰۰	۱۵	۱۶.۵
۲۱۰۰	۱۵	۱۷.۵	۴۷۰۰	۱۵	۱۶.۵
۲۲۰۰	۱۵	۱۷.۵	۴۸۰۰	۱۵	۱۶.۵
۲۳۰۰	۱۵	۱۶.۵	۴۹۰۰	۱۵	۱۶.۵
۲۴۰۰	۱۵	۱۷	۵۰۰۰	۱۵	۱۶.۵
۲۵۰۰	۱۵	۱۶.۵	۵۱۰۰	۱۵	۱۶.۵
۲۶۰۰	۱۵	۱۷.۵	۵۲۰۰	۱۵	۱۶.۵
۲۷۰۰	۱۵	۱۶.۵	۵۳۰۰	۱۵	۱۶.۵
۲۸۰۰	۱۵	۱۶.۵	۵۴۰۰	۱۵	۱۷
۲۹۰۰	۱۵	۱۶.۵	۵۵۰۰	۱۵	۱۶.۵
۳۰۰۰	۱۵	۱۶.۵	۵۶۰۰	۱۵	۱۷
۳۱۰۰	۱۵	۱۶.۵	۵۷۰۰	۱۵	۱۷
۳۲۰۰	۱۵	۱۶.۵	۵۸۰۰	۱۵	۱۷
۳۳۰۰	۱۵	۱۶.۵	۵۹۰۰	۱۵	۱۷
۳۴۰۰	۱۵	۱۶.۵	۶۰۰۰	۱۵	۱۷
۳۵۰۰	۱۵	۱۶.۵			

در ادامه شبیه سازی بر اساس طراحی یک کنترل کننده فازی مناسب جهت تعیین این که در چه موقعیت حرکتی قرار داریم تا از جداول بهینه آن بخش برای کنترل خودرو استفاده کنیم انجام می شود.

جدول ۵: مقادیر بهینه استخراج شده در حالت استارت سرد

دور موتور	آوانس جرجه	AF	دور موتور	آوانس جرجه	AF
۱۰۰۰	۱۵	۱۷.۵	۳۶۰۰	۱۵	۱۶.۵
۱۱۰۰	۱۱	۱۷.۵	۳۷۰۰	۱۵	۱۶.۵
۱۲۰۰	۱۴	۱۸	۳۸۰۰	۱۵	۱۶.۵
۱۳۰۰	۱۲	۱۸	۳۹۰۰	۱۵	۱۶.۵
۱۴۰۰	۱۵	۱۶.۵	۴۰۰۰	۱۵	۱۶.۵
۱۵۰۰	۱۵	۱۶.۵	۴۱۰۰	۱۵	۱۶.۵
۱۶۰۰	۱۵	۱۶.۵	۴۲۰۰	۱۵	۱۶.۵
۱۷۰۰	۱۵	۱۶.۵	۴۳۰۰	۱۵	۱۶.۵
۱۸۰۰	۱۵	۱۶.۵	۴۴۰۰	۱۵	۱۶.۵
۱۹۰۰	۱۵	۱۶.۵	۴۵۰۰	۱۵	۱۶.۵
۲۰۰۰	۱۵	۱۶.۵	۴۶۰۰	۱۵	۱۶.۵
۲۱۰۰	۱۵	۱۶.۵	۴۷۰۰	۱۵	۱۶.۵
۲۲۰۰	۱۵	۱۶.۵	۴۸۰۰	۱۵	۱۶.۵
۲۳۰۰	۱۵	۱۶.۵	۴۹۰۰	۱۵	۱۶.۵
۲۴۰۰	۱۵	۱۶.۵	۵۰۰۰	۱۵	۱۶.۵
۲۵۰۰	۱۵	۱۶.۵	۵۱۰۰	۱۵	۱۶.۵
۲۶۰۰	۱۵	۱۶.۵	۵۲۰۰	۱۵	۱۶.۵
۲۷۰۰	۱۵	۱۶.۵	۵۳۰۰	۱۵	۱۶.۵
۲۸۰۰	۱۵	۱۶.۵	۵۴۰۰	۱۵	۱۶.۵
۲۹۰۰	۱۵	۱۶.۵	۵۵۰۰	۱۵	۱۶.۵
۳۰۰۰	۱۵	۱۶.۵	۵۶۰۰	۱۵	۱۶.۵
۳۱۰۰	۱۵	۱۶.۵	۵۷۰۰	۱۵	۱۶.۵
۳۲۰۰	۱۵	۱۶.۵	۵۸۰۰	۱۵	۱۶.۵
۳۳۰۰	۱۵	۱۶.۵	۵۹۰۰	۱۵	۱۶.۵
۳۴۰۰	۱۵	۱۶.۵	۶۰۰۰	۱۵	۱۶.۵
۳۵۰۰	۱۵	۱۶.۵			

۶. کنترل کننده فازی

در بخش کنترل کننده فازی از دو ورودی استفاده می کنیم. اول TPS که میزان دریچه ورود هوا به خودرو را نشان می دهد و دوم مشتق آن در واحد زمان است که DTPS نام دارد. هنگامی که راننده خودرو پدال گاز را فشار می دهد دریچه ورودی را باز و بسته می کند ولی در مواردی که سریعاً افزایش شتاب مورد نیاز باشد این کار نیز در داخل ECU مشخص شده و وظیفه ECU است [18] که برنامه پاشش سوخت و آوانس جرجه را به صورت مناسب انتخاب و اجرا نماید. خروجی تعریف شده در این کنترل کننده فازی، بیانگر این است که راننده در چه روال حرکتی قرار دارد (شکل ۵). منظور تشخیص حالت هایی است که نیاز به استفاده از روال در خواست شتاب گیری می باشد. (مثلاً در حالتی ممکن است راننده پدال گاز را ۵ درجه تغییر دهد ولی

۵-۲. حرکت در حالت استارت سرد

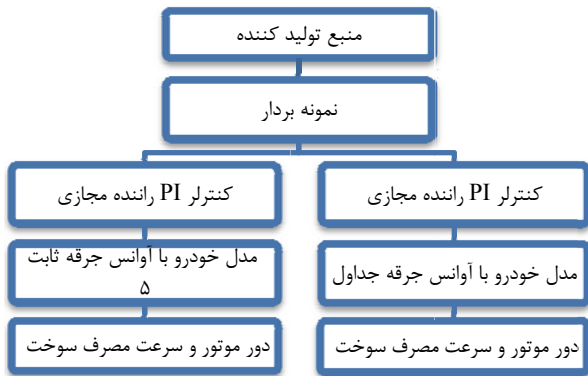
جدول مقادیر بهینه استخراج شده در زیر قرار دارد. در جدول زیر در صورتی که اجازه داده شود ECU از مقدار استوکیومتری عبور کند، مقادیر بهینه آوانس جرجه و نسبت هوا به سوخت برای گاز CNG به صورت زیر می باشد (جدول ۵).

۵-۳. حرکت در حالت شتاب دار

جدول مقادیر بهینه استخراج شده در زیر قرار دارد. در جدول زیر در صورتی که اجازه داده شود ECU از مقدار استوکیومتری عبور کند، مقادیر بهینه آوانس جرجه و نسبت هوا به سوخت برای گاز CNG به صورت زیر می باشد (جدول ۶).

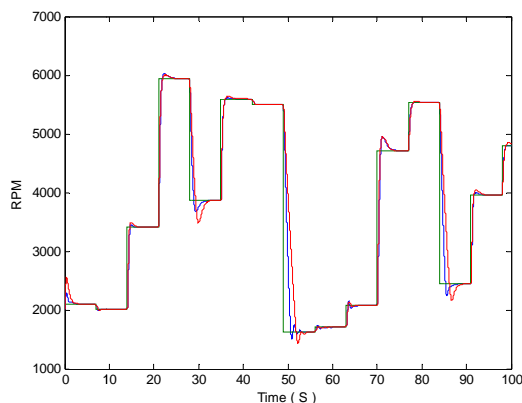
دلایل اختلاف بین نتایج استخراج شده از جداول نرمال و استارت سرد و حالت شتاب دار به دو بخش عمده بر می گردد؛ یکی اختلاف وزن ها در تابع هزینه است (که آن به دلیل شرایطی است که کارشناسان آلایندگی باید مقادیر آن وزن ها را تعیین کنند) دوم معادلات غیر خطی بکار رفته در خودرو می باشد.

دیگر مقایسه گردیده است. در اینجا مقایسه بین حالتی که یک خودرو از آوانس جرقه ثابتی (۵ درجه) استفاده کرده با خودروی دیگری که از جداول استخراج شده برای استارت سرد غنی شده استفاده کرده انجام شده است (شکل ۶).



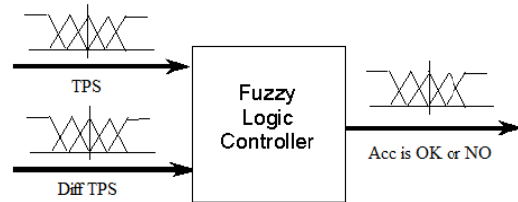
شکل ۶: نمودار تست

در شکل بالا یک منبع تولید کننده تصادفی موج و بعد از آن یک نمونه بردار با دوره تناوب نمونه برداری ۷ ثانیه که در هر بار نمونه گیری دور موتور تصادفی ای را از خودرو می خواهد قرار داده شده است. بعد از آن یک کنترل کننده PI که با مقایسه دور موتور فعلی خودرو و دور موتور درخواستی، دریچه ورود هوا (پدال گاز) را به گونه ای تغییر می دهد تا در کمترین زمان ممکن خودرو به آن دور برسد. در حالتی که دور موتورها را با هم مقایسه می کنیم مشخص است که تفاوت چندانی با هم نداشته و تقریباً در یک زمان و با شرایط یکسان به دور موتور مورد نظر همگرا می شوند (شکل ۷).



شکل ۷: مقایسه دور موتورها در حالت آوانس ثابت و استارت سرد

در شرایطی دیگر ممکن است ۲۰ درجه فشار وارد کند، در حالت دوم راننده تمایل به افزایش سرعت در زمان کمتری دارد. این مسئله ای است که با استفاده از یک کنترل کننده فازی می توان آن را سریعاً تشخیص داده و خودرو را در کمترین زمان وارد روال تولید شتاب بالا کرد.



شکل ۵: کنترل کننده فازی

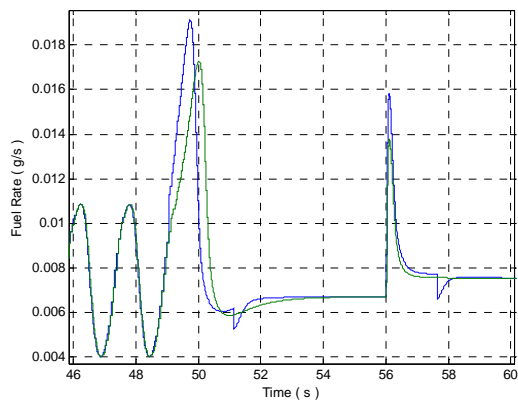
جدول ۶: مقادیر بهینه استخراج شده در حالت شتاب دار

دور موتور	آوانس جرقه	AF	دور موتور	آوانس جرقه	AF
۱۰۰۰	۱	۱۸.۵	۳۶۰۰	۹	۱۸.۵
۱۱۰۰	۱	۱۸.۵	۳۷۰۰	۹	۱۸.۵
۱۲۰۰	۱۰	۱۶.۵	۳۸۰۰	۱۴	۱۸.۵
۱۳۰۰	۱۵	۱۷	۳۹۰۰	۱۴	۱۸.۵
۱۴۰۰	۱۲	۱۷	۴۰۰۰	۱۳	۱۸.۵
۱۵۰۰	۱۵	۱۷.۵	۴۱۰۰	۱۳	۱۸.۵
۱۶۰۰	۱۱	۱۷.۵	۴۲۰۰	۱۳	۱۸.۵
۱۷۰۰	۱۳	۱۷.۵	۴۳۰۰	۱۳	۱۸.۵
۱۸۰۰	۱۳	۱۸	۴۴۰۰	۱۳	۱۸.۵
۱۹۰۰	۱۲	۱۸.۵	۴۵۰۰	۱۳	۱۸.۵
۲۰۰۰	۶	۱۸.۵	۴۶۰۰	۱۳	۱۸.۵
۲۱۰۰	۳	۱۸.۵	۴۷۰۰	۱۴	۱۸.۵
۲۲۰۰	۳	۱۸.۵	۴۸۰۰	۱۴	۱۸.۵
۲۳۰۰	۶	۱۸.۵	۴۹۰۰	۱۴	۱۸.۵
۲۴۰۰	۱	۱۸.۵	۵۰۰۰	۱۴	۱۸.۵
۲۵۰۰	۱	۱۸.۵	۵۱۰۰	۱۵	۱۸.۵
۲۶۰۰	۶	۱۸.۵	۵۲۰۰	۱۵	۱۸.۵
۲۷۰۰	۱	۱۸.۵	۵۳۰۰	۱۲	۱۸.۵
۲۸۰۰	۱	۱۸.۵	۵۴۰۰	۱۲	۱۸.۵
۲۹۰۰	۹	۱۸.۵	۵۵۰۰	۱۲	۱۸.۵
۳۰۰۰	۷	۱۸.۵	۵۶۰۰	۱۰	۱۸.۵
۳۱۰۰	۱۳	۱۸.۵	۵۷۰۰	۱۳	۱۸.۵
۳۲۰۰	۱۱	۱۸.۵	۵۸۰۰	۱۳	۱۸.۵
۳۳۰۰	۱۱	۱۸.۵	۵۹۰۰	۱۱	۱۸.۵
۳۴۰۰	۱۰	۱۸.۵	۶۰۰۰	۱۴	۱۸.۵
۳۵۰۰	۱۰	۱۸.۵			

۷. نتایج

نتایج تست برای یک الگوی حرکتی خاص در حالت ۱۰۰ ثانیه آغازی حرکت (استارت سرد) مشخص شده و نتایج آن با حالت های

حالت شتاب گیری ارائه شده است. همین الگوی حرکتی مصرف سوخت را نیز به صورت زیر داریم (شکل ۱۰).



شکل ۱۰: مقایسه سرعت مصرف سوختها در حالت نرمال و شتاب دار

ملاحظه می شود که در لحظات شتاب گیری نمودار آبی رنگ که مربوط به حالت شتاب دار می باشد سرعت مصرف سوخت بالاتری را ایجاد کرده است و این امری طبیعی است که اگر افزایش شتاب بیشتری بخواهیم افزایش مصرف سوخت بالاتری را نیز باید هزینه کنیم.

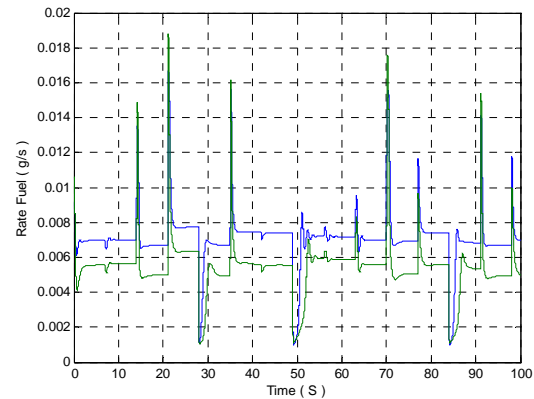
۸. نتیجه گیری

با استفاده از تابع هزینه ای شامل پنج فاکتور کارایی، HC ، NO_x ، CO و سوخت و نیز توابع وزنی متناسب با اهمیت و ارزش هر کدام پارامترهای آوانس جرچه زنی بهینه و نیز نسبت هوا به سوخت بهینه بدست آمد. با مقادیر فوق خودرو قابلیت شتاب بالا را ضمن کاهش آلایندگی و مصرف بهینه سوخت را خواهد داشت.

مراجع

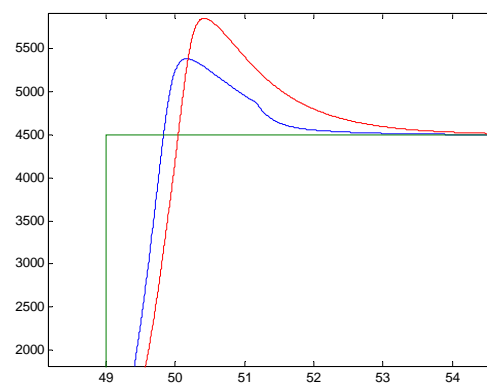
- [1] Oberg S. "Identification and Improvements of an Automotive Diesel Engine Model purposed for Model Based Diagnosis" Master's thesis performed in Vehicular Systems, Dept. of Electrical Engineering, Linköping Universitet, 7th December 2001.
- [2] Jerhammar A., Høckerdal E. "Gas flow observer for a Scania Diesel Engine with VGT and EGR" Master's thesis performed in Vehicular Systems, Dept. of Electrical Engineering, Linköping Universitet, February 10, 2006, Page 30
- [3] Thomas Shaw II B. "Modeling and Control of Automotive Cold Start Hydrocarbon Emissions" PhD thesis, Engineering-Mechanical Engineering, University of California, Berkeley, 2002, Page 4, 5, 16, 28, 58, 78.
- [4] Dase C., Sullivan Falcon J., Maccleery B. "Motorcycle Control Prototyping Using an FPGA-

ولی در مورد پدیده مصرف سوخت ملاحظه می شود که سرعت مصرف سوخت نسبت به حالت آوانس ثابت کاملاً کاهش پیدا کرده است (شکل ۸).



شکل ۸: مقایسه سرعت مصرف سوختها در حالت آوانس ثابت و استارت سرد

حال شرایطی را که یک خودرو از کنترل کننده فازی طراحی شده استفاده کرده و به کمک آن زمان اجرای مرحله شتاب گیری را تشخیص داده و فرمان لازم (افزایش سوخت و استفاده از جدول بهینه آوانس جرچه) را صادر کرده است، با خودرویی که از همان آغاز تا پایان از جدول حالت نرمال استفاده می کند مقایسه می کنیم. در زیر، در ابتدا به بررسی تفاوت دور موتور و شتاب بالاتری که در این حالت اتفاق افتاده توجه کنید (شکل ۹).



شکل ۹: مقایسه دور موتورها در حالت نرمال و شتاب دار

نمودار آبی مربوط به استفاده از حالت شتاب گیری است. ملاحظه می شود که در این حالت دور موتور $0/2$ ثانیه سریع تر به مقدار نهایی نزدیک شده است و مسئله قابل توجه این است که می شود این زمان را بهتر کرد ولی نیاز به تغییر در وزن های تابع هزینه ای دارد که برای

- [15] Mardani B.A.S. "Development Of Intake System For Improvement Of Performance Of Compressed Natural Gas Spark Ignition Engine" Doctor of Philosophy of Engineering (Mechanical), Faculty of Mechanical Engineering, University Technology Malaysia, 21 October 2004, Page 14, 60, 241.
- [16] Dyntar D, Onder C, Guzzella L. "Modeling and Control of CNG Engines" Swiss Federal. Institute of Technology (ETH), Zurich. 14. August 2001.
- [17] IFCO Co. Available at: <http://www.ifco.ir>. Accessed June 30, 2009.
- [18] Schwarz H, [et al]. Alder U, [et al]. "Automotive electric/electronic systems" 2nd ed. Stuttgart: Robert Bosch; 1995. p. 5-185.
- [19] Nylund N, Laurikko J, Ikonen M. "Pathways For Natural Gas Into Advanced Vehicles" for NGV2000 Conference. IANGV Technical Committee, 30.8.2002 page 131, 81, 46
- [20] Kristoffersson I. "Model Predictive Control of a Turbocharged Engine", Master Thesis, KTH, Kungliga Tekniska Högskola, Stockholm, April 28, 2006
- [21] Weber M., Isermann R. "Rapid Prototyping of Model Based Control Algorithms for Diesel-Engines with Turbocharger", Darmstadt University of Technology, Institute of Automatic Control Warsaw, Poland, August 2004
- [22] M. Kazemian, B. Moshiri, A.H. Keyhanipour, M. Jamali, C. Lucas, "Sensor/Data Fusion Design Pattern and Implementation as a Toolbox in Matlab/Simulink (SDFTool)"
- [23] B. Moshiri, A. Eydgahi, M. Najafi, R. Hosein Nezhad, "Multi-Sensor Data Fusion used in Intelligent Autonomous Navigation"
- [24] بادکو م.ر.، مشیری ب.، نجار اعرابی ب.، "بکارگیری روش میانگین گیری مرتب وزندار در ترکیب داده های (OWA) ربات مین یاب" مجله کنترل جلد ۳، شماره ۱، بهار ۱۳۸۸، صفحه ۲۹-۳۶.
- Based Embedded Control System" *IEEE Control Systems Magazine*, 2006, Page 17-21.
- [5] Rajagopalan A., Washington G., Rizzoni G., Guezennec Y. "Development of Fuzzy Logic and Neural Network Control and Advanced Emissions Modeling for Parallel Hybrid Vehicles" for Center Automotive Research Intelligent Structures and Systems Laboratory The Ohio State University, Columbus, Ohio, December 2003
- [6] غضنفری راد س. "طراحی و ساخت میکروکنترلی سیستم جرقه زنی هایبرید با هدف کاهش آلاینده‌گی و مصرف سوخت" پایان نامه کارشناسی ارشد گروه کنترل دانشکده خواجه نصیر الدین طوسی گروه برق شهریور ۸۳
- [7] AEB Co. 2009. Available at: <http://www.AEB.it>. Accessed June 30, 2008.
- [8] Landi Renzo Co. 2009. Available at: <http://www.landi.it>. Accessed June 30, 2009.
- [9] Longas Co. 2008. Available at: <http://www.longasitali.it>. Accessed June 30, 2009.
- [10] Tommaseto Co. 1999. Available at: <http://www.tommaseto.com>. Accessed 2009
- [11] P.R. Crossley and J.A. Cook, IEEE International Conference 'Control 91', Conference Publication 332, vol. 2, pp. 921-925, 25-28 March, 1991, Edinburgh, U.K.
- [12] J.M Kang and J.W. Grizzle, "Nonlinear Control for Joint Air and Fuel Management in a SI Engine" Proceedings of the American Control Conference, San Diego, California June 1999
- [13] J. B. Heywood. "Internal Combustion Engine". McGraw-Hill. 1988.
- [14] Joseph J. Scillieri James S. Freudenberg J. W. Grizzle "From Stoichiometry to Ultra Lean Burn in a Direct Injection Spark Ignition Engine Model" Proceedings of the American Control Conference Anchorage, AK May 8-10, 2002.

گسترش تئوری استدلال شهودی در یک روش تصمیم گیری چند معیاره در اطلاعات مکانی غیر مستقل

محسن جهانخواه^۱، بهزاد مشیری^۲، محمود رضا دلاور^۳، مهدی زارع^۴

^۱دانشجوی کارشناسی ارشد، گروه کنترل، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، پردیس دانشکده های فنی دانشگاه تهران،

mohsen_jahankhah@yahoo.com

^۲استاد قطب علمی کنترل و پردازش هوشمند، گروه کنترل، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، پردیس دانشکده های فنی دانشگاه تهران،

moshiri@ut.ac.ir

^۳استاد یار قطب علمی مهندسی نقشه برداری و مقابله با سوانح طبیعی، گروه مهندسی نقشه برداری، پردیس دانشکده های فنی دانشگاه تهران،

mdelavar@ut.ac.ir

^۴دانشیار پژوهشگاه بین المللی زلزله شناسی و مهندسی زلزله، mzare@iiees.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۸۸/۷/۱۷، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۸۸/۹/۱۷)

چکیده: تصمیم گیری چند معیاره روشی برای رتبه بندی تصمیمات ممکن بر اساس قضاوت های انجام شده در هر کدام از معیارها است. این قضاوت ها همواره با عدم قطعیت هایی همراه بوده و استفاده از روش تصمیم گیری که این عدم قطعیت ها را نیز در برگیرد، می تواند منجر به تصمیمات منطقی تر و دقیق تری گردد. تاکنون روشهای کلاسیک مختلفی مانند تجزیه و تحلیل سلسله مراتبی برای تصمیم گیری چند معیاره پیشنهاد شده اند. اما این روشها به خوبی عدم قطعیت موجود در داده ها و مراحل تصمیم گیری را در بر نمی گیرند. برای مدل سازی این عدم قطعیت ها، روشهای هوشمندی از جمله روش تجزیه و تحلیل سلسله مراتبی دمپستر-شافر ارائه شده اند. اما این روشها بر اساس فرض استقلال منابع شهود استوار بوده که ممکن است در داده هایی مانند اطلاعات مکانی بر قرار نباشند. برای حل این مشکل در این تحقیق روش تصمیم گیری جدیدی بر اساس تئوری استدلال شهودی و قانون ترکیبی که بر فرض استقلال منابع شهود استوار نیست ارائه شده است. این روش برای ارزیابی آسیب پذیری لرزه ای مناطق شهری تهران با استفاده از اطلاعات مکانی وابسته استفاده شده است.

کلمات کلیدی: تصمیم گیری چند معیاره، تئوری استدلال شهودی، عدم قطعیت، قانون ترکیب یکپارچه هوشیار.

The Evidential Reasoning Approach for a Multi Attribute Decision Making Method in Geospatial Information

Abstract: Multi attribute decision making is a method to rank decision alternatives based on judges conducted by each criteria. These judges have been accompanied with some uncertainties and a decision making method dealing with the uncertainties could lead to more rational and precise decisions. A number of classical methods for multi attribute decision making have been proposed such as Analytic Hierarchy Process(AHP). However the methods do not include uncertainties in data and decisions appropriately. For modeling the uncertainties, some intelligent methods have also been employed. One of the most popular ones is Dempster-Shafer Analytic Hierarchy Process (DS/AHP). This method is based on independent assumption of intuition sources that is not established in data such as geospatial information. To solve this problem, this paper has proposed a new intelligent decision making method based on evidential reasoning theory and a combination rule that does not need independent assumption of information. The method has been used for seismic vulnerability assessment of urban areas of Tehran using dependent geospatial information.

Keywords: Multi Attribute Decision Making, Evidential Reasoning, Uncertainty, Cautious Conjunctive Rule.

۱- مقدمه

تصمیم گیری در دنیای واقعی مستلزم در نظر گرفتن شواهد و اطلاعات بدست آمده از منابع مختلفی است که در تصمیم گیری موثر می باشد. در فرایندهای تصمیم گیری هر کدام از این منابع را یک معیار تصمیم گیری می نامند. در یک فرایند تصمیم گیری چند معیاره برای تصمیم گیرنده چندین حالت انتخاب وجود دارد که تصمیم - گیرنده باید بر اساس معیارهای موجود بهترین تصمیم را اتخاذ کند. یکی از روشهای کلاسیک مشهور برای تصمیم گیری های چند معیاره روش تجزیه و تحلیل سلسله مراتبی^۱ است [۱۷]. علاوه بر این روش، روشهای دیگری مانند روشهای تجزیه و تحلیل سلسله مراتبی اصلاح شده از جمله تجزیه و تحلیل سلسله مراتبی ضربی [۸،۹] نیز پیشنهاد شده اند که برخی از آنها برای پاسخ گویی به مشکلات و رفع نقاط ضعف روش تجزیه و تحلیل سلسله مراتبی مانند لزوم سازگار بودن مقایسه ها، تعداد مقایسه های دو به دو، تعداد درجه های برتری و ... مطرح گردیدند [۱]. در فرایندهای تصمیم گیری، تصمیم گیرنده همواره با قطعیت عمل تصمیم گیری را انجام نداده و تصمیم گیری ها با عدم قطعیت هایی همراه می باشند. به عنوان مثال در قضاوت در مورد کیفیت یک محصول با چندین درجه ارزیابی، تصمیم گیرنده ممکن است همواره نتواند با قطعیت محصول را با یکی از این درجات ارزیابی نماید و ممکن است تصمیمات فوق دارای شک و ابهام باشند. همچنین در برخی موارد داده های اولیه نیز ممکن است داده هایی همراه با عدم قطعیت باشند. در چنین حالتی به یک روش تصمیم گیری چند معیاره نیاز است که توانایی مدل سازی عدم قطعیت در داده ها و مراحل مختلف تصمیم گیری را داشته باشد. برای رفع این مشکل روشهایی مانند تجزیه و تحلیل سلسله مراتبی دمپستر - شافر [۱] ارائه شد که ایده هایی برای ترکیب تئوری استدلال شهودی دمپستر - شافر با روش سنتی تجزیه و تحلیل سلسله مراتبی به نام تجزیه و تحلیل سلسله مراتبی دمپستر - شافر ارائه نموده است. همچنین محققان دیگری نیز از تئوری استدلال شهودی دمپستر - شافر در روشهای تصمیم گیری چند معیاره کلاسیک استفاده نموده اند [۲۰]. تئوری استدلال شهودی یکی از روشهای بسیار مفید برای مدل سازی عدم قطعیت می باشد که ایده های اصلی آن از کارهای دمپستر [۳] و شافر [۱۱] سرچشمه می گیرد. همان طور که دمپستر نیز بیان نموده است [۳]، تئوری دمپستر - شافر با محدودیت هایی همراه بوده که یکی از مهم ترین آنها، فرض

استقلال و مجزا بودن منابع شهود می باشد. یافتن تعبیر ملموس و واضحی از این فرض در دنیای واقعی دشوار می باشد. ولی به طور کلی می توان گفت، در این قانون ترکیب هیچ منبع شهودی نبایستی بیش از دو بار در ترکیب به کار رود.

در چنین مسائلی داشتن یک قانون ترکیب که مبتنی بر فرض استقلال منابع شهود نباشد می تواند بسیار مفید واقع گردد. برای رسیدن به چنین قانون ترکیبی تحقیقات مختلفی نیز انجام شده است که به عنوان نمونه یکی از آنها در [۱۰] ارائه شده است. اما این روش تنها برای ترکیب اطلاعات منابع شهود ساده مفید می باشد. منبع شهود ساده منبعی است که با محاسبه مجموعه چهارچوب^۲ حداکثر دارای دو فرضیه باشد. در ادامه این تحقیقات بحث هایی راجع به وابستگی منابع شهود و ترکیب آنها مطرح شده اند [۴] که در پی آنها در [۲] با استفاده از تحقیقات اسمیتز و کنس در [۱۳] در زمینه مدل TBM^۳ روشی برای ترکیب منابع شهود وابسته ارائه گردید. ولی این روش دارای خاصیت شرکت پذیری نبود و در حالتی که منابع شهود مورد ترکیب دارای ناسازگاری باشند، با مشکلاتی مواجه می گردد.

در ادامه این تحقیقات اخیرا با استفاده از مدل TBM و قضیه هایی راجع به تجزیه منابع شهود روشی برای ترکیب منابع شهود وابسته به نام قانون ترکیب یکپارچه هوشیار^۴ ارائه گردیده است که دارای خاصیت شرکت پذیری و خود ترکیبی^۵ می باشد [۶]. در قوانین ترکیبی که دارای خاصیت خود ترکیبی هستند، از ترکیب بیش از یک بار یک منبع شهود و حتی یک منبع شهود با خودش، نتیجه جدیدی حاصل نشده و اطلاعات جدیدی بدست نمی آید که از نظر منطقی نیز قابل قبول است.

در این تحقیق در نظر است تا با استفاده از اطلاعات مکانی، اولویت هر منطقه از شهر تهران از نظر آسیب پذیری لرزه ای بر مبنای آسیب پذیری انسانی بررسی گردد. در ارزیابی آسیب پذیری لرزه ای معیارهای مختلفی مانند شدت زلزله، تراکم جمعیت، تراکم جمعیت سالخورده، قدمت ساختمان و ... دخیل بوده و بنابر این یک مسئله تصمیم گیری چند معیاره می باشد. تابحال تحقیقات گوناگونی برای تعیین آسیب پذیری لرزه ای شهر تهران انجام گرفته است که از جمله آنها تحقیق امیری و سیلاوی را می توان نام برد [۲۴،۲۳]. امیری از روش تصمیم گیری سلسله مراتبی دمپستر - شافر و تئوری مجموعه های زیر

^۲ Frame of Discernment^۳ Transferable Belief Model^۴ Cautious Conjunctive Rule^۵ Idempotency^۱ Analytic Hierarchy Process(AHP)

شهود موجود در تایید آن فرضیه است و تخصیص احتمال پایه^۲ نامیده می‌شود که در این تحقیق به صورت مختصر تخصیص نامیده شده است. تعلق جرم صفر به یک فرضیه، به معنی صفر بودن احتمال صحت آن نیست بلکه نشان دهنده عدم وجود اطلاعات در تایید آن بوده و نوعی جهل را نشان می‌دهد. برای جرم‌های احتمال پایه رابطه (۱) ارائه شده است [۲۱].

$$\sum_{A \subseteq \Omega} m(A) = 1 \quad (1)$$

سه تابع مورد استفاده در تئوری دمپستر - شافر شامل توابع باور^۳، امکان^۴ و وراج^۵ هستند که به صورت $[0, 1] \rightarrow 2^\Omega: Bel, Pl, q$ ، بر اساس رابطه (۲) تعریف می‌گردند [۲۱].

$$\begin{aligned} Bel(A) &= \sum_{B \subseteq A} m(B) \\ Pl(A) &= \sum_{B \cap A \neq \emptyset} m(B) \\ q(A) &= \sum_{B \supseteq A} m(B) \end{aligned} \quad (2)$$

$Bel(A)$ نشان دهنده مقدار حداقل تایید و حمایت فرضیه A توسط شهود است. $Pl(A)$ نیز نشان دهنده مقدار قابل باور بودن فرضیه A با توجه به شهود است. $q(A)$ نیز بیانگر جرم فرضیه‌هایی است که A دلالت به آنها دارد. اکنون فرض می‌گردد که چند منبع شهود موجود باشند. یکی از روشهای ترکیب منابع شهود، قانون ترکیب دمپستر است. فرض اساسی این قانون ترکیب مستقل بودن منابع شهود است [۳] که همیشه برقرار نمی‌باشد. در چنین حالتی باید از قوانین ترکیب دیگری استفاده نمود که نیازی به فرض استقلال منابع شهود نداشته باشند. همان‌گونه که ذکر شد یکی از روشهای ترکیب ارائه شده بر مبنای مفاهیم استدلال شهودی که مستقل از فرض استقلال منابع شهود است قانون ترکیب یکپارچه هوشیار است که اخیراً ارائه شده است [۶]. در بخش سوم این قانون ترکیب مرور خواهد شد.

۲-۲ - تصمیم‌گیری چند معیاره با استفاده از استدلال

شهودی

بسیاری از مسائل تصمیم‌گیری در علوم مهندسی و مدیریت، تصمیم‌گیری‌هایی هستند که بر اساس چندین معیار کمی و کیفی انجام می‌گیرند. در چنین مسائلی انجام یک تصمیم منطقی‌تر مستلزم در نظر گرفتن توأم همه این معیارها می‌باشد. برای تشریح این مطلب، فرض می‌

برای ارزیابی آسیب‌پذیری استفاده نموده است اما وابستگی منابع اطلاعات در این تحقیق در نظر گرفته نشده است. سیلاوی نیز آسیب‌پذیری لرزه‌ای را با استفاده از تئوری مجموعه‌های فازی شهودی بررسی نموده است [۲۴]. در این تحقیق نیز وابستگی منابع و ناسازگاری‌های بین ارزیابی در معیارها در نظر گرفته نشده است.

اطلاعات مکانی را می‌توان نمونه‌ای از منابع اطلاعاتی که دارای همبستگی هستند در نظر گرفت. در تحقیق حاضر در جهت تکمیل و تعمیم پژوهشهای گذشته از تئوری استدلال شهودی و قانون ترکیب یکپارچه هوشیار در یک فرایند تصمیم‌گیری چند معیاره بر اساس یک مدل ارزیابی سلسله‌مراتبی برای ارزیابی آسیب‌پذیری لرزه‌ای شهر تهران استفاده شده است. در این روش از تئوری استدلال شهودی و قانون ترکیب یکپارچه هوشیار جهت ترکیب ارزیابی‌های انجام شده در هر دسته از معیارهای پایه و معیارهای کلی استفاده شده است. داده‌های بکار رفته در این تحقیق شامل اطلاعات مکانی هستند که مستقل از یکدیگر نمی‌باشند. در ادامه در بخش دوم، تئوری دمپستر - شافر و تصمیم‌گیری چند معیاره مرور خواهند شد. سپس در بخش سوم روش ترکیب یکپارچه هوشیار را معرفی کرده و در بخش چهارم تصمیم‌گیری چند معیاره مبتنی بر آن مدل سازی شده و برای ارزیابی آسیب‌پذیری لرزه‌ای شهر تهران بکار رفته است. در بخش آخر نیز نتایج تحلیل ارائه شده‌اند.

۲- تئوری استدلال شهودی و تصمیم‌گیری چند معیاره

مفاهیم اولیه تئوری دمپستر - شافر در رابطه با تعریف حدود بالا و پایین احتمال توسط دمپستر در [۳] بیان شده است که در این بخش روابط پایه این تئوری مرور می‌گردد.

۲-۱ - مروری بر تئوری استدلال شهودی

برای بیان مفاهیم این تئوری، یک سؤال دلخواه در نظر گرفته می‌شود و مجموعه تمامی جوابهای ممکن به این سؤال را مجموعه چهارچوب نامیده و با Ω نشان داده می‌شود. در این صورت 2^Ω کلیه زیرمجموعه‌های مجموعه Ω خواهد بود $2^\Omega = \{A \mid A \subseteq \Omega\}$ [۲۱].

زیرمجموعه A که در حالت خاص شامل مجموعه \emptyset (تهی) و Ω می‌شود، نمایش دهنده فرضیه‌ای است که جواب پرسش در مجموعه A قرار داشته باشد و فرضیه^۱ نامیده می‌شود [۲۱]. به هر کدام از فرضیه‌ها عددی به نام جرم احتمال پایه تعلق داده می‌شود که نشان دهنده میزان

² Basic Probability Assignment

³ Belief

⁴ Plausibility

⁵ Commonality

¹ Focal Element

شود که در یک فرایند ارزیابی دو دسته معیار، به نام معیارهای کلی و معیارهای پایه وجود دارند. برای ارزیابی هر کدام از معیارهای پایه می توان از قضاوت هایی که در ذهن انجام می گیرد استفاده نمود. به عنوان مثال عملکرد یک سیستم را می توان به صورت، ضعیف، متوسط، خوب و عالی با درجات اطمینان مختلف ارزیابی نمود. در چنین ارزیابی، ضعیف، متوسط، خوب و عالی درجات ارزیابی را تشکیل می دهند. عملکرد یک سیستم به یک مفهوم کلی اشاره می کند که نمی توان آن را مستقیماً ارزیابی نمود. برای ارزیابی چنین مفاهیم کلی، باید آنها را به مفاهیم و ویژگیهای جزئی تری که مستقیماً قابل ارزیابی باشند، تجزیه نمود. چنین ویژگیهایی را ویژگیهای پایه می نامند. مسائل ارزیابی بر اساس چندین معیار، اغلب دارای چنین ساختار سلسله مراتبی می باشند. در شکل (۱) یک ساختار ارزیابی چند معیاره سلسله مراتبی نشان داده شده است. در ارزیابی سلسله مراتبی، ویژگیهای سطح بالا بوسیله ویژگیهای مرتبط با آنها در سطح پایین تر ارزیابی می گردند. در ارزیابی این ویژگیها می توان از ارزیابیهای همراه با عدم قطعیت همان طور که در این تحقیق در نظر گرفته شده است، استفاده نمود [۱۹، ۲۰، ۲۳]. در شکل (۱) مسئله ارزیابی آسیب پذیری لرزه ای به صورت یک ساختار سلسله مراتبی نشان داده شده است. در چنین ساختاری ارزیابی نهایی بر اساس ارزیابی های انجام شده برای معیارهای کلی انجام می گیرد [۲۳، ۲۴].

همچنین $2N-1$ درجه ارزیابی متشکل از درجات ارزیابی مجزای H_i و درجات ارزیابی بازه ای $H_{ij} = \{H_i, H_j\}$ به صورت $H = \{H_1, H_{12}, H_2, H_{23}, \dots, H_{(N-1)N}, H_N\}$ در نظر گرفته می شوند [۱۸]. H_n ، n امین درجه ارزیابی مجزا بوده و بدون از دست دادن کلیت مسئله فرض می گردد، در ارزیابی H_{i+1} نسبت به H_i برتر باشد. همچنین H_{ij} نیز نشان دهنده ارزیابی همراه با عدم قطعیت است که می تواند به هر کدام از درجات ارزیابی قرار گرفته در فاصله H_i تا H_j نسبت داده شود. در حقیقت درجه H_{ij} عدم قطعیت و شکی که یک ارزیاب ممکن است بین درجات H_i تا H_j داشته باشد را مدل سازی می کند. همچنین در حالت عدم قطعیت کامل نیز می توان از فاصله H_{1N} که شامل تمام درجات ارزیابی می گردد استفاده نمود. مجموعه H ، فرضیه ها را تشکیل می دهد. در این تحقیق چهار درجه ارزیابی مجزا به صورت H_1 : کم، H_2 : متوسط، H_3 : زیاد، H_4 : بسیار زیاد در نظر گرفته شده است. در نتیجه فرضیه ها برابر $H = \{H_1, H_{12}, H_2, H_{23}, H_3, H_{34}, H_4, H_{14}\}$ خواهند بود. اکنون ارزیابی یک ویژگی پایه $e_i (i = 1, 2, \dots, L)$ را می توان به صورت رابطه (۵) فرمول بندی کرد [۱۹].

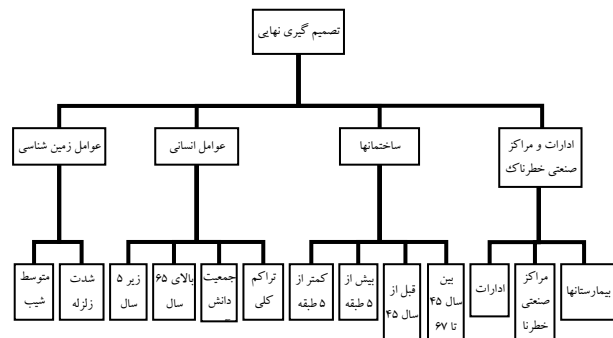
$$S(e_i) = \{(H_1, \beta_1), (H_{12}, \beta_{12}), (H_2, \beta_2), \dots, (H_{(N-1)N}, \beta_{(N-1)N}), (H_N, \beta_N), (H_{1N}, \beta_{1N})\} \quad (5)$$

$i = 1, 2, \dots, L$

در این رابطه $0 \leq \beta_i, \beta_{ij} \leq 1$ درجات باور در ارزیابی با بازه های H_i تا H_{ij} را مشخص کرده و در حقیقت جرم های احتمال پایه اولیه هستند. با توجه به رابطه (۱) می توان رابطه (۶) را برای این درجات باور نوشت [۱۹].

$$\sum_{i=1}^N \beta_i + \sum_{i=1}^{N-1} \beta_{i(i+1)} + \beta_{1N} = 1 \quad (6)$$

فرض کنیم که w_m وزن نرمالیزه شده ویژگی e_m باشد. در این صورت جرم های احتمال پایه برای این درجات ارزیابی به صورت رابطه (۷) تعریف می گردند [۱۹].



شکل ۱: درخت سلسله مراتبی تصمیم گیری [۲۳]

فرض می گردد که دارای L ویژگی پایه $e_i (i = 1, 2, \dots, L)$ مرتبط با ویژگی کلی γ هستیم. L ویژگی پایه به صورت رابطه (۳) تعریف می گردد.

$$E = \{e_1, e_2, \dots, e_L\} \quad (3)$$

برای هر کدام از این ویژگی ها، وزن هایی به صورت $\bar{w} = \{\bar{w}_1, \bar{w}_2, \dots, \bar{w}_L\}$ در نظر گرفته شده که در آن $\sum_i \bar{w}_i = 1$ و

نامند اگر $m(\Omega) \neq 0$. همچنین تخصیص هایی که دارای یک و یا با محاسبه Ω دو فرضیه هستند را نیز ساده می نامند. یک تخصیص ساده m به گونه ای که $m(A) = 1 - w$ به ازای یک $A \neq \Omega$ و $m(\Omega) = w$ را می توان به صورت A^w نمایش داد. در نتیجه یک تخصیص مبهم^۱ را می توان به صورت A^1 به ازای هر $A \subset \Omega$ نمایش داد.

قانون ترکیب TBM دمپستر به ترتیب با \otimes و \oplus نمایش داده و به صورت روابط (۸) و (۹) تعریف می شوند. اگر m_1 و m_2 دو تخصیص باشند، رابطه (۸) را خواهیم داشت [۱۴].

$$m_1 \otimes m_2 = \sum_{B \cap C = A} m_1(B) m_2(C) \quad (۸)$$

و با فرض اینکه $m_1 \otimes m_2(\phi) \neq 1$ رابطه (۹) را داریم [۶].

$$m_{1 \otimes 2}(A) = \begin{cases} 0 \\ \frac{m_{1 \otimes 2}(A)}{1 - m_{1 \otimes 2}(\phi)} \end{cases} \quad (۹)$$

همان طور که مشاهده می شود تنها تفاوت قانون ترکیب دمپستر و TBM، یک فرایند نرمالیزاسیون است. هر دوی این قانونهای ترکیب، دارای خاصیت جابجایی و شرکت پذیری می باشند و شرط همه آنها مجزا بودن شهود ترکیب شونده است. اگر A^{w_1} و A^{w_2} به عنوان دو تخصیص ساده با فرضیه های یکسان $A \neq \Omega$ در نظر گرفته شوند، ترکیب آنها با عملگر \otimes یک تخصیص ساده به صورت $A^{w_1 w_2}$ بوده و عملگر \oplus نیز اگر $A \neq \phi$ باشد، همین نتیجه را خواهد داد. برای بیان قانون ترکیب یکپارچه هوشیار ابتدا تجزیه منابع شهود تشریح می گردد.

۳-۱- تجزیه متحد استاندارد^۲

شافر در [۱۱] یک تخصیص جداپذیر را به صورت ترکیب \oplus از تخصیص های ساده تعریف کرد. از دیدگاه شافر به ازای هر تخصیص جداپذیر می توان رابطه (۱۰) را نوشت [۶].

$$m = \bigoplus_{\phi \neq A \subset \Omega} A^{w(A)} \quad (۱۰)$$

که در آن $w(A) \in [0,1]$ برای هر $A \subset \Omega$ و $A \neq \phi$. این تجزیه به ازای m های غیر صریح منحصر به فرد بوده و شافر آن را تجزیه استاندارد نامید.

در [۱۵] یک تخصیص دلخواه غیر صریح به صورت ترکیب منحصر به فردی از تخصیص های ساده تعمیم یافته^۱ بیان شده است. یک

$$\begin{aligned} m_i &= w_m \beta_i \\ m_{i(i+1)} &= w_m \beta_{i(i+1)} \\ m_{1N} &= 1 - \left(\sum_{i=1}^N m_i + \sum_{i=1}^{N-1} m_{i(i+1)} \right) \\ &= 1 - w_m \left(\sum_{i=1}^N \beta_i + \sum_{i=1}^{N-1} \beta_{i(i+1)} \right) \\ &= (1 - w_m) + w_m \beta_{1N} \end{aligned} \quad (۷)$$

در رابطه (۷)، m_{1N} جرم احتمال باقی مانده ای است که در e_m به هیچ کدام از درجات ارزیابی تخصیص داده نشده و در حقیقت جرم عدم قطعیت بر اساس معیار e_m و وزن w_m می باشد.

تا اینجا جرم های احتمال پایه برای هر کدام از معیارها با توجه به وزن آنها تعیین و جرم احتمال پایه مربوط به عدم قطعیت نیز مشخص گردید. اکنون باید با استفاده از یک روش تجمیع، ارزیابی مربوط به e_m ها را با استفاده از جرم های احتمال پایه آنها ترکیب کرده و ویژگی کلی γ را ارزیابی نمود. پس از ترکیب برای ویژگی کلی γ نیز جرم های احتمال پایه ای مانند C_{ij} ، C_{ij} و C_{1N} به دست می آید که از آنها برای ترکیب ویژگی های کلی با یکدیگر در سطح بالاتر استفاده می گردد.

یکی از راههای ترکیب ویژگی ها، تئوری دمپستر- شافر است. اما این تئوری بر اساس فرض استقلال و مجزا بودن منابع شهود بوده که در بسیاری از مسائل و از جمله اطلاعات آماری و مکانی برقرار نمی باشد. برای حل این مشکل در تحقیق حاضر از روشهای پیشرفته تر ترکیب شهود مانند قانون ترکیب یکپارچه هوشیار استفاده شده است.

۱- قانون ترکیب یکپارچه هوشیار

در اطلاعات بکار رفته در این تحقیق به عنوان منبع شهود، داده هایی چون تراکم جمعیت، تراکم جمعیت سالخورده، تراکم جمعیت دانش آموز و ... مستقل از یکدیگر نبوده و به یکدیگر وابسته اند. بنابراین برای ترکیب این اطلاعات در تصمیم گیری چند معیاره باید از فرایند ترکیبی استفاده کرد که بتواند این منابع شهود وابسته را ترکیب نماید. تاکنون تحقیقاتی در زمینه روشهای ترکیب منابع وابسته ارائه شده [7,10] که یکی از کامل ترین آنها قانون ترکیب یکپارچه هوشیار است [6]. در این تحقیق نیز برای ترکیب اطلاعات ارزیابی ویژگی های پایه از این قانون ترکیب استفاده شده است. در این روش از مدل TBM ارائه شده توسط کنس [13] و اسمیتز [۱۴] استفاده شده است. همان طور که گفته شد جرم های احتمال پایه نشان دهنده باور حاصل از منبع شهود است که به فرضیه ها تخصیص می یابد و تخصیص احتمال پایه نامیده می شود. یک تخصیص مانند m را غیر صریح می

¹ Vacuous

² Canonical Conjunctive Decomposition

تابع رواج: $m_1 \bar{c}_q m_2$ اگر و تنها اگر $q_1(A) \leq q_2(A)$ برای $\forall A \subseteq \Omega$

ترتیب-S: $m_1 \bar{c}_s m_2$ اگر و تنها اگر یک ماتریس مربعی S با درایه های $S(A, B), A, B \in 2^\Omega$ به نام ماتریس تخصیص وجود داشته باشد که رابطه (۱۴) برای آن برقرار باشد [۶].

$$\sum_{B \subseteq \Omega} S(A, B) = 1, \forall A \subseteq \Omega \quad (14)$$

$$S(A, B) > 0 \Rightarrow A \subseteq B, A, B \subseteq \Omega$$

به طوری که:

$$m_1(A) = \sum_{B \subseteq \Omega} S(A, B)m_2(B), \forall A \subseteq \Omega \quad (15)$$

می توان نشان داد که $m_1 \bar{c}_s m_2$ تلویحا دلالت بر $m_1 \bar{c}_{pl} m_2$ و $m_1 \bar{c}_q m_2$ نیز می کند.

مفهوم دیگری که می توان بر اساس آن نیز توابع باور را مقایسه و مرتب کرد تخصیص دمپسترین^۲ است [۱۲]. m_1 را تخصیص دمپسترین برای m_2 می نامند اگر و تنها اگر یک تخصیص احتمال پایه مانند m وجود داشته باشد که $m_1 = m \otimes m_2$ و با $m_1 \bar{c}_d m_2$ نمایش داده می شود. همان طور که در [۱۲] بیان شده است این مرتب سازی شرط قوی تری نسبت به مرتب سازی بر اساس ماتریس تخصیص اعمال می کند، به عبارتی خواهیم داشت که $m_1 \bar{c}_s m_2 \Rightarrow m_1 \bar{c}_d m_2$.

همچنین می توان توابع باور را براساس توابع وزنی تعریف شده مرتب سازی نمود. دو تخصیص غیر صریح^۳ m_1 و m_2 در نظر گرفته می شوند. m_1 را در مقایسه w ، ترکیب شده تر از m_2 می گویند اگر و تنها اگر برای هر $A \subseteq \Omega$ ، $w_1(A) \leq w_2(A)$ ، واضح است که این شرط معادل وجود یک تخصیص مانند m با تابع وزنی $w = \frac{w_1}{w_2}$ است به گونه ای که $m_1 = m \otimes m_2$. مشاهده می شود که مقایسه w شرایط قوی تری نسبت به مقایسه d اعمال می نماید.

می توان گفت تخصیص های مبهم m_Ω (با توابع وزنی $w_\Omega(A) = 1$ برای هر $A \subseteq \Omega$) بزرگترین عضو مقایسه های بیان شده هستند. به عبارتی $\forall m, \forall x \subseteq \{pl, q, s, d, w\}$ ، $m \bar{c}_x m_\Omega$. در بخش ۳-۳ با استفاده از مطالب بیان شده، قانون ترکیب یکپارچه هوشمند بیان خواهد شد.

۳-۳- قانون ترکیب

تخصیص ساده تعمیم یافته به صورت یک تابع μ از 2^Ω به \mathbb{R} به صورت رابطه (۱۱) تعریف می گردد [۱۵].

$$\mu(A) = 1 - w \quad (11)$$

$$\mu(\Omega) = w$$

$$\mu(B) = 0$$

$$\forall B \in 2^\Omega \setminus \{A, \Omega\}$$

که در آن $w \in [0, +\infty)$ و $A \neq \Omega$

هر تخصیص ساده تعمیم یافته را می توان به صورت A^w برای یک $w \in [0, +\infty)$ و $A \neq \Omega$ نشان داد که در حالت $w \leq 1$ ، یک تخصیص ساده خواهد بود. به ازای $w > 1$ ، μ را یک تخصیص ساده معکوس می نامند. قانون ترکیب TBM را می توان برای ترکیب تخصیص های ساده و تخصیص های ساده معکوس بدون تغییر استفاده نمود. همچنین رابطه $A^{w_1} \otimes A^{w_2} = A^{w_1 w_2}$ برای $w_1, w_2 \in [0, +\infty)$ نیز همچنان برقرار است. با استفاده از مفهوم تخصیص ساده تعمیم یافته، هر تخصیص غیر صریح را می توان به صورت یک ترکیب متحد از تخصیص های ساده تعمیم یافته به صورت رابطه (۱۲) نشان داد [۱۵].

$$m = \bigotimes_{A \subseteq \Omega} A^{w(A)} \quad (12)$$

که در این رابطه به ازای هر $A \subseteq \Omega$ ، $w(A) \in [0, +\infty)$ است. وزن های $w(A)$ را نیز می توان با استفاده از تابع رواج محاسبه نمود [۶] (رابطه (۱۳)).

$$w(A) = \prod_{B \supseteq A} q(B)^{(-1)^{|B|-|A|+1}} \quad (13)$$

بنابراین می توان گفت، تابع $w: 2^\Omega \setminus \{\Omega\} \rightarrow [0, +\infty)$ که تابع وزنی نامیده می شود، مانند Bel، Pl و q راه نمایش تخصیص احتمال پایه های غیر صریح است.

۳-۲- مقایسه محتوای اطلاعاتی توابع باور

برای بیان قانون ترکیب لازم است ابتدا راه های مقایسه توابع باور بر اساس محتوای اطلاعات آنها تعریف شوند. سه مورد از این مقایسه ها در [۲۲] و [۵] پیشنهاد شده اند که تعمیمی بر اصل شمول در نظریه مجموعه ها بوده و به صورت زیر بیان می گردند.

مرتب سازی بر اساس توابع:

تابع امکان: $m_1 \bar{c}_{pl} m_2$ اگر و تنها اگر $pl_1(A) \leq pl_2(A)$ برای $\forall A \subseteq \Omega$

² Dempsterian
³ Nondogmatic

¹ Generalized Simple Basic Probability Assignment

اکنون می‌توان از این قانون ترکیب برای ترکیب منابع شهود اطلاعات آماری و مکانی جهت ارزیابی آسیب‌پذیری لرزه‌ای مناطق تهران که منابع شهود وابسته محسوب می‌گردند استفاده نمود.

۲- تصمیم‌گیری چند معیاره بر اساس قانون ترکیب

یکپارچه‌هوشیار

همان‌طور که ذکر شد، در مدل بکار رفته برای تصمیم‌گیری، مجموعه $H = \{H_1, H_{12}, H_2, \dots, H_{(N-1)N}, H_N\}$ فرضیه‌های مورد استفاده در ارزیابی را تشکیل می‌دهند. با توجه به رابطه (۲) ابتدا توابع رواج و سپس توابع وزنی برای فرضیه‌ها به صورت روابط (۱۸) و (۱۹) تشکیل می‌گردند.

$$\begin{aligned} q(\varphi) &= 1 \\ q(H_1) &= m(H_1) + m(H_{12}) + m(H_{14}), \\ q(H_{12}) &= m(H_{12}) + m(H_{14}), \\ &\vdots \\ q(H_{14}) &= m(H_{14}) \end{aligned} \quad (18)$$

و داریم که:

$$\begin{aligned} w(H_1) &= \frac{q(H_{12})q(H_{14})}{q(H_1)}, \\ w(H_{12}) &= \frac{1}{q(H_{12})q(H_{14})}, \\ &\vdots \\ w(\varphi) &= \frac{q(H_1)q(H_2)q(H_3)q(H_4)}{q(H_{12})q(H_{23})q(H_{34})q(H_{14})} \end{aligned} \quad (19)$$

اکنون با استفاده از روش ترکیب یکپارچه‌هوشیار و خاصیت شرکت‌پذیری آن می‌توان منابع شهود را طبق رابطه (۱۷) ترکیب نمود. قانون ترکیب بدست آمده، در رابطه (۲۰) نشان داده شده است.

$$\begin{aligned} w_{1 \otimes 2 \otimes \dots} (H_1) &= w_1(H_1) \wedge w_2(H_1) \wedge \dots \\ &\vdots \\ w_{1 \otimes 2 \otimes \dots} (H_{14}) &= w_1(H_{14}) \wedge w_2(H_{14}) \wedge \dots \\ \Rightarrow m_1 \otimes m_2 \otimes \dots &= \bigotimes_{A \subset \Omega} A^{w_{1 \otimes 2 \otimes \dots}(A)} \end{aligned} \quad (20)$$

۳- کار عملی

برای ارزیابی آسیب‌پذیری لرزه‌ای شهر تهران در این تحقیق معیارها به چهار دسته تقسیم می‌گردند. متناظر با هر کدام از این دسته‌ها یک معیار کلی و تعدادی معیار پایه مرتبط با آن وجود دارد. معیارهای کلی عبارت از عوامل انسانی، عوامل زمین‌شناسی، ساختمانها و ادارات و مراکز صنعتی هستند [۲۳، ۲۴]. معیارهای پایه مرتبط با این معیارهای کلی در شکل (۱) مشاهده می‌شود. برای تعیین وزن معیارهای

اکنون با توجه به مطالب بیان شده و استفاده از قانون LCP^۱ که در [۱۶] توضیح داده شده است، قانون ترکیب یکپارچه‌هوشیار بیان می‌گردد. قانون LCP بیان می‌کند که از بین دو تابع باور حاصل از ترکیب، مناسب‌ترین تابع، تابع با حداقل اطلاعات می‌باشد. فرض می‌گردد که تخصیص‌های m_1 و m_2 از دو منبع شهود قابل اعتماد در اختیار می‌باشد. حاصل ادغام این دو تخصیص باید به صورت یک تخصیص مانند m_{12} که از نظر اطلاعاتی از m_1 و m_2 کامل‌تر است بیان شود. مجموعه تمامی تخصیص‌هایی مانند m' که بر اساس یک مقایسه مانند $x \in \{pl, q, s, d, w\}$ که از نظر اطلاعات غنی‌تر از m هستند، یعنی $m' \bar{\subset} m$ ، با $S_x(m)$ نمایش داده می‌شوند. در نتیجه خواهیم داشت که $m_{12} \in S_x(m_2)$ و $m_{12} \in S_x(m_1)$ که معادل است با $m_{12} \in S_x(m_1) \cap S_x(m_2)$. بر اساس اصل LCP باید عضو کمتر اعمال شده در مقایسه x را در $S_x(m_1) \cap S_x(m_2)$ به عنوان m_{12} انتخاب نمود.

قضیه: m_1 و m_2 دو تخصیص احتمال پایه غیر صریح در نظر گرفته می‌شوند. در مقایسه w ، عضو با کمترین اعمال در $S_w(m_1) \cap S_w(m_2)$ به صورت منحصر به فرد وجود داشته و با تابع وزنی رابطه (۱۶) بیان می‌گردد [۶].

$$w_{1 \otimes 2}(A) = w_1(A) \wedge w_2(A), \quad \forall A \subset \Omega \quad (16)$$

که \wedge نشان‌دهنده عملگر مینیمم می‌باشد.

اثبات: [۶].

اکنون با استفاده از رابطه (۱۶) می‌توان قانون ترکیب یکپارچه‌هوشیار را تعریف نمود.

تعریف: فرض کنید m_1 و m_2 دو تخصیص احتمال پایه غیر صریح باشند. ترکیب آنها با قانون ترکیب یکپارچه‌هوشیار که به صورت $m_{1 \otimes 2} = m_1 \otimes m_2$ نشان داده می‌شود، به صورت رابطه (۱۷) تعریف می‌گردد [۶]:

$$m_1 \otimes m_2 = \bigotimes_{A \subset \Omega} A^{w_{1 \otimes 2}(A)} = \bigotimes_{A \subset \Omega} A^{w_1(A) \wedge w_2(A)} \quad (17)$$

مشاهده می‌شود که اگر در این قانون ترکیب، یک منبع شهود با خود آن ترکیب شود، تخصیص‌های بدست آمده از ترکیب تغییری نکرده و همان تخصیص‌های اولیه خواهند بود.

¹ Least Commitment Principle

آمده از هرماتریس بوسیله قانون ترکیب دمپستر با یکدیگر برای رسیدن به وزنه‌های نهایی ترکیب می شوند.

وزن های بدست آمده بر اساس نظر چندین فرد خبره با استفاده از این روش برای هر گروه از معیارهای پایه و معیارهای کلی در جدول ۱ مشاهده می گردند.

جدول ۱: وزن معیارهای کلی و معیارهای پایه مرتبط با آنها (الف) وزن هر کدام از معیارهای کلی

معیارهای کلی	ساختمانها	زمین شناسی	انسانی	ادارات و مراکز صنعتی
وزن	۰/۳۶	۰/۲۳	۰/۲۷	۰/۱۴

(ب) وزن معیارهای پایه مربوط به معیار کلی عوامل انسانی

معیارهای پایه عوامل انسانی	تراکم جمعیت زیر ۵ سال	تراکم جمعیت دانش آموز	تراکم جمعیت کلی	تراکم جمعیت بالای ۶۵ سال
وزن	۰/۲۴	۰/۲۱	۰/۲۹	۰/۲۶

(پ) وزن معیارهای پایه مربوط به معیار کلی عوامل زمین شناسی

معیارهای پایه عوامل زمین شناسی	متوسط شیب زمین	شدت زلزله
وزن	۰/۳۸	۰/۶۲

(ت) وزن معیارهای پایه مربوط به معیار کلی عوامل ساختمانها

معیارهای پایه عوامل ساختمانها	ساختمانهای قبل از سال ۴۵	ساختمانهای بیش از ۵ طبقه	ساختمانهای کمتر از ۵ طبقه	ساختمانهای بین سالهای ۴۵ و ۶۷
وزن	۰/۳۴	۰/۲۶	۰/۱۸	۰/۲۲

(ث) وزن معیارهای پایه مربوط به معیار کلی ادارات و مراکز صنعتی خطرناک

معیارهای پایه عوامل ادارات و مراکز صنعتی خطرناک	بیمارستانها	ادارات	مراکز صنعتی خطرناک
وزن	۰/۴۱	۰/۳۱	۰/۲۸

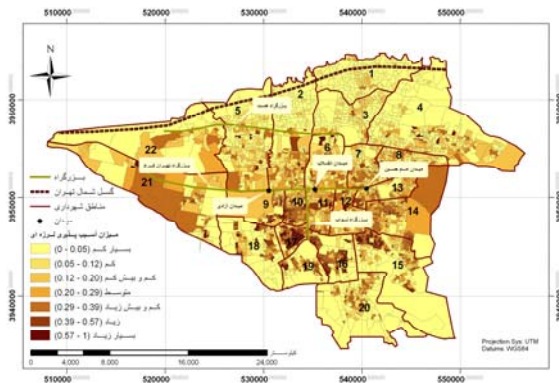
با استفاده از وزن های بدست آمده و با توجه به درخت سلسله مراتب شکل (۱) می توان هر یک از مناطق آماری شهر تهران در این تحقیق را

کلی و معیارهای پایه از دانش چندین فرد خبره استفاده شده است. برای ترکیب اطلاعات این افراد می توان از روشهای مختلفی مانند تجزیه و تحلیل سلسله مراتبی، تجزیه و تحلیل سلسله مراتبی دمپستر- شافر، روش متوسط گیری وزن دار و ... استفاده نمود که در این تحقیق برای مدل سازی عدم قطعیت موجود در نظر افراد خبره از روش تجزیه و تحلیل سلسله مراتبی دمپستر- شافر استفاده شده است. همان طور که در [۱] توضیح داده شده است این روش برای حل برخی مشکلات روش تجزیه و تحلیل سلسله مراتبی و مدل سازی عدم قطعیت در آن ارائه شده است.

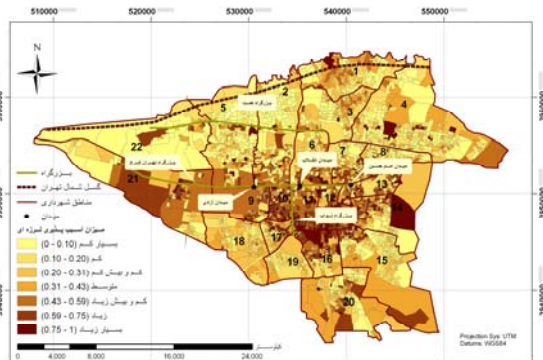
در این روش در بین تعداد محدودی گزینه برای انتخاب ارزش هر کدام با نسبت دادن درجات برتری به هر کدام، معین می گردد. در این مسئله گزینه های انتخاب همان معیارها هستند که در دو سطح قرار دارند که باید هر دسته از این معیارها در هر کدام از سطوح وزن دهی شوند. همچنین برای صحت وزن دهی از نظر چندین فرد خبره استفاده شده است که نظرات هر کدام از آنها در روش تجزیه و تحلیل سلسله مراتبی دمپستر- شافر توسط یک ماتریس دانش نمایش داده شده و سپس با استفاده از تئوری دمپستر- شافر ترکیب شده اند.

در روش تجزیه و تحلیل سلسله مراتبی دمپستر- شافر، فرد خبره حالت های انتخاب خود را که مجموعه هایی متشکل از گزینه ها یا اعضای Θ (مجموعه چهارچوب) که همان فرضیه حالت حداکثر عدم قطعیت یا نامعینی است، تعیین می کند. تعداد و اندازه گروه های تشخیص داده شده بوسیله تصمیم گیرنده، نشان دهنده میزان دانش او از معیار مورد نظر است. اکنون یک ماتریس دانش برای مقایسه گروه های تشخیص داده شده تعیین و میزان برتری هر کدام از آنها مشخص می شود. با مقایسه هر کدام از گروه ها با حالت عدم قطعیت به هر کدام یک درجه برتری بین ۱ الی ۹ نسبت داده می شود. تفاوت این روش با تجزیه و تحلیل سلسله مراتبی در این است که به جای مقایسه دو به دو بین گروه های تک عضوی، هر گروه با حالت عدم قطعیت مقایسه می گردد.

پس از تشکیل ماتریس اطلاعات، برای بدست آوردن وزنه های مربوط به هر معیار چندین روش مانند نرمالیزاسیون ستونهای ماتریس اطلاعات [۱] و یا استفاده از بردارهای ویژه ماتریس [۱۷] پیشنهاد شده است. در این تحقیق از روش بردارهای ویژه استفاده شده است. مزیت این روش قابل استفاده بودن آن در حالتی که وزنه های موجود در ماتریس با یکدیگر سازگار نیستند بوده که در این تحقیق با چنین حالتی روبرو هستیم [۱]. مقادیر وزنه ها در این روش عناصر بردار ویژه نرمالیزه شده مربوط به بزرگترین مقدار ویژه ماتریس است. این وزنه های بدست

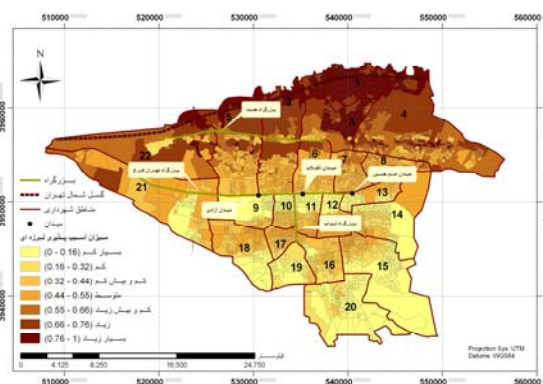


شکل ۲: آسیب‌پذیری لرزه‌ای شهر تهران بر اساس معیار کلی عوامل انسانی



شکل ۳: آسیب‌پذیری لرزه‌ای شهر تهران بر اساس معیار کلی ساختمانها

همان‌طور که در شکل (۲) ملاحظه می‌شود با در نظر گرفتن معیار عوامل انسانی، مناطق مرکزی متمایل به جنوب دارای آسیب‌پذیری بالاتری هستند. همچنین در شکل (۳) نیز مناطق مرکزی و جنوبی دارای آسیب‌پذیری بالاتری نسبت به سایر مناطق هستند که این موضوع به علت ساخت فرسوده تر و قدیمی تر و همچنین تراکم جمعیت بالاتر این مناطق است.



شکل ۴: آسیب‌پذیری لرزه‌ای شهر تهران بر اساس معیار کلی عوامل زمین‌شناسی

با استفاده از روش تصمیم‌گیری سلسله‌مراتبی توضیح داده شده از نظر آسیب‌پذیری لرزه‌ای ارزیابی نمود و برای هر منطقه یک تخصیص احتمال پایه ترکیب شده با فرضیه‌های $H = \{H_1, H_{12}, H_2, H_{23}, H_3, H_{34}, H_4, H_{14}\}$ بدست آورد. به عبارتی در هر منطقه یک جرم احتمال پایه ترکیب شده برای هر کدام از این فرضیه‌ها بدست خواهد آمد.

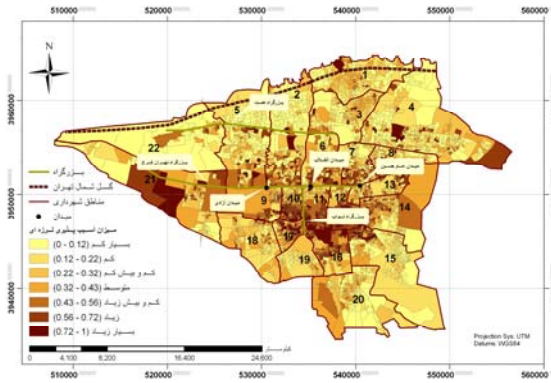
برای رتبه‌بندی هر منطقه از نظر آسیب‌پذیری لرزه‌ای نسبت به بقیه مناطق، باید ارزیابی بدست آمده به صورت جرم‌های احتمال برای فرضیه‌های $H = \{H_1, H_{12}, H_2, H_{23}, H_3, H_{34}, H_4, H_{14}\}$ را به صورت یک عدد به عنوان امتیاز بیان نمود. برای این کار به ازای هر H_i یک امتیاز $u(H_i)$ در نظر گرفته شده است به طوری که $u(H_{i+1}) > u(H_i)$. فرضیه‌هایی چون $H_{ij} = \{H_i, H_j\}$ را می‌توان هم به H_i و هم به H_j نسبت داد. بنابراین برای هر منطقه یک امتیاز حداکثر و یک امتیاز حداقل بدست آورده و امتیاز نهایی را می‌توان متوسط این دو طبق رابطه (۲۱) در نظر گرفت.

$$u_{\max}(A) = \sum_{i=1}^4 \beta_i(A)u(H_i) + \sum_{i=1}^3 \beta_{i+1}(A)u(H_{i+1}) + \beta_{14}(A)u(H_4) \quad (21)$$

$$u_{\min}(A) = \sum_{i=1}^4 \beta_i(A)u(H_i) + \sum_{i=1}^3 \beta_{i+1}(A)u(H_i) + \beta_{14}(A)u(H_1)$$

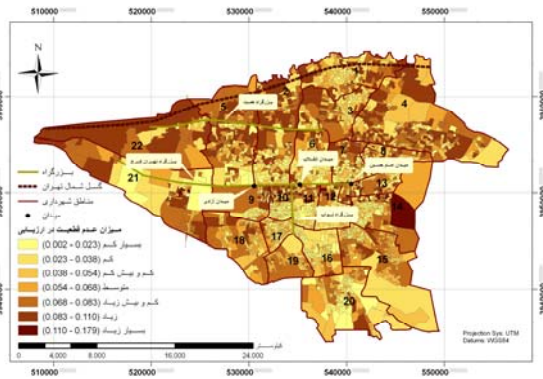
$$u_{\text{avg}}(A) = \frac{u_{\max}(A) + u_{\min}(A)}{2}$$

در اینجا $u(H_i)$ ها به صورت $u(H_i) = i$ در نظر گرفته می‌شوند. آسیب‌پذیری لرزه‌ای هر منطقه را می‌توان بر اساس u_{\min} ، u_{avg} و u_{\max} نشان دهنده بدترین حالت و u_{\min} نشان دهنده بهترین حالت در ارزیابی است. در شکل‌های (۲)، (۳)، (۴) و (۵) نتایج ارزیابی آسیب‌پذیری لرزه‌ای شهر تهران بر اساس هر کدام از معیارهای کلی با استفاده از u_{avg} به صورت یک نقشه نشان داده شده است. در هر کدام از این نقشه‌ها داده‌ها به هفت کلاس آسیب‌پذیری لرزه‌ای تقسیم شده‌اند.



شکل ۶: نقشه نهایی آسیب پذیری لرزه ای شهر تهران با استفاده از U_{avg}

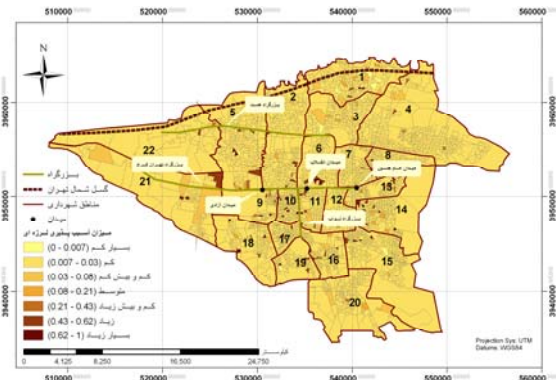
در شکل (۷) عدم قطعیت موجود در نقشه ارزیابی آسیب پذیری لرزه ای شهر تهران که در شکل (۶) نشان داده شده است، ارائه گردیده است. در این نقشه مناطق پر رنگ تر با عدم قطعیت بیشتری در داده ها همراه می باشند. این عدم قطعیت همان گونه که توضیح داده شد ناشی از عدم قطعیت در داده های اولیه و همچنین عدم قطعیت در فرایند تصمیم گیری می باشد.



شکل ۷: نقشه عدم قطعیت در ارزیابی آسیب پذیری لرزه ای شهر تهران

در شکل (۸) متوسط عدم قطعیت در ارزیابی آسیب پذیری لرزه ای شهر تهران بر اساس هر کدام از معیارها در کنار عدم قطعیت در ارزیابی پس از ترکیب معیارها نشان داده شده است. مشاهده می گردد که طبق انتظار پس از ترکیب، عدم قطعیت بسیار کاهش یافته است. عدم قطعیت موجود در نقشه ترکیب شده از عدم قطعیت نقشه های ارزیابی بر اساس هر کدام از معیارهای کلی کمتر می باشد که این یکی از ویژگی ها و لازمه روشهای ترکیب اطلاعات می باشد [۲۱].

با توجه به اینکه در این تحقیق سناریوی فعال شدن گسل شمال تهران در نظر گرفته شده است، در شکل (۴) نیز مناطق نزدیکتر به این گسل دارای آسیب پذیری بسیار بالاتری نسبت به سایر نقاط می باشند. شکل (۵) آسیب پذیری را بر اساس معیار تراکم ادارات، بیمارستانها و مراکز صنعتی نشان می دهد. با توجه به محدود بودن تعداد این مراکز و پراکنده بودن آنها، در این شکل ملاحظه می شود که تنها برخی مناطق دارای آسیب پذیری بالایی بوده و بیشتر مناطق آسیب پذیری یکسانی دارند.



شکل ۵: آسیب پذیری لرزه ای شهر تهران بر اساس معیار کلی ادارات و مراکز صنعتی

در شکل (۶) نتایج ارزیابی نهایی آسیب پذیری لرزه ای هر منطقه از شهر تهران با ترکیب نتایج بدست آمده از معیارهای کلی که در شکل های (۲) تا (۵) مشاهده می شود بر اساس U_{avg} و با استفاده از روش تصمیم گیری چند معیاره بیان شده در یک سطح بالاتر نشان داده شده است. این نقشه دارای هفت کلاس آسیب پذیری لرزه ای برای نمایش امتیاز هر منطقه می باشد. مناطقی که دارای امتیاز U بزرگتری هستند مناطق با آسیب پذیری لرزه ای بالاتر را نسبت به بقیه مناطق نشان داده و پر رنگ تر می باشند.

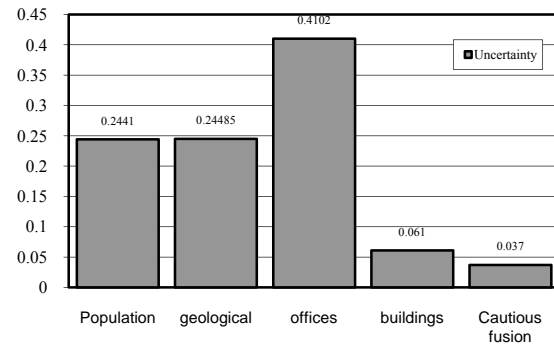
اطلاعات مناطق مختلف موجود در این نقشه ها اطلاعاتی همراه با عدم قطعیت هستند. به عبارتی داده های بدست آمده برای هر منطقه در هر کدام از نقشه ها دارای وزن عدم قطعیتی است که از جرم احتمال پایه فرضیه H_{IN} ایجاد می گردد. داده های مناطقی که جرم احتمال عدم قطعیت آنها کوچکتر باشند داده های معتبر و قابل اعتمادتری خواهند بود.

آسیب‌پذیری زیادی نسبت به بقیه مناطق نمی‌باشند. نقشه‌های ارائه شده همراه با عدم قطعیت‌هایی می‌باشند که ناشی از روش تصمیم‌گیری و تئوری استدلال شهودی بکار رفته می‌باشد. در شکل (۸) مجموع عدم-قطعیت موجود در هر کدام از نقشه‌ها با یکدیگر مقایسه شده است. مشاهده می‌شود که عدم قطعیت نقشه ترکیب شده نهایی که در شکل (۷) ارائه شده است، از عدم قطعیت هر کدام از نقشه‌های مربوط به معیارهای کلی کمتر می‌باشد که این موضوع یکی از ویژگی‌های اساسی تئوری استدلال شهودی می‌باشد.

مشابه کار امیری و سیلاوی، در این تحقیق نیز اقدام به تهیه نقشه-های آسیب‌پذیری لرزه‌ای برای شهر تهران شده است، با این تفاوت که از روش تصمیم‌گیری چند معیاره‌ای بر اساس یک قانون ترکیب در تئوری استدلال شهودی برای ترکیب منابع شهود و مدل‌سازی عدم-قطعیت استفاده شد. همچنین همبستگی بین منابع اطلاعات مکانی نیز در نظر گرفته شد. روش تصمیم‌گیری چند معیاره بکار رفته کلیه پارامترهای تاثیرگذار در ارزیابی آسیب‌پذیری مانند اهمیت معیارها، مدل‌سازی عدم قطعیت در تصمیم‌گیری، عدم قطعیت در داده‌ها و فقدان داده در برخی مناطق شهر را شامل می‌گردد.

مراجع

- [1] M.J. Beynon, B. Curry, P.H. Morgan, "The Dempster-Shafer theory of evidence: An alternative approach to multicriteria decision modeling". *OMEGA*, 2000, Vol. 28, No. 1, pp. 37 – 50.
- [2] M.E.G.V. Cattaneo, "Combining belief functions issued from dependent sources", J.M. Bernard, T. Seidenfeld, M. Zaffalon (Eds.), *Proceedings of the Third International Symposium on Imprecise Probabilities and Their Applications (ISIPTA'03)*, Carleton Scientific, Lugano, Switzerland, 2003, pp. 133–147.
- [3] A.P. Dempster, "Upper and lower probabilities induced by a multivalued mapping", *Annals of Mathematical Statistics*, 1967, Vol. 38, pp 325–339.
- [4] D. Dubois, H. Prade, "On the unicity of Dempster's rule of combination", *International Journal of Intelligent Systems*, 1986, Vol. 1, pp. 133–142.
- [5] D. Dubois, H. Prade, "A set-theoretic view of belief functions: logical operations and approximations by fuzzy sets", *International Journal of General Systems*, 1986, Vol. 12, No. 3, pp. 193–226.
- [6] T. Denoeux, "Conjunctive and disjunctive combination of belief functions induced by



شکل ۸: نمودار عدم قطعیت موجود در نقشه‌های آسیب‌پذیری لرزه‌ای شهر تهران مربوط به معیارهای کلی و نقشه ترکیب شده حاصل از آنها

۴- نتیجه‌گیری

در این تحقیق نقشه‌های آسیب‌پذیری لرزه‌ای شهر تهران بر اساس سناریوی فعال شدن گسل شمال تهران با استفاده از یک روش تصمیم‌گیری چند معیاره مبتنی بر تئوری استدلال شهودی ارائه شده است. این نقشه آسیب‌پذیری لرزه‌ای هر منطقه از شهر را نسبت به سایر مناطق بر مبنای آسیب‌پذیری انسانی نشان می‌دهد. تئوری استدلال شهودی یکی از بهترین روش‌های استفاده از داده‌های همراه با عدم قطعیت است. از مهمترین مشکلات اساسی تئوری دمپستر-شافر، فرض استقلال منابع و ناسازگاری بین منابع شهود می‌باشد. در بسیاری از روش‌های تصمیم‌گیری چند معیاره بر اساس تئوری استدلال شهودی دمپستر-شافر، منابع شهود مستقل فرض شده‌اند. در اطلاعات مکانی بکار رفته در این تحقیق اطلاعات مربوط به معیارهای عوامل انسانی مستقل از یکدیگر نمی‌باشند. بنابراین از روشی به نام قانون ترکیب یکپارچه هوشیار برای ترکیب منابع شهود در یک ساختار تصمیم‌گیری چند معیاره سلسله‌مراتبی استفاده شده است که می‌تواند برای تصمیم‌گیری در مورد منابع شهود وابسته به کار رود. در این تحقیق از روش فوق برای ارزیابی آسیب‌پذیری لرزه‌ای شهر تهران استفاده شده است. در نقشه نهایی در شکل (۶) که حاصل ترکیب نقشه‌های شکل‌های (۲) تا (۵) است، مشاهده می‌شود که مناطق مرکزی و متمایل به جنوب دارای آسیب‌پذیری بالاتری نسبت به بقیه مناطق هستند که می‌توان آن را در اثر آسیب‌پذیری بالای این مناطق در معیارهای کلی ساختمانها و عوامل انسانی دانست که این دو معیار کلی دارای وزن‌های به ترتیب ۰/۳۲ و ۰/۲۴ نسبت به سایر معیارها می‌باشند. همچنین برخی مناطق شمالی تهران به علت نزدیک بودن به گسل شمال تهران در نقشه معیارهای زمین‌شناسی دارای آسیب‌پذیری بالایی بوده اما چون این مناطق در بقیه معیارها آسیب‌پذیری کمی دارند، در نقشه نهایی ترکیب شده دارای

- [19] J. B. Yang, D. L. Xu, "On evidential reasoning algorithms for multiattribute decision analysis under uncertainty", *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern.*, 2002, A, Vol. 32, pp. 278–304.
- [20] J.B. Yang and M. G. Singh, "An evidential reasoning approach for multiple attribute decision making with uncertainty," *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern.*, 1994, Vol. 24, No. 1, pp. 1–18.
- [21] R. R. Yager., L. Liu., *Classic Works of the Dempster-Shafer Theory of Belief Functions*, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2008.
- [22] R.R. Yager, "The entailment principle for Dempster–Shafer granules", *International Journal of Intelligent Systems*, 1986, Vol. 1, pp. 247–262.
- [۲۳] علیرضا امیری، "ارزیابی ریسک لرزه‌ای شهر تهران با بکارگیری تئوری‌های عدم قطعیت شهود و زبر"، پایان‌نامه کارشناسی ارشد، پردیس دانشکده‌های فنی دانشگاه تهران، ۱۳۸۷.
- [۲۴] ط. سیلاوی، "ارزیابی آسیب‌پذیری شهر تهران با بکارگیری مدل‌های فازی شهودی"، پایان‌نامه کارشناسی ارشد، پردیس دانشکده‌های فنی دانشگاه تهران، ۱۳۸۵.
- nondistinct bodies of evidence", *Artificial Intelligence*, 2008, Vol. 172, pp. 234–264.
- [7] Z. Elouedi, K. Mellouli, "Pooling dependent expert opinions using the theory of evidence", *Proc. of the Seventh Int. Conf. on Information Processing and Management of Uncertainty in Knowledge-Based Systems (IPMU 98)*, Paris, France, July 1998, Vol. 1, pp. 32–39.
- [8] Lootsma, F.A., "Scale sensitivity in the multiplicative AHP and SMART". *Journal of Multi-Criteria Decision Analysis*, 1993, Vol. 2, pp. 87–110.
- [9] Lootsma, F.A., "Multicriteria decision analysis in a decision tree". *European Journal of Operational Research*, 1997, Vol. 101, pp. 442–451.
- [10] X.N. Ling, W.G. Rudd, "Combining opinions from several experts", *Applied Artificial Intelligence*, 1989, Vol. 3, pp. 439–452.
- [11] G. Shafer, *Mathematical Theory of Evidence*, Princeton, N.J.: Princeton Univ. Press, 1976.
- [12] F. Klawonn, Ph. Smets, "The dynamic of belief in the transferable belief model and specialization–generalization matrices", D. Dubois, et al. (Eds.), *Proc. of the 8th Conference on Uncertainty in Artificial Intelligence, Morgan Kaufmann, San Mateo, CA*, 1992, pp. 130–137.
- [13] Ph. Smets, R. Kennes, "The transferable belief model", *Artificial Intelligence*, 1994, vol. 66, pp. 191–243.
- [14] Ph. Smets, "The Transferable Belief Model for quantified belief representation", D.M. Gabbay, Ph. Smets (Eds.), *Handbook of Defeasible Reasoning and Uncertainty Management Systems*, vol. 1, Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, 1998, pp. 267–301.
- [15] Ph. Smets, "The canonical decomposition of a weighted belief", *Int. Joint Conf. on Artificial Intelligence, Morgan Kaufman, San Mateo, CA*, 1995, pp. 1896–1901.
- [16] Ph. Smets, "Belief functions: the disjunctive rule of combination and the generalized Bayesian theorem", *International Journal of Approximate Reasoning*, 1993, Vol. 9, pp. 1–35.
- [17] T.L Saaty, "A scaling method for priorities in hierarchical structures". *Journal of Mathematical Psychology*, 1977, Vol. 15, pp. 59–62.
- [18] D.L. Xu, J.B. Yang, Y.M. Wang, "The evidential reasoning approach for multi-attribute decision analysis under interval uncertainty", *European Journal of Operational Research*, 2006, Vol. 174, pp. 1914–1943.

Logic Based Switching H_2/H_∞ Control of Linear Singular Perturbation Systems: A Fuzzy Supervisor Approach

Ahmad Fakharian¹, Fatemeh Jamshidi² and Mohammad Taghi Hamidi Beheshti³

Department of Control Engineering, Faculty of Engineering, Tarbiat Modarres University,
P. O. Box 14115-143, Tehran, Iran,

¹Phd Student (fakhari@modares.ac.ir), ²Phd Student, ³Assistant Professor

(Manuscript received: Jul. 20 2009, accepted Nov. 15 2009)

Abstract: In this paper the synthesis of logic-based switching H_2/H_∞ state-feedback controller for continuous-time LTI singular perturbation systems is considered which achieves a minimum bound on the H_2 performance level, while satisfying the H_∞ performance. The proposed hybrid control scheme is based on a fuzzy supervisor which manages the combination of two controllers. A convex LMI-Based formulation of the two fast and slow subsystem controllers leads to a structure which ensures a good performance in both the transient phase and the steady state phase. The stability analysis uses the Lyapunov technique, inspired from switching system theory, to prove that the system with the proposed controller remains globally stable despite the configuration (controller) changing.

Keywords: continuous-time LTI singular perturbation system, Fuzzy supervisor, switching H_2/H_∞ state-feedback control, Linear Matrix Inequality (LMI).

کنترل سوئیچینگ H_2/H_∞ سیستمهای آشفته تکین خطی: یک خط مشی مبتنی بر سرپرست فازی

چکیده: در این مقاله طراحی کنترل کننده سوئیچینگ H_2/H_∞ فیدبک حالت برای سیستمهای آشفته تکین خطی تغییرناپذیر با زمان در نظر گرفته می شود که یک باند پایین روی نرم H_2 را بر آورده می کند، درحالیکه معیار نرم H_∞ سیستم نیز بر آورده می گردد. ساختار کنترل ترکیبی پیشنهادی براساس طراحی یک سرپرست فازی می باشد که ترکیب دو کنترل کننده مرتبط با زیر سیستمهای کند و سریع را مدیریت می کند. یک فرمولاسیون محدب مبتنی بر نامساویهای ماتریسی خطی (LMI) از دو کنترل کننده زیر سیستمهای کند و سریع را سیستم اصلی، منجر به رسیدن به یک ساختار کنترلی می گردد که عملکرد مناسب در دو فاز حالت گذرا و حالت ماندگار پاسخ را تضمین می نماید. در آنالیز پایداری ساختار پیشنهادی از تکنیک لیاپانوف استفاده می گردد تا اثبات شود که سیستم حلقه بسته با استفاده از کنترل کننده پیشنهادی بطور همه گیر پایدار خواهد شد.

کلمات کلیدی: سیستم آشفته تکین خطی زمان پیوسته تغییرناپذیر با زمان، سرپرست فازی، کنترل فیدبک حالت سوئیچینگ H_2/H_∞ نامساویهای ماتریسی خطی.

1- Introduction

Systems with slow and fast dynamics, described mathematically by singular perturbations, are studied extensively in numerous papers and books; see for examples [3, 4, 8, 12, 13]. In the robust control

approach of singular perturbation systems, the controller is usually derived through indirect mathematical programming approaches (e.g. solving the Riccati equations), which encounter serious numerical problem linked with the stiffness of the

equations involved in the design. To avoid this difficulty, several approaches [12, 13] have been developed to transform the original problem into ϵ -independent sub-problems, among which, the time-scale decomposition [12] is commonly adopted. As an alternative to the Riccati equation solution, the LMI formulation has been attracting more and more attention of robust control researchers. However, up to the present, it remains an open area solving the mixed H_2/H_∞ control problems for singular perturbation systems through LMI approach. Garcia et al. [4] extended the results of [14] and proposed a solution for the infinite time near optimal regulator problem (H_2 control) for singular perturbation systems through an LMI formulation. A time scale-decomposition was employed on the overall system as well. In [15] a different way for solving this problem is presented. By proposing a new lemma, the problem is formulated into a set of inequalities independent of ϵ . An algorithm is given to solve this set of inequalities through the LMI formulation. But extension of this method to mixed H_2/H_∞ control is very difficult. In [16] a same approach is used for solving problem with static output feedback instead of state feedback.

Combination of different techniques to obtain the different performances is widely used today ([7, 10]). This method results in the hybrid dynamical systems which include continuous and discrete dynamics and a mechanism (supervisor) managing the interaction between these dynamics [2]. In an actual engineering control problem, various conflicting requirements such as disturbance rejection and robustness to changing conditions and plant uncertainties have to be satisfied. General multi-objective control problems are difficult and remain mostly open up to now. By the multi-objective control, we mean synthesis problems with a mix of performances. The mixed H_2/H_∞ control is an important robust control method and has been studied by many researchers. The mixed H_2/H_∞ control is concerned with the design of a controller that minimizes the H_2 performance of the system with respect to some input noises while it guarantees certain worst case

performance with respect to other external disturbances.

Compared with the sole H_∞ control, the mixed H_2/H_∞ control is more attractive in engineering practice, since the former is a worst-case design which tends to be conservative whereas the later minimizes the average performance with a guaranteed the worse-case performance.

In the present paper, the switching mixed H_2/H_∞ state feedback control problems for continuous-time linear singular perturbation systems are solved. The simple design methods of [1] are applied to derive the state-feedback gains, separately for two fast and slow sub-systems. A fuzzy supervisor is proposed for the hybrid combination of these controllers to use their advantages and to ensure the required performances and the stability of the closed loop system.

The contribution of the presented work is combining fast and slow sub-system controllers using a supervisor, which manages the gradual transition from one controller to another. This method is applied to use the advantages of each controller. The gradual transition attenuates the uncontrollability and instability problems related to the abrupt switch. The control signal is obtained via a weighted sum of the two signals given by the slow and fast sub-system controllers. This weighted sum is managed thanks to a fuzzy supervisor, which is adapted to obtain the desired closed loop system performances. So, the fast sub-system controller mainly acts in the transient phase providing a fast dynamic response and enlarging the stability limits of the system, while the slow sub-system controller acts mainly in the steady state to reduce chattering and to maintain the tracking performances. Furthermore, the global stability of the system even if the system switches from one configuration to another (transient to steady state and vice versa) is guaranteed.

The structure of the paper is as follows. Section 2 presents the system definition and the controllers used. In Section 3, the fuzzy supervisor and the proposed control law are described. Stability analysis is demonstrated in Section 4. The design procedure is

explained in Section 5 and an example is given to illustrate the efficiency of the proposed method, followed by conclusions in Section 6.

Notation: Throughout the paper the superscript 'T' stands for matrix transposition, R^n denotes the n dimensional Euclidean space, $R^{n \times m}$ is the set of all $n \times m$ real matrices, and the notation $P > 0$, (respectively, $P \geq 0$) for $P \in R^{n \times n}$ means that P is symmetric and positive definite (respectively, positive semi-definite).

2- Problem Statement

Consider the following linear singularly perturbed system with slow and fast dynamics described in the "singularly perturbed" form:

$$\Sigma: \begin{cases} \dot{x}_1 = A_1 x_1 + A_2 x_2 + B_{w_1} w + B_1 u \\ \epsilon \dot{x}_2 = A_3 x_1 + A_4 x_2 + B_{w_2} w + B_2 u \\ z = C_{z_1} x_1 + C_{z_2} x_2 + D_z u \\ y = C_1 x_1 + C_2 x_2 \end{cases} \quad (1)$$

Where $x_i \in R^{n_i}$, $i = 1, 2$, are the states; $u \in R^{m_1}$ is the control input; $w \in R^{m_2}$ is the disturbance input; $y \in R^{l_1}$ is the measured output; $z \in R^{l_2}$ is output to be regulated; and ϵ is a small positive parameter. By introducing the following notation:

$$\begin{aligned} x &= \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}, \quad A_\epsilon = \begin{bmatrix} A_1 & A_2 \\ \frac{1}{\epsilon} A_3 & \frac{1}{\epsilon} A_4 \end{bmatrix} \\ B_\epsilon &= \begin{bmatrix} B_1 \\ \frac{1}{\epsilon} B_2 \end{bmatrix}, \quad B_{w_\epsilon} = \begin{bmatrix} B_{w_1} \\ \frac{1}{\epsilon} B_{w_2} \end{bmatrix} \\ C_z &= [C_{z_1} \quad C_{z_2}], \quad C = [C_1 \quad C_2] \end{aligned} \quad (2)$$

The system Σ can be rewritten into the following compact form:

$$\Sigma: \begin{cases} \dot{x} = A_\epsilon x + B_{w_\epsilon} w + B_\epsilon u \\ z = C_z x + D_z u \\ y = C x \end{cases} \quad (3)$$

Applying a static state feedback control:

$$u = Kx \quad (4)$$

Leads to the following closed-loop system:

$$\Sigma_{cl}: \begin{cases} \dot{x} = A_{cl} x + B_{cl} w \\ z = C_{cl} x \end{cases} \quad (5)$$

Where

$$\begin{aligned} A_{cl} &= A_\epsilon + B_\epsilon K \\ B_{cl} &= B_{w_\epsilon} \\ C_{cl} &= C_z + D_z K \end{aligned} \quad (6)$$

Denote the transfer function of the closed-loop system Σ_{cl} from w to z as:

$$T(s, K) = C_{cl}(sI - A_{cl})^{-1} B_{cl}$$

The generalized H_2 norm of $T(s, K)$ is defined by[1]:

$$\text{Min}_K \|T(s, K)\|_2 = \text{Min}_K \left\{ \|z(T)\|: x_{cl} = 0, T \geq 0, \int_0^T \|w(t)\|^2 dt \leq 1 \right\} = \text{Min}_K \frac{\|z\|_\infty}{\|w\|_2} \quad (7)$$

And the H_∞ norm of $T(s, K)$ is defined by:

$$\|T(s, K)\|_\infty = \text{Sup}_K \frac{\|z\|_2}{\|w\|_2} \quad (8)$$

Where the norm $\|E\|$ of a complex matrix E is defined as the largest singular value of E .

Slow and fast sub-systems: If A_4 be a nonsingular matrix, we can decompose the original singularly perturbed system (1) to two slow and fast subsystems. The slow subsystem defined letting $\epsilon = 0$ in second equation of (1) and computing x_2 in terms of x_1 , w and u , then substituting it in the first equation. Therefore, the slow subsystem is obtained as follows:

$$\begin{cases} \dot{x}_s = A_s x_s + B_{w_s} w + B_{1_s} u_s \\ z_s = C_{z_s} x_s + D_{w_s} w + D_s u_s \\ y_s = C_s x_s + D_{w_{s1}} w + D_{s1} u_s \end{cases} \quad (9)$$

Where:

$$\begin{aligned} A_s &= A_1 - A_2 A_4^{-1} A_3 & B_{w_s} &= B_{w_1} - A_2 A_4^{-1} B_{w_2} \\ B_{1_s} &= B_1 - A_2 A_4^{-1} B_2 & C_{z_s} &= C_{z_1} - C_{z_2} A_4^{-1} A_3 \\ D_{w_s} &= -C_{z_2} A_4^{-1} B_{w_2} & D_s &= D_z - C_{z_2} A_4^{-1} B_2 \\ C_s &= C_1 - C_2 A_4^{-1} A_3 & D_{w_{s1}} &= -C_2 A_4^{-1} B_{w_2} \\ D_{s1} &= -C_2 A_4^{-1} B_2 \end{aligned} \quad (10)$$

The fast subsystem of (1) is defined by:

$$\begin{cases} \epsilon \dot{x}_f = A_{22} x_f + B_{w_2} w + B_2 u_f \\ z_f = C_{z_2} x_f + D_z u_f \\ y_f = C_2 x_f \end{cases} \quad (11)$$

Therefore, according to (9) and (11) we can decompose the overall full order system (1) into two slow and fast subsystems. In sequel, we use these two subsystems for slow and fast controller design and then mix them using a fuzzy supervisor to produce proposed controller for the overall system.

The Suboptimal H_2 static state feedback control

problem: let $\nu > 0$ be a given constant. If possible to find a static state feedback gain K such that the closed loop system be asymptotically stable and $\|T(s, K)\|_2 < \nu$.

The Suboptimal H_∞ static state feedback control

problem: let $\gamma > 0$ be a given constant. If possible to find a static state feedback gain K such that the

closed loop system be asymptotically stable and $\|T(s, K)\|_\infty < \gamma$.

The Suboptimal mixed H_2/H_∞ static state feedback control problem: let $\gamma > 0$ be a given constant. If possible to find a static state feedback gain K such that the closed loop system be asymptotically stable and we have:

$$\text{Min } \|T(s, K)\|_2$$

$$\text{Subject to: } \|T(s, K)\|_\infty < \gamma$$

In this paper we focus on the suboptimal mixed H_2/H_∞ static state feedback control problem. In sequel, we express the suboptimal H_2 , H_∞ and mixed H_2/H_∞ problems in terms of the linear matrix inequalities (LMI).

Lemma 2.1. [1](The Suboptimal overall H_2 static state feedback control problem):

Consider overall system (1). The static state feedback control law (4) stabilize closed loop system (5) and achieves a prescribed H_2 -norm bound $\nu > 0$ for closed loop system (5), if and only if there exists $P = P^T > 0$ and Z with appropriate dimensions such that:

$$\begin{pmatrix} (A_\epsilon + B_\epsilon K)P + P(A_\epsilon + B_\epsilon K)^T & P(C_z + D_z K)^T \\ (C_z + D_z K)P & -I \end{pmatrix} < 0$$

$$\begin{pmatrix} P & B_{w_\epsilon} \\ B_{w_\epsilon}^T & Z \end{pmatrix} > 0 \quad (12)$$

Trace(Z) < ν

In (12), P , K and Z shall be found. But cross product of K and P is appeared in (12) and therefore, it is not in the LMI format. With change of variables as $Q = P$, $R = KQ$, we can transform the nonlinear form (12) to the following LMI form

$$\begin{pmatrix} A_\epsilon Q + QA_\epsilon^T + B_\epsilon R + R^T B_\epsilon^T & QC_z^T + R^T D_z^T \\ C_z Q + D_z R & -I \end{pmatrix} < 0$$

$$\begin{pmatrix} Q & B_{w_\epsilon} \\ B_{w_\epsilon}^T & Z \end{pmatrix} > 0 \quad (13)$$

Trace(Z) < ν

By solving the mentioned LMI's, Q , R and Z will be found and control law (4) is calculated as:

$$K = RQ^{-1} \quad (14)$$

Applying (14) to system (1), guarantees that the closed loop system (5) is asymptotically stable and H_2 -norm (7) is less than $\nu > 0$.

Lemma 2.2. [1](The Suboptimal overall H_∞ static state feedback control problem): Consider the overall system (1). The static state feedback control law (4) stabilize closed loop system (5) and achieves a prescribed H_∞ -norm bound $\gamma > 0$ for the closed loop system (5), if and only if there exists $P = P^T > 0$ with appropriate dimension such that:

$$\begin{pmatrix} (A_\epsilon + B_\epsilon K)P + P(A_\epsilon + B_\epsilon K)^T & B_{w_\epsilon} & P(C_z + D_z K)^T \\ B_{w_\epsilon}^T & -I & D_{cl}^T \\ (C_z + D_z K)P & D_{cl} & -\gamma^2 I \end{pmatrix} < 0 \quad (15)$$

In (15), P and K are variables to be finding. But cross product of them is appeared in (15) and therefore, (15) is not a LMI. With change of variables as $Q = P$, $R = KQ$, we can transform the nonlinear form (15) into the following LMI form:

$$\begin{pmatrix} A_\epsilon Q + QA_\epsilon^T + B_\epsilon R + R^T B_\epsilon^T & B_{w_\epsilon} & QC_z^T + R^T D_z^T \\ B_{w_\epsilon}^T & -I & D_{cl}^T \\ C_z Q + D_z R & D_{cl} & -\gamma^2 I \end{pmatrix} < 0 \quad (16)$$

By solving LMI (16), Q and R will be found and the control law (4) is calculated from (14). Applying this controller to system (1), guarantees that the closed loop system (5) is asymptotically stable and H_∞ -norm (8) is less than $\gamma > 0$.

Lemma 2.3. [1] (The Suboptimal overall Mixed H_2/H_∞ static state feedback control problem): Consider the overall system (1). The static state feedback control law (4) satisfies mixed H_2/H_∞ control problem if and only if the following LMI's for $Q = Q^T$, R , Z and a given positive scalar $\gamma > 0$ are satisfied:

$$\text{Min } \nu$$

Subject to: (13) and (16) (17)

By solving (17) we can find Q , R , Z and ν . Then, the control law (4) is computed from (14). Therefore, in the Mixed H_2/H_∞ control problem, we can minimize H_2 -norm of the closed loop system (5) subject to a constraint on the it's H_∞ -norm by using static state feedback (14).

3- Fuzzy supervisor

The approach used in this paper for solving the mixed H_2/H_∞ control problem for the linear singular

perturbation system is different from former approaches. We start with an overall linear singular perturbation system and decompose it to the slow and fast subsystems. Then we solve the mixed H_2/H_∞ control problem for each slow and fast subsystems and find K_{fast} and K_{slow} by solving the corresponding LMI's. It is well known that the fast subsystem is a good approximation for the transient time of the overall system response and the slow subsystem is a good model for the steady state time of overall system response. Therefore, the fast subsystem controller K_{fast} can be used during the transient time and the slow subsystem controller K_{slow} can be used during the steady state, their control actions are combined by means of a weighting factor, $\alpha \in [0,1]$, representing the output of a fuzzy logic supervisor that takes the tracking error e and its time derivatives $\dot{e}, \ddot{e}, \dots, e^{n-1}$ as inputs.

The fuzzy system is constructed from a collection of fuzzy rules whose j^{th} component can be given in the form

$$\text{if } e \text{ is } H_1^j \text{ and } \dots \text{ and } e^{n-1} \text{ is } H_{n-1}^j \text{ Then } \alpha = \alpha_j \quad (18)$$

Where H_i^j is a fuzzy set and α_j is a singleton.

It is easy to see that it can be considered as a fuzzy rule of a Takagi–Sugeno fuzzy system. The fuzzy implication uses the product operation rule. The connective AND is implemented by means of the minimum operation, whereas the fuzzy rules are combined by algebraic addition. Defuzzification is performed using the centroid method, which generates the gravity center of the membership function of the output set. Since the membership functions that define the linguistic terms of the output variable are singletons, the output of the fuzzy system is given by:

$$\alpha = \frac{\sum_{i=1}^m \alpha_i \prod_{j=1}^n \mu_i^j}{\sum_{i=1}^m \prod_{j=1}^n \mu_i^j} \quad (19)$$

Where μ_i^j is the degree of membership of H_i^j and m is the number of fuzzy rules used.

The objective of this fuzzy supervisor is to determine the weighting factor, α , which gives the participation rate of each control signal. Indeed, when the norm of the tracking error e and its time derivatives $\dot{e}, \ddot{e}, \dots, e^{n-1}$ are small, the plant is governed by the slow subsystem controller K_{slow}

($\alpha = 1$). Conversely, if the error and its derivatives are large, the plant is governed by the fast subsystem controller K_{fast} ($\alpha = 0$). The control action u is determined by:

$$u = (1 - \alpha)u_{fast} + \alpha u_{slow} \quad (20)$$

Where:

$$u_{slow} = K_{slow}x_1$$

$$u_{fast} = K_{fast}x_2 \quad (21)$$

Structure of the proposed controller with the fuzzy supervisor is shown in figure 1.

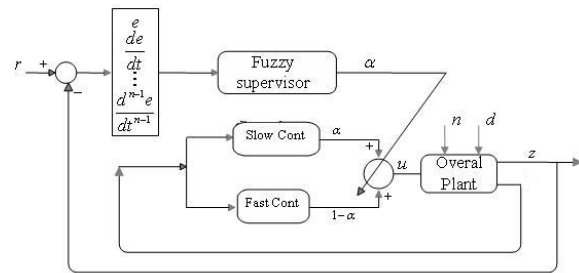


Fig. 1: Structure of Proposed Controller

Remark 3.1. In the case of a large rule base, some techniques can be employed to significantly reduce the number of rules activated at each sampled time by using the system position in the state space. Indeed, it is demonstrated that using a strict triangular partitioning allows guaranteeing that, at each sampling time, each input variable is described with two linguistic terms at the most. Thus, the output generated by the fuzzy system with n inputs is then reduced to that produced by the subsystem composed of the 2^n fired rules.

4- Stability analysis

The theorem of Essounboui et al. [7] is used to prove the global stability of the system governed by the control law (20). Similar to [7], this theorem is rewritten as follows:

Theorem 4.1. Consider a combined fuzzy logic control system as described in this work. If:

1. There exists a positive definite, continuously differentiable and radially unbounded scalar function for each subsystem,
2. Every fuzzy subsystem gives a negative definite \dot{V} in its active region,

3. The weighted sum defuzzification method is used, such that for any control input u

$$\min(u_{slow}, u_{fast}) \leq u \leq \max(u_{slow}, u_{fast}),$$

Then the resulting control u , given by (20), guarantees the global stability of the closed loop system.

Proof: Satisfying two first conditions guarantees the existence of a Lyapunov function in the active region which is a sufficient condition for ensuring the asymptotic stability of the system during the transition from the fast subsystem controller to the slow subsystem controller. Consider the Lyapunov function $V_{fast} = \xi^T P_{fast} \xi$ where P_{fast} is a positive definite matrix and the solution of (17) for fast subsystem (11) and we have $\lambda_{\min}(P_{fast}) \xi^T \xi \leq \xi^T P_{fast} \xi$, where $\lambda_{\min}(P_{fast})$ is the minimal eigenvalue of P_{fast} . Consider the Lyapunov function $V_{slow} = \xi^T P_{slow} \xi$ where P_{slow} is a positive definite matrix and the solution of (17) for the slow subsystem (9) and we have

$$\xi^T P_{slow} \xi \leq \lambda_{\max}(P_{slow}) \xi^T \xi,$$

where $\lambda_{\max}(P_{slow})$ is the maximal eigenvalue of P_{slow} .

To satisfy the second condition of the theorem, it is enough to choose P_{slow} and P_{fast} such that:

$$\lambda_{\max}(P_{slow}) \leq \lambda_{\min}(P_{fast}) \quad (22)$$

This condition guarantees that in the neighborhood of the steady state (the slow subsystem controller), the value of the Lyapunov function V_{fast} is greater than that of V_{slow} . To guarantee the third condition, the balancing term takes its values in the interval $[0, 1]$. Consequently, the three conditions of the above theorem are satisfied and the global stability of the system is guaranteed. Also, according to [8] in steady state phase, when we use $u_{slow} = K_{slow} x_1$ for control of open loop system (1), full order closed loop system (5) will be asymptotically stable. So, The Problem formulation (the switching H_2/H_∞ control) will be as:

$$\begin{aligned} & \text{Minimize } (\|T(s, K)\|_2)_{slow} \\ & \text{subject to: } (\|T(s, K)\|_\infty)_{slow} < \gamma_{slow} \end{aligned}$$

and

$$\begin{aligned} & \text{Minimize } (\|T(s, K)\|_2)_{fast} \\ & \text{subject to: } (\|T(s, K)\|_\infty)_{fast} < \gamma_{fast} \end{aligned}$$

While:

$$\lambda_{\max}(P_{slow}) \leq \lambda_{\min}(P_{fast}) \quad (23)$$

Remark 4.1. It should be noted that the proof of stability in this case is similar to those used for the switching system theory [7, 9]. Indeed the energy of the slow subsystem is less than that for the fast subsystem, guaranteeing the stability of the closed loop system during the transition from fast to slow. In the event of large external disturbance, which force the system back to a transient phase, the proposed controller adjusts the weighting factor in a way that the system remains stable in the new configuration until returning to the steady state, which implies a new variation of the control signal.

5- Design procedure

We can summarize the design procedure as follows:

- 1- Compute the slow and fast subsystems of the overall system (1) from (9) and (11).
- 2- Solve the control problem (23) for the slow and fast subsystems (9) and (11) with given positive scalars γ_{slow} and γ_{fast} to find K_{slow} and K_{fast} from (14).
- 3- Compute u_{slow} and u_{fast} from (21).
- 4- Calculate the control signal u from $u = (1 - \alpha)u_{fast} + \alpha u_{slow}$ that $\alpha \in [0, 1]$ is governed by the fuzzy supervisor according to the error and its derivatives.
- 5- Apply this control signal to (1) and construct the closed loop system (5).

To construct the fuzzy supervisor, first, the fuzzy sets are defined for each input (the error and its derivatives) and output; then, the rule base is elaborated. The error vector is computed and then is injected in the supervisor to determine the value of α to apply to the global control signal.

Example. 5.1. To demonstrate the solvability of the various LMIs, simplicity and low conservativeness

of the proposed method, a forth-order, four-output, two-input example is considered and a switching static state feedback controllers is sought:

Consider a singularly perturbed system described by (1) with:

$$\begin{aligned}
 A_1 &= \begin{bmatrix} -3 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}, & A_2 &= \begin{bmatrix} 1.5 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}, & A_3 &= \begin{bmatrix} 0.5 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \\
 A_4 &= \begin{bmatrix} -5 & 1 \\ 3 & -4 \end{bmatrix}, & B_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, & B_2 &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\
 B_{w_1} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, & B_{w_2} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\
 C_1 &= \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, & C_2 &= \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, & C_{z_1} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\
 C_{z_2} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, & D_z &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, & \varepsilon &= 0.1
 \end{aligned}$$

According to the proposed design method in section 5, the following results are obtained:

$$\begin{aligned}
 K_{slow} &= \begin{bmatrix} -48.5439 & -109.0648 \\ -39.2422 & -88.1933 \end{bmatrix} \\
 K_{fast} &= 10^{-11} \times \begin{bmatrix} 0.0752 & -0.0050 \\ -0.3309 & -0.2191 \end{bmatrix} \\
 K_{Optimal} &= \begin{bmatrix} -54.7228 & -122.8205 & -7.6385 & -6.1837 \\ -44.2937 & -99.4387 & -6.1880 & -5.0030 \end{bmatrix} \\
 K_{switching} &= [(1 - \alpha)K_{fast} \quad \alpha K_{slow}]
 \end{aligned}$$

The fuzzy supervisor is constructed by using three fuzzy sets zero, medium and large for the tracking error and its time derivative. The corresponding membership functions are triangular, as shown in Figure 3. For the output, five singletons are selected; very large (VL), large (L), medium (M), small (S) and zero (Z), corresponding to 1, 0.75, 0.5, 0.25 and 0, respectively. The fuzzy rule base is depicted in Figure 2. Rules are defined by a table; for example, a rule in the table can be stated as follows: "IF the norm of the error is medium AND the norm of the error derivative is large, THEN α is zero".

From obtained simulation results in the table 1, it is clear that the proposed method gives better response than the conventional optimal design method. In our proposed switching method, with a smaller γ for H_∞ constraint, we have a smaller H_2

norm. But both of H_2 and H_∞ norms are increased in conventional optimal method. From figure 2, it is clear that the state regulation in our proposed controller is better related to conventional optimal controller.

Table 1: Performance Comparison of Example 5.1

	H_2	H_∞
Optimal	11.9754	1.8664
Switching	2.9774	1.0274

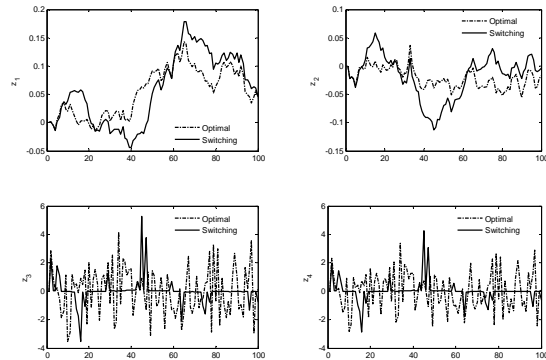
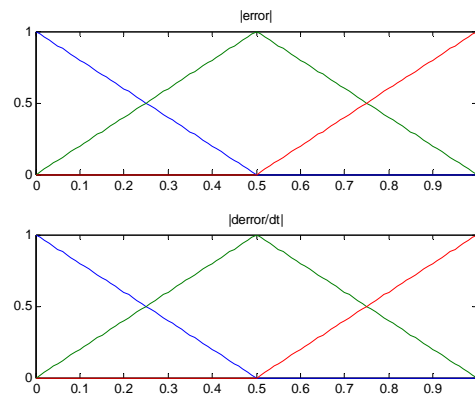


Fig. 2: State Responses of Example 5.1



		dError/dt			
		Z	M	L	
Error	Z	VL	L	M	
	M	S	S	Z	
	L	Z	Z	Z	

Fig. 3: Structure of The Proposed Fuzzy Supervisor

Example. 5.2. [8] To demonstrate the solvability of the various LMIs, simplicity and low conservatives of the proposed method, a forth-order, four-output, one-input example is considered and a switching

static state feedback controllers is sought. Consider a singularly perturbed system described by (1) with:

$$\begin{aligned}
 A_1 &= \begin{bmatrix} -0.195378 & -0.676469 \\ 1.478265 & 0 \end{bmatrix} \\
 A_2 &= \begin{bmatrix} -0.91716 & 0.109033 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\
 A_3 &= \begin{bmatrix} -0.051601 & 0 \\ 0.013579 & 0 \end{bmatrix} \\
 A_4 &= \begin{bmatrix} -0.367954 & 0.438041 \\ -2.102596 & -0.21464 \end{bmatrix} \\
 B_1 &= [-0.023109 \quad -16.945030] \\
 B_2 &= [-0.048184 \quad -3.810954] \\
 B_{w_1} &= [-0.223371 \times 10^{-2} \quad 0] \\
 B_{w_2} &= [-0.279448 \times 10^{-2} \quad 1.596845 \times 10^{-2}] \\
 C_1 &= \begin{bmatrix} 10 & 0 \\ 0 & 10 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad C_2 = \begin{bmatrix} 10 & 0 \\ 0 & 10 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\
 C_{z1} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C_{z2} = \begin{bmatrix} 0.921022 & -0.161179 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\
 D_z &= [1 \quad 1], \quad \varepsilon = 0.0835
 \end{aligned}$$

Following the proposed design method in section 5, the following results are obtained:

$$\begin{aligned}
 K_{slow} &= [-0.1668 \quad 2.8659] \\
 K_{fast} &= [2.5759 \quad 9.0772] \\
 K_{Optimal} &= [0.3680 \quad 3.0164 \quad 3.5976 \quad 3.1751] \\
 K_{switching} &= [(1 - \alpha)K_{fast} \quad \alpha K_{slow}]
 \end{aligned}$$

From obtained simulation results in table 2, it is clear that proposed method give better response than conventional optimal design method. In our proposed switching method, with a smaller ε for H_∞ constraint, we have a smaller H_2 norm. But both of H_2 and H_∞ norms are increased in conventional optimal method. From figure 4, it is clear that output regulation in our proposed controller is better related to conventional optimal controller.

Table 2: Performance Comparison of Example 5.2

	H_2	H_∞
Optimal	0.1734	0.0286
Switching	0.0410	0.0058

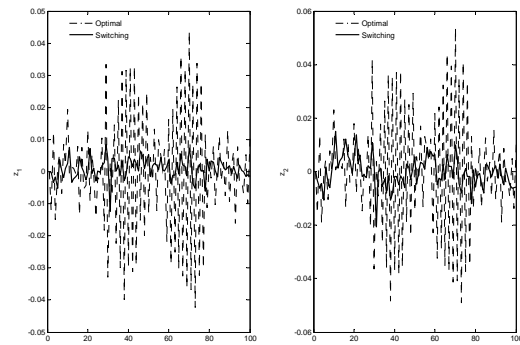


Fig. 4: Output Responses of Example 5.2

6- Conclusions

In this paper, the convex optimization method is used for design of the logic based switching H_2/H_∞ controller for a linear singular perturbation system. The proposed controller guarantees stability of the closed loop system and satisfies the prescribed level of the performance indexes for the both of H_2 and H_∞ norms. Use of two reduced-order fast and slow mode controllers instead of one full-order optimal controller is the main contribution of this paper. A fuzzy supervisor manages both of fast and slow controllers performance such that stability of the closed loop system is guaranteed and the performance criteria is satisfied. Reality, the fast mode controller has a good performance in the transient interval (the fast dynamic response and the low energy impulse response) and the slow mode controller affect the steady state section and attenuate the low frequency disturbances interaction. The simulation results show that the proposed controller cause a considerable improvement in the performance of the closed loop system.

References

- [1] Scherer, C., Gahinet, P., and Chilali, M. Multiobjective output feedback control via LMI optimization, IEEE Transaction on Automatic Control, vol.42, no.7, pp.896-911, 1997.
- [2] Chen, C. Yi, Hybrid controller design for a mechanical transmission system with variable compliance and uncertainties, International Journal of Innovative Computing, Information and Control, vol.4, no.8, pp.1821-1834, 2008.
- [3] Garcia, G., J. Daafouz and J. Bernussou, "H2 guaranteed cost control for singularly perturbed uncertain systems," IEEE transactions on Automatic Control, vol. 43, no. 9, pp.1323-1328, 1998.

- [4] Garcia, G., J. Daafouz and J. Bernussou, "A LMI solution in the H_2 optimal problem for singularly perturbed systems," Proceedings of the American Control Conference, pp. 550-554, Philadelphia, Pennsylvania, June 1998.
- [5] Gershona, E., Shaked, U., Static H_2 and H_∞ output-feedback of discrete-time LTI systems with state multiplicative noise, Systems and Control Letters, vol.55, pp.232-239, 2006.
- [6] Oliveira, M. C, Geromel, J. C., Bernussou, J., An LMI optimization approach to multi-objective controller design for discrete-time system, Proc. of the 38th IEEE Conf. on Decision & Control, Phoenix, Arizona, pp.3611-3616, 1999.
- [7] Essounbouli, N., Manamanni, N., Hamzaoui, A., Zaytoon, J., Synthesis of switching controllers: a fuzzy supervisor approach, Nonlinear Analysis, vol.65, pp.1689-1704, 2006.
- [8] Kokotovic, P.V., H.K. Khalil, and J. O'Reilly, Singular Perturbation Methods in Control: Analysis and Design, New York, Academic, 1986
- [9] Khargonekar, P.P., Rotea, M. A., Mixed H_2/H_∞ control: a convex optimization approach, IEEE Transactions on Automatic Control, vol.39, pp.824-837, 1991.
- [10] DeCarlo, R. A., Zak, S.H., Matthews, G.P., Variable structure control of non-linear multivariable systems: A tutorial, Proc. of the IEEE Conf. on Decision & Control, pp.212-232, 1988.
- [11] Dragan, V., Morozaan, T., The linear quadratic optimization problem for a class of discrete-time stochastic linear systems, International Journal of Innovative, Computing, Information and Control, vol.4, no.9, pp.2127-2137, 2008.
- [12] Pan, Z. and T. Basar, " H_∞ -Optimal control for singularly perturbed systems-Part I: Perfect state measurement," Automatica, vol. 29, no. 2, pp. 401-403, 1993.
- [13] Tan, W., Leung, T., and Tu, Q, " H_∞ control for singularly perturbed systems," Automatica, vol. 34, no. 2, pp. 255-260, 1998.
- [14] Peres, P.L.D and J.C. Gromel, "An alternate numerical solution to the linear quadratic problem," IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 39, no. 1, pp. 198-202, 1994.
- [15] Yan Li, J. L. Wang and G. H. Yang, "Sub-optimal linear quadratic control for singularly perturbed systems," Proceedings of the 40th IEEE conference on Decision and Control, pp. 3698-3703, 2001.
- [16] Yan Li, Y. Jiao and X. Wang, "Suboptimal H_2 static output feedback control for singularly perturbed systems," Proceedings of the IEEE international Conference on Automation and Logistics, pp. 2796-2800, 2007.



Journal of Control

A Joint Publication of the Iranian Society of Instrumentation and Control Engineers and the K.N. Toosi University of Technology, Vol. 3, No. 3, Fall 2009.

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. Nikraves, Prof. M. Shafiee, Prof. B. Moshiri.

Advisory Board:

Dr. H.R. Momeni, Prof. B. Moshiri, Prof. M. Shafiee, Prof. A. Khaki-Sedigh, Prof. P. Jabedar-Maralani, Prof. A. Ghaffari, 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. K. Safari, Prof. H. Seifi, Dr. A. Kazemi, Dr. A. Fatehi, Dr. M.R. Akbarzadeh-Toutouchi, Dr. Mirabedini, Prof. R. Asgharian, Dr. A. Harounabadi, Prof. A. Vahidian-Kamyad, Dr. J. Heirani-Nobari, Dr. F. Jafar-Kazemi, Prof. F. Hossein-Babaei, Dr. P. Kaarim-Aghaii, 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: Unit 241, 2nd floor, No.27, 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. 3, No. 3, Fall 2009

Persian Part

- An Analytical Method for Calculating Start Time of Terminal Guidance in Order to Achieving Proper Impact Angle in a Tactical Missile** 1
Abbas Taghipour Kamani, Mohammad Reza Arvan, Ali Mohammad
- A Robust Active Queue Management for Delay Sensitive Internet traffic** 9
Mahdi Alinaghizadeh Ardestani, Mohammad Taghi Hamidi Beheshti
- Positioning Four-wheeled Autonomous Vehicle using Sensor Fusion** 22
Amenah Aminian, Alireza Khayatian
- Nonlinear Modeling and Simulation of Optimal Decision Making for the ECU of Gasoline Automotive** 34
Hamid Khaloozadeh, Farshid Ghaemmaghani
- Surge Stabilization in Multi-stage Axial Compressor using PDC Method Based on T-S Fuzzy Model** 43
Morteza Montazeri, Amir Masoud Ghalamzan Esfahani, Amir Hossein Davaei Markazi
- The Evidential Reasoning Approach for a Multi Attribute Decision Making Method in Geospatial Information** 52
Mohesen Jahankhah, Behzad Moshiri, Mahmoud Reza Delavari, Mehdi Zareh

English Part

- Logic Based Switching H_2/H_∞ Control of Linear Singular Perturbation Systems: A Fuzzy Supervisor Approach** 64
Ahmad Fakharian, Fatemeh Jamshidi, Mohammad Taghi Hamidi Beheshti