

نشریه علمی - پژوهشی

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

جلد ۷، شماره ۱، بهار ۱۳۹۲

فهرست مقالات

- | | |
|----|--|
| ۱ | طراحی کنترل کننده مد لغزشی - تطبیقی برای سیستم کروز کنترل در قطارهای پرسرعت
محمد رضا فایقی، علی اکبر جلالی، سید کمال الدین موسوی مشهدی، سید علی ظهیری پور |
| ۱۳ | طراحی کنترل کننده ی بهینه مقاوم برای کاهش مصرف سوخت در خودروهای ترکیبی الکتریکی با استفاده از اطلاعات مسیر
علی اکبر جلالی، سید علی ظهیری پور، احسان ساعدی رودی |
| ۲۱ | رویکردی بهینه برای کنترل غیرخطی سیستم ترمز خودرو در ترمزگیری های شدید به هنگام گردش
حسین میرزائی نژاد، مهدی میرزائی |
| ۳۳ | مشاهده پذیری شبکه انتقال از طریق مکان یابی هم زمان واحدهای اندازه گیری فازور و اندازه گیرهای سنتی با مدل سازی احتمالاتی نایقینی ها مبتنی بر الگوریتم ژنتیک چندهدفه
سید مهدی مظهری، علیرضا فریدونیان، حمید لسانی |
| ۴۳ | تحلیل فاصله خطای استراتژی ناوبری تناسبی با بازخورد شتاب و سرعت زاویه بدنه با استفاده از روش الحاقی
سید حمید جلالی نائینی |
| ۵۳ | مدلسازی و کنترل موقعیت عملگری از جنس آلیاژ حافظه دار با استفاده از کنترل فازی نوع ۲ بهینه شده با الگوریتم زنبور عسل
محسن پاپری، افشین قنبرزاده، کورش حیدری شیرازی |



مجله کنترل
(ISSN 2008-8345)



قطب علمی کنترل صنعتی
دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

نشریه علمی - پژوهشی، انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق ایران - قطب کنترل صنعتی دانشگاه صنعتی
خواجه نصیرالدین طوسی، جلد ۷، شماره ۱، بهار ۱۳۹۲

پست الکترونیک: control@isice.ir

صاحب امتیاز: انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق ایران

مدیر مسئول: پروفسور ایرج گودرزینا

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

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

سمت: استاد دانشگاه

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

دبیر اجرایی: دکتر مهدی علیاری شوره دلی

هیأت تحریریه:

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

هیأت مشاوران:

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

هیأت مدیره انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق:

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

ایران - تهران، صندوق پستی ۳۵۹۵-۱۵۸۱۵

تلفن: ۸۱۰۳۲۲۳۱

فاکس: ۸۱۰۳۲۲۰۰

www.isice.ir

فهرست مقالات

- ۱ طراحی کنترل کننده مد لغزشی - تطبیقی برای سیستم کروز کنترل در قطارهای پرسرعت
محمد رضا فایقی، علی اکبر جلالی، سید کمال الدین موسوی مشهدی، سید علی ظهیری پور
- ۱۳ طراحی کنترل کننده ی بهینه مقاوم برای کاهش مصرف سوخت در خودروهای ترکیبی الکتریکی
با استفاده از اطلاعات مسیر
علی اکبر جلالی، سید علی ظهیری پور، احسان ساعدی رودی
- ۲۱ رویکردی بهینه برای کنترل غیرخطی سیستم ترمز خودرو در ترمزگیری های شدید به هنگام
گردش
حسین میرزائی نژاد، مهدی میرزائی
- ۳۳ مشاهده پذیری شبکه انتقال از طریق مکان یابی هم زمان واحدهای اندازه گیری فازور و
اندازه گیرهای سنتی با مدل سازی احتمالاتی نایقینی ها مبتنی بر الگوریتم ژنتیک چندهدفه
سید مهدی مظهری، علیرضا فریدونیان، حمید لسانی
- ۴۳ تحلیل فاصله خطای استراتژی ناوبری تناسبی با بازخورد شتاب و سرعت زاویه بدنه
با استفاده از روش الحاقی
سید حمید جلالی نائینی
- ۵۳ مدلسازی و کنترل موقعیت عملگری از جنس آلیاژ حافظه دار با استفاده از کنترل فازی نوع ۲ بهینه
شده با الگوریتم زنبور عسل
محسن پاپری، افشین قنبرزاده، کورش حیدری شیرازی

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 میباشد. مقالات ارسالی به مجله کنترل می بایست به زبان فارسی و دارای چکیده انگلیسی باشند. از میان مباحث مورد نظر این مجله میتوان به موارد زیر اشاره نمود:

- ۱) مدلسازی، شناسایی، شبیه سازی، پیش بینی، بهینه سازی و پایش عملکرد سیستم ها.
- ۲) تحلیل و طراحی سیستم های کنترل پیشرفته از قبیل سیستم های کنترل خطی و غیرخطی، سیستم های کنترل تطبیقی، کنترل مقاوم و کنترل بهینه، سیستم های کنترل هوشمند، سیستم های کنترل تصادفی، سیستم های کنترل گسسته پیشامد و ترکیبی، سیستم های ابعاد وسیع، سیستم های کنترل چندمنغیره.
- ۳) مکاترونیک و رباتیک.
- ۴) ابزار دقیق و سیستم های ترکیب داده و اطلاعات سنسوری.
- ۵) اتوماسیون صنعتی از قبیل سیستم های کنترل گسترده، رابط انسان - ماشین، سیستم های ایمنی و تشخیص خطا، تحلیل و طراحی سیستم های کنترل کسری، شناسایی و تشخیص عیب در سیستم ها، سیستم های کنترل پیچیده، سیستم های زمان حقیقی و سیستم های کنترل سوپروایزری.

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

- ۱) سیستم های هدایت و ناوبری.
- ۲) فرآیندهای صنعتی شامل فرآیندهای شیمیایی و بیوتکنولوژی.
- ۳) تولید و توزیع نیروی برق.
- ۴) مهندسی محیط زیست و هواشناسی.
- ۵) سیستم های اقتصادی و مالی.
- ۶) سیستم های اطلاعاتی، مخابراتی و شبکه های صنعتی.
- ۷) مهندسی پزشکی.

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 ۱۲ B Zar 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 پست الکترونیک (email) نویسنده عهده دار مکاتبات در برگه مستقلى چاپ و به همراه مقاله ارسال گردد.

چکیده

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

تصاویر و عکسها

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

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 می توان از واحد انگلیسی در داخل پرانتز نیز استفاده نمود.

طول مقالات

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

فرایند ارسال مقاله

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

- لازم است نسخه الکترونیکی مقاله به شکل pdf و word جهت داوری به نشانی مجله control@isice.ir ارسال شود.
- مقالات جهت داوری به داوران متخصص ارسال میگردد. در پایان تایید یا رد هر مقاله توسط هیئت تحریریه مجله انجام خواهد پذیرفت. سردبیر مجله نتیجه داوری را برای نویسنده عهده‌دار مکاتبات ارسال خواهد نمود.
- در صورتی که نیاز به تصحیح مقاله باشد، تصحیحات باید 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.

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

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

طراحی کنترل کننده مد لغزشی - تطبیقی برای سیستم کروز کنترل در قطارهای پرسرعت

محمد رضا فایقی^۱، علی اکبر جلالی^۲، سید کمال الدین موسوی مشهدی^۳، سید علی ظهیری پور^۴

^۱ دانشجوی دکتری مهندسی برق، گروه رباتیک و کنترل، دانشگاه وسترن اونتااریو، mfaieghi@uwo.ca

^۲ استاد دانشکده مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه علم و صنعت ایران، drjalali@iust.ac.ir

^۳ استادیار دانشکده مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه علم و صنعت ایران، sk_mousavi@iust.ac.ir

^۴ دانشجوی دکتری مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه علم و صنعت ایران، zahiri@elec.iust.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۱/۱۰/۳، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۲/۱/۱۹)

چکیده: در این مقاله کاربرد کنترل مد لغزشی برای سیستم کروز کنترل قطارهای پرسرعت در حضور عدم قطعیت‌های پارامتری و اغتشاشات خارجی مطالعه شده است. در ابتدا، یک قانون فیدبک حالت مد لغزشی طراحی شده تا خطای ردیابی را به یک مجموعه مثبت ناوردای به اندازه دلخواه محدود که شامل مبدأ است، سوق دهد. نشان داده شده است که تحت شرایط مناسب، می‌توان به طور هم‌زمان به ردیابی و دفع اغتشاش دست یافت. سپس با هدف مقاوم‌سازی کنترل کننده در برابر نامعینی‌های با حد بالای نامعلوم، یک مکانیزم تطبیقی برای تنظیم بهره‌های کلیدزنی ارائه شده است. به منظور کاهش زیگزاگ در سیگنال کنترلی، تغییری در قانون کنترل ایجاد شده است که توانایی دست‌یابی به ردیابی خروجی را با سیگنال کنترلی نرم‌تر دارا می‌باشد. طراحی ارائه شده برای دو نوع قطار انجام شده و از طریق پیاده‌سازی‌های عددی با هم‌دیگر مقایسه می‌شوند.

کلمات کلیدی: قطار پرسرعت، کنترل مد لغزشی، قانون تطبیق، عدم قطعیت‌های پارامتری

Adaptive Sliding Mode Controller Design for Cruise Control of High Speed Trains

Mohammadreza Faieghi, Ali Akbar Jalali, Seyed Kamal-e-ddin Mousavi
Mashhadi, Seyed Ali Zahiripour

Abstract: This paper studies application of sliding mode control for cruise control of high speed trains in the presence of parametric uncertainties and external disturbances. First, a state feedback sliding mode control law is designed to drive the tracking error to a positively invariant set which is arbitrarily bounded and contains the origin. It is shown that under suitable conditions, command tracking and disturbance rejection could be achieved simultaneously. Then, an adaptive mechanism is derived for switching gains to make the controller robust against perturbations with unknown upper bounds. In order to reduce chattering, a modified controller is proposed; achieving output tracking, but with smooth control effort. The design is performed for both Distributed Driving (DD) and Push-Pull Deriving (PPD) trains. Both designs are compared through numerical simulations.

Keywords: high speed train, sliding mode control, adaptation law, parametric uncertainties

۱- مقدمه

امروزه، قطارهای پرسرعت به عنوان یک سیستم حمل و نقل عمومی کارآمد مطرح شده و استفاده از آن در کشورهای مختلف با شتاب خوبی در حال رشد است. یکی از مهم ترین مسائل مرتبط با این قطارها، کنترل سرعت آن‌ها است. کنترل کننده سرعت را عموماً به نام سیستم کروز کنترل می‌شناسند که امروزه در اکثر وسایل نقلیه استفاده می‌شود. اما، طراحی کروز کنترل برای قطارهای پرسرعت به دلایل عمده زیر چالش برانگیز است [۱]:

دینامیک غیر خطی: نیروی آیرودینامیکی وارد بر قطار با مجذور سرعت رابطه مستقیم داشته و در سرعت‌های بالا به طور قابل توجهی بر دینامیک سیستم تأثیر می‌گذارد.

نامعینی‌های پارامتری: در هر سفر، وزن مسافری و توشه‌ها متفاوت است که موجب عدم قطعیت در معادلات سیستم می‌شود.

اغتشاشات خارجی: به هنگام ورود به تونل، عبور از مسیرهای شیب‌دار و یا وزش باد مخالف، سرعت قطار تحت تأثیر قرار می‌گیرد.

علاوه بر موارد فوق باید در نظر داشت کوپلرهایی که دو واگن مجاور را به هم متصل می‌کنند دارای خاصیت الاستیک بوده و در عمل همانند یک فنر غیر خطی مدل می‌شوند. پس قطاری با n واگن، در واقع یک سیستم جرم- فنر متشکل از n جرم بوده که با فنرهای غیر خطی به هم متصل هستند. به این ترتیب، انتظار داریم تداخل زیادی بین حالت‌های سیستم وجود داشته باشد که مسئله کنترلی را پیچیده تر می‌سازد. قطارهای پرسرعت بر اساس نحوه اعمال نیروی کشش در آن‌ها به دو دسته PPD^1 و DD^2 تقسیم می‌شوند. در حالت PPD نیروی کشش از طریق دو موتور که در دو انتهای قطار می‌باشند تأمین می‌گردد در حالی که برای حالت DD هر واگن دارای یک موتور جدا است. پس در هر دو حالت، با یک سیستم چند ورودی - چند خروجی غیر خطی روبرو هستیم.

به طور کلی برای مدل سازی قطار، دو روش وجود دارد: ۱- تک جرم نقطه‌ای^۳ و ۲- چند جرم نقطه‌ای^۴. در روش اول کل مجموعه واگن‌های قطار به عنوان یک جسم صلب در نظر گرفته می‌شود و با استفاده از قوانین نیوتن یک مدل ریاضی ساده بدست می‌آید. در مراجع [۲-۴] از این مدل ریاضی استفاده شده است که از دقت کافی برخوردار نیست. اما، در روش دوم که اخیراً در مقالات از آن استفاده می‌شود، هر واگن به عنوان یک جسم صلب در نظر گرفته شده و برای هر کدام از آن‌ها معادلات نیوتن نوشته می‌شود. چنانچه در بخش ۲ خواهیم دید، در این حالت با یک سیستم غیر خطی چند متغیره روبرو هستیم که تعداد ورودی- خروجی‌های آن بستگی به نوع طراحی قطار دارد. با توجه به پیچیدگی یک سیستم غیر خطی چند متغیره، در مقالات [۵، ۶] ابتدا مدل سیستم خطی شده و سپس با استفاده از تئوری‌های کنترل سیستم‌های

خطی چند متغیره، کنترل کننده مناسب برای آن طراحی می‌شود. یکی از مشکلاتی که استفاده از کنترل کننده خطی برای سیستم غیر خطی وجود می‌آورد پایداری محلی^۵ آن است و نتایج فقط برای زمانی معتبر است که حالت‌های سیستم در بستر جذب نقطه تعادل باشند. در [۷، ۸] از کنترل کننده غیر خطی استفاده شده و پایداری به صورت کلی^۶ به اثبات رسیده است. برای مقابله با پیچیدگی فرآیند طراحی، در این مقالات مدل چند متغیره قطار ساده شده و از یک مدل مرتبه دوم غیر خطی برای واگن اول، استفاده شده است. برای بدست آوردن این مدل، معادلات همه واگن‌ها بر حسب موقعیت واگن اول نوشته شده و در نهایت با هم جمع شده‌اند. اگرچه مدل بدست آمده ساده بوده و فرآیند طراحی را ساده می‌نماید ولی با این کار، بخش بزرگی از اطلاعات دینامیک سیستم حذف و در واقع به صورت عدم قطعیت جمع شونده مدل می‌شوند. از آنجا که دانش هر چه بیشتر از دینامیک‌های سیستم، ما را به کنترل کننده- هایی با کارایی بالاتر رهنمون می‌سازد، در این مقاله از همان مدل غیر خطی چند متغیره استفاده خواهد شد و همان طور که خواهیم دید، خوشبختانه علی‌رغم وجود برخی پیچیدگی‌ها در طراحی، کنترل کننده نهایی ساختار ساده تری از آنچه که در [۸] ارائه شده است خواهد داشت. از آنجا که سیستم مورد مطالعه در این مقاله غیر خطی بوده و دارای جملات نامعین است، یک روش کنترلی غیر خطی مقاوم می‌بایست مورد استفاده قرار گیرد. به همین دلیل، از روش کنترل مد لغزشی $(SMC)^7$ استفاده خواهیم نمود. یکی از ویژگی‌های مهم SMC ، توانایی آن در جبران سازی نامعینی‌های تطابق یافته^۸ است [۹]. این روش بر روی سیستم- های مختلفی پیاده سازی شده است که برخی از آن‌ها را می‌توان در [۱۰-۱۴] مشاهده نمود.

مرجع [۸] یکی از آخرین کارهای انجام شده در مورد کنترل سرعت قطارهای پرسرعت می‌باشد که در آن اثرات بروز خطا در عمل گر نیز در نظر گرفته شده و یک کنترل کننده تحمل پذیر خطا برای آن طراحی شده است. در مقایسه با [۸]، در این مقاله از مدل دقیق تر و پیچیده تری برای توصیف سیستم استفاده شده است. علاوه بر این اثرات ناشی از رفتار غیر خطی کوپلرها در این مقاله مورد مطالعه قرار گرفته و در نهایت کنترل کننده ای ساده تر با کارایی یکسان ارائه شده است. بخش ۲ این مقاله، به ارائه مدل ریاضی قطار اختصاص داده شده است. در بخش ۳، تعریف مسئله بیان گردیده است. در بخش ۴، طراحی کنترل کننده برای حالت DD و در بخش ۵، برای حالت PPD ارائه شده است. در بخش ۶ به ارائه نتایج شبیه سازی می‌پردازیم و در نهایت، در بخش ۷ نتیجه گیری آمده است.

علائم و نشانه‌ها. در این مقاله، R^n بیان گر فضای اعداد حقیقی n - بعدی می‌باشد. فضای اعداد حقیقی تک بعدی با R نمایش داده می-

⁵ Local⁶ Global⁷ Sliding Mode Control⁸ Matched Uncertainties¹ Push Pull Driving² Distributed Driving³ Single Point Mass⁴ Multiple Point Mass

$$m_n \ddot{x}_n = -k(x_n - x_{n-1}) - (c_0 + c_v \dot{x}_1) m_n - d'_n + u_n \quad (5)$$

در معادلات فوق جملات d'_i برای نمایش اغتشاشات مدل نشده خارجی از جمله: مقاومت هوا به هنگام ورود به تونل، عبور از مسیرهای شیب دار و یا وزش باد مخالف می باشند. تنها جمله غیر خطی در معادلات بالا، عبارت $c_v M \dot{x}_1^2$ است که ناشی از نیروی مخالف باد است. در سرعت های پایین می توان از این جمله صرف نظر کرد و به همین خاطر معادلات مربوط به قطارهای باری را می توان با تقریب خوبی خطی در نظر گرفت [۱۵]. ولی برای قطارهای پرسرعت که با سرعت های بالایی حرکت می کنند این جمله غیرخطی قابل اغماض نیست. این از دلایلی است که کنترل قطارهای پرسرعت را چالش برانگیز می سازد چرا که دینامیک حاصل از آن غیرخطی است.

۳- تعریف مسئله

در این مقاله هدف آن است که با استفاده از SMC یک کنترل کننده مقاوم به گونه ای طراحی شود تا قطار را به سرعت و موقعیت مطلوب برساند. برای این کار، ابتدا سیستم را به فرم نرمال تبدیل می کنیم. با تعریف $\dot{x}_i = v_i$ و $d_i = d'_i/m_i$ و تقسیم طرفین معادلات (۳) تا (۵) بر جرم واگن ها، معادلات (۶) تا (۸) به دست می آیند.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = v_1, \\ \dot{v}_1 = -\frac{k}{m_1}(x_1 - x_2) - (c_0 + c_v v_1) - \frac{c_a M}{m_1} v_1^2 - d_1 + \frac{1}{m_1} u_1, \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_i = v_i, \\ \dot{v}_i = -\frac{k}{m_i}(x_i - x_{i-1}) - \frac{k}{m_i}(x_i - x_{i+1}) - (c_0 + c_v v_i) - d_i, \quad i = 2, \dots, n-1 \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_n = v_n, \\ \dot{v}_n = -\frac{k}{m_n}(x_n - x_{n-1}) - (c_0 + c_v v_n) - d_n + \frac{1}{m_n} u_n. \end{cases} \quad (8)$$

برای قطار از نوع DD معادله خروجی به صورت زیر تعریف می شود

$$\mathbf{y} = \mathbf{x}, \quad (9)$$

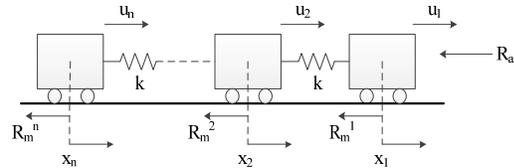
که \mathbf{x} بیانگر بردار موقعیت است. در این حالت با یک سیستم n ورودی- n خروجی روبرو هستیم. در حالت PPD معادلات خروجی عبارتند از

$$\mathbf{y} = [x_1, x_n]^T. \quad (10)$$

در این حالت یک سیستم ۲ ورودی-۲ خروجی داریم و با توجه به (۱۰)، معادلات (۶) و (۸) بیانگر دینامیک خارجی سیستم بوده و معادلات (۷) بیانگر دینامیک داخلی سیستم هستند. در قطارهای پرسرعت موقعیت مطلوب قطار توسط سیستم کنترل ترافیک تعیین می شود. اگر فرمان مرجع اعمالی را \mathbf{r} بنامیم، خطای ردیابی را می توان به صورت $\mathbf{e} = \mathbf{y} - \mathbf{r}$ تعریف نمود. برای حالت DD ، خطای ردیابی یک بردار n بعدی و برای حالت PPD یک بردار ۲ بعدی است.

فرض ۱. فرمان مرجع اعمالی \mathbf{r} ، به گونه ای است که شرط

شود. حروف کوچک پرننگ برای نمایش بردارها و حروف بزرگ پرننگ برای نمایش ماتریس ها به کار می رود. درایه های برداری مانند x را با x_i نشان می دهیم. عبارت \mathbf{M}^T جهت نمایش ترانواده \mathbf{M} استفاده می شود. نمادهای \mathbf{O}_n و \mathbf{I}_n به ترتیب ماتریس های صفر و همانی از مرتبه n بوده و $\text{diag}(x_1, x_2, \dots, x_n)$ یک ماتریس قطری با درایه های x_i می باشد. نماد $\|\cdot\|_p$ برای نمایش نرم p استفاده می شود و زمانی که p صراحتاً ذکر نشود، مقدار آن مهم نیست. هم چنین نماد L_p بیانگر فضای Lebesgue-p است.



شکل ۱: نمای شماتیک قطار و نیروهای موثر در حرکت آن

۲- مدل ریاضی قطار پرسرعت

شکل ۱ شماتیکی از یک قطار با n واگن است. مرکز جرم هر یک از این واگن ها با x_i نشان داده شده است. هر کدام از این واگن ها به جرم m_i هستند که از طریق کوپلرهای مشابه با ضریب سختی k به هم متصل هستند. برای حالت DD ، هر کدام از واگن ها دارای موتور کششی هستند که این نیرو را با u_i نشان می دهیم. واضح است که در حالت PPD ، $u_i = 0, i = 2, \dots, n-1$ می باشد. نیروی اصطکاک در خلاف جهت حرکت بر هر یک از واگن ها اعمال می شود که با R_m^i نشان داده شده است. از طرفی، واگن اول در برابر نیروی مخالف باد قرار دارد که آن را با R_a نشان می دهیم. به این ترتیب نیروهای مخالف در برابر حرکت قطار عبارتند از R_a و R_m^i که به ترتیب به صورت زیر تعریف می شوند:

$$R_a = c_a M \dot{x}_1^2 \quad (1)$$

$$R_m^i = (c_0 + c_v \dot{x}_i) m_i, \quad i = 1, \dots, n \quad (2)$$

که در آن ها c_a, c_0, c_v پارامترهای ثابت بوده و $M = \sum_{i=1}^n m_i$ می باشد. با نوشتن قانون حرکت نیوتن برای هر یک از واگن ها داریم [۵]

$$m_1 \ddot{x}_1 = -k(x_1 - x_2) - (c_0 + c_v \dot{x}_1) m_1 - c_a M \dot{x}_1^2 - d'_1 + u_1, \quad (3)$$

$$\begin{aligned} m_i \ddot{x}_i &= -k(x_i - x_{i-1}) - k(x_i - x_{i+1}) \\ &\quad - (c_0 + c_v \dot{x}_i) m_i - d'_i + u_i, \quad i = 2, \dots, n-2 \end{aligned} \quad (4)$$

(۱۱)

$$\mathbf{r}, \dot{\mathbf{r}}, \ddot{\mathbf{r}} \in L_{\infty},$$

برآورده گردد. با توجه به آن که روش کنترلی پیشنهادی این مقاله وجود این ترم‌ها را در سیگنال کنترلی ایجاب می‌کند، این فرض به منظور جلوگیری از نامحدود شدن سیگنال کنترلی در نظر گرفته شده است. فرمان مرجع می‌تواند یک مقدار ثابت باشد که در این حالت یک مسئله رگولاسیون^۱ داریم.

هدف آن است که کنترل کننده مد لغزشی چنان طراحی شود که در حضور نامعینی‌ها و اغتشاشات، به ازای $t \rightarrow \infty$ ، خطای ردیابی برابر صفر باشد. قبل از این که به طراحی کنترل کننده مد لغزشی پردازیم، یک سری محاسبات مقدماتی در مورد نمایش نامعینی‌ها در مدل ریاضی سیستم انجام شده است.

۳-۱- تحلیل بدترین حالت

در بخش ۲، به هنگام مدل‌سازی قطار فرض بر این بود که کوپلرها همانند یک فنر خطی عمل می‌نمایند. در حالی که در عمل، این فنرها دارای رفتار غیر خطی بوده و فقط به ازای محدوده خاصی از عملکرد می‌توان آن‌ها را خطی در نظر گرفت. به طور کلی رفتار یک فنر غیر خطی را می‌توان به صورت زیر بیان نمود [۹]

(۱۲)

$$f = k(\zeta) \zeta,$$

که در آن f برآیند نیروی اعمالی به فنر، ζ تغییر طول فنر و $k(\zeta)$ ضریب سختی فنر است. در یک فنر خطی (ایده آل) ضریب سختی یک عدد ثابت است و با تغییر طول فنر تغییر نمی‌کند ولی در یک فنر غیر-خطی، ضریب سختی بسته به طول فنر متفاوت است و این رفتار را می‌توان به صورت زیر بیان نمود

(۱۲)

$$k(\zeta) = k_0(1 + \varepsilon \zeta^2),$$

که در آن k_0 ضریب سختی اولیه و ε یک عدد ثابت است. با توجه به (۱۳) مشاهده می‌شود که به ازای $\varepsilon > 0$ با افزایش ζ ضریب سختی افزایش می‌یابد. به این فنرها، فنر سخت‌شونده^۲ می‌گویند. بالعکس، به-ازای $\varepsilon < 0$ ، با افزایش ζ ضریب سختی کاهش می‌یابد که به این-گونه از فنرها، فنر نرم‌شونده^۳ اطلاق می‌شود. طبق نتایج [۹]، کنترل فنرهای نرم‌شونده دشوارتر از فنرهای سخت‌شونده است چرا که هر اندازه ضریب سختی کم‌تر باشد سیستم تمایل بیشتری به رفتار نوسانی دارد. بنابراین، بدترین حالت زمانی است که کوپلرهای موجود به صورت فنرهای نرم‌شونده عمل نمایند. در بخش ۶ با ارائه یک مثال طراحی، توضیحات لازم جهت چگونگی در نظر گرفتن بدترین حالت در طراحی را ارائه می‌نماییم.

۳-۲- جداسازی نامعینی‌ها

برای طراحی کنترل کننده مد لغزشی، ابتدا می‌بایست جملات نامعین را به صورت نامعینی‌های جمع‌شونده در نظر بگیریم. در عمل می‌توان مقادیر دقیق c_0 ، c_v ، c_a و k را اندازه‌گیری نمود. برای اندازه‌گیری c_a عموماً از ایزاری به نام تونل باد^۴ استفاده می‌شود که در آن، جسم تحت آزمایش، مجهز به سنسوری جهت اندازه‌گیری نیروهای تولید شده در اثر جریان هواست. c_0 ، پارامتری مرتبط با ضریب اصطکاک ایستایی جسم است که با تقسیم حداکثر نیروی قراردونده واگن در آستانه حرکت بر جرم جسم به دست می‌آید. c_v ، پارامتری مرتبط با ضریب اصطکاک جنبشی جسم است که با اعمال نیروی ثابت و مشخصی که باعث حرکت واگن می‌شود و با استفاده از قانون نیوتن به دست می‌آید. پس مهم‌ترین منبع نامعینی، همان جرم واگن‌ها است که در هر سفر، بسته به تعداد مسافری و توشه‌های آن‌ها، تغییر می‌نمایند. فرض کنید $m_i = \hat{m}_i(1 + \delta_i)$ باشد به طوری که \hat{m}_i مقدار نامی و δ_i نامعینی ضرب‌شونده باشد. به این ترتیب می‌توان برای کل جرم قطار نیز نوشت:

$$M_i = \hat{M}_i(1 + \delta_M).$$

از آن‌جا که در معادلات (۶) تا (۸) جرم واگن‌ها در مخرج کسرها قرار دارند نمی‌توان به آسانی این معادلات را به فرم مجموع جملات نامی و نامعین نوشت. برای فایق آمدن بر این مشکل، از رابطه زیر استفاده می‌کنیم

(۱۴)

$$\frac{1}{\hat{m}_i(1 + \delta_i)} = \frac{1}{\hat{m}_i} \left(1 - \frac{\delta_i}{1 + \delta_i}\right),$$

که نامعینی ضرب‌شونده را به نامعینی جمع‌شونده تبدیل می‌کند. با جای-گذاری (۱۴) در (۶) برای واگن اول داریم

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = v_1, \\ \dot{v}_1 = \hat{f}_1 + \Delta f_1 + (\hat{g}_1 + \Delta g_1)u_1, \end{cases} \quad (۱۵)$$

جایی که

(۱۶)

$$\hat{f}_1 = -\frac{k}{\hat{m}_1}(x_1 - x_2) - (c_0 + c_v v_1) - \frac{c_a \hat{M}}{\hat{m}_1} v_1^2,$$

(۱۷)

$$\Delta f_1 = \frac{k \delta_1}{\hat{m}_1(1 + \delta_1)}(x_1 - x_2) + \left(\frac{c_a \hat{M} \delta_1(1 + \delta_M)}{\hat{m}_1(1 + \delta_1)} - \frac{c_a \hat{M} \delta_M}{\hat{m}_1} \right) \dot{x}_1^2 - d_1,$$

(۱۸)

$$\hat{g}_1 = \frac{1}{\hat{m}_1},$$

(۱۹)

$$\Delta g_1 = -\frac{\delta_1}{\hat{m}_1(1 + \delta_1)}.$$

به روش مشابه می‌توان روابط (۷) و (۸) را به فرم (۱۵) نوشت. به این ترتیب معادلات توصیف کننده حرکت قطار به صورت زیر بازنویسی می-شود

(۲۰)

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{v}, \\ \dot{\mathbf{v}} = \hat{\mathbf{f}} + \Delta \mathbf{f} + (\hat{\mathbf{g}} + \Delta \mathbf{g})\mathbf{u}. \end{cases}$$

رابطه (۲۰) برای هر دو حالت DD و PPD می‌باشد با این تفاوت که در حالت PPD داریم: $\hat{g}_i = 0, \Delta g_i = 0, i = 2, \dots, n-1$. در حالی که

^۱ Regulation^۲ Hardening^۳ Softening^۴ Wind tunnel

$$u_i = \hat{g}_i^{-1} \alpha_i - \hat{g}_i^{-1} (\beta_i + \gamma_i |\alpha_i|) \text{sgn}(s_i) \quad (25)$$

که در آن β_i و γ_i بهره‌های کلیدزنی بوده و نحوه انتخاب آن‌ها در قضیه ۱ آمده است.

قضیه ۱. سیستم (۶) تا (۸) با معادله خرجی (۹) را در نظر بگیرید. فرض کنید که شرایط (۱۱)، (۲۱) و (۲۲) برقرار باشند. در این صورت تحت قانون کنترل مد لغزشی (۲۵)، پایداری مجانبی خطای ردیابی قابل تضمین است اگر شرایط زیر برقرار باشند

$$\beta_i > \frac{F_i}{1-G_i}, \quad \gamma_i > \frac{G_i}{1-G_i}, \quad i=1, \dots, n. \quad (26)$$

اثبات. تابع لیاپانوف را به صورت $V_i = 0.5s_i^2, i=1, \dots, n$ انتخاب می‌نماییم. با مشتق‌گیری از V_i و جای‌گزینی (۲۴) و (۲۵) در عبارات بدست آمده، داریم

$$\begin{aligned} \dot{V}_i &= s_i \Delta f_i + s_i \Delta g_i \hat{g}_i^{-1} \alpha_i - \beta_i |s_i| \\ &- \Delta g_i \hat{g}_i^{-1} \alpha_i \beta_i |s_i| - \gamma_i |\alpha_i| |s_i| - \Delta g_i \hat{g}_i^{-1} \gamma_i |\alpha_i| |s_i| \end{aligned} \quad (27)$$

با به‌کارگیری (۲۶)، می‌توان از رابطه (۲۷) به نامساوی زیر دست یافت

$$\dot{V}_i < -(\beta_i(1-G_i) - F_i) |s_i| - (\gamma_i(1-G_i) - G_i) |\alpha_i| |s_i|. \quad (28)$$

با توجه به (۲۱) و (۲۲) به راحتی می‌توان به $\dot{V}_i < 0$ رسید. پس، نامساوی (۲۸) تضمین می‌نماید که همه مسیرهای حالت سیستم که خارج از منیفولد لغزش قرار دارند، طی یک زمان محدود به منیفولد می‌رسند. بنابراین منیفولد لغزش $s=0$ یک مجموعه ناوردای مثبت است که بیان‌گر وجود مدل‌لغزشی بوده و پایداری مجانبی خطای ردیابی را تضمین می‌نماید. بنابراین، اثبات تمام است.

توجه شود که در قضیه بالا دانستن مقادیر F_i و G_i جهت تضمین پایداری حلقه بسته مهم است. در بسیاری از موارد، پیدا کردن یک مقدار دقیق برای این پارامترها کار آسانی نیست. البته، می‌توان این اعداد را چنان بزرگ در نظر گرفت که از پایداری سیستم کنترل مطمئن شد. ولی این مسئله سبب می‌شود که محافظه‌کاری کنترل‌کننده افزایش یابد. برای غلبه بر این مشکل، فرض می‌کنیم که شرط (۲۶) هم‌چنان برقرار باشد ولی مقادیر F_i و G_i نامعلوم باشند. با استفاده از قانون تطبیق می‌توان بهره‌های کلیدزنی β_i و γ_i را به صورت خودکار طوری تنظیم نمود که سیستم پایدار باقی بماند. قانون تطبیق را می‌توان به صورت زیر در نظر گرفت

$$\dot{\beta}_i = -\vartheta_i |s_i|, \quad \dot{\gamma}_i = -\sigma_i |s_i| |\alpha_i|, \quad i=1, \dots, n. \quad (29)$$

که در آن ϑ_i و σ_i پارامترهای طراحی بوده و مقادیر مثبت انتخاب می‌شوند.

با مشاهده (۲۵) و (۲۹) و مقایسه آن با [۸]، مشخص می‌شود که استراتژی کنترلی حاصله نسبت به ورودی کنترل [۸]، ساختار ساده‌تری دارد که باعث کاهش حجم محاسباتی و پردازشی شده و با پردازنده ارزان‌تری نیز می‌تواند پیاده‌سازی شود.

در حالت DD همه درایه‌ها غیرصفر هستند. پیش از این که به طراحی پردازیم، بایستی شرایطی را برای نامعینی‌های سیستم در نظر بگیریم. همان‌طور که می‌دانیم نامعینی‌های موجود در سیستم یا به صورت عدم قطعیت در جرم واگن‌ها $m_i = \hat{m}_i(1 + \delta_i)$ است و یا به صورت اغتشاشات خارجی که با d_i نشان داده می‌شود. با فرض محدود بودن این نامعینی‌ها داریم:

فرض ۲. اعداد ثابت مثبتی مانند F_i و G_i وجود دارند به طوری که شرایط زیر را برآورده سازند

$$|\Delta f_i| < F_i < \infty, \quad i=1, \dots, n, \quad (21)$$

$$|\Delta g_i \hat{g}_i^{-1}| < G_i < 1, \quad j=1, \dots, n. \quad (22)$$

توجه نمایید که در رابطه (۲۲) داریم $\Delta g_i \hat{g}_i^{-1} = \delta_i / (1 + \delta_i)$. بنابراین با فرض محدود بودن عدم قطعیت در جرم می‌توان گفت که شرط (۲۲) فرض معقولی است و نامساوی $G_i < 1$ همواره برقرار خواهد بود. حال به طراحی کنترل‌کننده می‌پردازیم.

۴- طراحی کنترل‌کننده برای حالت

DD

در این بخش اقدام به طراحی کنترل‌کننده مد لغزشی برای حالت DD می‌نماییم. در این حالت یک سیستم n ورودی - n خروجی داریم و با توجه به (۹) دینامیک داخلی نداریم. فرمان ورودی مرجع به صورت $\mathbf{r} = [r_1, \dots, r_n]^T$ تعریف شده و خطای ردیابی برابر با $\mathbf{e} = \mathbf{y} - \mathbf{r}$ است که یک بردار n بعدی به صورت $\mathbf{e} = [e_1, \dots, e_n]^T$ می‌باشد. طراحی را با تعریف منیفولد لغزش $s=0$ شروع می‌کنیم. فرض کنید که متغیر لغزشی به صورت زیر باشد

$$\mathbf{s} = \dot{\mathbf{e}} + \Lambda \mathbf{e} \quad (33)$$

که در آن $\Lambda = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_n)$ پارامتر طراحی بوده و $\lambda_i > 0$ است تا مد لغزشی را به صورت مجانبی پایدار سازد. در مرحله بعد، سیگنال کنترل را به گونه‌ای تعریف می‌کنیم که \mathbf{s} را در زمان محدود به صفر رسانده و برای همه زمان‌های آتی، در آن نگاه دارد. برای این کار

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{s}} &= \dot{\mathbf{e}} + \Lambda \dot{\mathbf{e}} \\ &= \hat{\mathbf{f}} + \Delta \mathbf{f} + (\hat{\mathbf{g}} + \Delta \mathbf{g}) \mathbf{u} - \ddot{\mathbf{i}} \end{aligned} \quad (34)$$

در صورت عدم حضور نامعینی‌ها، قانون کنترلی $u_i = \hat{g}_i^{-1} (-\hat{f}_i + \ddot{i}_i - \lambda_i \dot{e}_i - \beta_i \text{sgn}(s_i))$ موجب برقراری $\dot{\mathbf{s}} = 0$ شده که بیان‌گر آن است که شرط $s=0$ برای زمان‌های آتی برقرار خواهد بود. اما در حضور نامعینی‌ها، قانون کنترل را بایستی به گونه‌ای تغییر داد که بتواند اثر نامعینی‌ها را برطرف سازد. در همین راستا، ابتدا $\dot{\mathbf{s}} = -\hat{\mathbf{f}} + \ddot{\mathbf{i}} - \lambda_i \dot{e}_i$ را تعریف می‌نماییم و قانون SMC زیر را در نظر می‌گیریم

¹ Sliding manifold

علامت در قانون کنترل نمود. به این ترتیب قانون کنترل اصلاح یافته به صورت زیر خواهد بود

$$u_i = \hat{g}_i^{-1} \alpha_i - \hat{g}_i^{-1} (\beta_i + \gamma_i |\alpha_i|) \text{sat}(s_i / \mu_i), \quad (37)$$

که در آن μ_i یک ثابت مثبت است و تعیین کننده ناحیه مرزی^۱ می باشد. در ناحیه $|s_i| > \mu_i$ داریم

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -(\bar{\beta}_i(1-G_i) - F_i)|s_i| - (\bar{\gamma}_i(1-G_i) - G_i)|\alpha_i||s_i| \\ & - (\bar{\beta}_n(1-G_n) - F_n)|s_n| - (\bar{\gamma}_n(1-G_n) - G_n)|\alpha_n||s_n| \\ & < 0. \end{aligned} \quad (38)$$

که نشان می دهد اگر مسیرهای حالت سیستم در ابتدا بیرون ناحیه مرزی قرار داشته باشند، به عبارت دیگر داشته باشیم $|s_i(0)| > \mu_i$ ، به سمت منیفولد حرکت کرده و به $|s_i| \leq \mu_i$ می رسند. در این ناحیه نیز داریم: $\text{sat}(s_i / \mu_i) = s_i / \mu_i$. به این ترتیب با انتخاب یک مقدار کوچک برای μ_i در داخل ناحیه مرزی یک فیدبک حالت با بهره بالا خواهیم داشت که می تواند پایداری سیستم را تضمین نماید.

۵- طراحی کنترل کننده برای حالت

PPD

از دیدگاه کنترلی، تفاوتی که قطارهای PPD با انواع DD دارند در این است که در انواع PPD با یک سیستم ۲ ورودی - ۲ خروجی روبرو هستیم و دینامیک داخلی برای یک قطار با n واگن، از مرتبه $2n-4$ است. حال آن که در حالت DD دینامیک داخلی نداریم. بنابراین، چالش اصلی در طراحی PPD این است که می بایست پایداری دینامیک داخلی را هم علاوه بر پایداری دینامیک خارجی نشان دهیم. البته، نیازی به پایداری مجانبی دینامیک داخلی نیست و نشان دادن پایداری لیاپانوف و در نتیجه تضمین محدود بودن متغیرهای حالت داخلی، کافی است. با تعریف $\xi = [x_1, v_1, x_n, v_n]^T$ و $\eta = [v_2, \dots, v_n, x_2, \dots, x_n]^T$ دینامیک خارجی و داخلی را می توان به صورت مجزا نوشت. معادله (۳۹) بیان گر دینامیک خارجی سیستم است.

$$\dot{\xi} = \hat{f}_\xi + \Delta f_\xi + (\hat{g}_\xi + \Delta g_\xi)u \quad (39)$$

طراحی کنترل کننده و اثبات پایداری حلقه بسته برای (۳۹) کاملاً مشابه بخش ۴ است. فرمان ورودی مرجع به صورت $r = [r_1, r_2]^T$ تعریف شده و خطای ردیابی یک بردار ۲ بعدی به صورت $e = [e_1, e_2]^T$ می باشد. سطح لغزش را به صورت $s = \dot{e} + \Lambda e$ تعریف می نمایم که در آن $\Lambda = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2)$ بوده و $\lambda_i > 0$ می باشد. قانون کنترلی به صورت زیر اتخاذ می گردد

قضیه ۲. پایداری مجانبی خطای ردیابی برای سیستم (۶) تا (۸) با معادله خروجی (۹) قابل تضمین است اگر قانون کنترل (۲۵) به سیستم اعمال شود و بهره های کلیدزنی با قانون تطبیق (۲۹) تنظیم گردند.

اثبات. ابتدا متغیرهای زیر را تعریف می کنیم

$$\bar{\beta}_i = \bar{\beta}_i - \beta_i, \quad \bar{\gamma}_i = \bar{\gamma}_i - \gamma_i, \quad (30)$$

که در آن $\bar{\beta}_i$ و $\bar{\gamma}_i$ مقادیری هستند که در نامساوی های زیر صدق می کنند.

$$\bar{\beta}_i > \frac{F_i}{1-G_i}, \quad \bar{\gamma}_i > \frac{G_i}{1-G_i}. \quad (31)$$

توجه داشته باشید که وجود $\bar{\beta}_i$ و $\bar{\gamma}_i$ به طوری که (۳۱) را ارضا نمایند کافی است و نیازی به دانستن مقادیر دقیق آن ها نداریم. برای اثبات پایداری در حضور قانون تطبیق، تابع لیاپانوف انتخاب شده در قضیه ۱ را اندکی تغییر داده و به صورت زیر در نظر می گیریم

$$V_i = 0.5(s_i^2 + (1-G_i)(\theta_i^{-1}\bar{\beta}_i^2 + \sigma_i^{-1}\bar{\gamma}_i^2)), \quad i = 1, \dots, n. \quad (32)$$

با مشتق گیری از (۳۲) و جای گذاری از (۲۵) و (۳۰) داریم

$$\begin{aligned} \dot{V}_i \leq & -(\beta_i(1-G_i) - F_i)|s_i| - (\gamma_i(1-G_i) - G_i)|\alpha_i||s_i| \\ & - (1-G_i)(\theta_i^{-1}\bar{\beta}_i\dot{\beta}_i + \sigma_i^{-1}\bar{\gamma}_i\dot{\gamma}_i) \end{aligned} \quad (33)$$

اکنون به سادگی می توان نشان داد که قانون تطبیق (۳۰) پایداری سیستم را نتیجه می دهد. با اضافه و کم کردن $\bar{\beta}_i$ و $\bar{\gamma}_i$ و یک سری عملیات ریاضی داریم

$$\begin{aligned} \dot{V}_i \leq & -(\bar{\beta}_i(1-G_i) - F_i)|s_i| - (\bar{\gamma}_i(1-G_i) - G_i)|\alpha_i||s_i| \\ & + (1-G_i)(\bar{\beta}_i|s_i| + \bar{\gamma}_i|\alpha_i||s_i| - \theta_i^{-1}\bar{\beta}_i\dot{\beta}_i - \sigma_i^{-1}\bar{\gamma}_i\dot{\gamma}_i) \end{aligned} \quad (34)$$

اگر مجموع سطر آخر سمت راست نامساوی (۳۴) صفر باشد، به عبارتی مشابه آن چه که در قضیه ۱ دیدیم می رسمیم. به این ترتیب با مساوی صفر قرار دادن جملات انتهایی داریم

$$\dot{\beta}_i = -\theta_i|s_i|, \quad \dot{\gamma}_i = -\sigma_i|s_i||\alpha_i|. \quad (35)$$

نتیجتاً به عبارت زیر می رسمیم

$$\dot{V}_i \leq -(\bar{\beta}_i(1-G_i) - F_i)|s_i| - (\bar{\gamma}_i(1-G_i) - G_i)|\alpha_i||s_i|. \quad (36)$$

با توجه به (۳۶) و قضیه ۱ مشاهده می نمایم که $\dot{V}_i < 0$ بوده که نشان دهنده پایداری سیستم است. بنابراین اثبات تمام است و قانون کنترل تطبیقی (۳۰) پایداری سیستم حلقه بسته را تضمین می نماید.

یکی از مهم ترین مسائلی که در مورد SMC وجود دارد وجود زیگزاگ های شدید در سیگنال کنترل است که بدلیل ناپیوستگی در تابع علامت است. برای حل این مشکل، می توان تابع اشباع را جایگزین تابع

¹ Boundary layer

$$Q_2 = \begin{bmatrix} 2\rho_2 k/m_2 & -\rho_2 k/m_2 & & & 0 \\ -\rho_2 k/m_3 & \ddots & \ddots & & \\ & \ddots & \ddots & -\rho_2 k/m_{n-2} & \\ 0 & & -\rho_2 k/m_{n-1} & 2\rho_2 k/m_{n-1} & \end{bmatrix} \quad (46)$$

حال باید نشان دهیم Q_2 مثبت معین است. واضح است که همواره یک ρ_2 به اندازه کافی بزرگ وجود دارد که Q_2 را تبدیل به یک ماتریس غالب قطری نماید. در این صورت به اندازه تعداد درایه‌های مثبت روی قطر اصلی مقادیر ویژه مثبت خواهیم داشت. از آن‌جا که در (44) تمامی درایه‌های روی قطر اصلی مثبت هستند، لذا تمامی مقادیر ویژه مثبت بوده و در نتیجه Q_2 مثبت معین است. پس A_{12} یک ماتریس هورویتز است. حال پایداری A را مطالعه می‌کنیم. ماتریس زیر را در نظر بگیرید

$$P = \begin{bmatrix} P_1 & P_2 \\ P_2 & P_3 \end{bmatrix} \quad (47)$$

که در آن $P_1 > 0$ و $P_3 - P_2 P_1^{-1} P_2 > 0$ می‌باشد. توجه داشته باشید که این دو شرط نشان دهنده مثبت معین بودن سیستم است. با نوشتن معادله لیاپانوف برای A و P داریم

$$A^T P + P A = \begin{bmatrix} 2(-c_v P_1 + P_2) & P_1 A_{12} - c_v P_2 + P_3 \\ A_{12}^T P_1 - c_v P_2 + P_3 & A_{12}^T P_2 + P_2 A_{12} \end{bmatrix} \quad (48)$$

به این ترتیب براساس Schur Complement عبارت (48) منفی معین خواهد بود اگر داشته باشیم:

$$-c_v P_1 + P_2 > 0 \quad (49)$$

و

$$Q_2 + 2(P_1 A_{12} - c_v P_2 + P_3) \times (-c_v P_1 + P_2)(A_{12}^T P_1 - c_v P_2 + P_3) > 0 \quad (50)$$

که در آن Q_2 از رابطه (45) آمده است. بنابراین اگر دو شرط (49) و (50) با هم برآورده شوند آن‌گاه ماتریس A هورویتز بوده و در نتیجه سیستم نامی $\dot{\eta} = A\eta$ به صورت مجانبی پایدار است. توجه شود که پیدا کردن ماتریس P که در شرایط فوق صدق کند کار دشواری نیست. به عنوان مثال اگر $P_2 = \rho_2 I_{2(n-2)}$ باشد، آن‌گاه یک انتخاب مناسب برای P_1 و P_3 به صورت زیر خواهد بود:

$$P_1 = \left(\frac{\rho_2 + 1}{c_v} \right) I_{2(n-2)} \quad (51)$$

$$P_3 = \left(\frac{\rho_2^2 c_v}{\rho_2 + 1} + 1 \right) I_{2(n-2)} \quad (52)$$

حال که پایداری سیستم نامی را نشان دادیم، اثر اغتشاش را بررسی می‌نماییم. برای این کار ابتدا از شرط محدود بودن اغتشاشات استفاده می‌نماییم. با توجه به (11) و (21) می‌توان یک حد بالا نظیر B^u برای اغتشاشات B در نظر گرفت. به عبارت دیگر داریم $\|B\| < B^u$. چون

$$\begin{cases} u_1 = \hat{g}_1^{-1} \alpha_1 - \hat{g}_1^{-1} (\beta_1 + \gamma_1 |\alpha_1|) \text{sat}(s_1 / \mu_1), \\ \alpha_1 = -\hat{f}_1 + \ddot{r}_1 - \lambda_1 \dot{e}_1, \quad \dot{\beta}_1 = -\mathcal{Q}_1 |s_1|, \quad \dot{\gamma}_1 = -\sigma_1 |s_1| |\alpha_1|. \end{cases} \quad (40)$$

$$\begin{cases} u_2 = \hat{g}_2^{-1} \alpha_2 - \hat{g}_2^{-1} (\beta_2 + \gamma_2 |\alpha_2|) \text{sat}(s_2 / \mu_2) \\ \alpha_2 = -\hat{f}_n + \ddot{r}_2 - \lambda_2 \dot{e}_2, \quad \dot{\beta}_2 = -\mathcal{Q}_2 |s_2|, \quad \dot{\gamma}_2 = -\sigma_2 |s_2| |\alpha_2| \end{cases} \quad (41)$$

در روابط فوق $\mathcal{Q}_i, \sigma_i, \mu_i > 0$ می‌باشد تا پایداری تضمین گردد. از آنجا که اثبات پایداری حلقه بسته مشابه قضایای 1 و 2 است از ذکر جزئیات در این جا خودداری می‌گردد.

دینامیک داخلی سیستم در (7) آمده است. با جای گذاری $\xi = 0$ دینامیک صفر سیستم به صورت زیر به دست می‌آید

$$\dot{\eta} = A\eta + B \quad (42)$$

که در آن A عبارتست از

$$A = \begin{bmatrix} -c_v I_{n-2} & A_{12} \\ I_{n-2} & O_{n-2} \end{bmatrix} \quad (43)$$

جایی که

$$A_{12} = \begin{bmatrix} -2k/m_2 & k/m_2 & & & 0 \\ k/m_3 & \ddots & \ddots & & \\ & \ddots & \ddots & k/m_{n-2} & \\ 0 & & k/m_{n-1} & -2k/m_{n-1} & \end{bmatrix}$$

ماتریس B نیز به شکل زیر تعریف می‌شود

$$B = \begin{bmatrix} B_1 \\ O_{(n-2) \times 1} \end{bmatrix} \quad (44)$$

جایی که

$$B_1 = \begin{bmatrix} -c_0 + \Delta f_2 + \frac{k}{m_2} r_1, -c_0 + \Delta f_3, \dots, -c_0 + \Delta f_{n-2}, -c_0 + \Delta f_{n-1} + \frac{k}{m_{n-1}} r_2 \end{bmatrix}^T$$

در قضیه 3 نشان می‌دهیم که سیستم (42) پایدار لیاپانوف است.

قضیه 3. سیستم (42) پایدار لیاپانوف است اگر فرمان ورودی مرجع در (11) صدق نماید و جملات نامعین در B ، شرط (21) را برآورده سازند.

اثبات. ایده کار چنین است که سیستم (42) را به صورت یک سیستم نامی $\dot{\eta} = A\eta$ در نظر می‌گیریم که تحت تأثیر نامعینی B قرار دارد. اگر بتوان نشان داد که سیستم نامی پایدار مجانبی است، در آن صورت می‌توان پایداری لیاپانوف را برای سیستم $\dot{\eta} = A\eta + B$ نشان داد. برای اثبات پایداری سیستم نامی، باید نشان داد که A هورویتز است. برای این کار ابتدا نشان می‌دهیم A_{12} هورویتز است. معادله لیاپانوف زیر را در نظر بگیرید

$$A_{12}^T P_2 + P_2 A_{12} = -Q_2 \quad (45)$$

که در آن P_2 و Q_2 دو ماتریس معین مثبت هستند. فرض کنید $P_2 = \rho_2 I_{2(n-2)}$ باشد که در آن $\rho_2 > 0$ یک عدد مثبت به اندازه کافی بزرگ است. به این ترتیب خواهیم داشت

دو شرط (۱۱) و (۲۱) تضمین می نماید. با استفاده از قضایای ۱ تا ۳، قضیه زیر را بیان می نماییم.

قضیه ۴. سیستم (۶) تا (۸) با معادله خرجی (۱۰) را در نظر بگیرید. فرض کنید که شرایط (۱۱)، (۲۱) و (۲۲) برقرار باشند. در این صورت پایداری مجانبی خطای ردیابی در حضور قانون کنترلی (۴۰) و (۴۱) قابل تضمین است.

اثبات. این قضیه در دو بخش اثبات می شود. در بخش اول، با انتخاب تابع لیاپانوف

$$V_i = 0.5 \left(s_i^2 + (1 - G_i)(g_i^{-1} \beta_i^2 + \sigma_i^{-1} \tilde{\gamma}_i^2) \right), \quad i = 1, 2 \quad (63)$$

و محاسباتی مشابه با قضایای ۱ و ۲ پایداری دینامیک خارجی به اثبات می رسد. در بخش دوم، پایداری دینامیک داخلی سیستم بایستی تضمین گردد که از قضیه ۳ نتیجه می شود.

با مشخص شدن طراحی برای هر دو حالت *PPD* و *DD* در بخش بعد به پیاده سازی عددی کنترل کننده ها می پردازیم.

۶- نتایج شبیه سازی

در این بخش، کنترل کننده طراحی شده در دو بخش ۴ و ۵ را بر روی یک قطار پرسرعت اعمال می نماییم. پارامترهای قطار را مطابق با قطار پرسرعت ژاپنی مطالعه شده در [۵] انتخاب می کنیم که در جدول ۱ آمده اند. فرض می کنیم که ۱۰٪ نامعینی در جرم واگن ها داریم. هم چنین، فرض می کنیم که بیشترین تغییر طول کوپلرها برابر با یک متر باشد. با توجه به جدول ۱، بدترین حالت مربوط به شرایطی است که $\mathcal{E} = -0.5$ باشد. در شکل ۲ نمودار نیرو - جابه جایی فنر براساس معادلات (۱۲) و (۱۳)، رسم شده

جدول ۱ مقادیر پارامترهای قطار مورد بررسی [۵]

پارامتر	مقدار	واحد
m_1, m_5	80×10^3	kg
m_2, m_3, m_4	40×10^3	kg
c_0	0.01176	N/kg
c_v	0.00077616	Ns/mkg
c_a	1.6×10^{-5}	Ns ² /m ² kg
k_0	80×10^3	N/m
\mathcal{E}	± 0.5	-

سیستم نامی پایدار مجانبی است از عکس قضیه لیاپانوف^۱ [۹] نتیجه می گیریم تابع لیاپانوفی هم چون V در مجموعه $\{\eta \in R^{2(n-2)} \mid \|\eta\| < b\}, b > 0$ برای $\dot{\eta} = A\eta$ وجود دارد که در شرایط زیر صدق نماید

$$c_1 \|\eta\|^2 \leq V \leq c_2 \|\eta\|^2 \quad (53)$$

$$\frac{\partial V}{\partial \eta} A\eta \leq -c_3 \|\eta\|^2 \quad (54)$$

$$\|\partial V / \partial \eta\| \leq c_4 \|\eta\| \quad (55)$$

که در آن c_i اعداد ثابت مثبت هستند. حال، با مشتق گیری از V و جای گذاری (۴۲) و (۵۴) به نامساوی زیر می رسیم

$$\dot{V} \leq -c_3 \|\eta\|^2 + \|\partial V / \partial \eta\| \|B\|. \quad (56)$$

با استفاده از شرط $\|B\| < B''$ خواهیم داشت

$$\dot{V} \leq -c_3 \|\eta\|^2 + c_4 B'' \|\eta\|. \quad (57)$$

با استفاده از (۵۳) می توان یک حد بالا برای \dot{V} به صورت زیر یافت

$$\dot{V} \leq -\frac{c_3}{c_2} V + c_4 B'' \sqrt{\frac{V}{c_1}}. \quad (58)$$

برای تبدیل این نامعادله دیفرانسیل غیرخطی به یک معادله خطی از تغییر متغیر $W = \sqrt{V}$ استفاده می کنیم. به ازای $V \neq 0$ داریم:

$$\dot{W} \leq -\frac{c_3}{2c_2} W + \frac{c_4}{2\sqrt{c_1}} B'' \quad (59)$$

با تعریف $c_6 = c_4 B'' / 2\sqrt{c_1}$ و $c_5 = c_3 / 2c_2$ داریم

$$\dot{W} \leq -c_5 W + c_6 \quad (60)$$

با حل این نامعادله خطی و استفاده از لم قیاس^۲ [۹] داریم

$$W \leq \phi(t, t_0) W(0^+) + c_6 t \phi(t, t_0) \quad (61)$$

که در آن $\phi(t, t_0) = \exp(-c_5 t)$ است. با جای گذاری (۶۱) در (۵۳) داریم

$$\|\eta\| \leq \frac{1}{\sqrt{c_1}} \phi(t, t_0) W(0^+) + \frac{c_6}{\sqrt{c_1}} t \phi(t, t_0) \quad (62)$$

که نشان می دهد حالت های دینامیک داخلی سیستم دارای مقدار محدود هستند. به عبارت دیگر، دینامیک داخلی سیستم پایدار لیاپانوف است و اثبات تمام است.

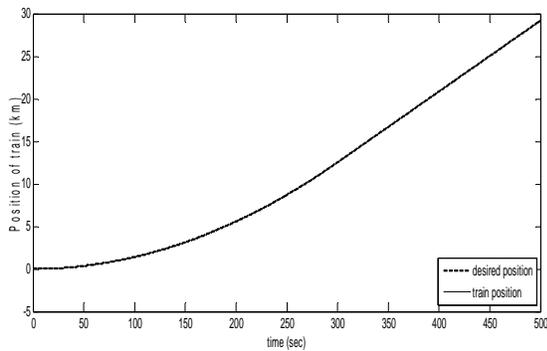
نتیجه قضیه ۳ برای بحث ردیابی سرعت قطارهای *PPD* بسیار مهم است. این قضیه محدود بودن اندازه متغیرهای حالت دینامیک داخلی را به ازای

¹ Lyapunov converse theorem

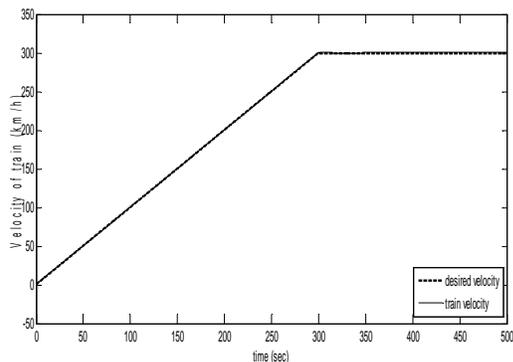
² Comparison lemma

می شود که سیگنال کنترلی و جابجایی نسبی واگن‌ها را بررسی نماییم. جهت انجام مقایسه، معیار $SACE^1$ را معرفی می‌نماییم که برابر با مجموع قدر مطلق تمامی سیگنال‌های کنترلی می‌باشد. نمودار $SACE$ برای هر دو نوع قطار در شکل ۱۱ رسم شده است. همان‌طور که مشاهده می‌نماییم، ضمن نوسانات شدید در شکل موج مربوط به حالت PPD ، بیشینه اندازه نیروی کشش اعمالی هم بسیار بالاتر است. جابجایی نسبی واگن‌ها برای حالت PPD در شکل ۱۲ آمده است که قابل مقایسه با طراحی DD نیست.

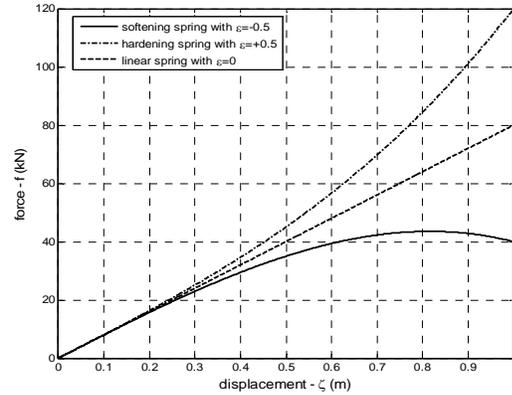
بر اساس نتایج شبیه‌سازی می‌توان نتیجه گرفت که در حالت DD کارآیی بالاتری در مقایسه با حالت PPD داریم. اگرچه هر دو طراحی با دقت یکسانی قطار را به موقعیت و سرعت مطلوب می‌رسانند، ولی در حالت DD انرژی کم‌تری مورد نیاز بوده، سیگنال کنترلی نرم‌تر است و جابجایی نسبی واگن‌ها نزدیک به صفر است که به لحاظ صرفه‌جویی در مصرف انرژی و راحتی سرنشینان حائز اهمیت است. با این حال، قطارهای PPD هنوز یک مزیت بارز دارند و آن، استفاده از تعداد موتورهای کمتر و هزینه‌های نگهداری پایین‌تر است.



شکل ۳: موقعیت قطار و موقعیت مطلوب برای حالت DD



شکل ۴: سرعت قطار و سرعت مطلوب برای حالت DD



شکل ۵: نمودار نیرو-جابجایی فنرهای خطی، نرم‌شونده و سخت‌شونده

است. همان‌طور که مشاهده می‌نماییم به ازای جابجایی‌های کم می‌توان عملکرد فنر را خطی در نظر گرفت ولی با افزایش تغییر طول، تغییرات ضریب سختی چشم‌گیر است. کمترین میزان سختی برابر است با $k' = 40 \times 10^3 \text{ N/m}$. در واقع در این حالت، فنر کمترین میزان سختی را داشته و با توجه به زیربخش ۳-۱، سیستم تحت کنترل تمایل بیشتری به نوسان دارد. در نتیجه، کنترل سیستم دشوارتر خواهد بود. بنابراین، در شبیه‌سازی $k = k'$ قرار می‌دهیم تا کنترل‌کننده را در بدترین حالت بررسی کنیم.

برای حالت PPD معادلات مربوط به واگن‌های اول و پنجم تشکیل دهنده دینامیک خارجی بوده و معادلات مربوط به دیگر واگن‌ها دینامیک داخلی و نهایتاً دینامیک صفر را شکل می‌دهند. برای بررسی پایداری دینامیک صفر سیستم، معادله (۴۲) را تشکیل می‌دهیم که توصیف‌کننده دینامیک صفر، بدون هرگونه نامعینی و اغتشاش است.

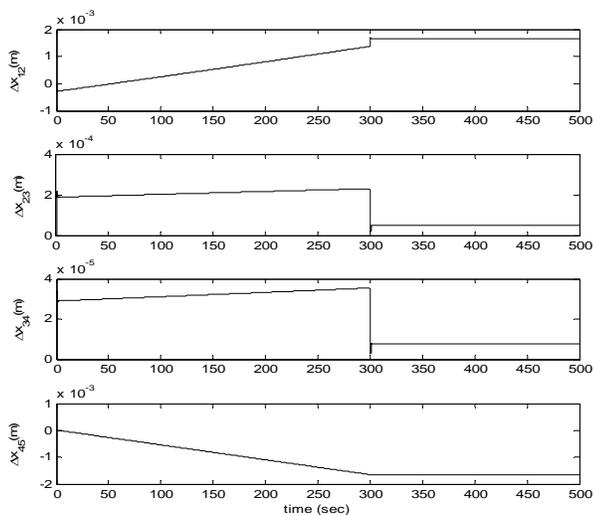
مقادیر ویژه ماتریس این سیستم به صورت زیر به دست می‌آیند

$$\Gamma = -0.0004 \pm j1.8478, -0.0004 \pm j1.4142, -0.0004 \pm j0.7654$$

بنابراین، سیستم نامی پایدار مجانبی است و در حضور نامعینی‌ها و اغتشاشات، دینامیک صفر سیستم پایدار لیاپانوف خواهد بود.

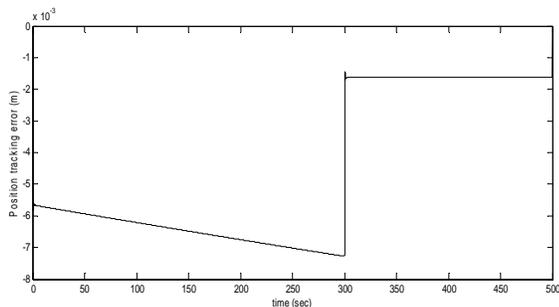
نمودار سرعت و موقعیت واگن اول برای قطار DD در شکل‌های ۳ و ۴، و نمودار خطای ردیابی سرعت و موقعیت در شکل‌های ۵ و ۶ آمده است. همان‌طور که مشاهده می‌نماییم ردیابی بسیار دقیقی انجام گرفته است. در این حالت پنج ورودی کنترلی داریم که نمودار آن‌ها در شکل ۷ آمده است. واضح است که مشکل زیگزاگ در ورودی کنترلی وجود ندارد و اندازه آن‌ها مطابق [۵] در رنج چند ده کیلو نیوتن است که تأمین این نیروی کششی توسط موتورهای قابل استفاده امکان‌پذیر است. نمودار جابجایی نسبی واگن‌ها هم در شکل ۸ نشان داده شده است. مشاهده می‌نماییم که مقدار جابجایی ناچیز و تقریباً صفر است. برای قطار PPD ، از همان ورودی مرجع استفاده شده در بالا استفاده می‌نماییم. نمودار خطای ردیابی در این حالت در شکل‌های ۹ و ۱۰ نشان داده شده است که مشابه با طراحی DD است. اما تفاوت این دو طراحی، زمانی مشخص

¹ Sum of Absolute Control Effort

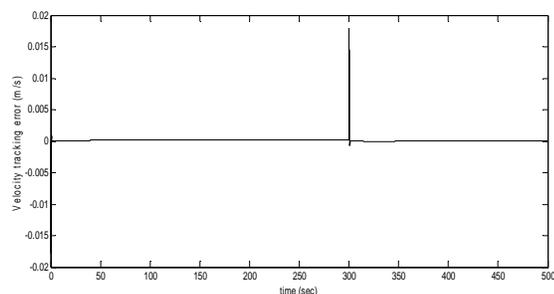


شکل ۸: نمودار تغییرات طول کوپلرها برای حالت DD

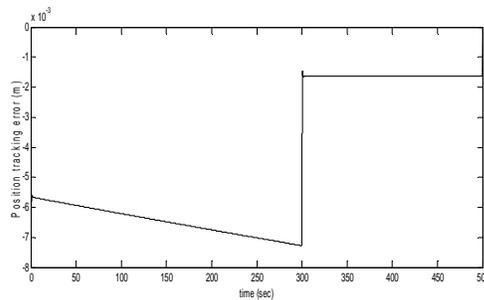
$$\Delta x_{ij} = x_i - x_j$$



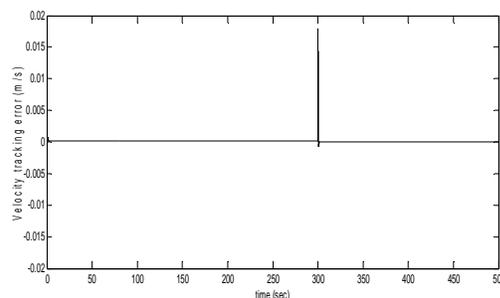
شکل ۹: خطای ردیابی موقعیت برای حالت PPD



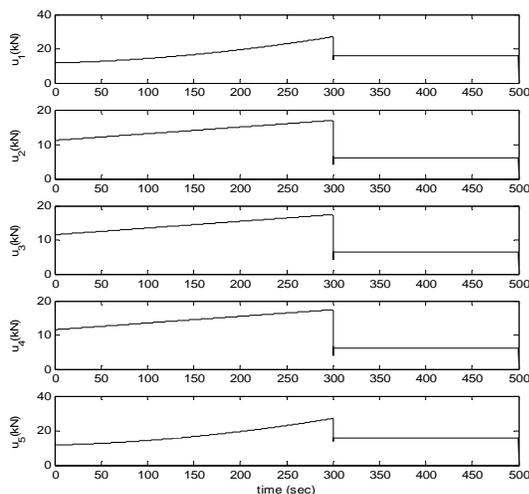
شکل ۱۰: خطای ردیابی سرعت برای حالت PPD



شکل ۵: خطای ردیابی موقعیت برای حالت DD مربوط به شکل ۳



شکل ۶: خطای ردیابی سرعت برای حالت DD مربوط به شکل ۴

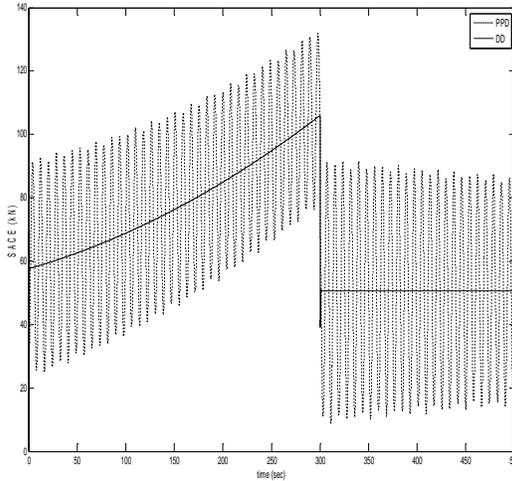


شکل ۷: نمودار سیگنال‌های کنترلی برای حالت DD

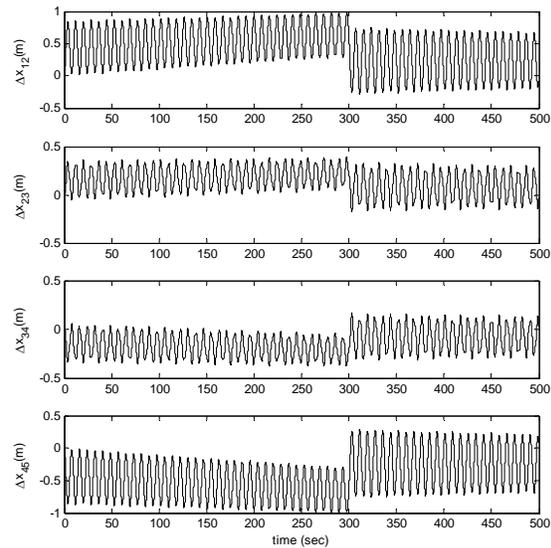
چالش‌های طراحی در حالت *PPD*، بحث پایداری دینامیک صفر سیستم است که در این مقاله، پایداری آن به اثبات رسیده است. نتایج شبیه‌سازی برای یک قطار پرسرعت ژاپنی ارائه شده و دو حالت طراحی با هم‌دیگر مقایسه شده‌اند. براساس نتایج شبیه‌سازی، طراحی *DD* کارآیی بالاتری را نسبت به طراحی *PPD* ارائه می‌نماید. در واقع، هر دو کنترل کننده عملکرد یکسانی در ردیابی موقعیت و سرعت دارند ولی در حالت *DD* انرژی کمتری مورد استفاده قرار گرفته، سیگنال کنترلی نرم‌تر است و جابجایی نسبی واگن‌ها نزدیک به صفر است.

مراجع

- [1] Q Song and YD Song, Adaptive Control and Optimal Power/Brake Distribution of High Speed Trains with Uncertain Nonlinear Couplers, In: Proceedings of the 29th Chinese Control Conference, Beijing, China, pp.1966-1971, 2010.
- [2] P Howlett, Optimal strategies for the control of a train, *Automatica*, vol.32, no. 4, pp. 519-532, 1996.
- [3] SP Gorgon and DG Lehrer, Coordinated Train Control and Energy Management Control Strategies, In: *Proceedings of the 1998 ASME/IEEE Joint Railroad Conference*, Philadelphia, USA, pp.165-176, 1998.
- [4] R Liu and IM Golovitcher, Energy-efficient operation of rail vehicles, *Transportation Research*, vol.37, pp.917-932, 2003.
- [5] C Yang and Y Sun, Mixed H_2 / H_∞ cruise controller design for high speed train, *International Journal of Control*, vol.74, no.9, pp.905-920, 2001.
- [6] A Astolfi and L Menini, Input/output decoupling problem for high speed trains, In: Proceedings of American Control Conference, pp.549-554, 2002.
- [7] Q Song, YD Song, T Tang and B Ning, Computationally Inexpensive Tracking Control of High-Speed Trains With Traction/Braking Saturation, *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, vol. 12, no. 4, 1116-1125, 2011.
- [8] Q Song and YD Song, Data-Based Fault-Tolerant Control of High-Speed Trains with Traction/Braking Notch Nonlinearities and Actuator Failures, *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 22, no. 12, pp.2250-2261, 2011.
- [9] HK Khalil, *Nonlinear Systems*, third edition, Prentice Hall, 2002.
- [10] MR Faieghi and H Delavari, Chaos in fractional-order Genesio-Tesi system and its synchronization, *Communications on Nonlinear Science and Numerical Simulations*, vol.17, no.2, pp. 731-741, 2012.



شکل ۱۱: نمودار SACE برای دو حالت *PPD* و *DD*



شکل ۱۲: نمودار تغییرات طول کوپلرها برای حالت *PPD*

$$\Delta x_{ij} = x_i - x_j$$

۷- نتیجه گیری

هدف از این مقاله، بررسی کاربرد کنترل مد لغزشی در طراحی سیستم کروز کنترل قطارهای پرسرعت است. در ابتدا مدل‌سازی قطار بررسی شده و یک مدل غیرخطی چندورودی-چند خروجی انتخاب شد. طراحی را برای هر دو حالت *PPD* و *DD* ارائه نموده‌ایم. در هر دو حالت، پس از طراحی یک منیفولد لغزش مناسب، شرایط کافی برای تضمین پایداری سیستم در حضور نامعینی‌ها و اغتشاشات بدست آمده است. سپس، با در نظر گرفتن این که انتخاب یک حد بالای مناسب برای نامعینی‌ها ممکن است در پاره‌ای از موارد دشوار باشد، از یک قانون تطبیق برای تنظیم خودکار بهره‌های کلیدزنی استفاده شده است. یکی از

- [16] T Wang, W Xie and Y Zhang, Sliding mode fault tolerant control dealing with modeling uncertainties and actuator faults, *ISA Transactions*, vol. 51, pp. 386–392, 2012.
- [17] Q Hu and B Xiao, Fault-tolerant sliding mode attitude control for flexible spacecraft under loss of actuator effectiveness, *Nonlinear Dynamics*, vol.64, pp.13–23, 2011.
- [18] D Ye and GH Yang, Adaptive Fault-Tolerant Tracking Control Against Actuator Faults With Application to Flight Control, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 14, no. 6, pp.,1088-1096, 2006.
- [19] J Zhao, B Jiang, FN Chowdhury and P Shi, Active fault-tolerant control for near space vehicles based on reference model adaptive sliding mode scheme, *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, published online, DOI: 10.1002/acs.2354, 2012.
- [11] MR Faieghi, H Delavari and D Baleanu, Control of an Uncertain Fractional- Order Liu System via Fuzzy Fractional-Order Sliding Mode Control, *Journal of Vibration and Control*, vol.18, no.9, pp.1366-1374, 2012.
- [12] MR Faieghi and H Delavari and AA Jalali, Control of Lorenz System with a Fractional Controller: A Caputo's Differentiation Based Approach, in: *Proceedings of 2nd International Conference on Control, Instrumentation, and Automation*, Shiraz, 2011.
- [13] MR Faieghi, H Delavari and D Baleanu, A Novel Adaptive Controller for 2-DOF Polar Robot, *Communications on Nonlinear Science and Numerical Simulations*, vol.17, no.2, pp. 731-741, 2012.
- [14] S Seshagiri and HK Khalil, On Introducing Integral Action in Sliding Mode Control, In: proceedings of 41st IEEE Conference on Decision and Control, Los Vegas, Nevada USA, December 2002.
- [15] M Chou, X Xia and C Kayser, Modelling and model validation of heavy-haul trains equipped with electronically controlled pneumatic brake systems, *Control Engineering Practice*, vol. 15, pp. 501-509, 2007.

طراحی کنترل کننده ی بهینه مقاوم برای کاهش مصرف سوخت در خودروهای ترکیبی الکتریکی با استفاده از اطلاعات مسیر

علی اکبر جلالی^۱، سید علی ظهیری پور^۲، احسان ساعدی رودی^۳

^۱ استاد دانشکده مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه علم و صنعت ایران، drjalali@iust.ac.ir

^۲ دانشجوی دکتری مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه علم و صنعت ایران، zahiri@elec.iust.ac.ir

^۳ فارغ التحصیل کارشناسی ارشد مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه علم و صنعت ایران، e.saedi90@gmail.com

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۱/۱۰/۱۱، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۲/۱/۲۵)

چکیده: این مقاله به معرفی یک روش کنترل روشن-خاموش مبتنی بر داده‌های ترافیکی و سیستم اطلاعات جغرافیایی به منظور کاهش هرچه بیشتر مصرف سوخت در خودروهای ترکیبی الکتریکی می‌پردازد. سادگی محاسبات، قوام نسبی و همچنین بهره‌وری بالای موتور احتراق داخلی در این روش از جمله مزایای آن محسوب می‌شوند. در این روش با توجه به اطلاعات مسیر، نقطه‌ی تعادل B برای شارژ و دشارژ باتری محاسبه می‌شود که می‌تواند محلی برای تصمیم‌گیری روشن یا خاموش شدن موتور احتراق داخلی باشد. به منظور حذف نوسانات بالا در عملکرد موتور احتراق داخلی که ممکن است در این روش پدید آید روش اصلاح شده با جابه‌جا کردن موقت نقطه تعادل با توجه به شرایط کاری موتور، امکان پیاده‌سازی عملی این روش را افزایش داده است. همچنین با تکرار محاسبات در طول مسیر و نیز وزن دهی به داده‌ها براساس قابلیت اعتماد آن‌ها قوام آن نیز نسبت به خطای اطلاعات مسیر بسیار افزایش یافته است.

کلمات کلیدی: اطلاعات مسیر، روش روشن - خاموش، نقطه تعادل B

Design of Robust Optimal Controller for Hybrid Electric Vehicle by using Road Information

Ali Akbar Jalali, Seyed Ali Zahiripour, Ehsan Saedi Roodi

Abstract: This article is introducing an engine on – off method for fuel optimization in hybrid electric vehicle's base on the road information. Simplicity, robustness and engine efficiency are advantages of this method. Based on the road information, the method calculates the balance point for electrical energy in energy storage system. This point is used for decision to engine operation. A major drawback with the proposed method is possibility of rapid engine on / off operation. By temporary changing the balance point to balance band, this drawback will be partly removed. Also the proposed method is enhanced by weighting the information and recalculating the balance point in the mission. The enhanced method is robust for large amount of error.

Keywords: road information, engine on-off method, balance point

۱- مقدمه

بهینه سازی در خودروهای ترکیبی الکتریکی از دو مسیر عمده صورت می گیرد. اول جذب بخشی از انرژی جنبشی خودرو هنگام ترمز کردن و کاهش سرعت و دوم فراهم نمودن امکان عمل کردن موتور احتراق داخلی در نقطه های نزدیک نقطه کار بهینه ی آن [۱]. تاکنون روش های مختلفی برای بهینه سازی مصرف - مدیریت منابع - در خودروهای ترکیبی الکتریکی معرفی شده اند. روش های قاعده مینا با در نظر گرفتن نیروی محرکه ی درخواستی، نقطه کار بهینه موتور احتراق داخلی و میزان شارژ باتری ها، توان درخواستی را بین دو منبع تولید آن تقسیم می کند. پیاده سازی این قواعد اغلب در قالب کنترل کننده های فازی ارائه می شود. [۲] و [۳].

روش های تحلیلی کنترل بهینه با تعریف تابع هزینه، اقدام به حداقل سازی آن در تمام طول مسیر می کنند و بنابراین نیاز به اطلاعات کامل مسیر دارند. استفاده از برنامه ریزی پویا و قواعد پونتریاگین از روش های حل این مسائل می باشند [۴]. به منظور کاهش وابستگی این روش ها به اطلاعات مسیر روش های مختلفی معرفی شده اند [۵].

با پیشرفت روش های دور سنجی، امکان اندازه گیری سرعت خودروها و در نتیجه نرخ ترافیک در مسیر به وجود آمده است [۶]. روش های کنترلی بسیاری بر مبنای این داده ها ارائه شده و نشان داده شده است که می تواند بهبود نسبی در عملکرد خودروهای ترکیبی الکتریکی ایجاد نماید [۷]. در یکی از روش ها مسیر را به بازه های کوچکتر تقسیم نموده و نیروی پیشران درخواستی در هر بازه را محاسبه کرده و با برنامه ریزی پویا سهم هر کدام از منابع را در این مسیر مشخص می نمایند [۸]. در روشی دیگر با استفاده از داده های سرعت مسیر تا یک افق محدود، یک روش کنترلی روشن - خاموش به کار گرفته شده است که برای بهینه سازی از روش پونتریاگین استفاده نموده است [۹].

پس از این که سرعت خودرو و شیب مسیر تا انتهای حرکت به دست آمد، می توان با توجه به مدل دینامیکی خودرو، نیروی پیشران درخواستی خودرو در طول مسیر را محاسبه نمود.

با داشتن نیروی پیشران درخواستی، می توان نقطه ی تعادلی را به دست آورد که تصمیم گیری برای عملکرد موتور احتراق داخلی بر مبنای آن صورت خواهد گرفت. در واقع این روش با افزودن اطلاعات مسیر به روش های قاعده مینا می تواند به بهبود عملکرد این روش ها کمک نماید.

این مقاله ابتدا نشان می دهد که اگر موتور احتراق داخلی در حالت روشن خاموش بین توان صفر و توان نقطه کار بهینه عمل نماید مصرف سوخت مینیم خواهد شد. در ادامه با توجه به اطلاعات مسیر روشی برای تعیین نقاط روشن و خاموش شدن موتور احتراق داخلی معرفی می کند. در قسمت بعد با اصلاح روش به عملیاتی تر شدن آن کمک می کند و در نهایت شبیه سازی هایی به منظور بررسی عملکرد سیستم ارائه خواهد داد.

۲- مینیمم سازی مصرف سوخت

قضیه ۱- بهینه بودن روش روشن - خاموش

فرض ۱- سیستم الکتریکی ایده آل است. (باتری ها و موتور الکتریکی و همچنین سیستم های انتقال توان تلفات ندارند)

فرض ۲- نیروی پیشران درخواستی متوسط مسیر، کمتر از توان موتور احتراق داخلی در نقطه کار بهینه ی آن می باشد.

با وجود فرضیات (۱) و (۲)، اگر موتور احتراق داخلی در حالت روشن خاموش بین توان صفر و توان نقطه کار بهینه عمل نماید مصرف سوخت مینیمم خواهد شد.

اثبات:

با توجه به اطلاعات سرعت در طول مسیر و به کمک مدل خودرو می توان توان درخواستی در طول مسیر P_{Total} را بدست آورد.

$$P_{Total} = P_a - P_b \quad (۱)$$

که در رابطه ی بالا P_a توان درخواستی خودرو در شتاب های مثبت و صفر و P_b توان درخواستی در شتاب منفی می باشد.

از آنجایی که از باتری ها بعنوان منبع اصلی انرژی استفاده نمی شود پس تمام P_{Total} می بایست توسط موتور احتراق داخلی تأمین شود. یعنی

$$P_{engin} = P_{Total} \quad (۲)$$

همچنین مقدار انرژی مصرفی موتور احتراق داخلی در نقطه کار بهینه P_{oe} نام گذاری می شود.

حال اگر طول مسیر را N در نظر بگیریم آنگاه بردار انرژی مصرفی بهینه ی موتور احتراق داخلی خواهد بود:

$$W_o = [w^*(1) \quad \dots \quad w^*(N)] \quad (۳)$$

$$P_{Total} = \sum_{i=1}^N w^*(i) \eta_i \Delta i \quad (۴)$$

در رابطه ی (۴) بازدهی موتور با η_i و بازه زمانی با Δi نمایش داده شده است.

حال اگر مقدار بهینه در یکی از نقاط، عددی جز صفر یا P_{oe} باشد

$$w^*(k) = 0 \text{ or } P_{oe} \quad (۵)$$

و مقدار بازده موتور احتراق داخلی در این توان برابر باشد با η_k و در نقطه کار بهینه η_{oe} باشد

$$\eta_k < \eta_{oe} \quad (۶)$$

آنگاه هدر رفت انرژی w_k در این نقطه برابر خواهد بود با:

$$L_k = w^*(k) * (1 - \eta_k) * \Delta i \quad \Delta i = \frac{T}{N} \quad (۷)$$

و انرژی تولید شده در این نقطه نیز برابر خواهد بود با E_k :

$$E_k = w^*(k) * \eta_k * \Delta i \quad (۸)$$

که در آن T طول زمان حرکت می باشد. حال با تغییر گام زمانی (بدلیل پیوسته بودن سیستم) می توان این میزان انرژی را در مدت زمان متفاوتی با عملکرد موتور در نقطه کار بهینه به دست آورد:

$$E_k = P_{oe} \eta_{oe} \Delta j, \quad \Delta j = 1, \dots, M \quad (۹)$$

بردار نیروی پیشرانه درخواستی در تمامی نقاط مسیر P_r را در اختیار قرار می-دهد.

$$P_r = [P_1 \quad \dots \quad P_N] \quad (15)$$

می توان نقطه ی B را به گونه ای انتخاب کرد که در آن داشته باشیم:

$$\sum_{B < P_i < P_{oei}} (P_{oe} - p_i) + \sum_{P_i < 0} (-p_i) \quad (16)$$

$$= \sum_{0 < P_i < B} P_i + \sum_{P_i > P_{oei}} (P_i - P_{oei})$$

در معادله ی بالا، عبارات سمت چپ تساوی، انرژی اضافی قسمت هایی از مسیر هستند که در آن ها می توان باتری ها را شارژ نمود و عبارات سمت راست تساوی انرژی درخواستی و یا بخشی از انرژی درخواستی شامل قسمت هایی از مسیر هستند که در آن ها باید از انرژی باتری ها به منظور تولید تمام یا بخشی از نیروی پیشرانه استفاده کرد. بنابراین با تساوی این دو عبارت می توان به این نتیجه رسید که سطح شارژ باتری ها در انتهای مسیر برابر با سطح شارژ باتری ها در ابتدای مسیر است.

جدول (۱) عملکرد این روش با توجه به توان درخواستی را نشان می دهد.

جدول ۱: عملکرد روش بهینه سازی بر مبنای نیروی پیشرانه درخواستی مسیر

نیروی درخواستی	نیروی موتور احتراق داخلی	نیروی موتور الکتریکی
$p < 0$	$p_e = 0$	$p_m = p$
$0 < p < B$	$p_e = 0$	$p_m = p$
$B < p < P_{oe}$	$p_e = P_{oe}$	$p_m = P_{oe} - p$
$p > P_{oe}$	$p_e = P_{oe}$	$p_m = p - P_{oe}$

مزایای روش معرفی شده در این قسمت، رسیدن به حداکثر بهینه سازی - با توجه به اثبات بخش قبل - و همچنین سادگی محاسبات و عدم وابستگی روش به اطلاعات لحظه به لحظه می باشد. به این دلیل که محاسبات این روش بر اساس داده تجمعی صورت می گیرد، خطای موجود روی داده ها بخصوص خطای اندازه گیری تأثیر بسیار کمی بر عملکرد سیستم - تعیین نقطه تعادل - دارد. بنابراین اگر نرخ ترافیک ثابت بماند و فقط جابه جایی در آن وجود داشته باشد، عملکرد سیستم بازم بهینه خواهد بود. البته باید یادآور شد که عملکرد سیستم همواره بهینه خواهد بود، مسئله ای که در اینجا مطرح است رعایت شرط سطح شارژ باتری ها می باشد که در انتهای مسیر تقریباً با ابتدای آن برابر باشد.

از جمله معایب این روش در دسترس نبودن سرعت سیستم در تمام نقاط طول مسیر است. بدین معنی که شبکه ی سنسورهای سرعت سنج که در مسیر نصب شده اند سرعت را در نقاطی با فواصلی از یکدیگر اندازه گیری می کنند و سرعت در بین این دو نقطه را به دست نخواهند داد. بنابراین باید سرعت سیستم را در این فواصل تخمین زد. یکی دیگر از مشکلات این روش، روشن - خاموش شدن های پی در پی و سریع موتور احتراق داخلی است که با توجه به شرایط مسیر، ممکن است به وجود آید. که می تواند باعث عدم عملکرد بهینه موتور احتراق داخلی و همچنین ایجاد مزاحمت و خرابی در زیر سیستم های خودرو شود.

$$\Delta j = \frac{T}{M} \Rightarrow \Delta j = \frac{N}{M} \Delta i \quad (10)$$

با توجه به (۹) هدر رفت انرژی در این حالت L'_k برابر است با:

$$L'_k = P_{oe} (1 - \eta_{oe}) \Delta j = P_{oe} \Delta j - E_k \quad (11)$$

با توجه به روابط (۸)، (۹) و (۶) می توان نتیجه گرفت

$$P_{oe} \Delta j < w^*(k) \Delta i \quad (12)$$

و از (۱۱) و (۱۲) می توان نوشت

$$L'_k < w^*(k) \Delta i - E_k \quad (13)$$

و نهایتاً با استفاده از (۱۳)، (۸) و (۷) بدست خواهد آمد

$$L'_k < w^*(k) (1 - \eta_k) \Delta i = L_k \quad (14)$$

بنابراین $w^*(k) \neq 0$ or p_{oe} بهینه نبوده و جواب بهینه

p_{oe} ، نقطه کار بهینه موتور احتراق داخلی در بازه ی زمانی متفاوت است.

در مورد فرض ایده آل بودن سیستم الکتریکی باید گفت این سیستم اگرچه ایده آل نیست اما بازدهی سیستم الکتریکی نسبت به موتور احتراق داخلی بسیار بالاست، به طوری که می توان جز در نقاط محدود، این فرض را پذیرفت. فرض دوم نیز در تمامی مسیرهای استاندارد مورد قبول است.

۳- روش بهینه سازی

در مسائل بهینه سازی علاوه بر تابع هزینه مسئله که غالباً باید حداقل شود، قیودی نیز وجود دارد که روش، باید آن ها را برآورده سازد. تابع هزینه مسئله بهینه سازی مصرف سوخت در خودروی ترکیبی الکتریکی، انتگرال مصرف سوخت در طول مسیر می باشد که نشان داده شده اگر موتور احتراق داخلی بین دو نقطه ی صفر و نقطه کار بهینه به صورت کلید زنی عمل نماید مصرف سوخت حداقل خواهد شد. اما مهم ترین قیدی که در این مسئله مطرح است، سطح شارژ باتری ها در انتهای مسیر می باشد که باید مساوی با سطح شارژ باتری در ابتدای مسیر باشد یعنی این که از انرژی الکتریکی بعنوان منبع انرژی اصلی استفاده نشود. بنابراین تصمیم گیری در مورد این که موتور احتراق داخلی در چه نقاطی خاموش باشد و در چه نقاطی روشن - و در نقطه کار بهینه - باشد، با توجه به این قید باید صورت پذیرد. برای این منظور باید میان انرژی گرفته شده از باتری ها و انرژی تحویل داده شده به آن ها تعادل وجود داشته باشد.

در یک مسیر مشخص اطلاعات مسیر، شامل دو دسته اطلاعات سرعت حرکت و شیب مسیر در تمامی نقاط می باشد. سرعت حرکت، توسط سرعت سنج و شیب مسیر با استفاده از یک سنسور اندازه گیری فاصله عمودی نقاط ابتدایی و انتهایی خودرو و با دانش طول خودرو قابل محاسبه است. با توجه به این دو دسته داده و به کمک مدل خودرو، توان مورد نیاز برای رسیدن به مقادیر سرعت در شیب جاده قابل محاسبه می باشد. در نتیجه داده ی اطلاعات مسیر به همراه مدل خودرو

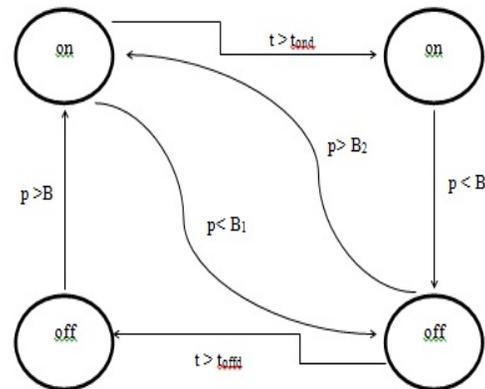
۴- اصلاح شده روش روشن-خاموش شدن های

پی در پی

از میان دو اشکال عمده ای که برای روش عنوان شدند، در صورتی که سرعت خودرو، نوسانات سریع و کوچک در فواصل بین دو اندازه گیری نداشته باشد، اشکال اول اثر چندانی نخواهد داشت. نوسانات سرعتی که ممکن است روی مسیر به وجود آید بیشتر ناشی از رانندگی نامناسب و غیر بهینه می باشد. با مجهز نمودن خودرو به سیستم کروز کنترل و در شرایط ایده آل، استفاده از راهبری هوشمند می توان این نوسانات را به حداقل ممکن رسانید [۱۰]. به عنوان راه حل دیگر، می توان به افزایش تعداد سنسورها در شبکه اشاره نمود. اگر تعداد خودروهای ترکیبی الکتریکی زیاد شود، آنگاه از لحاظ اقتصادی نیز مقرون به صرفه خواهد بود و می توان تعداد این سنسورها را بسیار افزایش داد. اما بررسی این روش ها موضوع این مقاله نیستند.

اشکال دوم یعنی روشن و خاموش شدن سریع موتور احتراق داخلی، ایرادی است که بیشتر مربوط به روش می باشد و می توان برای حل آن روش را بهبود بخشید. روش اصلاح شده به صورت زیر است:

هنگامی که موتور احتراق داخلی روشن می شود، یک زمان سنج فعال شده و تا هنگامی که زمان آن به t_{ond} برسد، به جای نقطه ی تعادل B برای خاموش شدن موتور احتراق داخلی، از نقطه ی جدید $B_1 < B$ استفاده شود. بنابراین موتور احتراق داخلی به ازاا گشتاور درخواستی پایین تر نیز روشن خواهد ماند و بنابراین به سرعت خاموش نخواهد شد. تعیین مقادیر t_{ond} و B_1 بعنوان پارامترهای طراحی می تواند با توجه به نوع مسیر و مقدار B انجام پذیرد. پس از سپری شدن زمان تعیین شده، نقطه ی تعادل تصمیم گیری دوباره همان مقدار محاسبه شده ی B تعیین می شود و بنابراین تأثیر قابل توجهی بر مقدار شارژ باتری نخواهد داشت. به همین شکل هنگامی که موتور احتراق داخلی خاموش می شود، یک زمان سنج فعال شده و تا هنگامی که زمان آن به t_{off} برسد، به جای نقطه ی تعادل B برای روشن شدن موتور احتراق داخلی، از نقطه ی تعادل جدید $B_2 > B$ استفاده شود. بنابراین موتور احتراق داخلی به ازاا گشتاور درخواستی بالاتری نیز روشن نخواهد شد و بنابراین زمان خاموش ماندن موتور احتراق داخلی می تواند بیشتر شود، پس از گذشتن این مدت زمان، نقطه ی تعادل دوباره همان مقدار B تعیین می شود و مانند قبل اثر قابل توجهی روی سطح شارژ باتری ها نخواهد داشت.



شکل ۱: نمودار وضعیت موتور احتراق داخلی در روش اصلاح شده

۵- مقاوم سازی روش

در هر سیستم با توجه به خصوصیات دینامیکی آن و نیز شرایط محیط در نظر گرفتن پاره ای از موارد نامعینی ضروری تر به نظر می رسد. در این مقاله از آنجا که کنترل کننده مبتنی بر اطلاعات مسیر می باشد و همچنین این اطلاعات همواره مقدار قابل توجهی خطا خواهد داشت، بررسی اثر خطای اطلاعات مسیر نسبت به سایر نامعینی ها اهمیت بیشتری دارد. همچنین از میان دو سری داده ی اطلاعات مسیر، اطلاعات مربوط به شیب جاده قابلیت اعتماد بیشتری دارد و اطلاعات مربوط به سرعت بیشترین خطا را خواهد داشت.

رفع اثر خطای اطلاعات مسیر و همچنین حفظ عملکرد بهینه ی سیستم، بدون داشتن اطلاعات با دقت بالاتر از مسیر امکان پذیر نیست. اطلاعات با دقت بالاتر در فواصل زمانی کم تر می تواند در دسترس باشد. هرچه محاسبات برای فواصل زمانی کم تر انجام شوند اطلاعات دقیق تری در دسترس خواهد بود و نتایج بهتری به دست خواهد آمد. از طرفی خطای مربوط به اطلاعات مسیر، باعث عدم رعایت قید مربوط به شارژ باتری ها می شود. چون روش موتور احتراق داخلی را فقط در دو نقطه ی بهینه یا خاموش مورد استفاده قرار می دهد، مصرف سوخت معادل تأثیر قابل توجهی نمی پذیرد. رعایت نشدن قید شارژ باتری ها را باید نتیجه ی اثر محاسبه ی اشتباه نقطه ی تعادل دانست. چون در صورتی که نقطه ی تعادل درست انتخاب شود معادلات مربوط به انرژی باتری ها برقرار خواهند بود و در نتیجه قید مربوط به شارژ باتری ها رعایت خواهد شد. بنابراین اگر بتوان اثر خطا را روی نقطه ی تعادل کم کرد اثر آن روی عملکرد سیستم نیز کاهش خواهد یافت.

با توجه به دو پاراگراف قبل، تکرار محاسبه ی نقطه ی تعادل در فواصل زمانی - مکانی معین می تواند باعث بهبود عملکرد سیستم در حضور خطای اطلاعات مسیر شود. اگر بتوان در هر بار دریافت اطلاعات مسیر و محاسبه ی مجدد نقطه ی تعادل، اثر خطای دفعات قبل را کم کرد، روش می تواند عملکرد بهینه و مقاوم قابل قبولی ارائه دهد. خنثی کردن اثر خطای نقطه ی تعادل در محاسبات قبل می تواند با تغییر دادن معادله ی تعادل در لحظه ی محاسبه t_1 به شکل زیر صورت پذیرد. معادله ی تعادل جدید، باید برای زمان های $t > t_1$ محاسبه شود. همچنین داده های مربوط به لحظه های نزدیک تر، درستی بیشتری نسبت به داده های مربوط به زمان های دورتر از لحظه ی محاسبه ی نقطه ی تعادل دارند. این عامل را می توان در محاسبات مربوط به نقطه ی تعادل در نظر گرفت و هر داده را با ضریب صحت آن در معادله ی تعادل در نظر گرفت. در این صورت می توان معادله ی تعادل انرژی باتری ها را به صورت زیر بازنویسی کرد.

$$\sum_{B < P_i < P_{oei}} a_i (P_{oe} - P_i) + \sum_{P_i < 0} (-a_i P_i) \\ = \sum_{0 < P_i < B} a_i P_i + \sum_{P_i > P_{oei}} a_i (P_i - p_{oei}) + \Delta_{E-ess}, t > t_1 \quad (17)$$

که در این رابطه مقادیر a_i دقت P_i و بین t_0 تا t_1 است و Δ_{E-ess} اختلاف انرژی ذخیره شده در باتری ها در لحظه ی محاسبه t_1 نسبت به لحظه ی شروع است.

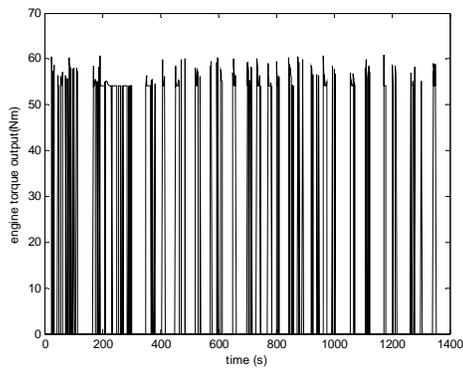
$$\Delta_{E-ess} = E_{ess,0} - E_{ess,t_1} \quad (18)$$

۶- نتایج شبیه سازی

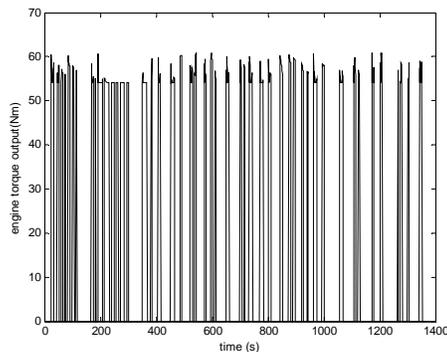
برای شبیه سازی از جعبه ابزار ADVISOR [۱۱] در محیط متلب استفاده شده است. برای مقایسه از روش فازی موجود در جعبه ابزار استفاده شده است. روش

تبادل در روش این مقاله به گونه ای جابه جا شود که شارژ نهایی آن با روش فازی سبک سوخت برابر شود، در آن صورت مصرف سوخت روش ۴.۴ لیتر بر صد کیلومتر به دست می آید که بیش از ۴ درصد بهینه سازی را نشان می دهد. همچنین اگر نقطه ی تبادل به گونه ای جابه جا شود که شارژ نهایی با شارژ نهایی روش فازی سبک بهره وری برابر شود، آنگاه مصرف سوخت دقیقاً با مقدار روش فازی سبک بهره وری یکسان خواهد شد. بنابراین روش مقاله مصرف سوخت معادل یکسانی با روش فازی سبک بهره وری دارد اما شارژ باتری ها را با دقت بسیار بیشتری به نقطه ی اولیه باز می گرداند.

همچنین برای مقایسه ی عملکرد روش تصحیح شده با باند تعادل موقت در کاهش نوسانات عملکرد موتور احتراق داخلی، می توان نمودار گشتاور موتور احتراق داخلی را برای دو روش اولیه ی مقاله و روش تصحیح شده رسم نمود (شکل های ۳ و ۴). در این شکل ها می توان کاهش نوسانات عملکرد موتور احتراق داخلی را در روش تصحیح شده نسبت به روش اولیه مشاهده کرد.



شکل ۳: گشتاور خروجی موتور احتراق داخلی با روش اولیه ی مقاله



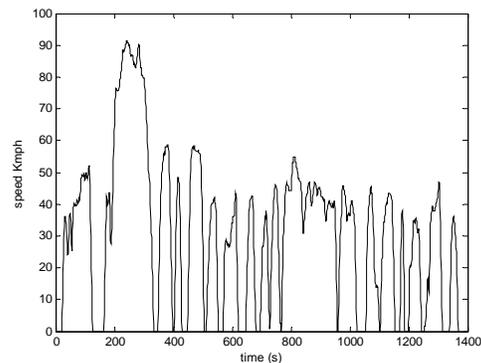
شکل ۴: گشتاور خروجی موتور احتراق داخلی با روش تصحیح شده

برای بررسی قوام کنترل کننده، از خطای سرعت در اطلاعات مسیر به صورت شکل (۵) استفاده شده است.

فازی در دو سبک بهره وری^۱ و سوخت^۲ با پایگاه قواعد مجزا و توابع عضویت یکسان هستند. در سبک بهره وری، هدف قرار دادن موتور احتراق داخلی در نقطه کار بهینه است و در سبک سوخت، هدف، حداقل کردن مصرف لحظه ای سوخت است. روش فازی سبک بهره وری، اگرچه موتور احتراق داخلی را در نقطه کار بهینه مورد استفاده قرار می دهد اما قید سطح شارژ باتری ها را معمولاً رعایت نمی کند. بنابراین این روش معمولاً مصرف سوخت معادل (معادل سوختی مصرف سوخت و شارژ باتری ها) کمی دارد اما نمی توان از آن بعنوان یک روش مناسب استفاده کرد چرا که با شارژ کردن زیاد باتری ها می تواند باعث از دست رفتن قابلیت ترکیبی خودرو شود. چون وقتی باتری کاملاً شارژ شود دیگر نمی توان از آن برای ذخیره ی انرژی استفاده کرد و بنابراین سیستم الکتریکی بلا استفاده خواهد شد. با این وجود روش معرفی شده در این مقاله مصرف سوخت معادلی، برابر و یا کمتر از روش فازی سبک بهره وری دارد که در شبیه سازی ها نشان داده شده است.

مسیر UDDS

نمودار سرعت بر حسب زمان در طول مسیر به شکل زیر می باشد.



شکل ۲: سرعت مسیر UDDS بر حسب زمان

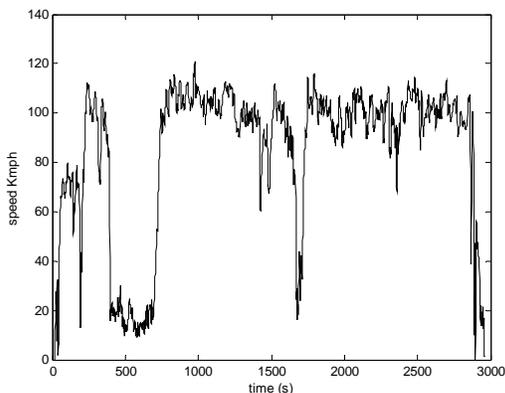
جدول ۲: مصرف سوخت در مسیر UDDS به ازای روش های مختلف بهینه سازی

روش بهینه سازی	مصرف سوخت (لیتر بر صد کیلومتر)	شارژ نهایی باتری - شارژ اولیه ی باتری (نرمالیزه شده)
فازی سبک بهره وری	۶.۶	۰.۰۸
فازی سبک سوخت	۴.۶	- ۰.۰۶
روش اولیه ی مقاله (نقطه ی تبادل)	۵.۴	۰.۰۰۷
روش تصحیح شده (باند تعادل موقت)	۵.۵	۰.۰۰۷

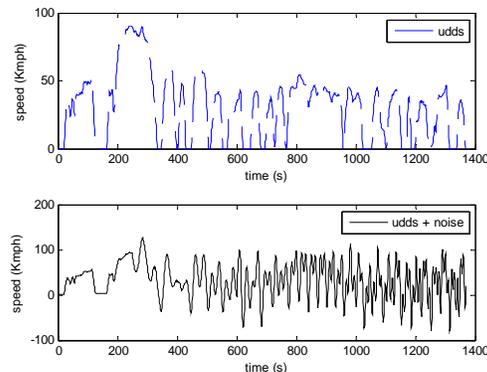
با توجه به جدول ۲ مصرف روش فازی سبک سوخت، نسبت به سایر روش ها کمتر به دست آمده است و البته دلیل آن نیز مصرف کردن شارژ باتری ها است که نسبت به سایر روش ها از شارژ بیشتری استفاده کرده است. در صورتی که نقطه ی

۱ - efficiency mode

۲ - fuel mode



شکل ۸: نمودار سرعت بر حسب زمان در مسیر vail2nrel



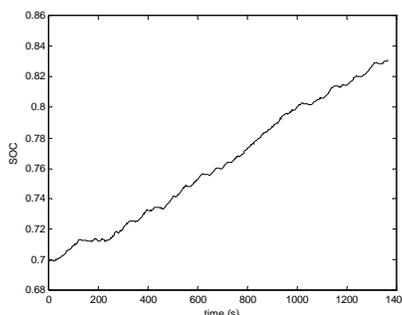
شکل ۵: نمودار سرعت - زمان مسیر UDDS همراه با خطا در نرخ ترافیک

مصرف سوخت در روش اولیه ۸ لیتر به ازای هر صد کیلومتر و مصرف سوخت در روش مقاوم ۶ لیتر به ازای هر صد کیلومتر به دست آمد.

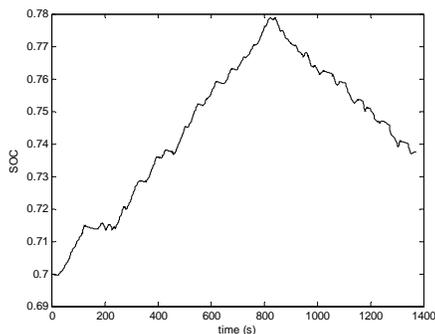
جدول ۳: مصرف سوخت در مسیر vail2nrel به ازای روش های مختلف بهینه سازی

روش بهینه سازی	مصرف سوخت (لیتر بر صد کیلومتر)	شارژ نهایی باتری - شارژ اولیه ی باتری (نرمالیزه شده)
فازی سبک بهره وری	۵.۱	۰.۳
فازی سبک سوخت	۶.۲	- ۰.۰۳
روش اولیه ی مقاله (نقطه ی تعادل)	۴.۳	- ۰.۰۵
روش تصحیح شده (باند تعادل موقت)	۴.۱	- ۰.۱۶

در این مسیر نیز روش فازی سبک سوخت عملکرد ضعیفی نسبت به سایر روش ها نشان داده است. اما روش فازی سبک بهره وری، مصرف سوخت نسبتاً کمتری نسبت به روش فازی سبک سوخت دارد. باتری ها در روش فازی سبک بهره وری، کاملاً شارژ شده اند که همانطور که قبلاً گفته شد، یک خطای بسیار بزرگ در عملکرد سیستم ایجاد می کند. اما با این وجود در صورتی که مصرف سوخت معادل روش فازی سبک بهره وری با مصرف سوخت معادل روش مقاله مقایسه شود، ۴٪ بهینه سازی بیشتر در روش مقاله وجود دارد. و برای بررسی اثر روش مقاوم از داده با خطای شکل (۹) استفاده شده است.



شکل ۶: نمودار شارژ باتری های برای کنترل کننده ی اولیه با حضور خطا در اطلاعات در مسیر UDDS



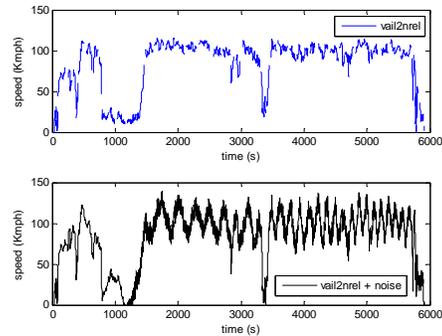
شکل ۷: نمودار شارژ باتری های برای کنترل کننده ی مقاوم با حضور خطا در اطلاعات در مسیر UDDS
 بنابراین روش مقاوم شده، عملکرد بسیار خوبی را در مقابل خطای بسیار زیاد در اطلاعات مسیر نشان می دهد.

مسیر vail2nrel

به سرعت مورد استفاده در محاسبات، مقاوم است. همچنین روش بهینه سازی اصلاح شده با پارامترهای طراحی قابل تنظیم می تواند روش اصلی را برای استفاده در محیط عملی قابل دسترس نماید و می توان یکی از اشکالات روش را به کمک آن تا حد زیادی رفع نمود. همچنین با استفاده از روش مقاوم و محاسبه ی مجدد نقطه ی تعادل در طی مسیر و وزن دهی به داده ها، روش، نسبت به خطای نسبتا بالا در اطلاعات مسیر مقاوم بوده و البته مصرف سوخت پایین تری نیز نسبت به سایر روش ها دارد.

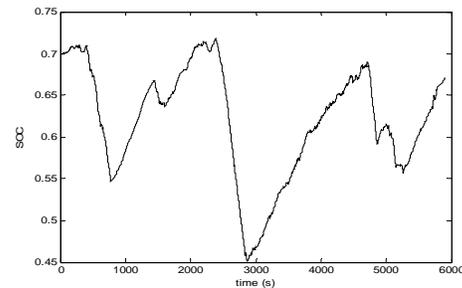
مراجع

- [1] C Mi, M. A Mansur and D. Wenzhong Gao, Hybrid Electric Vehicles principles applications with practical perspectives. John Wiley & Sons, 2011
- [2] M. Ehsani, Y. Gao and A. Emadi, Modern Electric Hybrid Electric and fuel cell Vehicles Fundamentals theory and design. CRC press, 2010.
- [3] N.J. Schouten, M.A. Salman, and N A. Kheir, "Fuzzy Logic Control for Parallel Hybrid Vehicles" IEEEnTrans. Control system technology, Vol 10, No 3, pp. 460-468, 2002
- [4] X. Zhang and C. MiA, Vehicle Power Management Modeling, Control and Optimization. Springer , 2011.
- [5] A. Sciarretta, M Back and L Guzzella, "Optimal Control of Parallel Hybrid Electric Vehicles", IEEE Transon Control System Technology, Vol. 12, No. 3, pp.352-363, 2004
- [6] P. Zhuang, Q. Shang "Model-Based Traffic Prediction Using SensorNetworks", 5th IEEE Consumer Communications and Networking Conference, pp.136-140, 2008
- [7] B. Ganji and A. Z. Kouzani, "A Study on Look-ahead Control and Energy Management Strategies in Hybrid Electric Vehicles" 8th IEEE International Conference on Control and Automation, China, pp. 388-392, 2010
- [8] G.E. Katsargyri and V. Kolmanovsky, "Optimally Controlling Hybrid Electric Vehicles using Path Forecasting" American Control Conference Hyatt Regency Riverfront, USA , pp. 4613-4617, 2009
- [9] T.S. Kim, C. Manzie and R. Sharma "Two-Stage Optimal Control of a ParallelHybrid Vehicle with Traffic Preview" 18th IFAC World Congress, Italy, pp. 2115-2120, 2011
- [10] C. Manzie , H. Watson and Saman Halgamuge, "Fuel economy improvements for urban driving:Hybrid vs. intelligent vehicles" Trans. Research Part C, 15pp.1-16, 2007,
- [11] K.B. Wipke, M.R. Cuddy and S.D. Burch "Advisor 2.1: a user-friendly advanced powertrain simulation using a combined backward/ forward approach" IEEE Trans on Vehicular Technology, Vol. 48, No. 6, pp. 1751-1761, 1999



شکل ۹: نمودار سرعت - زمان مسیر vail2nrel همراه با خطا در نرخ ترافیک

مصرف سوخت با روش تصحیح شده (باند تعادل موقت) و مقاوم، معادل ۴.۳ لیتر بر صد کیلومتر به دست آمده است و نمودار شارژ باتری ها نیز بهبود عملکرد این روش نسبت به روش بدون مقاوم سازی که در جدول ۳ آمده است را نشان می دهد.



شکل ۱۰: نمودار شارژ باتری های برای کنترل کننده ی مقاوم تصحیح شده با حضور خطا در اطلاعات در مسیر vail2nrel در آخرین قسمت از شبیه سازی، ترکیبی از تمام شبیه سازی های قبل آورده شده است. خطا در اطلاعات مسیر وجود دارد، روش مقاوم استفاده شده است و برای جلوگیری از نوسانات موتور احتراق داخلی از روش تصحیح شده با باند تعادل موقت استفاده شده است. نتایج شبیه سازی، عملکرد بسیار خوب این روش را هم در میزان مصرف سوخت و هم در بازگرداندن شارژ باتری ها به میزان اولیه (در مقایسه با جدول (۳) نشان می دهد.

۷- نتیجه گیری

شبیه سازی صورت گرفته در بخش قبل در دو سیکل حرکتی که مسیرهای درون شهری و مسیرهای بزرگراهی می باشد، نشان دهنده ی بهینه سازی بسیار مناسب روش معرفی شده در مقاله می باشد. مزایای این روش نسبت به روش معرفی شده در مرجع [۹] و بیشتر روش های بهینه سازی، سادگی و حجم محاسبات پایین آن می باشد. حتی در صورتی که روش اصلاح شده مورد استفاده قرار گیرد باز هم این روش ساده تر از روش های دیگر حتی روش های فازی می باشد. از مزایای دیگر روش، عدم وابستگی آن به داده های لحظه ای اطلاعات مسیر می باشد. بدین معنی که، در صورتی که اطلاعات مسیر خطایی نسبی نیز داشته باشد به دلیل این که این خطا در برخی نقاط باعث افزایش توان درخواستی و در برخی نقاط باعث کاهش توان درخواستی نسبت به میزان واقعی آن می شود، در میزان داده ی تجمعی تأثیر چندانی نخواهد داشت و در نتیجه در مقدار تعادل B نیز اثر قابل توجه ندارد. پس روش بهینه سازی به تغییرات نسبی در سرعت واقعی نسبت

رویکردی بهینه برای کنترل غیرخطی سیستم ترمز خودرو در ترمزگیری‌های شدید به هنگام گردش

حسین میرزائی نژاد^۱، مهدی میرزائی^۲

^۱ دانشجوی دکتری مهندسی مکانیک، دانشگاه صنعتی سهند تبریز، h_mirzaeinejad@sut.ac.ir

^۲ دانشیار، دانشکده مهندسی مکانیک، دانشگاه صنعتی سهند تبریز، mirzaei@sut.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۱/۱۰/۱۹، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۲/۲/۷)

چکیده: یکی از مانورهای بحرانی خودرو، ترمزگیری شدید به هنگام گردش می‌باشد که در آن حداقل کردن فاصله توقف ضمن حفظ فرمان‌پذیری خودرو و نگهداری آن در مسیر از اهمیت برخوردار است. سیستم ترمز ضدقفل متداول با ایجاد بیشینه نیروی ترمزی در چرخ‌ها، فاصله توقف را به حداقل رسانده ولی نمی‌تواند دینامیک جانبی و فرمان‌پذیری خودرو را بصورت مستقیم کنترل نماید. در این مقاله به منظور کنترل مستقیم و توام دینامیک طولی و جانبی خودرو، یک الگوریتم غیرخطی بهینه بر اساس پیش بینی پاسخهای سیستم برای محاسبه نیروهای ترمزی چرخ‌های خودرو جهت پیاده‌سازی با محرک سیستم ترمز ضدقفل ارائه شده است. در این الگوریتم از بیشینه نیروهای ترمزی قابل تولید توسط هر یک از چرخ‌های طرفین خودرو به اندازه‌ای کاسته می‌شود که حداقل گشتاور چرخشی لازم برای گردش خودرو نیز تامین گردد. بهینه‌بودن قانون کنترل گشتاور چرخشی، امکان تنظیم و محاسبه‌ی آن را چنان فراهم می‌کند که می‌توان بین فاصله توقف و فرمان‌پذیری خودرو مصالحه نمود. در حالت خاص با انتخاب ضریب وزنی بی‌نهایت روی ورودی کنترلی (کنترل گران)، مقدار گشتاور چرخشی خارجی صفر شده و به عملکرد سیستم ترمز ضدقفل متداول با بیشینه نیروهای ترمزی می‌رسیم. در حالی که با افزایش گشتاور چرخشی تا مقدار مناسب، فاصله توقف نسبتاً افزایش یافته ولی فرمان‌پذیری بهبود می‌یابد. نتایج تحلیل‌ها و شبیه‌سازی‌های انجام گرفته بر روی یک مدل واقعی ۸ درجه آزادی خودرو در ترمزگیری شدید به هنگام گردش، نشان از عملکرد مناسب و مقاوم سیستم کنترلی پیشنهادی در رسیدن به اهداف مورد نظر می‌باشد.

کلمات کلیدی: سیستم ترمز خودرو، کنترل غیرخطی، الگوریتم بهینه، فاصله توقف، فرمان‌پذیری.

An Optimal Approach to Nonlinear Control of Vehicle Braking System during Severe Braking and Turning

Hossein Mirzaeinejad, Mahdi Mirzaei

Abstract: Severe braking during turning is one of the vehicle critical maneuvers. In this case, achieving the minimum stopping distance while maintaining the vehicle steerability is important. The conventional anti-lock braking system attains the minimum stopping distance by generating the maximum braking forces but, cannot control the vehicle steerability directly. In this paper, in order to direct control of vehicle longitudinal and lateral dynamics, an optimal nonlinear algorithm based on the prediction of system responses is presented to distribute the wheels braking forces properly. In this algorithm, the maximum braking forces of one side wheels are reduced to the extent that the required stabilizing yaw moment is produced. In this way, a compromise between the stopping distance and vehicle steerability can be easily made by the regulation of weighting ratio, as a free parameter of the yaw moment control law. In the special case, when the external yaw moment takes to be zero (expensive control), this algorithm is changed to the conventional anti-lock braking system. With any increase of the external yaw moment, the stopping distance is increased but the vehicle steerability is improved. The simulation results performed by an 8-DOF vehicle model show a suitable and robust performance of the proposed control system.

Keywords: dynamics, Nonlinear control, Optimal algorithm, Severe braking, Stopping distance, Steerability.

۱- مقدمه

امروزه افزایش ایمنی خودرو و سرنشینان آن در مانورهای بحرانی از مهم‌ترین چالش‌ها در طراحی و توسعه خودروهای سواری می‌باشد. سیستم ترمز ضدقفل (ABS^۱) یکی از مهمترین سیستم‌های کنترلی شناخته شده برای ایمنی فعال خودرو می‌باشد. این سیستم با کنترل لغزش طولی چرخ‌های خودرو در مقدار بهینه خود باعث می‌شود که نیروی طولی آن‌ها در مقدار بیشینه حفظ شده و از این‌رو فاصله توقف کم شود. از طرفی با توجه به ارتباط نیروهای طولی و جانبی تایر، وقتی مقدار لغزش طولی در مقدار مطلوب خود قرار بگیرد، علاوه بر بیشینه نیروی طولی، نیروی جانبی نیز در مقدار مناسبی حفظ می‌شود. بنابراین در سیستم ضد قفل علاوه بر رسیدن به هدف اصلی عدم قفل شدن چرخ‌ها و کمینه کردن فاصله توقف خودرو، فرمان‌پذیری خودرو نیز با حفظ نیروی جانبی به صورت نسبی و غیرمستقیم بهبود می‌یابد. این در حالیست که در چرخ قفل شده توانایی تایر به تولید نیروی جانبی کاملاً از بین می‌رود. اثرات غیرخطی دینامیک خودرو به ویژه خاصیت اشباع نیروهای تایر و همچنین وجود نامعینی‌های مدل‌سازی و عدم قطعیت‌های پارامتری، از جمله موارد مهم در طراحی کنترل‌کننده سیستم ترمز ضدقفل می‌باشند.

روش‌های کنترلی مختلفی برای طراحی سیستم ترمز ضدقفل ارائه شده است که در ادامه به طور مختصر به برخی از آن‌ها اشاره خواهد شد. روش کنترل مد لغزشی یک روش غیرخطی و مقاوم برای این نوع از مسائل بوده است [۱-۴]. اما یکی از مشکلات معمول در پیاده‌سازی کنترل مد لغزشی، بروز پدیده نامطلوب چترینگ^۲ است که تکنیک‌های مختلفی برای کاهش این پدیده نیز ارائه شده است [۱، ۵، ۶]. همچنین از ترکیب یک کنترل‌کننده مد لغزشی با یک کنترل‌کننده فازی برای کنترل لغزش چرخ استفاده شده است [۴]. در مرجع [۲] با استفاده از روش مد لغزشی، لغزش طولی هر چرخ بطور جداگانه کنترل شده است به طوری که اگر چرخ‌های خودرو بر روی جاده‌ای با ضریب اصطکاک مختلف قرار بگیرند، گشتاور چرخشی نامطلوبی که در اثر اختلاف نیروهای تایر بوجود می‌آید کاهش می‌یابد.

استفاده از روش خطی‌سازی موضعی همراه با جدول‌بندی بهره و بکارگیری روش LQR [۷] و روش بهینه پیش‌بین بر اساس مدل خطی شده خودرو [۸] برای طراحی سیستم ترمز ضدقفل، از دیگر مطالعات انجام شده می‌باشند. مبنای این روش‌ها استفاده از مدل‌های خطی شده خودرو بوده است. با توجه به ویژگی‌های غیرخطی دینامیک خودرو و خاصیت اشباع نیروهای تایر استفاده مستقیم از مدل‌های غیرخطی در طراحی کنترل‌کننده سیستم ترمز ضدقفل از اهمیت زیادی برخوردار است.

نویسندگان مقاله حاضر قبلاً بر اساس روش کنترل بهینه پیش‌بین، کنترل‌کننده‌هایی با نسخه‌های متفاوت برای اهداف مختلف در سیستم

ABS به شکل تحلیلی ارائه کرده‌اند [۹-۱۰]. از ویژگی‌های اصلی قوانین کنترلی طراحی شده، در نظر گرفتن اثرات غیرخطی و نامعینی‌های موجود در مدل دینامیک خودرو می‌باشد. در مرجع [۹]، کنترل‌کننده‌ی ABS بر اساس رویکرد کنترل ارزان^۳ طراحی شده است. در این مورد انرژی کنترلی بدون محدودیت قابل استفاده می‌باشد و تلاش می‌شود تا دقت سیستم کنترلی در رسیدن به لغزش بهینه در حضور نامعینی‌های سیستم افزایش یابد. در مرجع [۱۰]، با وارد کردن انرژی کنترلی در تعریف شاخص عملکرد و در نظر گرفتن محدودیت بر روی انرژی کنترلی، از رویکرد کنترل گران^۴ در طراحی کنترل‌کننده استفاده شده است. تخمین غیرخطی لغزش طولی و ضریب اصطکاک جاده از دیگر کارهای انجام گرفته در طراحی سیستم ترمز ضدقفل می‌باشد [۱۱].

در تمامی کارهایی که در بالا مرور شد سیستم ترمز ضدقفل متداول که وظیفه آن نگهداری لغزش طولی در مقدار بهینه‌ای که منجر به بیشینه نیروی ترمزی می‌شود طراحی شده است. به عبارتی دیگر ترمزگیری به منظور توقف بر روی خودرویی صورت گرفته که بر روی مسیر مستقیم (بدون فرمان‌گیری) در حرکت بوده و فقط دینامیک طولی درگیر بوده است. هر چند با این کار فرمان‌پذیری خودرو نیز با تاثیر بر نیروهای جانبی به‌طور غیرمستقیم بهبود می‌یابد، اما این بهبود به حدی نیست که خودرو را به طور کامل در مسیر حرکت حفظ کند. بطور کلی در یک مانور ترمزگیری شدید به هنگام گردش، سیستم ABS متداول نمی‌تواند دینامیک جانبی را به طور مستقیم و کامل کنترل نماید. در مرجع [۱۲] از یک کنترل‌کننده PID برای محاسبه مقدار لغزش هر چرخ استفاده شده به طوری که با توجه به خطای ردیابی سرعت چرخشی، با کاهش مقدار نیروی ترمزی چرخ جلو راست یا جلو چپ، مقدار گشتاور چرخشی لازم برای انجام گردش ایجاد می‌شود. اما در این الگوریتم ساده، مقدار گشتاور چرخشی خارجی به صورت بهینه محاسبه نشده و باعث می‌شود تا نیروهای ترمزی چرخهای طرفین خودرو بیش از حد لازم کاهش یابد و فاصله توقف بی‌مورد زیاد گردد. بطور کلی استفاده از حداقل گشتاور چرخشی خارجی لازم برای نگهداری خودرو در مسیر حرکت می‌تواند مانع از افزایش بیش از حد فاصله‌ی توقف خودرو گردد.

در کار حاضر به منظور کنترل مستقیم و توأم دینامیک طولی و جانبی خودرو در ترمزگیری‌های شدید به هنگام گردش، یک سیستم کنترلی طراحی شده است که علاوه بر تحقق هدف اصلی توقف کامل بدون قفل شدن چرخ‌ها، خودرو را در مسیر گردش حفظ کند. با توجه به انتقال بار طولی و جانبی که در اثر ترمزگیری و گردش ایجاد می‌شود ظرفیت نیروی ترمزی هر چرخ متفاوت می‌باشد. این سیستم کنترلی سعی در تولید بیشینه مقدار نیروی ترمزی متناسب با ظرفیت هر چرخ را دارد؛ اما برای حفظ مسیر لازم است از نیروهای ترمزی طرفین خودرو به اندازه‌ای که بتواند گشتاور خارجی لازم را تامین نماید کم کند. به این

³ Cheap control

⁴ Expensive control

¹ Anti-lock brake system

² Chattering

۲- مدل شبیه‌ساز خودرو

به منظور پیش‌بینی دقیق‌تر پاسخ خودرو در طول مانور مورد نظر و ارزیابی عملکرد سیستم کنترلی، مطالعات شبیه‌سازی با استفاده از یک مدل دینامیک خودروی واقعی‌تر انجام شده است. بدین منظور یک مدل ۸ درجه آزادی غیرخطی که صحت آن با نتایج تجربی ارزیابی گردیده به عنوان مدل شبیه‌سازی استفاده شده است [۱۵]. درجات آزادی این مدل شامل سرعت طولی، زاویه‌ی لغزش جانبی، سرعت چرخشی، سرعت رول و سرعت زاویه‌ای چهار چرخ می‌باشند. هم‌چنین برای مدل‌سازی نیروهای تیر از مدل داکوف استفاده شده که دربرگیرنده‌ی اثرات غیرخطی و اشباع نیروهای تیر می‌باشد. تاثیر انتقال نیروهای عمودی بر نیروهای جانبی چرخ‌های عقب و جلوی خودرو، زاویه‌ی رول و پارامترهای دیگر که پایداری خودرو را تحت تاثیر قرار می‌دهند نیز از دیگر ویژگی‌های این مدل است. از آنجا که مدل ۸ درجه آزادی غیرخطی برای استفاده در طراحی کنترل‌کننده پیچیده است، برای طراحی کنترل‌کننده باید از مدل ساده‌تری استفاده گردد که البته باید دربرگیرنده‌ی ویژگی‌های اساسی سیستم باشد. از این‌رو، در این مقاله برای طراحی کنترل‌کننده لغزش طولی، مدل ۵ درجه غیرخطی چهار چرخ و برای طراحی کنترل‌کننده گشتاور چرخشی از مدل دو درجه غیرخطی چهار چرخ، استفاده شده است.

۳- طراحی سیستم کنترلی

۳-۱- طراحی کنترل‌کننده غیرخطی سیستم ترمز ضدقفل

برای طراحی کنترل‌کننده‌ی لغزش طولی، مدل ۵ درجه آزادی غیرخطی خودرو مورد استفاده قرار گرفته است. سرعت طولی خودرو و سرعت‌های زاویه‌ای چهار چرخ، تشکیل‌دهنده درجات آزادی این مدل می‌باشند. براین اساس معادله‌ی حاکم بر دینامیک طولی عبارت است از:

$$m\dot{u} = \sum F_{ti} \quad i = 2, 3, 4, 5 \quad (1)$$

که در رابطه فوق u سرعت طولی خودرو، F_{ti} نیروی طولی تیر و m جرم کل خودرو است. توجه شود در رابطه (۱) اندیس i مربوط به شماره چرخ‌ها بوده که به صورت $2 = fL$, $3 = rL$, $4 = fR$, $5 = rR$ تعریف می‌شود و در ادامه مقاله نیز استفاده خواهد شد. همچنین مطابق با شکل ۱ دینامیک دورانی برای هر چرخ به صورت زیر مدل می‌شود:

$$I_w \dot{\omega}_i = [RF_{ti} - T_{bi}] \quad (2)$$

که در آن T_b گشتاور ترمزی، ω سرعت زاویه‌ای، R شعاع چرخ و I_w ممان اینرسی چرخ است.

کار در اصل کنترل مستقیم گشتاور چرخشی با استفاده از ترمزگیری تفاضلی اطلاق می‌شود که اساس کار سیستم کنترل دینامیک خودرو (VDC) نیز است [۱۳-۱۴]. با این تفاوت که هدف VDC انجام گردش پایدار با سرعت بالا بوده و گشتاور خارجی پایدارکننده با استفاده از ایجاد نیروهای ترمزی تفاضلی تولید می‌شود. استفاده زیاد و بی‌رویه از گشتاور چرخشی و در نتیجه نیروهای ترمزی باعث برخی اثرات نامطلوب همچون کاهش بی‌مورد سرعت خودرو و القای حس اجبار به جای حمایت به راننده می‌گردد. ضمناً ترمزگیری‌های زیاد و متوالی باعث کاهش عمر تایرها و اجزای سیستم ترمز نیز می‌گردد. لذا در سیستم VDC حداقل کاهش در سرعت خودرو حائز اهمیت است. اما هدف تحقیق حاضر توقف خودرو در کمترین فاصله ضمن نگهداری آن در مسیر حرکت می‌باشد. بدین منظور تلاش می‌شود تا حداکثر ظرفیت نیروی ترمزی چرخ‌ها بکار گرفته شده و استفاده از گشتاور خارجی لازم به حداقل برسد. چرا که استفاده حداقل و بهینه از گشتاور خارجی جهت بهبود فرمانپذیری، باعث حداقل کاهش در بیشینه نیروهای ترمزی شده و بنابراین فاصله توقف نسبت به ABS متداول افزایش کمتری خواهد داشت.

به منظور رسیدن به اهداف مذکور، در این مقاله یک الگوریتم غیرخطی بهینه بر اساس پیش‌بینی پاسخ‌های سیستم برای توزیع مناسب نیروهای ترمزی چرخ‌های خودرو ارائه شده است. در این الگوریتم، از بیشینه نیروهای ترمزی قابل تولید توسط هر یک از چرخ‌های طرفین خودرو به اندازه‌ای کاسته می‌شود که گشتاور چرخشی پایدارکننده تولید گردد. برای محاسبه گشتاور چرخشی لازم، یک قانون کنترل بهینه غیرخطی به صورت تحلیلی توسعه داده می‌شود. بهینه‌بودن قانون کنترلی، امکان تنظیم مقدار گشتاور چرخشی را چنان فراهم می‌کند که می‌توان بین فاصله توقف کمتر و فرمان‌پذیری بهتر خودرو مصالحه نمود. در حالت خاص که ضریب وزنی روی ورودی بی‌نهایت انتخاب شود (حالت کنترل گران)، مقدار گشتاور چرخشی خارجی صفر شده و به عملکرد سیستم ترمز ضدقفل متداول با حداقل فاصله توقف می‌رسیم. با هرگونه افزایش در مقدار گشتاور چرخشی، فاصله توقف افزایش یافته اما فرمان‌پذیری خودرو بهبود می‌یابد. بعد از طراحی کنترل‌کننده گشتاور چرخشی، تحلیل خطا در حضور نامعینی‌های سیستم به صورت تحلیلی بررسی می‌گردد و اثر کاهش انرژی کنترلی در اثر اعمال ضریب وزنی مورد ارزیابی قرار می‌گیرد.

در ادامه به منظور نشان دادن کارایی سیستم کنترلی طراحی شده، شبیه‌سازی‌های لازم بر روی مدل غیرخطی ۸ درجه آزادی در مانور ترمزگیری شدید به هنگام گردش انجام شده و با عملکرد سیستم ABS متداول مقایسه شده است. نتایج تحلیل‌ها و شبیه‌سازی‌ها در حضور نامعینی‌ها، نشان از عملکرد مناسب و مقاوم سیستم کنترلی پیشنهادی در رسیدن به اهداف مورد نظر می‌باشد

¹ Vehicle dynamic control

حال برای توسعه یک قانون کنترل غیرخطی گشتاور ترمزی بر اساس پیش‌بین، یک شاخص عملکرد شبه‌نقطه‌ای به نحوی که خطاهای ردیابی در لحظه بعدی را جرمه کند به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$J_1[T_{bi}(t)] = \frac{1}{2} \sum_{i=2}^5 w_i e_i^2(t+h) \quad (8)$$

که w_i ضرایب وزنی و h زمان پیش‌بین بوده و یک عدد حقیقی مثبت است. e_i خطاهای ردیابی لغزش طولی برای هر چرخ می‌باشند:

$$e_i(t+h) = x_i(t+h) - x_{id}(t+h) \quad (9)$$

از آنجایی که هیچ محدودیتی روی ورودی کنترلی برای رسیدن به ردیابی کامل نداریم، در شاخص عملکرد (۸)، انرژی کنترلی وجود ندارد و به عبارتی طراحی بر اساس کنترل ارزان است.

حال به منظور توسعه شاخص عملکرد (۸) برحسب ورودی کنترلی، لازم است که پاسخ لغزش طولی برای بازه زمان بعدی با استفاده از بسط تیلور پیش‌بینی شود. در ابتدا $x_i(t+h)$ به وسیله سری تیلور مرتبه q ام در زمان t به صورت زیر بسط داده می‌شود:

$$x_i(t+h) = x_i(t) + h\dot{x}_i(t) + \frac{h^2}{2!}\ddot{x}_i(t) + \dots + \frac{h^q}{q!}x_i^{(q)}(t) \quad (10)$$

برای دست‌یابی به انرژی کنترلی پایین، مرتبه بسط q که تعیین‌کننده بالاترین مشتق مورد استفاده در پیش‌بینی است توسط درجه نسبی سیستم غیرخطی مشخص می‌گردد [۱۶، ۹]. با توجه به معادله ۶، از آنجائیکه دینامیک لغزش طولی تایلر دارای درجه نسبی یک، $\rho = 1$ می‌باشد سری تیلور مرتبه اول برای بسط کافی است.

$$x_i(t+h) = x_i(t) + h\dot{x}_i(t) \quad (11)$$

با جایگذاری معادله (۶) در (۱۱) داریم:

$$x_i(t+h) = x_i(t) + h\left(f_i + \frac{R}{I_w}T_{bi}\right) \quad (12)$$

به همین ترتیب مقدار مطلوب لغزش طولی نیز بسط داده می‌شود:

$$x_{id}(t+h) = x_{id}(t) + h\dot{x}_{id}(t) \quad (13)$$

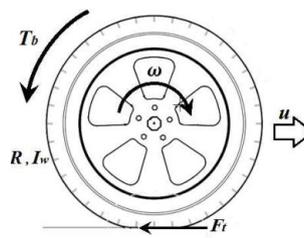
حال با جایگذاری معادلات (۱۲) و (۱۳) در (۸)، شاخص عملکرد بسط داده شده به عنوان تابعی از ورودی کنترلی بدست می‌آید. با اعمال شرط بهینگی به صورت زیر:

$$\frac{\partial J_1}{\partial T_{bi}} = 0 \quad (14)$$

قوانین کنترلی گشتاور ترمزی برای چهار چرخ محاسبه می‌شوند:

$$T_{bi} = -\frac{uI_w}{Rh} [e_i + h(f_i - \dot{x}_{id})] \quad (15)$$

در یک سیستم ترمز ضدقفل متداول، مقدار لغزش طولی مطلوب هر چرخ، λ_{id} ، طوری انتخاب می‌شود تا با ردیابی آن توسط کنترل‌کننده، بیشینه مقدار نیروی ترمزی خودرو تولید شده و فاصله توقف حداقل



شکل ۱: دیاگرام آزاد چرخ

با مشتق‌گیری از رابطه لغزش طولی هر تایلر به هنگام ترمزگیری، $\lambda_i = 1 - \frac{R\omega_i}{u}$ نسبت به زمان و جایگذاری روابط (۱) و (۲) در آن داریم:

$$\dot{\lambda}_i = \frac{1}{u} \left[\frac{1}{m} \sum F_{ti} (1 - \lambda_i) - \frac{R^2}{I_w} F_{ti} \right] + R \frac{T_{bi}}{I_w u} \quad (3)$$

در این مقاله به منظور در نظر گرفتن خاصیت اشباع نیروهای تایلر از مدل داگوف [۱۵] استفاده شده است. در این مدل روابط برای نیروهای طولی و جانبی تایلر عبارتند از:

$$F_{ti} = \frac{C_\lambda \lambda_i}{1 - \lambda_i} f(s),$$

$$F_{si} = \frac{C_\alpha \tan \alpha_i}{1 - \lambda_i} f(s)$$

$$f(s) = \begin{cases} s(2-s) & s < 1 \\ 1 & s \geq 1 \end{cases} \quad (4)$$

$$s = \frac{\mu F_z (1 - \varepsilon_r u \sqrt{\lambda_i^2 + \tan^2 \alpha_i})}{2 \sqrt{C_\lambda^2 \lambda_i^2 + C_\alpha^2 \tan^2 \alpha_i}} (1 - \lambda_i)$$

که در روابط فوق F_t و F_s به ترتیب نیروی طولی و جانبی تایلر، F_z بار قائم، C_α و C_λ به ترتیب سفتی طولی و جانبی تایلر، α لغزش جانبی تایلر و ε_r ضریب کاهش چسبندگی تایلر می‌باشند.

با در نظر گرفتن لغزش طولی هر چرخ به عنوان یک خروجی، معادلات توصیف شده (۱) و (۳) را می‌توان به شکل فضای حالت زیر نوشت:

$$\dot{x}_1 = f_1(x) \quad (5)$$

$$\dot{x}_i = f_i(x) + \frac{R}{I_w} T_{bi} \quad (6)$$

$$y = [x_2 \quad x_3 \quad x_4 \quad x_5] \quad (7)$$

که در اینجا $x = [u \quad \lambda_{fL} \quad \lambda_{fR} \quad \lambda_{fR} \quad \lambda_{fR}]$ بردار حالت و y به عنوان بردار خروجی در نظر گرفته شده است. همچنین گشتاورهای ترمزی، T_{bi} به عنوان ورودی‌های کنترلی می‌باشند. هدف سیستم کنترلی این است که برای هر چرخ، لغزش طولی مطلوب آن را که در قسمت‌های بعدی تشریح خواهد شد ردیابی کند. توابع غیرخطی $f_i(x)$ در برگیرنده‌ی مدل نیروهای غیرخطی تایلر با خاصیت اشباع می‌باشند.

$$\dot{x}_2 = g_2(x, \delta_f) + \frac{1}{I_{zz}} M_z \quad (20)$$

$$y = x_2 \quad (21)$$

به طوری که در اینجا، $x = [v_y, r]$ به عنوان بردار حالت و y خروجی می‌باشد. گشتاور چرخشی خارجی M_z و زاویه فرمان چرخ‌های جلو δ_f به ترتیب ورودی کنترلی و ورودی اغتشاش می‌باشند. مدل غیرخطی نیروهای تایر داگوف در g_1 و g_2 قرار گرفته است.

برای توسعه یک قانون کنترل غیرخطی بهینه برای گشتاور چرخشی نیز از روش کنترل پیش‌بین استفاده شده است با این تفاوت که در اینجا حداقل کردن ورودی کنترلی مورد توجه است. لذا شاخص عملکرد به نحوی که ترکیبی از خطای ردیابی سرعت چرخشی در لحظه بعدی و انرژی کنترلی در لحظه فعلی را جریمه کند به صورت زیر تعریف می‌گردد:

$$J_2[M_z(t)] = \frac{1}{2} w_r [r(t+h_1) - r_d(t+h_1)] + \frac{1}{2} w_u [M_z^2(t)] \quad (22)$$

که در آن w_r و w_u ضرایب وزنی و h_1 زمان پیش‌بین بوده و یک عدد حقیقی مثبت است. مشاهده می‌شود که بر خلاف طراحی سیستم ABS، در اینجا شاخص عملکرد شامل وزن روی ورودی کنترلی بوده و به عبارتی طراحی بر اساس کنترل گران است.

مشابه با طراحی کنترل‌کننده لغزش در سیستم ترمز ضدقفل، در اینجا هم با پیش‌بینی پاسخ‌های سیستم و مقادیر مطلوب آن‌ها توسط بسط تیلور، شاخص عملکرد (۲۲) به صورت تابعی از ورودی کنترلی بدست می‌آید. برای رعایت اختصار از انجام مجدد محاسبات خودداری شده است. با اعمال شرط بهینگی داریم:

$$\frac{\partial J_2}{\partial M_z} = 0 \quad (23)$$

که منجر به قانون کنترل گشتاور چرخشی به صورت زیر می‌شود:

$$M_z(t) = \frac{I_z}{h_1} \frac{1}{1 + \gamma I_z^2 h_1^{-2}} [e_r + h_1(g_2 - \dot{r}_d)] \quad (24)$$

به طوری که، e_r ، خطای ردیابی در لحظه فعلی بوده،

$$e_r(t) = r(t) - r_d(t) \quad (25)$$

و γ نسبت وزنی می‌باشد:

$$\gamma = \frac{w_u}{w_r} \geq 0 \quad (26)$$

۳-۲-۱- ارزیابی قانون کنترلی گشتاور چرخشی

در این قسمت ویژگی‌های اصلی قانون کنترلی (۲۴) و همچنین اهمیت پارامترهای آزاد زمان پیش‌بینی h_1 و نسبت وزنی γ در قانون

گردد. مقدار بیشینه نیروی ترمزی برای هر چرخ در یک مقدار لغزش طولی بهینه ایجاد می‌شود که این مقدار در هر لحظه با مشتق‌گیری از نیروی طولی نسبت به لغزش از رابطه‌ی زیر محاسبه می‌گردد [۱۰]:

$$\left. \frac{\partial F_{ti}}{\partial \lambda_i} \right|_{\lambda_i = \lambda_{opt}} = 0 \quad (16)$$

در معادله فوق، F_{ti} نیروی طولی تایر است که در محاسبه آن از مدل داگوف، رابطه (۴)، استفاده شده است.

اما در مانور ترمزگیری شدید در حین گردش، با اعمال بیشینه نیروی ترمزی به هر چرخ ممکن است فرمان‌پذیری خودرو تامین نشده و خودرو از مسیر خارج گردد. بنابراین مقدار لغزش طولی هر چرخ بر اساس توزیع بهینه نیروهای ترمزی باید طوری انتخاب شود که با حداقل کاهش در بیشینه نیروی ممکن برای چرخ‌های یک طرف خودرو، گشتاور خارجی لازم برای نگهداری آن در مسیر نیز تولید شود.

برای رسیدن به اهداف فوق، در این مقاله الگوریتمی طراحی خواهد شد که توزیع مناسبی از نیروهای ترمزی را ارائه نماید. سپس با استفاده از یک مدل معکوس، لغزش طولی مطلوب متناظر برای هر چرخ از روی نیروهای ترمزی مذکور محاسبه می‌شود. این مقادیر لغزش، به عنوان مقادیر مرجع برای ردیابی توسط کنترل‌کننده لغزش (۱۵) مورد استفاده قرار می‌گیرند. قبل از ارائه الگوریتم، لازم است تا نحوه محاسبه گشتاور چرخشی خارجی لازم برای پایداری دینامیک جانبی بیان شود.

۳-۲- طراحی کنترل‌کننده بهینه غیرخطی گشتاور چرخشی خارجی

برای طراحی کنترل‌کننده گشتاور چرخشی خارجی پایدارساز از مدل دو درجه غیرخطی چهار چرخ خودرو استفاده شده است. سرعت جانبی و سرعت چرخشی تشکیل دهنده درجات آزادی این مدل می‌باشند. در این مدل معادلات حاکم بر حرکت عبارتند از:

$$\dot{v}_y = \frac{1}{m} [-m u r + F_{sfr} \cos \delta_f + F_{sfl} \cos \delta_f + F_{srr} + F_{srl}] \quad (17)$$

$$\dot{r} = \frac{1}{I_{zz}} [a(F_{sfr} + F_{sfl}) \cos \delta_f - b(F_{srr} + F_{srl}) + \frac{1}{I_{zz}} M_z] \quad (18)$$

در روابط فوق، v_y سرعت جانبی، r سرعت چرخشی، M_z گشتاور چرخشی پایدارساز، I_{zz} ممان اینرسی خودرو حول محور قائم، δ_f زاویه فرمان چرخ‌های جلو، a و b به ترتیب فاصله‌ی بین مرکز جرم با اکسل جلو و اکسل عقب می‌باشند. معادله (۱۷) را می‌توان بر اساس زاویه لغزش جانبی خودرو، $\beta \approx v_y/u$ ، به جای سرعت جانبی بازنویسی نمود. در معادلات فوق نیز نیروی جانبی هر تایر F_{si} از مدل داگوف، رابطه (۴)، محاسبه می‌شود.

$$\dot{x}_1 = g_1(x, \delta_f) \quad (19)$$

با استفاده از معادله (۲۷)، کران خطای ردیابی بر حسب ضریب وزنی γ به صورت زیر بیان می شود:

$$e_m = h_1 F + \frac{\gamma}{h_1} I_z^2 (F + \eta) \quad (۳۳)$$

معادله فوق حاکی از این است که خطای ردیابی سرعت چرخشی، ناشی از دو عامل نامعینی های مدل سازی F و ضریب وزنی γ است. همچنین معادله (۳۳) نشان می دهد که خطای ردیابی می تواند بوسیله پارامترهای آزاد h_1 و γ کنترل شود. باید توجه داشت در حالتی که $\gamma = 0$ و $F = 0$ ، یعنی نه کاهش در ورودی کنترلی (کنترل ارزان) داریم و نه نامعینی مدل سازی، دینامیک خطای سرعت چرخشی بصورت زیر بدست می آید:

$$\dot{e}_r + \frac{1}{h_1} e_r = 0 \quad (۳۴)$$

واضح است که دینامیک خطای (۳۴) خطی و مستقل از زمان است. مشاهده می شود که در این مورد، قانون کنترلی منجر به حالت خاصی از خطی سازی ورودی-خروجی می شود. بدین ترتیب، سیستم حلقه بسته خطی و به ازای هر $h_1 > 0$ پایدار نمای است. مشاهده می شود وقتی که خطای ردیابی اولیه سرعت چرخشی صفر باشد، ردیابی کامل حاصل می شود. نکته حائز اهمیت این است که در این مقاله، ردیابی کامل به قیمت استفاده از گشتاور چرخشی بالا مطلوب نیست چرا که هر چه از گشتاور چرخشی بیشتری استفاده شود کاهش بیشتری در نیروهای ترمزی بیشینه بوجود آمده و بنابراین به فاصله توقف بیشتری دست خواهیم یافت. بطور خلاصه استفاده از حداقل گشتاور خارجی به ازای برخی خطاهای ردیابی مجاز در سرعت چرخشی که حفظ خودرو در مسیر حرکت را به دنبال داشته باشد از اهمیت زیادی برخوردار است. از این رو، بهینه بودن ورودی کنترلی و مدیریت بر روی آن می تواند نقش مهمی در تعیین اولویت فاصله توقف کمتر یا فرمان پذیری بهتر خودرو و به عبارتی دیگر مصالحه بین آن ها داشته باشد.

۳-۲-۲- مدل مطلوب سرعت چرخشی جهت ردیابی توسط

کنترل کننده

با توجه به اینکه عامل حرکت های نامطلوب در مانورهای گردش، رفتار غیرخطی خودرو و خاصیت اشباع نیروهای تیر می باشد، لذا مدل مطلوب سرعت چرخشی جهت ردیابی توسط کنترل کننده (۲۴)، از روی مدل خطی پایدار به صورت زیر استفاده می گردد [۱۷]:

$$\frac{r_d(s)}{\delta_f(s)} = G_R \frac{1}{1 + T_t s} \quad (۳۵)$$

کنترلی بررسی خواهد شد. در قانون کنترلی (۲۴)، ضریب K در برگزیده نسبت وزنی γ بصورت زیر تعریف می شود:

$$K = \frac{1}{1 + \gamma I_z^2 h_1^{-2}} \quad (۲۷)$$

بطوری که $0 \leq K < 1$. این متغیر که فاکتور کاهش امیده می شود، امکان کاهش در مقدار ورودی کنترلی را با افزایش در مقدار نسبت وزنی γ فراهم می نماید. حالت حدی $K = 1$ که با صفر قرار دادن نسبت وزنی γ بدست آید، بیانگر عدم کاهش در انرژی کنترلی بوده و حالت کنترل ارزان را نشان می دهد. در حالیکه $K = 0$ و $\gamma = \infty$ معرف حالت کنترل گران و عدم استفاده از انرژی کنترلی می باشد. در این حالت بدلیل عدم تولید گشتاور خارجی هیچ کاهشی در بیشینه نیروهای ترمزی تولید شده توسط سیستم ABS متداول وجود ندارد و به حداقل فاصله توقف بدون توجه به فرمان پذیری خودرو و کنترل مستقیم آن خواهیم رسید.

برای تحلیل بیشتر و استخراج دینامیک خطای ردیابی در حضور نامعینی های سیستم، قانون کنترلی (۲۴) را که بر اساس مدل نامی بدست آمده در مدل واقعی (۲۰) قرار می دهیم:

$$\dot{r} = g_2 - \frac{K}{h_1} [e_r + h_1 (\hat{g}_2 - r_d)] \quad (۲۸)$$

با بازنویسی معادله فوق و انجام برخی عملیات ساده ریاضی، دینامیک خطای ردیابی سرعت چرخشی به صورت زیر بدست می آید:

$$\dot{e}_r + \frac{K}{h_1} e_r = (g_2 - \hat{g}_2) + (1 - K)(\hat{g}_2 - r_d) \quad (۲۹)$$

انحراف تابع واقعی g_2 از مدل نامی \hat{g}_2 ناشی از نامعینی های موجود در مدل خودرو و شرایط جاده می باشد. اما از آنجایی که نیروی تیر F_s یک نقش اساسی در رفتار دینامیک خودرو دارد، خطای تخمین g_2 اساسا بر اثر تخمین نیروی اصطکاک \hat{F}_s می باشد. اگر فرض شود که خطای تخمین روی F_s کراندار باشد، خطای تابع g_2 می تواند بوسیله ثابت مشخص F که کران بالای نامعینی سیستم را مشخص می کند، محدود شود. از طرفی برای مشتق سرعت چرخشی مطلوب نیز می توان کران بالا در نظر گرفت. بنابراین می توان نتیجه گرفت که ثابت های $F > 0$ و $\eta > 0$ وجود دارند بطوری که:

$$|g_2 - \hat{g}_2| \leq F, \quad |\hat{g}_2 - r_d| \leq \eta \quad (۳۰)$$

حال با اعمال به ترتیب کران های بالا و پایین معادله (۳۰) به معادله خطای (۲۹) و حل معادله دیفرانسیل مرتبه اول با شرط اولیه صفر می توان کران های بالا و پایین خطای ردیابی را به صورت زیر بدست آورد:

$$-e_m \leq e_r \leq e_m \quad (۳۱)$$

به طوری که:

$$e_m = \frac{F}{K} h_1 + \frac{1 - K}{K} h_1 \eta \quad (۳۲)$$

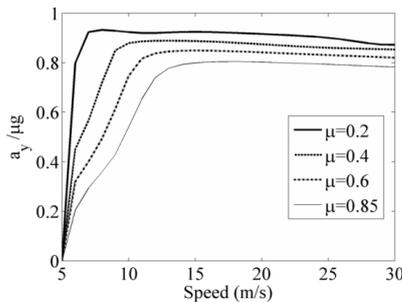
بررسی شکل‌های ۲ نشان می‌دهد که در مانورهای بحرانی نسبت حالت پایای شتاب جانبی بر ضریب اصطکاک در واحد شتاب جاذبه عددی بین ۰/۸ تا ۰/۹ می‌باشد. در این مقاله برای رسیدن به پایداری بیشتر عدد ۰/۸ در نظر گرفته می‌شود، یعنی:

$$\frac{a_{y_{ss}}}{\mu g} \leq 0.8 \rightarrow a_{y_{ss}} \leq 0.8\mu g \quad (40)$$

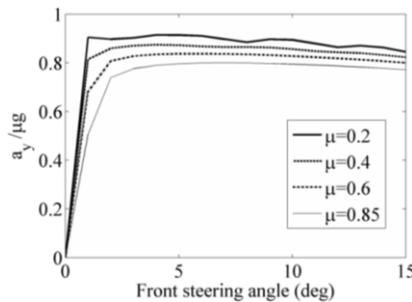
در نتیجه بر اساس روابط (۳۹) و (۴۰) داریم:

$$r_{ss} \leq \frac{0.8\mu g}{u} \quad (41)$$

بنابراین در رابطه (۳۷) مقدار $k = 0.8$ است.



(الف)



(ب)

شکل ۲: پاسخ حالت پایای شتاب جانبی به ضریب اصطکاک در واحد شتاب جاذبه (الف) بر حسب سرعت طولی برای ضرایب اصطکاک مختلف (ب) بر حسب زاویه فرمان راننده برای سرعت ۸۰ کیلومتر بر ساعت و ضرایب اصطکاک مختلف

۳-۳- الگوریتم توزیع نیروهای ترمزی

به طور خلاصه، الگوریتم طراحی شده برای توزیع نیروهای ترمزی به این صورت است که در ابتدا از بیشترین ظرفیت نیروی ترمزی چرخ‌ها استفاده می‌شود. در صورتی که گشتاور چرخشی داخلی تولید شده برای انجام گردش مناسب باشد در کنار هدف اصلی رسیدن به کمترین فاصله توقف، فرمان‌پذیری نیز بهبود می‌یابد. در صورتی که این مقدار گشتاور کمتر یا بیشتر از مقدار مورد نیاز باشد با کم کردن از نیروی ترمزی چرخ-

$$G_R = \frac{e_1 a_{21} - e_2 a_{11}}{a_{11} a_{22} - a_{12} a_{21}},$$

$$e_1 = \frac{2C_{ar}}{\mu u}, e_2 = -\frac{2aC_{ar}}{I_{zz}}$$

$$a_{11} = -2 \frac{C_{af} + C_{ar}}{\mu u}$$

$$a_{12} = 2 \frac{bC_{ar} - aC_{af}}{\mu u^2} - 1 \quad (36)$$

$$a_{21} = 2 \frac{bC_{ar} - aC_{af}}{I_{zz}}, a_{22} = -2 \frac{b^2 C_{ar} + a^2 C_{af}}{I_{zz} u}$$

در روابط فوق T_e ثابت زمانی سرعت چرخشی، C_{af} بیانگر سفتی جانبی چرخ‌های جلو، C_{ar} سفتی جانبی چرخ‌های عقب و δ_f زاویه فرمان چرخ‌های جلو است که به عنوان ورودی فرمان راننده می‌باشد. با توجه به اینکه مدل خطی سازگاری با شرایط فیزیکی تایر و جاده را ندارد و حتی مستقل از ضریب اصطکاک جاده است بنابراین لازم است مقدار حالت پایای معادله‌ی (۳۵) به صورت زیر محدود گردد:

$$r_{ss} = \begin{cases} G_R \delta_f & \text{if } |G_R \delta_f| < \frac{k\mu g}{u} \\ \frac{k\mu g}{u} \text{sign}(G_R \delta) & \text{otherwise} \end{cases} \quad (37)$$

ضریب k مقدار ثابتی است ($k \leq 1$) که حد شتاب جانبی را مشخص می‌کند. در مرجع [۱۷]، $k = 1$ در نظر گرفته شده است. اما در این مقاله این مقدار طوری انتخاب می‌شود تا حد واقعی‌تر شتاب جانبی که از مدل کامل‌تر خودرو بدست می‌آید در مدل مطلوب لحاظ شود. بدین منظور شتاب جانبی طبق رابطه زیر تعریف می‌شود:

$$a_y = \dot{v}_y + ur \quad (38)$$

که از آن مقدار پایای شتاب جانبی در مانور گردشی با سرعت ثابت طبق رابطه زیر بدست می‌آید:

$$r_{ss} = \frac{a_{y_{ss}}}{u} \quad (39)$$

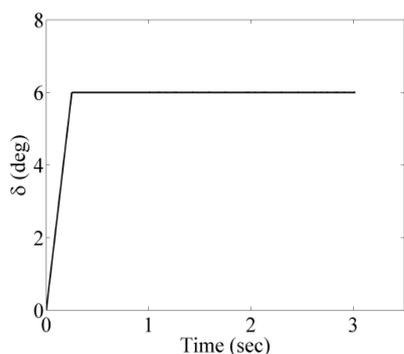
حال هدف، تعیین کران بالای رابطه فوق می‌باشد. در شکل (۲-الف) پاسخ حالت پایای شتاب جانبی بر ضریب اصطکاک در واحد شتاب جاذبه بر حسب سرعت طولی خودرو نشان داده شده است. در این شکل خودروی واقعی با ۸ درجه آزادی مانور گردش ثابت با زاویه فرمان ۳ درجه را در ضرایب اصطکاک مختلف انجام می‌دهد. شکل (۲-ب) نیز پاسخ حالت پایای شتاب جانبی بر ضریب اصطکاک را در واحد شتاب جاذبه بر حسب زاویه فرمان راننده در مانور گردش ثابت با سرعت ۸۰ کیلومتر بر ساعت نشان می‌دهد. برای بدست آوردن این شکل‌ها از مدل ۸ درجه آزادی غیرخطی خودرو که رفتار واقعی‌تر خودرو را شبیه‌سازی می‌کند استفاده شده است.

قرار دادن نیروهای F_{t2} و F_{t3} و بیشینه بودن مقدار نیروهای سمت دیگر، F_{t4} و F_{t5} ، ایجاد می‌شود.

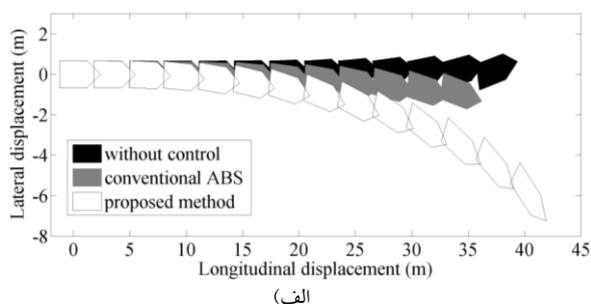
ج) اگر $M_{ztm} > M_{zd}$ باشد. در این وضعیت باید نیروهای F_{t3} و F_{t2} در مقدار بیشینه خود بوده و از نیروهای سمت دیگر، F_{t4} و F_{t5} ، کم نمود. بدین منظور ابتدا از چرخ عقب F_{t5} شروع به کم کردن نیرو می‌شود. در صورت نیاز به کاهش کمتر، نیروی F_{t5} را صفر کرده و از چرخ جلویی F_{t4} نیز نیرو کم می‌شود.

۴- نتایج شبیه‌سازی

برای نشان دادن عملکرد سیستم کنترلی، شبیه‌سازی‌های لازم بر روی مدل ۸ درجه آزادی غیرخطی خودرو انجام شده است. مانور استفاده شده در شبیه‌سازی‌ها، ترمزگیری شدید به همراه گردش با سرعت اولیه 80 km/h بر روی سطح خشک $\mu = 0.8$ می‌باشد. شکل ۴ ورودی زاویه فرمان اعمال شده توسط راننده را به هنگام ترمزگیری شدید نشان می‌دهد. در تمامی شبیه‌سازی‌ها برای ارزیابی مقاومت سیستم کنترلی طراحی شده علاوه بر نامعینی مدل‌سازی که ناشی از اختلاف مدل طراحی و مدل شبیه‌سازی است، مقدار 10% نامعینی در پارامترهای خودرو شامل جرم، ضریب اصطکاک، گشتاور اینرسی حول محور قائم I_{zz} و سفتی طولی و جانبی تایر در نظر گرفته شده است. هدف، توقف خودرو در کوتاه‌ترین فاصله ممکن ضمن حفظ آن روی مسیر حرکت می‌باشد.



شکل ۴: ورودی زاویه فرمان



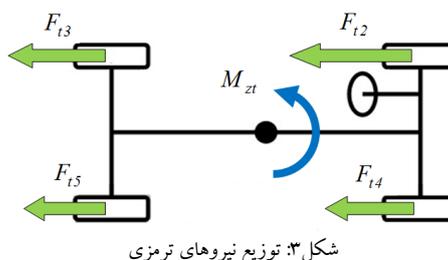
(الف)

های یک طرف خودرو با توجه به جهت گردش، گشتاور خارجی مورد نیاز تولید می‌شود.

ورودی‌های الگوریتم پیشنهادی، بیشینه نیروهای ترمزی و گشتاور چرخشی خارجی پایدارساز بوده و خروجی‌های آن، نیروی ترمزی مناسب و بهینه هر چرخ می‌باشد به طوری که هر دو هدف فاصله توقف کمتر و فرمان‌پذیری بهتر به صورت مناسب تامین شود. در ادامه به معرفی پارامترهای مورد استفاده در این الگوریتم پرداخته خواهد شد. گشتاور چرخشی ناشی از اختلاف نیروهای طولی موجود در هر لحظه با توجه به شکل ۳، طبق رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$M_{zt} = [(F_{t4} + F_{t5}) - (F_{t2} + F_{t3})] \frac{d}{2} \quad (42)$$

که در رابطه فوق d عرض خودرو می‌باشد. برای نیروهای طولی هر یک از چرخهای خودرو همان‌طور که قبلاً تعریف شد جهت راحتی از اندیس اعداد استفاده شده است ($2 = fL, 3 = rL, 4 = fR, 5 = rR$). در صورتی که مقادیر نیروهای ترمزی در رابطه فوق بیشینه باشند و هیچ کاهش در نیروهای ترمزی بیشینه هر چرخ که توسط ABS متداول تولید می‌شود وجود نداشته باشد مقدار گشتاور M_{zt} با نماد M_{ztm} نشان داده می‌شود. توجه شود که ظرفیت تولید نیروی بیشینه هر یک از چرخها به دلیل تفاوت بار قائم هر چرخ در اثر انتقال بار طولی و جانبی متفاوت می‌باشد.

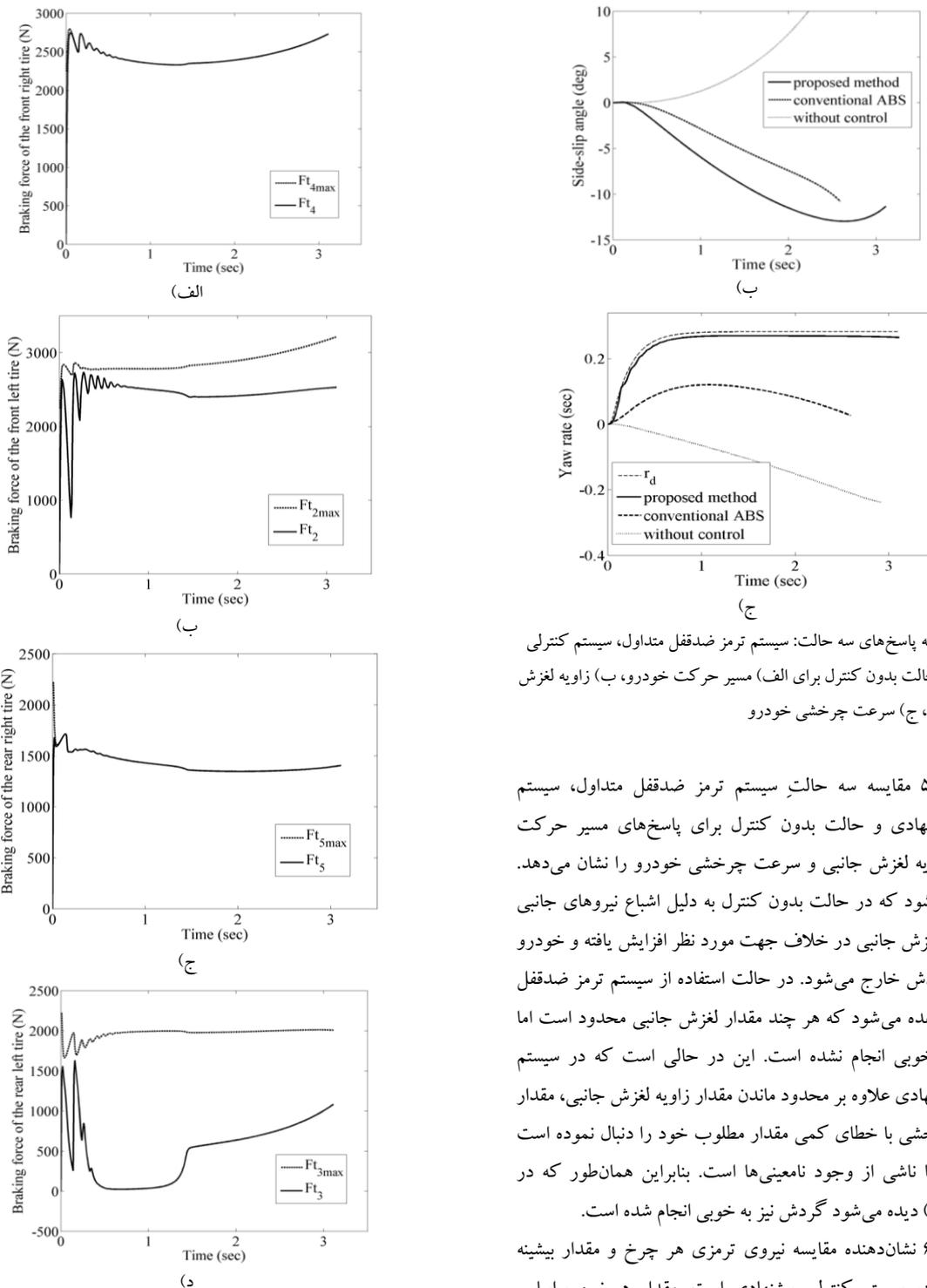


شکل ۳: توزیع نیروهای ترمزی

با مقایسه مقدار گشتاور چرخشی حاصل از قرار دادن نیروهای ترمزی بیشینه M_{ztm} و مقدار مطلوب گشتاور چرخشی M_{zd} که توسط قانون کنترلی (۲۴) محاسبه می‌شود سه حالت زیر اتفاق خواهد افتاد:

الف) اگر $M_{ztm} = M_{zd}$ باشد. در این حالت که ایده‌آل می‌باشد، علاوه بر اینکه کلیه نیروها در مقدار بیشینه ممکن خود بوده، گشتاور چرخشی مطلوب برای حفظ خودرو در مسیر گردش نیز تامین می‌شود. در این وضعیت کمترین فاصله توقف ضمن حفظ فرمان‌پذیری خودرو ایجاد می‌شود.

ب) اگر $M_{ztm} < M_{zd}$ باشد. طبق شکل ۳ در این وضعیت باید نیروهای F_{t4} و F_{t5} در مقدار بیشینه خود بوده و از نیروهای سمت دیگر، F_{t3} و F_{t2} کم نمود. بدین منظور ابتدا از چرخ عقب F_{t3} که به دلیل انتقال بار به جلو ظرفیت کمتری دارد شروع به کم کردن نیرو می‌شود. در صورت نیاز به کاهش کمتر، نیروی F_{t3} را صفر کرده و از چرخ جلویی F_{t2} نیز نیرو کم می‌شود. بیشترین ظرفیت تولید گشتاور چرخشی با صفر



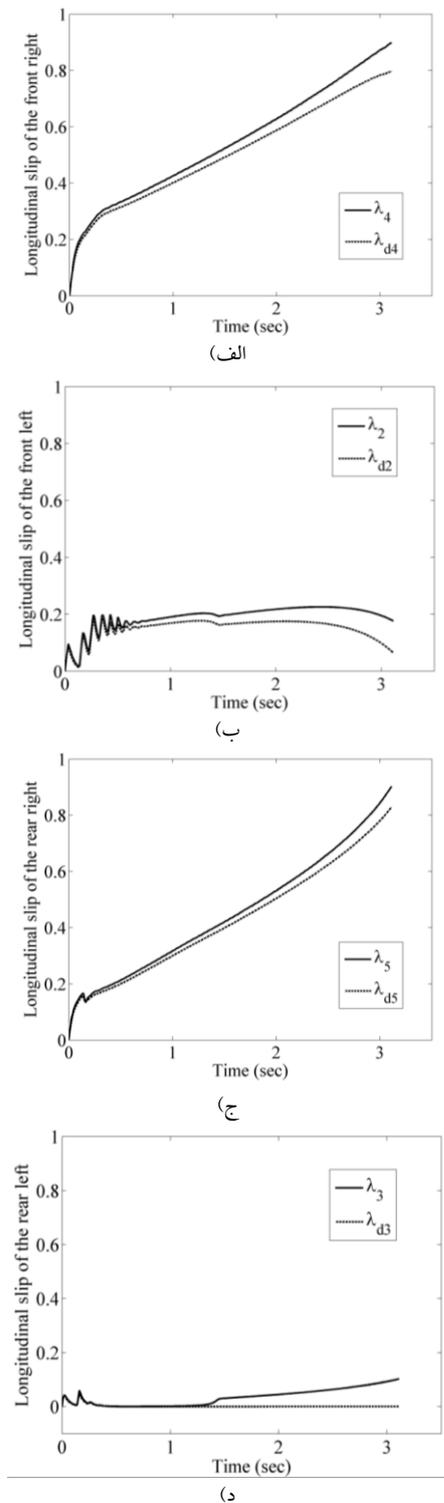
شکل ۵: مقایسه پاسخ های سه حالت: سیستم ترمز ضدقفل متداول، سیستم کنترلی پیشنهادی و حالت بدون کنترل برای الف) مسیر حرکت خودرو، ب) زاویه لغزش جانبی خودرو، ج) سرعت چرخشی خودرو

شکل ۵ مقایسه سه حالت سیستم ترمز ضدقفل متداول، سیستم کنترلی پیشنهادی و حالت بدون کنترل برای پاسخ های مسیر حرکت خودرو، زاویه لغزش جانبی و سرعت چرخشی خودرو را نشان می دهد. مشاهده می شود که در حالت بدون کنترل به دلیل اشباع نیروهای جانبی تاثیر زاویه لغزش جانبی در خلاف جهت مورد نظر افزایش یافته و خودرو از مسیر گردش خارج می شود. در حالت استفاده از سیستم ترمز ضدقفل متداول مشاهده می شود که هر چند مقدار لغزش جانبی محدود است اما گردش به خوبی انجام نشده است. این در حالی است که در سیستم کنترلی پیشنهادی علاوه بر محدود ماندن مقدار زاویه لغزش جانبی، مقدار سرعت چرخشی با خطای کمی مقدار مطلوب خود را دنبال نموده است که این خطا ناشی از وجود نامعینی ها است. بنابراین همان طور که در شکل (۵-ج) دیده می شود گردش نیز به خوبی انجام شده است.

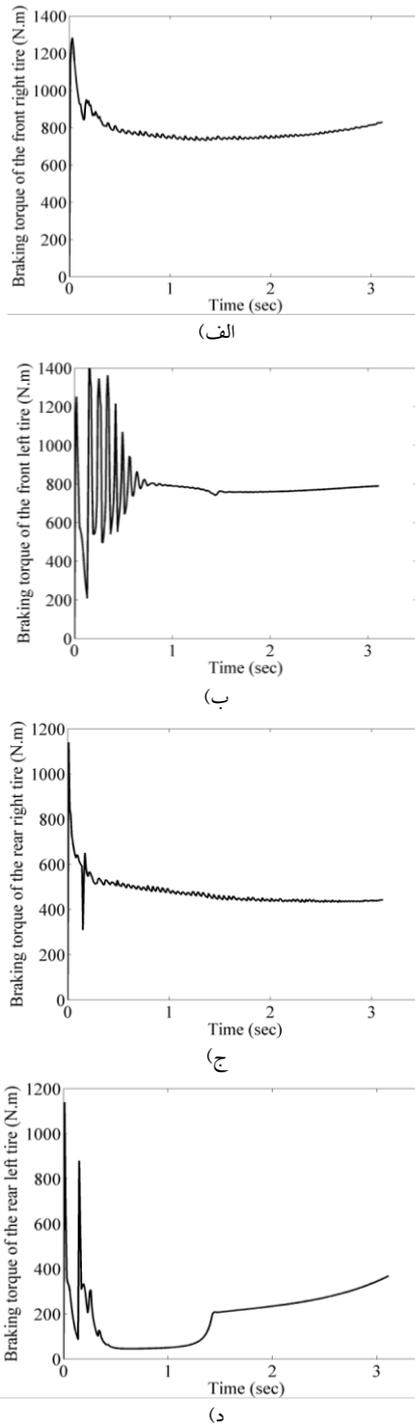
شکل ۶ نشان دهنده مقایسه نیروی ترمزی هر چرخ و مقدار بیشینه ممکن آن در سیستم کنترلی پیشنهادی است. مقدار هر نیرو براساس الگوریتم ارائه شده محاسبه شده است. این در حالی است که اگر از سیستم ترمز ضدقفل متداول استفاده می شد، نیروی ترمزی هر چهار چرخ در مقدار بیشینه خود قرار می گرفت. شکل ۷ نیز مقدار گشتاور ترمزی هر چرخ در سیستم کنترلی پیشنهادی را نشان می دهد.

شکل ۶: مقایسه نیروی ترمزی هر چرخ در سیستم کنترلی پیشنهادی و مقدار بیشینه ممکن آن در سیستم ترمز ضدقفل متداول الف) چرخ جلو راست، ب) چرخ جلو چپ، ج) چرخ عقب راست، د) چرخ عقب چپ

اما با توجه به توقف خودرو در زمان محدود این مقدار خطا در نهایت محدود می‌باشد. توجه شود که بر اساس مدل نیروهای داگوف، لغزش طولی مطلوب متناظر با بیشینه نیروی ترمزی در چرخ های ۴ و ۵، با کاهش سرعت در طول مانور، افزایش می‌یابد.



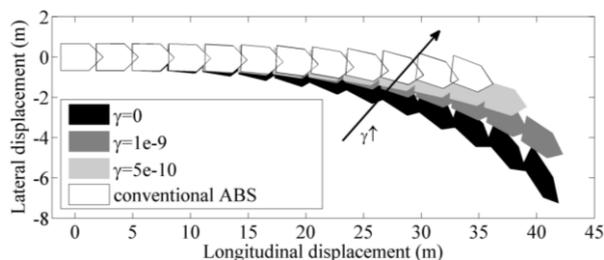
شکل ۸: پاسخ لغزش طولی هر چرخ و مقدار مطلوب آن در سیستم کنترلی پیشنهادی الف) چرخ جلو راست، ب) چرخ جلو چپ، ج) چرخ عقب راست، د) چرخ عقب چپ



شکل ۷: گشتاور ترمزی هر چرخ در سیستم کنترلی پیشنهادی الف) چرخ جلو راست، ب) چرخ جلو چپ، ج) چرخ عقب راست، د) چرخ عقب چپ

شکل ۸ لغزش طولی هر چرخ را به همراه مقدار لغزش مطلوب آن نمایش می‌دهد. مشاهده می‌شود که یک خطای افزایشی در طول انجام ترمزگیری ایجاد شده که ناشی از وجود نامعینی های مدل سازی و پارامتری می‌باشد. با توجه به اینکه عبارت سرعت در مخرج رابطه (۳) وجود دارد و در طول ترمزگیری با گذشت زمان مقدار سرعت کاهش می‌یابد، بنابراین با گذشت زمان مقدار نامعینی ها افزایش می‌یابد [۹-۱۰].

خودرو را فراهم می‌نماید. نتایج شبیه‌سازی‌ها در مانور ترمزگیری در هنگام گردش در حضور نامعینی‌ها، عملکرد مناسب و مقاوم سیستم کنترلی پیشنهادی در رسیدن به اهداف مورد نظر را نشان داد.



شکل ۹: مقایسه مسیر گردش خودرو به ازای ضرایب وزنی مختلف روی گشتاور چرخشی در سیستم کنترلی پیشنهادی و سیستم ترمز ضدقفل متداول

شکل ۹ تاثیر مقدار گشتاور چرخشی اعمال شده به سیستم را بر عملکرد سیستم کنترلی نشان می‌دهد. با توجه به رابطه (۲۴)، با تنظیم ضریب وزنی مقدار گشتاور چرخشی تغییر می‌کند. این شکل، مقایسه مسیر حرکت خودرو به ازای ضرایب وزنی مختلف روی گشتاور چرخشی در سیستم کنترلی پیشنهادی را نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود با افزایش ضریب وزنی، فرمان‌پذیری کاهش پیدا کرده اما فاصله توقف کمتر شده است. با افزایش ضریب وزنی و میل کردن آن به سمت بی-نهایت سیستم کنترلی پیشنهادی به سیستم ترمز ضدقفل متداول تبدیل می‌شود. در واقع سیستم ترمز ضدقفل متداول حالت خاصی از سیستم کنترلی طراحی شده است. در این حالت کمترین فاصله توقف ایجاد می‌شود اما باید توجه داشت که خودرو فرمان‌پذیری کمتری را نیز در پی خواهد داشت. جدول ۱ نیز با نشان دادن فاصله توقف به ازای ضرایب وزنی مختلف مویده نکته مذکور می‌باشد. بنابراین می‌توان گفت با تنظیم ضریب وزنی روی گشتاور چرخشی خارجی می‌توان بر اساس اولویت بین فاصله توقف کمتر و فرمان‌پذیری بهتر خودرو مصالحه برقرار نمود.

جدول ۱: فاصله توقف بر حسب ضرایب وزنی مختلف روی گشتاور چرخشی خارجی	
ضریب وزنی روی گشتاور خارجی	فاصله توقف (m)
$\gamma = 0$	۴۱/۷۹
$\gamma = 5e-10$	۴۱/۲۲
$\gamma = 1e-9$	۳۸/۲۵
$\gamma \rightarrow \infty$ (سیستم ترمز ضدقفل متداول)	۳۴/۲۰

۵- نتیجه‌گیری

با توجه به اهمیت دست‌یابی به کمترین فاصله توقف ضمن حفظ فرمان‌پذیری خودرو در یک مانور ترمزگیری شدید همراه با گردش، در این مقاله یک الگوریتم بهینه غیرخطی برای توزیع نیروهای ترمزی تشریح گردید. اساس کار این الگوریتم، کاستن از بیشینه نیروهای ترمزی قابل تولید توسط چرخ‌های یک طرف خودرو به اندازه‌ای است که گشتاور چرخشی پایدارکننده تولید شود. بهینه‌بودن قانون کنترلی گشتاور چرخشی، امکان ایجاد مصالحه بین فاصله توقف کمتر و فرمان‌پذیری بهتر

مراجع

- [10] M. Mirzaei, H. Mirzaeinejad, "Optimal design of a non-linear controller for anti-lock braking system", *Transportation Research Part C: Emerging Technologies*, vol. 24, 2012, pp. 19-35.
- [۱۱] م. میرزائی، ح. میرزائی‌نژاد، س. وحیدی، د. حیدریان، م. ج. خسروجردی، "کنترل و تخمین غیرخطی لغزش طولی تابر جهت استفاده در سیستم ترمز ضد قفل خودروهای سواری"، *مجله کنترل*، جلد ۵، ۱۳۹۱، ص ۴۲-۵۱.
- [12] M. Bang, S. Lee, C. Han, D. Maciucu, J. Hedrick, "Performance enhancement of a sliding mode wheel slip controller by the yaw moment control", *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering*, vol. 215, 2001, pp. 455-468.
- [13] A. T. van Zanten, "Bosch ESP systems: 5 years of experience", *SAE Technical Paper*, 2000, pp. 428-436.
- [14] A. T. van Zanten, R. Erhardt, K. Landesfeind, G. Pfaff, "VDC systems development and perspective", *SAE Technical Paper*, 1998, pp.424-444.
- [15] D. E. Smith, J. M. Starkey, "Effects of model complexity on the performance of automated vehicle steering controllers: Model development, validation and comparison", *Vehicle System Dynamics*, vol. 24, 1995, pp. 163-181.
- [16] W. H. Chen, D. J. Balance, P. J. Gawthrop, "Optimal control of nonlinear systems: a predictive control approach", *Automatica*, vol. 39, 2003, pp. 633-641.
- [17] M. Mirzaei, "A new strategy for minimum usage of external yaw moment in vehicle dynamic control system", *Transportation Research Part C: Emerging Technologies*, vol. 18, 2010, pp. 213-224.
- [1] A. Harifi, A. Aghagolzadeh, G. Alizadeh, M. Sadeghi, "Designing a sliding mode controller for slip control of antilock brake systems", *Transportation Research Part C: Emerging Technologies*, vol. 16, 2008, pp. 731-741.
- [2] R. Kazemi, B. Hamed, B. Javadi, "A new sliding mode controller for four-wheel anti-lock braking system (ABS)", *SAE Technical paper*, 2000, pp.1-10.
- [3] Y. Lee, S. H. Zak, "Designing a genetic neural fuzzy antilock-brake-system controller", *Evolutionary Computation, IEEE Transactions on*, vol. 6, 2002, pp. 198-211.
- [4] C. M. Lin, C. F. Hsu, "Self-learning fuzzy sliding-mode control for antilock braking systems", *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 11, 2003, pp. 273-278.
- [5] J. J. E. Slotine, W. Li, "Applied nonlinear control", vol. 199, 1991, Prentice-Hall Englewood Cliffs, NJ.
- [6] C. Unsal, P. Kachroo, "Sliding mode measurement feedback control for antilock braking systems", *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 7, 1999, pp. 271-281.
- [7] I. Petersen, "Wheel slip control in ABS brakes using gain scheduled optimal control with constraints", *Dr. Eng. Degree Thesis, Department of Engineering Cybernetics, Norwegian University of Science and Technology, Trondheim, Norway*, 2003, pp. 32-51.
- [8] S. Anwar, B. Ashrafi, "A predictive control algorithm for an anti-lock braking system", *SAE paper*, 2002, pp. 01-0302.
- [9] H. Mirzaeinejad, M. Mirzaei, "A novel method for non-linear control of wheel slip in anti-lock braking systems", *Control Engineering Practice*, vol. 18, 2010, pp. 918-926.

مشاهده پذیری شبکه انتقال از طریق مکان یابی هم زمان واحدهای اندازه گیری فازور و اندازه گیرهای سنتی با مدل سازی احتمالاتی نایقینی ها مبتنی بر الگوریتم ژنتیک چند هدفه

سید مهدی مظهري^۱، علیرضا فریدونیان^۲، حمید لساني^۳

^۱ دانشجوی دکتری مهندسی برق، گروه قدرت، دانشگاه صنعتی امیرکبیر، mazhari@aut.ac.ir

^۲ استادیار، دانشکده مهندسی برق، گروه قدرت، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، fereidunian@eed.kntu.ac.ir

^۳ استاد، دانشکده مهندسی برق، گروه قدرت، دانشگاه تهران، lesani@ut.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۱/۱۱/۵، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۲/۲/۱۹)

چکیده: در این مقاله، مسأله مکان یابی واحدهای اندازه گیری فازور با هدف مشاهده پذیری کامل شبکه انتقال با استفاده از یک رویکرد دو هدفه جدید مورد ارزیابی قرار می گیرد. برای این منظور، مجموعه نایقینی های تحمل شده به سیستم انتقال، واحدهای فازوری و اندازه گیرهای غیرسنکرون به صورت احتمالاتی مدل سازی شده و در قالب یک تابع هدف فنی برای مسأله مکان یابی واحدهای فازوری پیشنهاد شده است. مدل سازی احتمالاتی پیشنهادی، مبتنی بر شبیه سازی مونت کارلو، این امکان را فراهم می آورد تا شبکه انتقال از نظرگاه مشاهده پذیری سطوح متفاوتی از قابلیت اطمینان را تجربه نموده و خود را به شرایط تک اتفافی محدود نکند. به منظور اجرای روش مورد نظر، الگوریتم ژنتیک دو هدفه به نحو شایسته ای به مسأله اعمال شده است. با اجرای برنامه های توسعه داده شده برای شبکه های آزمون *IEEE* کارایی راهکار پیشنهادی در قالب چندین سناریو ارزیابی و نتایج بدست آمده، گزارش شده اند.

کلمات کلیدی: شبیه سازی مونت کارلو؛ مکان یابی بهینه؛ مشاهده پذیری سیستم قدرت؛ واحد اندازه گیری فازور؛ نایقینی.

Transmission Network Observability by Joint Optimal Placement of PMUs and Conventional Measurements via Probabilistic Modeling of Uncertainties through Multi-Objective Genetic Algorithm

Seyed Mahdi Mazhari, Alireza Fereidunian, Hamid Lesani

Abstract: This paper presents a new approach for phasor measurement units (PMUs) placement within transmission networks considering risk of observability. To such aim, probabilistic effects of uncertainties imposed to the transmission networks are modeled via Monte-Carlo simulations. Then, risk of observability is introduced as a new objective function and applied to the PMU placement problem. The proposed objective function accompanied by the prevalent cost function leads the transmission network to face with different reliability and observability levels based on its operation point of view. Detailed numerical results and comparisons presented in the paper show that the proposed approach could noticeably improve the quality of problem solutions and can be used as an effective tool for PMU placement within real-life networks.

Keywords: Phasor measurement unit (PMU); Power system observability, Uncertainties; Monte-Carlo simulation; Optimal Placement.

۱- علائم و نشانه‌های

z_i^{vol}, z_i^{inj}	متغیر تصمیم‌گیری نشان‌دهنده حضور واحد تزریقی/اندازه‌گیر ولتاژ در شین i (۱)، در غیر اینصورت (۰)؛	Ω^b, Ω^l	مجموعه خطوط شبکه/شین‌ها؛
z_{ij}^{flo}	متغیر تصمیم‌گیری نشان‌دهنده حضور اندازه‌گیر جریان در خط $j - i$ (۱)، در غیر اینصورت (۰)؛	Ω_p^b	مجموعه شین‌های دارای واحد فازوری؛
μ_i	متغیر تصمیم‌گیری نشان‌دهنده مشاهده‌پذیر شدن یکی از شین‌ها در اثر واحد تزریقی شین i (۱)، در غیر اینصورت (۰)؛	Ω_p^{co}	مجموعه هزینه‌های لازم برای نصب واحد فازوری در Ω_p^b ؛
		$\Omega_{i,i}^{ne}$	مجموعه خطوط متصل به شین i ؛
		$\Omega_{b,i}^{ne}$	مجموعه شامل شین i و شین‌های متصل به آن؛
		$\Omega_i^M, \Omega_i^L, \Omega_i^P$	مجموعه واحدهای فازوری/خطوط/اندازه‌گیرهای غیر سنکرونی که در اثر خروج آن‌ها، خط i مشاهده‌ناپذیر می‌شوند؛

۲- مقدمه

با توجه به اهمیت روزافزون انرژی الکتریکی، حفظ امنیت و پایداری شبکه برق‌رسانی یکی از مهمترین مسائل در بهره‌برداری سیستم‌های قدرت می‌باشد. به همین دلیل، بهره‌برداران شبکه باید اطمینان حاصل کنند که در هر لحظه متغیرهای شبکه در محدوده مجاز خود قرار داشته و در صورت وقوع پیشامدهای مهم نیز سیستم همچنان عملکرد عادی خود را حفظ می‌کند. برای این منظور معمولاً از ابزارهای خبره‌ای همچون سیستم مدیریت انرژی استفاده می‌کنند. تخمین‌گر حالت یکی از اساسی‌ترین بخش‌های چنین سیستم‌هایی است؛ تخمین‌گرهای حالت، متغیرهای حالت سیستم قدرت را که شامل فازور ولتاژ شین‌ها می‌شود، در هر لحظه از زمان دریافت نموده و با حل مجموعه‌ای از معادلات غیرخطی حالت سیستم را مشخص می‌کنند [۱].

با توجه به ضعف روش‌های سنتی در تخمین حالت سیستم قدرت، طراحان شبکه به ابزارهای جدید تخمین حالت روی آورده‌اند. یکی از این ابزارها، واحد اندازه‌گیری فازور می‌باشد. واحد فازوری، یک دستگاه اندازه‌گیری است که در شین‌های شبکه انتقال نصب شده و فازور ولتاژ شین و جریان خطوط متصل به آن را اندازه‌گیری می‌نماید. شکل (۱)، قرارگیری یک واحد اندازه‌گیری فازور در یک پست فوق توزیع را نشان می‌دهد [۲]. با توجه به اینکه معین بودن فازور ولتاژ و جریان در تمام شین‌ها و خطوط، شرط لازم و کافی برای مشاهده‌پذیری کامل شبکه است، لذا نصب تعداد کافی واحد فازوری، تخمین حالت کامل شبکه را تضمین می‌نماید.

با توجه به اینکه محاسبات لازم جهت بررسی مشاهده‌پذیری شبکه‌های بزرگ مقیاس به حافظه و زمان زیادی نیاز دارد، لذا معمولاً مشاهده‌پذیری سیستم‌های قدرت با استفاده از روش توپولوژیکی انجام می‌گیرد [۲]. در این روش بررسی مشاهده‌پذیری یک گراف یک‌پارچه، مبتنی بر مجموعه قوانین الکتریکی و شرایط توزیع توان، صورت می‌پذیرد. مطابق این قوانین، چنانچه فازور ولتاژ یک گره و جریان یکی از یال‌های متصل به آن مشخص باشد، فازور ولتاژ گره دیگر متصل به آن یال نیز معین می‌گردد. علاوه بر این، در صورتی که ولتاژ هر دو گره متصل به یک یال مشخص باشند، جریان آن نیز معین می‌گردد. در نهایت، چنانچه جریان تمام یال‌های متصل به یک شین تزریقی صفر، بجز

مجموعه‌ها:

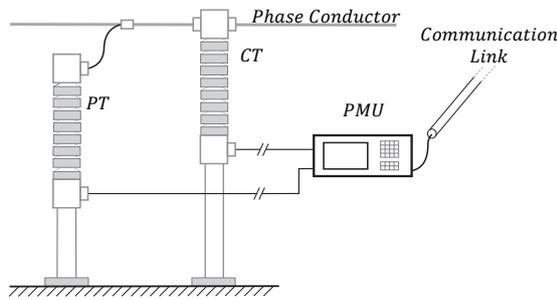
ثابت‌ها:

تابع‌ها:

C_i^p	کل هزینه نصب واحد فازوری در شین i ؛
\bar{C}	حداکثر هزینه توسعه واحدهای فازوری؛
$n_{b,i}^r$	حداقل دفعات مشاهده‌پذیری شین i ؛
$\lambda_i^L, \lambda_i^P, \lambda_i^M$	نرخ خطا در واحد فازوری/خط/اندازه‌گیر غیر سنکرون i (fr/year)
n_b	تعداد کل شین‌های شبکه؛
$\tau_i^M, \tau_i^L, \tau_i^P$	میانگین مدت‌زمان تعمیر واحد فازوری/خط/اندازه‌گیر غیر سنکرون i ؛
κ_i	ضریب جریمه ارزش مشاهده‌پذیری خط i ؛
γ, ε	یک عدد خیلی بزرگ/کوچک؛
Fit_2, Fit_1	تابع هدف اقتصادی/ریسک مشاهده‌پذیری مسئله مکان‌یابی واحدهای فازوری؛
f_i^{ob}	تابع مشاهده‌پذیری شین i ؛
η_{ij}^{ob}	تابع مشاهده‌پذیری شین i در اثر ادوات اندازه‌گیر غیر سنکرون؛
h_b^{re}	تابع جریمه تعداد دفعات مشاهده‌پذیری شین‌ها؛
h_b^{rn}	تابع جریمه مشاهده‌ناپذیری شین‌ها؛
$\zeta_i^M, \zeta_i^L, \zeta_i^P$	احتمال مشاهده‌ناپذیری شین i در اثر خطا در واحد فازوری/خط/اندازه‌گیر غیر سنکرون؛
ω	تابع احتمال مشاهده‌ناپذیری شبکه؛

متغیرها:

β_i	متغیر تصمیم‌گیری نشان‌دهنده قرارگیری واحد فازوری در شین i (۱)، در غیر اینصورت (۰)؛
ψ_i	متغیر تصمیم‌گیری نشان‌دهنده مشاهده‌پذیری شین i (۱)، در غیر اینصورت (۰)؛



شکل ۱: نصب واحد فازوری در شین شبکه قدرت [۲]

در این میان، برخی از پژوهش‌ها مسأله مکان‌یابی واحدهای فازوری را با دو هدف متمایز بررسی نموده‌اند [۲۰-۱۷]. در حالی که [۱۷] از الگوریتم ژنتیک چندهدفه استفاده کرده است، مرجع [۱۸] مسأله را با هدف کمینه‌سازی تعداد واحدهای فازوری و بیشینه‌سازی تعداد دفعات مشاهده‌پذیری با استفاده از الگوریتم جغرافیای حیاتی بررسی نموده است. در [۲۰-۱۹] الگوریتم چندهدفه دیفرانسیلی به منظور بیشینه‌سازی تعداد دفعات مشاهده‌پذیری در شرایط خروج خطوط و واحدهای فازوری استفاده شده است.

همانطور که مشاهده می‌شود، الگوریتم‌های بهینه‌سازی چندهدفه تاکنون فقط به منظور دستیابی به بیشینه‌سازی مشاهده‌پذیری در شرایط بهره‌برداری عادی یا همراه با خروج خطوط و واحد فازوری مورد استفاده قرار گرفته است. این در حالی است که مجموعه این موارد در پژوهش‌های اخیر در قالب یک مسأله بهینه‌سازی یک‌هدفه نیز قابل دستیابی هستند [۱۲-۱۰]، [۲۲].

در این مقاله مسأله مکان‌یابی واحدهای فازوری با هدف کمینه‌سازی هزینه‌ها و کمینه‌سازی ریسک مشاهده‌پذیری در شرایط نایقینی مورد ارزیابی قرار گرفته است. مجموعه نایقینی‌های تحمیلی به مسأله فرمول‌بندی شده و تابع ریسک با استفاده از شبیه‌سازی مونت کارلو محاسبه شده است. مسأله بهینه‌سازی دودهدفه با استفاده از الگوریتم *NSGA-II* حل شده و نتایج شبیه‌سازی برای چندین شبکه مختلف ارائه شده است.

۲- فرمول‌بندی مسأله

۲-۱ تابع هدف مرسوم

در این مقاله، تابع هدف مرسوم مسأله مکان‌یابی واحدهای فازوری مطابق رابطه زیر در نظر گرفته می‌شود [۱۲]:

$$\text{Min Fit}_1 = \sum_{i \in \Omega_b^p} C_i^p + h_b^{re} \times \min(\Omega_b^{co}) + h_b^{nn} \times \gamma \quad (1)$$

$$h_b^{re} = \frac{f_{max}^{ob} - \sum_{i \in \Omega_b^p} f_i^{ob}}{f_{max}^{ob} + \varepsilon} \quad (2)$$

$$f_{max}^{ob} = \sum_{i \in \Omega_b^p} f_i^{ob}, \quad s.t.: \beta_i = 1, \forall i \in \Omega_b \quad (3)$$

یکی از آن‌ها، مشخص باشد، جریان یال باقیمانده نیز معین می‌گردد [۱۰-۳].

با توجه به قوانین مشاهده‌پذیری فوق، طبیعی است که قرارگیری واحد فازوری در کلیه شین‌های شبکه ضروری نیست. علاوه بر این، با توجه به قیمت بالای واحدهای فازوری و در نظر داشتن این نکته که امکان قرارگیری واحد فازوری در برخی از پست‌های شبکه به دلیل محدودیت‌های مخابراتی موجود نیست، مسأله مکان‌یابی واحدهای فازوری در قالب یک مسأله بهینه‌سازی مفید مطرح می‌گردد [۴]. هدف از این مسأله تعیین مکان و تعداد بهینه واحدهای فازوری به نحوی است که شبکه با کمترین هزینه مشاهده‌پذیر گردد.

با توجه به اهمیت موضوع، تاکنون مطالعات زیادی بر روی این مسأله انجام شده است [۲۲-۲]. در [۳] مکان‌یابی بهینه واحدهای فازوری با استفاده از الگوریتم تبرید تدریجی فلزات حل شده است. مرجع [۴] کاربرد الگوریتم ژنتیک ایمنی و مرجع [۵] کارایی الگوریتم مهاجرت پرندگان برای حل مسأله را بررسی کرده‌اند. لازم به ذکر است که [۵] یک قانون مشاهده‌پذیری جدید نیز برای آرایش واحدهای فازوری ارائه داده است؛ با این وجود، قانون موردنظر ممکن است در برخی از شبکه‌ها رویت‌پذیری را با مشکل مواجه کند [۱۱-۱۰]. در مراجع [۱۳-۶] مکان‌یابی واحدهای فازوری با استفاده از برنامه‌ریزی عدد صحیح بررسی شده است. در [۹] فرمول‌بندی جدیدی مبتنی بر برنامه‌ریزی عدد صحیح برای مسأله پیشنهاد شده به نحوی که شبکه در صورت خروج یکی از خطوط یا واحدهای فازوری کماکان مشاهده‌پذیر باقی می‌ماند. مرجع [۱۰] این فرمول‌بندی را در حضور واحدهای اندازه‌گیری غیرسنکرون تعمیم داده است. در [۱۱] علاوه بر موارد فوق، افزونگی مشاهده‌پذیری نیز مد نظر قرار گرفته است.

در کنار موارد فوق، مرجع [۱۲] مکان‌یابی واحدهای فازوری را با توجه به ارزش مشاهده‌پذیری در شرایط نایقینی با استفاده از یک الگوریتم تکاملی مورد بررسی قرار داده است. در [۱۳] مسأله مکان‌یابی چندمرحله‌ای با یک قالب احتمالاتی فرمول‌بندی نموده است؛ در سال‌های میانی دوره برنامه‌ریزی مسأله با هدف بیشینه‌سازی میانگین احتمال مشاهده‌پذیری شین‌ها حل شده است.

علاوه بر موارد فوق، جنبه‌های متفاوتی از واحدهای فازوری در سایر مطالعات مدنظر قرار گرفته‌اند. به عنوان نمونه، در [۱۴] با بررسی سخت‌افزار و جایگاه واحد فازوری در سیستم کنترل متمرکز، مدل‌سازی قابلیت اطمینان دو-وضعیتی مبتنی بر مجموعه‌های فازی برای واحدهای اندازه‌گیری فازور ارائه شده است. مرجع [۱۵] با معرفی عمیق مشاهده‌ناپذیری راهکار جدیدی برای مکان‌یابی تدریجی واحدهای فازوری پیشنهاد داده است. در [۱۶] مکان‌یابی واحدهای فازوری با هدف شناسایی ناحیه خطادیده در سطح شبکه انجام گرفته است. در [۲۱] مشاهده‌پذیری شبکه‌های *AC* و *DC* از طریق واحدهای فازوری بررسی شده است.

میان دو شین شبکه قرار گیرد، توان گذر کرده از خط محاسبه می‌شود. لذا در صورت داشتن ولتاژ هر یک از شین‌ها، جریان گذرنده از خط محاسبه شده و مطابق قانون اهم ولتاژ شین تعیین می‌گردد [۱۰]. به بیان دیگر، در اثر قرارگیری اندازه‌گیر توان انتقالی میان دو شین، مشاهده‌پذیری یکی از شین‌ها، مشاهده‌پذیری شین دیگر را تضمین می‌نماید. این مورد در جمله اول رابطه (۶) مدل شده است.

اندازه‌گیر توان تزریقی به یک شین، از جمله اندازه‌گیرهای غیرسنکرون مرسوم در سیستم‌های قدرت است. چنانچه این تجهیز در یک شین شبکه نصب شود، مشاهده‌پذیری یکی از شین‌های متصل به این واحد اندازه‌گیر، در شرایطی که سایر شین‌های متصل به آن مشاهده‌پذیر باشند، تضمین خواهد شد [۱۱]. این شرایط به وسیله آخرین جمله رابطه (۶) مدل‌سازی شده است. در این جمله، علامت [.] نشان‌دهنده جزء صحیح بوده و شرایط باینری شدن عبارت را مهیا می‌نماید. یادآوری این نکته سودمند است که برخی از پست‌های شبکه انتقال نقش کلیدزنی را بر عهده دارند؛ توان تولیدی و یا مصرفی چنین شین‌هایی برابر صفر است. لذا، قانون جریان کیرشهوف در این شین‌ها قابل اجرا می‌باشد. این شین‌ها معمولاً با عنوان "شین تزریق صفر" شناخته شده و مشابه یک اندازه‌گیر تزریقی عمل می‌نمایند. بر این اساس، با تعریف مناسب متغیر باینری قید مربوطه مطابق جمله دوم رابطه (۶) به مسئله اعمال می‌گردد. رابطه (۷) نیز معرف یک متغیر تصمیم کمکی است که مشاهده‌پذیری بودن شین‌های شبکه را در هر تکرار از الگوریتم بهینه‌سازی مدل می‌نماید.

۲-۲ تابع ریسک احتمال مشاهده‌پذیری

هدف از نصب واحدهای فازوری ثبت جریان و ولتاژ تمامی اجزاء شبکه در هر لحظه از زمان است. این داده‌های می‌توانند در تخمین حالت، شناسایی خطاها و به عبارت کلی‌تر در بهره‌برداری زمان‌واقعی شبکه به کار گرفته شوند. لذا، بهره‌بردار شبکه می‌تواند انتظار داشته باشد تا با نصب تعداد کافی واحد فازوری، کلیه اغتشاشات شبکه را در مشاهده نماید. با این همه، به دلیل مجموعه‌ای از نایقینی‌ها همچون خروج خطوط، خطا در واحدهای فازوری، مشکلات مخابراتی، عدم عملکرد صحیح اندازه‌گیرهای غیرسنکرون [۱۰] و در سطحی دیگر به دلیل توسعه شبکه و تغییر آرایش آن [۱۳]، ممکن است مشاهده‌پذیری بخشی از شبکه در کلیه ساعات بهره‌برداری امکان‌پذیر نباشد.

روابط (۸) تا (۱۰) احتمال مشاهده‌پذیری هر یک از خطوط شبکه را در اثر خروج واحدهای فازوری، خطا در خطوط و نیز عدم عملکرد اندازه‌گیرهای غیرسنکرون محاسبه می‌نمایند. رابطه (۱۱) تابع احتمال مشاهده‌پذیری شبکه را نمایش می‌دهد. با توجه به اینکه ممکن است بهره‌بردار شبکه، به هر علتی، علاقه‌مند به مشاهده‌پذیری متفاوت برخی از خطوط باشد، ضریب k_i به این رابطه افزوده شده است. به عنوان نمونه، ممکن است یک خط ترانزیت‌کننده توان میان دو ناحیه بوده و یا به دلیل

$$h_b^{un} = n_b - \sum_{i \in \Omega_b} \psi_i \quad (۴)$$

$$f_i^{ob} = z_i^{vol} + \sum_{j \in \Omega_{b,i}^{ne}} (\beta_j + \eta_{ij}^{ob}), \quad \forall i \in \Omega_b \quad (۵)$$

$$\eta_{ij}^{ob} = \psi_j \cdot z_{ij}^{flo} + z_j^{inj} \cdot \mu_j \cdot \left[\frac{\sum_{(k \neq i, k \in \Omega_{b,i}^{ne})} \psi_k}{|\Omega_{b,i}^{ne}| - 1} \right] \quad (۶)$$

$$\psi_i = \begin{cases} 1, & f_i^{ob} \geq 1 \\ 0, & f_i^{ob} = 0 \end{cases}, \quad \forall i \in \Omega_b \quad (۷)$$

رابطه (۱) تابع هدف مرسوم مسأله را نشان می‌دهد که در آن جمله اول معرف هزینه‌های لازم برای قرارگیری واحدهای فازوری انتخاب شده در سطح شبکه است.

جمله دوم رابطه (۱)، بهینه‌شدن تعداد دفعات مشاهده‌پذیری شین‌ها را برای یک آرایش انتخاب شده تضمین می‌نماید. در این جمله، h_b^{re} معرف ضریب جریمه مشاهده‌پذیری شین‌ها بوده و هر چه تعداد دفعات مشاهده‌پذیری شین‌ها بیشتر باشد، مقدار این ضریب جریمه کمتر می‌شود [۱۲]. مطابق نظریه گراف، بیشینه دفعات مشاهده‌پذیری شین‌ها با قرارگیری واحد فازوری در کلیه شین‌های شبکه، مطابق رابطه (۳)، صورت می‌گیرد. لذا، کمینه‌سازی ضریب جریمه‌ای همچون $f_{max}^{ob} - \sum_{i \in \Omega_b} f_i^{ob}$ بیشینه‌شدن تعداد دفعات مشاهده‌پذیری را تضمین می‌نماید.

علاوه بر این، مطابق رابطه (۲) ضریب جریمه h_b^{re} با استفاده از بیشینه تعداد دفعات مشاهده‌پذیری نرمال شده و با اضافه‌شدن عدد کوچک ϵ به مخرج رابطه، اطمینان حاصل شده که همواره $h_b^{re} < 1$ است. با این حال، از آنجایی که کمینه‌سازی هم‌زمان تعداد واحدهای فازوری و بیشینه‌سازی تعداد دفعات مشاهده‌پذیری نیازمند هم‌جنس بودن دو جمله اول رابطه (۱) است، لذا ضریب جریمه h_b^{re} در هزینه واحد فازوری ضرب شده است. از طرفی، کمترین هزینه ممکن برای واحد فازوری به کار گرفته شده تا همواره از کمتر بودن مقدار $h_b^{re} \times \min(\Omega_b^{co})$ نسبت به هزینه یک واحد فازوری اطمینان حاصل شود. با این عمل، امکان محبوس ماندن پاسخ در کمینه‌های محلی ناشی از بهینه‌سازی هم‌زمان دو جمله اول (که اهداف متمایزی را دنبال می‌کنند) به صورت چشمگیری کاهش می‌یابد [۱۲].

آخرین جمله رابطه (۱) همگرایی الگوریتم به پاسخ بهینه را تسهیل می‌نماید. مطابق رابطه (۴)، چنانچه آرایش پیشنهادی برای واحدهای فازوری شبکه را رؤیت‌پذیر کامل ننماید، ضریب جریمه h_b^{un} مخالف صفر شده و با ضرب شدن آن در عدد بسیار بزرگ γ ، برازندگی آرایش پیشنهادی را به شدت تحت تاثیر قرار می‌دهد.

رابطه (۵) تابع مشاهده‌پذیری پیشنهادی را نشان می‌دهد. جمله اول اثر حضور واحد اندازه‌گیر ولتاژ در شین و جمله دوم اثرات واحدهای فازوری مجاور این شین را نشان می‌دهد. تعداد دفعات مشاهده‌پذیری در اثر واحدهای اندازه‌گیر غیرسنکرون تزریقی در جمله سوم قرار گرفته و مطابق رابطه (۶) مدل‌سازی شده است. چنانچه یک اندازه‌گیر توان انتقالی

تعداد تکرارهای انجام‌شده؛ NS
 $\omega(i)$ مقدار تابع مشاهده‌پذیری در هر تکرار.
 معیار همگرایی مورد استفاده برای شبیه‌سازی مونت کارلو مطابق رابطه زیر می‌باشد [۲۳]:

$$\frac{\sqrt{\text{Var}(\text{Fit})}}{\sqrt{NS \cdot \text{Fit}}} \leq \sigma \quad (14)$$

توزیع احتمالی مشاهده‌پذیری برای هر آرایش با استفاده از نتایج شبیه‌سازی مونت کارلو قابل محاسبه است؛ برای این منظور کافی است بازه تغییرات مشاهده‌پذیری به چند زیربازه مساوی تقسیم‌شده و احتمال مربوط به هر زیربازه مطابق رابطه زیر محاسبه شود [۲۳]:

$$\text{Prob}(i) = \frac{N_i}{NS} \quad (15)$$

که در این رابطه، N_i معرف تعداد تکرارهایی از شبیه‌سازی مونت کارلو است که سودآوری محاسبه‌شده در آن‌ها در زیربازه i ام واقع شده است.

با توجه به اینکه به دلیل استفاده از شبیه‌سازی مونت کارلو برای هر آرایش شبکه مقادیر متفاوت سودآوری نتیجه شده است، لذا هر یک از آرایش‌ها از نظرگاه میزان ریسک سودآوری مطابق رابطه زیر ارزش‌گذاری می‌شود [۲۳]:

$$\text{Fit}_2 = \text{Risk}(\text{Fit}_T) = \frac{1}{NS} \cdot \sum_{\omega < \text{Fit}_T} \left(\frac{\text{Fit}_T - \omega}{\text{Fit}_T} \right) \quad (16)$$

در این رابطه، Fit_T مقدار تابع مشاهده‌پذیری انتخاب‌شده توسط بهره‌بردار شبکه می‌باشد. مطابق این رابطه، نسبت مجموع فاصله کلیه حالاتی که مشاهده‌پذیری آن کمتر از مقدار مورد انتظار بوده بر مقدار مشاهده‌پذیری انتخاب‌شده به عنوان میزان ریسک طرح پیشنهادی در نظر گرفته می‌شود. بر این اساس، چنانچه کاهش تعداد واحدهای فازوری سبب کاهش سطح مشاهده‌پذیری در شبکه گردد، ریسک مشاهده‌پذیری افزایش می‌یابد. طبعاً بهره‌بردار شبکه تمایل دارد تا ضمن انجام کمترین هزینه برای توسعه واحدهای فازوری، کمترین سطح ریسک مشاهده‌پذیری را در اختیار داشته باشد. با این وجود، از آنجایی که میزان ریسک و هزینه انجام‌شده برای واحدهای فازوری (Fit_2) دو کمیت هم‌جنس نیستند، بهینه‌سازی هم‌زمان این دو هدف نیازمند استفاده از الگوریتم‌های بهینه‌سازی چندهدفه است.

۲-۳ قیود مسئله

محدودیت‌های حاکم بر مسئله مطابق روابط زیر فرمول‌بندی می‌شوند [۱۲]:

$$f_i^{ob} \geq n_{b,i}^r, \quad \forall i \in \Omega^b \quad (17)$$

$$\sum_{i \in \Omega^b} c_i^p \leq \bar{C} \quad (18)$$

تراکم از اهمیت بالاتری برخوردار باشد؛ است، لذا لازم است تا قابلیت اطمینان مشاهده چنین خطی نسبت به سایر خطوط شبکه بیشتر باشد. چنانچه بهره‌بردار تمایل دارد تا تحت هر شرایطی جریان خط i مشاهده شود، کافی است ضریب κ_i را برابر بی‌نهایت قرار دهد.

$$\zeta_i^p = 1 - \prod_{j \in \Omega_{i,i}^p} \left(\frac{\lambda_j^p \times \tau_j^p}{8760} \right) \quad (8)$$

$$\zeta_i^l = 1 - \prod_{j \in \Omega_{i,i}^l} \left(\frac{\lambda_j^l \times \tau_j^l}{8760} \right) \quad (9)$$

$$\zeta_i^M = 1 - \prod_{j \in \Omega_{i,i}^M} \left(\frac{\lambda_j^M \times \tau_j^M}{8760} \right) \quad (10)$$

$$\omega = \frac{\sum_{i \in \Omega} [\kappa_i \times U(\zeta_i^p, \zeta_i^l, \zeta_i^M)]}{|\Omega^l|} \quad (11)$$

با توجه به حضور مجموعه‌های متفاوتی از نایقینی‌ها در مسئله، لازم است تا بهره‌بردار شبکه ضمن مدل‌سازی احتمال وقوع نایقینی‌ها، حداقل وضعیت موردانتظار خود را معین نموده و ریسک مشاهده‌پذیری را برای هر حالت تحلیل نماید. برای این منظور به هر یک از نایقینی‌های مسئله یک مقدار کمینه و یک مقدار بیشینه به عنوان احتمال وقوع آن‌ها در طی دوره مطالعه نسبت داده می‌شود. این احتمال‌ها با توجه به مطالعات اطلاعات بهره‌برداری گذشته و سایر ملاحظات اقتصادی و اجتماعی تعیین می‌گردند. چنانچه یک آرایش معین از واحدهای فازوری برای شبکه پیشنهاد شده باشد، تابع ریسک احتمال مشاهده‌پذیری خطوط شبکه در اثر نایقینی‌ها با استفاده از شبیه‌سازی مونت کارلو مطابق گام‌ها زیر تعیین می‌شود:

گام ۱) با توجه به کمینه و بیشینه احتمال وقوع نایقینی‌ها، یک تابع احتمال نرمال برای هر اتفاق تعریف می‌گردد؛

گام ۲) با توجه به تابع احتمال قسمت قبل، کلیه وقایع احتمالی شبکه مقداردهی می‌شوند؛

گام ۳) تابع مشاهده‌پذیری رابطه (۱۱) برای شبکه و با توجه به مقادیر بدست آمده در گام ۲ حل می‌گردد؛

گام ۴) چنانچه همگرایی در مقدار مورد انتظار مشاهده‌پذیری (ω) حاصل شده است شبیه‌سازی خاتمه می‌یابد، در غیر اینصورت گام‌های ۲ الی ۳ تکرار می‌گردد.

با استفاده از داده‌های بدست آمده از شبیه‌سازی مونت کارلو مقدار متوسط نهایی و واریانس تابع مشاهده‌پذیری یک آرایش پیشنهادی با استفاده از روابط زیر محاسبه می‌شود:

$$\bar{\text{Fit}} = \frac{1}{NS} \cdot \sum_{i=1}^{NS} \omega(i) \quad (12)$$

$$\text{Var}(\text{Fit}) = \frac{1}{NS} \cdot \sum_{i=1}^{NS} (\omega(i) - \bar{\text{Fit}})^2 \quad (13)$$

که در آن:

۳-۲ انتخاب پاسخ نهایی

با توجه به اینکه الگوریتم‌های بهینه‌سازی تکاملی چندهدفه دسته‌ای از جواب‌های کارا را پیدا می‌نمایند، طراح شبکه موظف است تا یکی از پاسخ‌ها را به عنوان آرایش نهایی واحدهای فازوری پیشنهاد نماید. هر یک از پاسخ‌های موجود در جهت کارا پاسخ بهینه مسئله بوده و انتخاب پاسخ نهایی به مجموعه‌ای از ملاحظات فنی و اقتصادی وابسته است.

در این مقاله پاسخ نهایی با استفاده از روش $max-min$ فازی تعیین می‌گردد [۲۵]. در این روش، ابتدا مقادیر توابع هدف برای هر یک از پاسخ‌های موجود در جهت کارا مطابق رابطه (۲۲) نرمال می‌شود.

$$\mu_{f_i} = \frac{f_i - f_i^{min}}{f_i^{max} - f_i^{min}}, \quad \forall i \in \{1,2\} \quad (22)$$

در این رابطه مقادیر f_i ، f_i^{max} و f_i^{min} به ترتیب معرف مقدار واقعی، حداقل و حداکثر تابع هدف i می‌باشد. پس از نرمالیزه نمودن پاسخ‌ها، جواب نهایی با استفاده از روش $max-min$ و مطابق رابطه زیر انتخاب می‌گردد:

$$\max\{\min(\mu_{f_1}, \mu_{f_2})\} \quad (23)$$

۴- مطالعات عددی و نتایج

به منظور استفاده از روش پیشنهادی برنامه‌های مربوطه در محیط نرم‌افزار *Matlab* نوشته شد. کاربر با ارائه وضعیت شبکه مورد مطالعه، مکان‌های نامزد برای احداث واحدهای فازوری و نیز وارد نمودن سایر اطلاعات فنی و اقتصادی، پاسخ مسئله مکان‌یابی واحدهای فازوری را مشاهده می‌نماید. به منظور حل مسئله بهینه‌سازی یک‌هدفه از الگوریتم ژنتیک و بهینه‌سازی دوهدفه از الگوریتم *NSGA-II* استفاده شده است. نتایج حاصل از اعمال مدل پیشنهادی بر روی شبکه‌های آزمون *IEEE* در قالب چندین سناریو ارائه شده است. کامپیوتر استفاده شده در شبیه‌سازی‌ها دارای اطلاعات فنی شامل، سی‌پی‌یو *Centrino 1.8^{GH}* و رم *1^{GB}* می‌باشد.

۴-۱ سناریوی اول

در این سناریو مسئله مکان‌یابی واحدهای فازوری برای شبکه‌های مختلف با استفاده از الگوریتم ژنتیک حل و با سایر روش‌ها مقایسه شده است. جدول‌های (۱) تا (۳) نتایج حاصل از این روش‌ها را مقایسه کرده است. مطابق جدول (۱)، الگوریتم پیشنهادی بهترین پاسخ شناخته شده برای شبکه‌های مرسوم را یافته است. همانطور که مشاهده می‌شود، الگوریتم پیشنهادی از عملکرد مناسبی برخوردار می‌باشد. توجه به این نکته حائز اهمیت است که مرجع [۸] یک قانون مشاهده‌پذیری اضافه را مد نظر قرار داده و همین دلیل پاسخ بهتری را یافته است. از آنجایی که این قانون در این مقاله مد نظر نبوده است، پاسخ‌های پیشنهادی بهترین پاسخ ممکن تاکنون می‌باشند.

روابط (۱۷) و (۱۸) قیود مرسوم در مسئله مکان‌یابی واحدهای فازوری را نشان می‌دهند. رابطه (۱۷) تضمین می‌نماید که هر یک از شین‌های شبکه به تعداد از پیش تعیین شده مشاهده‌پذیر شده است. مطابق رابطه (۱۸)، هزینه مکان‌یابی واحدهای فازوری همواره از بودجه پروژه کمتر خواهد بود.

۳- روش حل

۳-۱ الگوریتم چندهدفه توسعه داده شده

در سال‌های اخیر الگوریتم‌های مبتنی بر جمعیت همچون الگوریتم ژنتیک در بهینه‌سازی مسائل چندهدفه کاربرد زیادی پیدا کرده‌اند. این الگوریتم‌ها قادرند تا مجموعه جواب‌های کارا را فقط با یک بار اجرای الگوریتم بدست آورند؛ این درحالی است که الگوریتم‌های بهینه‌سازی یک‌هدفه به چند بار اجرای متوالی و جداگانه برای دستیابی به این مجموعه نیازمندند [۲۴].

به منظور بهینه‌سازی دوهدفه مسئله مکان‌یابی بانک‌های خازنی از الگوریتم *NSGA-II* استفاده شده است. توضیحات جامعی در زمینه الگوریتم‌های ژنتیک چندهدفه در مراجع [۲۳-۲۵] ارائه شده است. کدگذاری پیشنهادی برای مسئله مطابق رابطه زیر می‌باشد:

$$\vartheta_i = [\beta_1, \dots, \beta_i, \dots, \beta_{|\Omega^b|}], \quad \forall i \in \Omega^{pop} \quad (19)$$

اهداف مورد نظر مسئله عبارتند از:

$$\text{Min } f_1 = \text{Fit}_1 \quad (20)$$

$$\text{Min } f_2 = \text{Fit}_2 \quad (21)$$

مراحل کلی اجرای الگوریتم به صورت زیر می‌باشد:

گام ۱) مجموعه اطلاعات فنی و اقتصادی ارائه می‌شود؛

گام ۲) مجموعه جمعیت اولیه، شامل جمعیت هوشمند و جمعیت تصادفی تولید می‌گردند؛

گام ۳) مقدار تابع برازندگی اشتراکی محاسبه می‌شود؛ برای محاسبه ریسک لازم است تا شبیه‌سازی مونت کارلو مطابق توضیحات بخش (۲-۲) اجرا شود؛

گام ۴) با استفاده از روش چرخ رولت جمعیت باقیمانده انتخاب می‌گردد؛

گام ۵) عملگرهای ادغام و جهش به جمعیت باقیمانده اعمال شده و جمعیت جدید تولید می‌گردد؛

گام ۶) با استفاده از روش چرخ رولت از میان جمعیت باقیمانده و تولید شده جمعیت جدید انتخاب می‌شود؛

گام ۷) گام‌های ۳-۶ تا دستیابی به شرط توقف الگوریتم ادامه می‌یابد.

سید مهدی مظهری، علیرضا فریدونیان، حمید لسانی

جدول ۱: مقایسه نتایج روش‌های مختلف

شبهه مورد مطالعه	مرجع [۳]	مرجع [۴]	مرجع [۹]	مرجع [۱۶]	مرجع [۱۷]	راهکار پیشنهادی
IEEE 14	۳	۳	۳	۳	۳	۳
IEEE 30	--	۷	--	--	۷	۷
IEEE 39	۸	--	۸	--	--	۸
IEEE 57	--	۱۱	--	۱۲	۱۲	۱۱
IEEE 118	۲۹	۲۹	۲۸*	۲۹	۲۹	۲۹

* بهتر بودن پاسخ به دلیل قوانین مشاهده‌پذیری متفاوت است.

جدول ۲: مکان‌های پیشنهادی برای قرارگیری واحد فازوری

شبهه مورد مطالعه	مکان‌های پیشنهادی
IEEE 14	۹، ۶، ۲
IEEE 30	۲۷، ۱۸، ۱۵، ۱۲، ۱۰، ۴، ۲
IEEE 39	۲۹، ۲۵، ۲۳، ۲۰، ۱۶، ۱۰، ۸، ۳
IEEE 57	۵۶، ۵۴، ۵۱، ۳۸، ۳۲، ۲۹، ۲۵، ۲۰، ۱۳، ۴، ۱
IEEE 118	۱۱۰، ۱۰۵، ۱۰۱، ۹۴، ۹۰، ۸۶، ۸۵، ۸۰، ۷۷، ۷۵، ۷۲، ۶۵، ۶۲، ۵۶، ۵۲، ۴۹، ۴۵، ۴۰، ۳۴، ۳۲، ۳۱، ۲۷، ۲۱، ۱۹، ۱۵، ۱۲، ۱۱، ۸، ۲

جدول ۳: مقایسه نتایج روش‌های مختلف از نظر گاه میانگین تعداد دفعات مشاهده‌پذیری شین‌ها

شبهه مورد مطالعه	مرجع [۳]	مرجع [۴]	مرجع [۹]	مرجع [۱۶]	مرجع [۱۷]	راهکار پیشنهادی
IEEE 14	۱/۱۴۳	۱/۱۴۳	۱/۱۴۳	۱/۱۴۳	۱/۱۴۳	۱/۱۴۳
IEEE 30	--	۱/۱۶۷	۱/۲۳۳	--	--	۱/۴۶۷
IEEE 39	۱/۰۵۱	--	۱/۱۰۳	--	--	۱/۱۰۳
IEEE 57	--	۱/۰۳۵	۱/۱۰۵	۱/۰۸۸	--	۱/۱۰۵
IEEE 118	۱/۲۹۷	۱/۲۸۰	۱/۲۱۲	۱/۳۸۱	--	۱/۳۸۱

با اجرای برنامه‌های توسعه‌دهنده شده، نتایج حاصل در جداول ۴ تا ۶ و شکل‌های ۲ تا ۳ گزارش شده‌اند. همانطور که در جدول (۴) مشاهده می‌شود، تعداد واحدهای فازوری مورد نیاز برای شبکه‌های ۱۴، ۳۰، ۳۹، ۵۷ و ۱۱۸ شین IEEE به ترتیب برابر ۶، ۱۱، ۱۲، ۱۷ و ۳۹ می‌باشد که این مقادیر نسبت به حالت متناظر با بهینه‌سازی یک‌هدفه (سناریوی اول) به ترتیب حدوداً ۱۰۰٪، ۵۷٪، ۵۰٪، ۳۴٪ رشد داشته است. بر این اساس، دستیابی به سطح ریسک‌پذیری مناسب نیازمند نصب تعداد بیشتری واحد فازوری در سطح شبکه است.

به منظور مقایسه نتایج با پاسخ‌ها حاصل از قید قابلیت اطمینان $N-1$ ، جدول (۵) ارائه شده است. همانطور که در این جدول مشاهده می‌شود، تعداد واحدهای فازوری مورد نیاز روش پیشنهادی برای شبکه‌های ۱۴، ۳۰، ۳۹، ۵۷ و ۱۱۸ شین IEEE نسبت به حالت متناظر با قید قابلیت اطمینان تک‌اتفاقی [۹]، به ترتیب حدوداً ۳۳٪، ۵۴٪، ۸۳٪، ۴۷٪ و ۶۷٪ کمتر است. همانطور که مشاهده می‌شود، روش مبتنی بر $N-1$ بسیار بیشتر از ریسک احتمالی مشاهده‌پذیری شبکه واحد فازوری پیشنهاد نموده است؛ بر این اساس، اگر چه استفاده از قید قابلیت $N-1$ نتایج قابل قبولی را از نظر گاه فنی بدست داده و سبب بالا رفتن سطح قابلیت اطمینان شبکه می‌شود، ولی از نظر گاه اقتصادی و همچنین مطالعات ریسک نتایج ناخوشایند می‌باشد.

جدول (۲) مکان‌های پیشنهادی برای نصب واحدهای فازوری را نشان می‌دهد. میانگین دفعات مشاهده‌پذیری این آرایش‌ها در جدول (۳) گزارش شده و با سایر مراجع مقایسه شده است. همانطور که نتایج متناظر با شبکه ۳۰ باس IEEE نشان می‌دهند، راهکار پیشنهادی پاسخ بهتری را برای این شبکه نتیجه داده است. مطابق این نتایج، جمله دوم تابع هدف ارائه شده در رابطه (۱) دستیابی به بیشینه تعداد دفعات مشاهده‌پذیری را در ضمن کمینه نمودن تعداد واحدهای فازوری، تسهیل نموده است.

۴-۲ سناریوی دوم

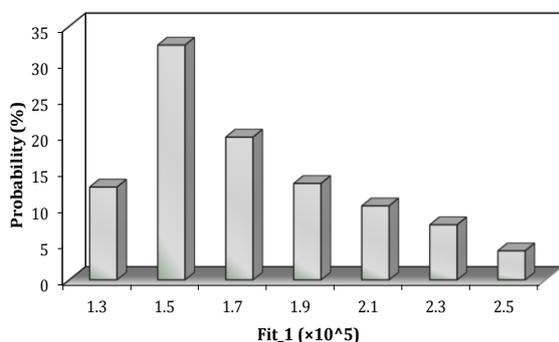
در این سناریو مسأله مکان‌یابی واحدهای اندازه‌گیری فازور با استفاده از رویکرد پیشنهادی مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. برای این منظور، حداقل و حداکثر نرخ خطا/سرویس‌رسانی در واحد فازوری، خطوط و اندازه‌گیری‌های غیرسنکرون به ترتیب (۱۰ تا ۲۵ بار در سال)، (۰/۰۷ تا ۰/۱۳) به ازای هر یک کیلومتر در هر سال) و (۱۲ تا ۲۲ بار در سال) فرض شده‌اند. علاوه بر این، حداقل و حداکثر مدت‌زمان تعمیر/بازگشت واحد فازوری، خطوط و اندازه‌گیری‌های غیرسنکرون به ترتیب (۳ تا ۱۰ ساعت)، (۴ تا ۶ ساعت) و (۴ تا ۱۲ ساعت) در نظر گرفته شده است. طول دوره مطالعه ده سال بوده و هزینه‌ی احداث هر واحد فازوری معادل ۵۰۰۰ دلار فرض شده است. سطح ریسک پیشنهادی بهره‌بردار معادل ریسک مشاهده‌پذیری در شرایط نایقینی $N-1$ خطوط فرض می‌گردد [۱۲].

جدول ۴: مکان‌های پیشنهادی برای قرارگیری واحد فازوری در سناریوی دوم

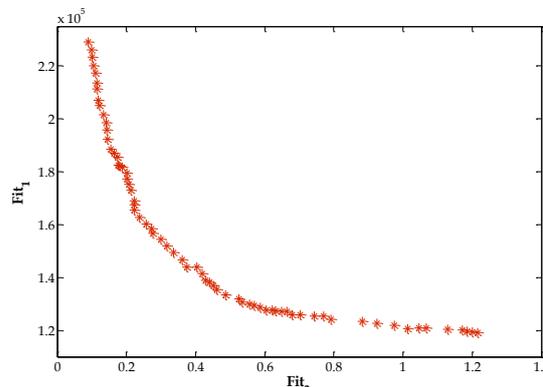
مکان‌های پیشنهادی	میانگین تعداد دفعات مشاهده‌پذیری شین‌ها	تعداد واحدهای فازوری	شبکه مورد مطالعه
۱۳، ۹، ۶، ۵، ۴، ۲	۲/۲۵	۶	IEEE 14
۲۸، ۲۷، ۲۲، ۱۹، ۱۸، ۱۵، ۱۲، ۱۰، ۶، ۴، ۲	۱/۹۰	۱۱	IEEE 30
۳۱، ۲۹، ۲۵، ۲۳، ۲۰، ۱۷، ۱۶، ۱۴، ۱۱، ۹، ۷، ۲	۱/۲۸	۱۲	IEEE 39
۵۷، ۵۶، ۵۳، ۵۱، ۳۸، ۳۵، ۳۲، ۳۱، ۲۷، ۲۵، ۲۴، ۱۸، ۱۵، ۹، ۸، ۴، ۱	۱/۳۳	۱۷	IEEE 57
۱۱۳، ۱۱۰، ۱۰۵، ۱۰۲، ۱۰۰، ۹۷، ۹۴، ۹۰، ۸۹، ۸۶، ۸۵، ۸۰	۱/۷۳	۳۹	IEEE 118

جدول ۵: مقایسه نتایج رویکرد پیشنهادی و مدل‌های یک‌هدفه

پاسخ انتخابی (دوهدفه)		کمترین تعداد واحد فازوری با قید $N-1$ خط و واحد فازوری [۹]		کمترین تعداد واحد فازوری [۱۲]		شبکه مورد مطالعه
میانگین مشاهده‌پذیری	تعداد واحدهای فازوری	میانگین مشاهده‌پذیری	تعداد واحدهای فازوری	میانگین مشاهده‌پذیری	تعداد واحدهای فازوری	
۲/۲۵	۶	۲/۳۶	۸	۱/۱۴۳	۳	IEEE 14
۱/۹۰	۱۱	۲/۰۳	۱۷	۱/۴۶۷	۷	IEEE 30
۱/۲۸	۱۲	۱/۸۷	۲۲	۱/۱۰۳	۸	IEEE 39
۱/۳۳	۱۷	۱/۸۱	۲۵	۱/۱۰۵	۱۱	IEEE 57
۱/۷۳	۳۹	۲/۲۴	۶۵	۱/۳۸۱	۲۹	IEEE 118



شکل ۳: منحنی توزیع احتمالی Fit_1 برای شبکه ۵۷ شین IEEE



شکل ۲: جبهه کارای بدست آمده برای شبکه ۵۷ شین IEEE

۴-۳ سناریوی سوم

در این سناریو اثر اندازه‌گیری‌های سنتی موجود در سطح شبکه انتقال همچون اندازه‌گیری توان تزریقی، اندازه‌گیری ولتاژ و اندازه‌گیری جریان خط بر مشاهده‌پذیری و مکان‌یابی واحدهای فازوری مبتنی بر رویکرد پیشنهادی، بررسی می‌گردد. برای این منظور، شبکه ۵۷ شین IEEE انتخاب شده و پنج آزمون مختلف به همراه نتایج حاصل از آن‌ها در جدول (۷) گزارش شده‌اند.

همانطور که در جدول (۷) مشاهده می‌شود، اندازه‌گیری‌های توان تزریقی ضمن کاهش تعداد واحدهای فازوری مورد نیاز، میانگین دفعات مشاهده‌پذیری شین‌ها را به اندازه ۳٪ نسبت به حالت پایه بهبود داده‌اند. حضور هم‌زمان اندازه‌گیری‌های جریان خط و تزریقی حدوداً ۱۰٪ پاسخ‌های حاصل را بهبود می‌دهد. مطابق نتایج این جدول، اندازه‌گیری‌های ولتاژ فقط به ارتقاء تعداد دفعات مشاهده‌پذیری کمک نموده‌اند.

شکل (۲) جبهه کارای الگوریتم توسعه داده شده را برای شبکه ۵۷ شین IEEE نشان می‌دهد. مکان واحدهای فازوری پیشنهادی و میانگین تعداد دفعات مشاهده‌پذیری شین‌ها در جدول (۴) ارائه شده‌اند. شکل (۳) منحنی توزیع احتمالی تابع هدف اقتصادی (Fit_1) حاصل از شبیه‌سازی مونت کارلو را به ازای سطح ریسک انتخابی نشان می‌دهد. اطلاعات آماری استخراج شده از این شکل در جدول (۶) گزارش شده است. همانطور که در این شکل مشاهده می‌شود، بیشترین فراوانی تابع هدف به ترتیب در $1/5 \times 10^5$ و $1/7 \times 10^5$ اتفاق می‌افتند. مطابق رابطه (۱۶) ریسک متناظر با این پاسخ برابر ۰/۳۴ می‌باشد.

همانطور که از نتایج بر می‌آید، راهکار پیشنهادی با ارائه یک تعریف منطقی از ریسک مشاهده‌پذیری در مسأله مکان‌یابی واحدهای فازوری، پاسخ‌های قابل قبولی را از نظر گاه‌های فنی و اقتصادی نتیجه داده است.

جدول ۶: اندیس‌های آماری مربوط به سودآوری پاسخ انتخابی

مقدار متوسط ($\times 10^5$)	بازه تغییرات ($\times 10^5$)	واریانس ($\times 10^9$)	انحراف معیار ($\times 10^5$)
۱/۷۴	۱/۱۹۸۰	۰/۱۸۲۶	۰/۴۲۷۳

جدول ۷: اثر اندازه‌گیری‌های سنتی موجود در شبکه بر پاسخ‌های پیشنهادی

ردیف	اندازه‌گیر توان تزریقی	اندازه‌گیر جریان خط	اندازه‌گیر ولتاژ و لثاژ	دو هدفه	مکان واحدهای فازوری	تعداد واحدهای فازوری	میانگین مشاهده‌پذیری
۱	---	---	---	×	۴، ۸، ۹، ۱۵، ۱۸، ۲۴، ۲۷، ۳۱، ۳۲، ۳۵، ۳۸، ۵۱، ۵۳، ۵۶، ۵۷	۱۱	۱/۱۰۵
۲	۴۹، ۳۱، ۱۹، ۱	---	---	×	۶، ۹، ۱۲، ۱۵، ۲۲، ۲۷، ۳۲، ۳۵، ۵۳، ۵۶	۱۰	۱/۱۴۰
۳	۴۹، ۳۱، ۱۹، ۱	(۲۳-۲۴)، (۲۴-۲۶)، (۲۸-۲۹)	---	×	۶، ۹، ۱۲، ۱۵، ۲۲، ۳۲، ۳۵، ۵۳، ۵۶	۹	۱/۲۲۳
۴	۴۹، ۳۱، ۱۹، ۱	(۲۳-۲۴)، (۲۴-۲۶)، (۲۸-۲۹)	۸، ۲۰، ۴۵، ۴۸	×	۶، ۹، ۱۰، ۱۲، ۱۵، ۲۲، ۳۲، ۳۵، ۵۳، ۵۶	۹	۱/۳۵۱
۵	۴۹، ۳۱، ۱۹، ۱	(۲۳-۲۴)، (۲۴-۲۶)، (۲۸-۲۹)	۸، ۲۰، ۴۵، ۴۸	√	۱، ۵، ۸، ۹، ۱۵، ۲۷، ۲۹، ۳۸، ۴۰، ۴۳، ۵۱، ۵۴، ۵۶	۱۴	۱/۴۳۷

بررسی شد. مطابق نتایج ارائه‌شده، راهکار پیشنهادی ملزومات فنی مکان‌یابی واحدهای فازوری را رعایت نموده و قابل پیاده‌سازی در شبکه‌های واقعی می‌باشد.

مراجع

- [1] A. G. Phadke, "Synchronized phasor measurements in power systems," *IEEE Computer Applications in Power*, vol. 6, no. 2, pp. 10-15, April 1993.
- [2] F. Aminifar, M. Fotuhi-Firuzabad, M. Shahidehpour, A. Khodaei, "Observability enhancement by optimal PMU placement considering random power system outages," *Energy Syst.*, no. 2, pp. 45-65, 2011.
- [3] T. L. Baldwin, L. Mili, M. B. Boisen, R. Adapa, "Power system observability with minimal phasor measurement placement," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 8, no. 2, pp. 707-715, May 1993.
- [4] F. Aminifar, C. Lucas, A. Khodaei, M. Fotuhi-Firuzabad, "Optimal placement of phasor measurement units using immunity genetic algorithm," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 24, no. 3, pp. 1014-1020, Jul. 2009.
- [5] M. Hajian, A. M. Ranjbar, T. Amraee, B. Mozafari, "Optimal placement of PMUs to maintain network observability using a modified BPSO algorithm," *Int. J. Elect. Power Energy Syst.*, vol. 33, no. 1, pp. 28-34, 2011.
- [6] S. Chakrabarti, E. Kyriakides, "Optimal placement of phasor measurement units for power system observability," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 23, no. 3, pp. 1433-1440, Aug. 2008.
- [7] S. Chakrabarti, E. Kyriakides, D. G. Eliades, "Placement of synchronized measurements for

همانطور که انتظار می‌رفت، در اثر حضور این اندازه‌گیرها، تعداد واحدهای فازوری مورد نیاز کاهش می‌یابد. از طرفی بر خلاف انتظار، اندازه‌گیر ولتاژ و لثاژ کمترین اثر را بر پاسخ‌ها داشته است. انتظار رایج از آنجا ناشی می‌شد که در اثر قرارگیری اندازه‌گیر ولتاژ در یک شین، ولتاژ آن شین اندازه‌گیری شده و شین مذکور مشاهده‌پذیر می‌گردد. لذا به نظر می‌رسید که تعداد واحدهای فازوری مورد نیاز نیز کاهش یابد. با این همه، از آنجایی که اندازه‌گیر ولتاژ قادر به محاسبه جریان خطوط نمی‌باشد و با توجه به حضور اندازه‌گیرهای توان انتقالی و توان تزریقی، که ماهیت آن‌ها مبتنی بر جریان خطوط است، اثر اندازه‌گیر ولتاژ در این آزمون کمتر از حد انتظار نتیجه گرفته شده است.

آخرین ردیف جدول (۷) نتایج حاصل از رویکرد دوهدفه پیشنهادی را در حضور اندازه‌گیرهای غیرسنکرون نشان می‌دهد. همانطور که مشاهده می‌شود، ۱۴ واحد فازوری برای مشاهده‌پذیری این شبکه لازم است که نسبت به پاسخ ارائه‌شده در جدول (۵) حدوداً ۲۱٪ کاهش یافته است. در حقیقت، اثر اندازه‌گیری‌های سنتی در محاسبات ریسک مشاهده‌پذیری، به دلیل ایجاد افزونگی، بیشتر از حالت تک‌هدفه بوده و تعداد واحدهای فازوری را بیشتر کاهش می‌دهد.

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله مسأله مکان‌یابی واحدهای اندازه‌گیری فازور با استفاده از یک رویکرد دوهدفه جدید به منظور کمینه‌سازی هم‌زمان هزینه‌ها و ریسک مشاهده‌پذیری خطوط مورد بررسی قرار گرفت. برای این منظور، مجموعه نایقینی‌های تحمل‌شده به مسأله فرمول‌بندی شده و احتمال مشاهده‌پذیری هر یک از خطوط ارائه شد. سپس، با استفاده از شبیه‌سازی مونت کارلو، ریسک احتمال مشاهده‌پذیری هر آرایش از واحدهای فازوری تعیین شد. با اعمال مدل پیشنهادی به چندین شبکه آزمون *IEEE*، کارایی رویکرد پیشنهادی در قالب چندین سناریو

- [16] K.Lien, C. Liu, "Transmission network fault location observability with minimal PMU placement," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 21, no. 3, Jul. 2006.
- [17] B. Milosevic, M. Begovic, "Nondominated sorting genetic algorithm for optimal phasor measurement placement," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 18, no. 1, pp. 69–75, Feb. 2003.
- [18] K. Jamuna, K.S. Swarup, "Multi-objective biogeography based optimization for optimal PMU placement," *Applied Soft Computing*, vol. 12, no. 5, pp. 1503–1510, 2012.
- [19] C. Peng, H. Sun, J. Guoa, "Multi-objective optimal PMU placement using a non-dominated sorting differential evolution algorithm," *Int. J. Elect. Power Energy Syst.*, vol. 32, no. 8, pp. 886–892, Oct. 2010.
- [20] A. Ketabi, S. M. Nosratabadi, M. R. Sheibani, "Optimal PMU placement with uncertainty using pareto method," *Mathematical Problems in Engineering*, vol. 2012, pp. 1-14, 2012.
- [21] F. Aminifar, M. Fotuhi-Firuzabad, A. Safdarian, and M. Shahidehpour, "Observability of Hybrid AC/DC Power Systems with Variable-Cost PMUs," *IEEE Trans. on Power Del.*, vol. 29, no.1, pp. 345-352, 2014.
- [22] F. Aminifar, M. Fotuhi-Firuzabad, and A. Safdarian, "Optimal PMU Placement based on Probabilistic Cost/Benefit Analysis," *IEEE Trans. on Power Syst.*, vol. 28, no. 1, pp. 566-567, 2013.
- [23] H. Falaghi, M. Ramezani, C. Singh, M-R. Haghifam, "Probabilistic assessment of TTC in power systems including wind power generation," *IEEE Systems Journal*, vol. 6, no. 1, pp. 181–190, 2012.
- [24] A. Konak, D. W. Coit, A.E. Smith, "Multi-objective optimization using genetic algorithms: A tutorial," *Reliability Engineering & System Safety*, vol. 91, pp. 992–1007, 2006.
- [25] M-R. Haghifam, H. Falaghi, O.P. Malik, "Risk-based distributed generation placement," *IET Gener. Transm. Distrib.*, vol. 2, no. 2, pp. 252–260, 2008.
- power system observability," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 24, no. 1, pp. 12–19, Jan. 2009
- [8] J. B. Gou, "Generalized integer linear programming formulation for optimal PMU placement," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 23, no. 3, pp. 1099–1104, Aug. 2008.
- [9] F. Aminifar, A. Khodaei, M. Fotuhi-Firuzabad, M. Shahidehpour, "Contingency-Constrained PMU Placement in Power Networks," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 25, no. 1, pp. 516-523, 2010.
- [10] M. Esmaili, K. Gharani, and H. A. Shayanfar, "Redundant observability PMU placement in the presence of flow measurements considering contingencies," *IEEE Trans. Power Syst.*, pp. 1-9, Early access, 2013.
- [11] S. Azizi, G. B. Gharehpetian, A. S. Dobakhshari, "Optimal integration of phasor measurement units in power systems considering conventional measurements," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 4, no. 2, pp. 1113-1121, Jun. 2013.
- [12] S.M. Mazhari, H. Monsef, H. Lesani, A. Fereidunian, "A multi-objective PMU placement method considering measurement redundancy and observability value under contingencies," *IEEE Trans. Power Systems*, vol. 28, no. 3, pp. 2136-2146, 2013.
- [13] F. Aminifar, M. Fotuhi-Firuzabad, M. Shahidehpour, A. Khodaei, "Probabilistic multistage PMU placement in electric power systems," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 26, no. 2, pp. 841–849, Jan. 2011.
- [14] F. Aminifar, S. Bagheri-Shouraki, M. Fotuhi-Firuzabad, M. Shahidehpour "Reliability modeling of PMUs using fuzzy sets," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 25, no. 4, pp. 2384–2390, Jan. 2010.
- [15] R. F. Nuqui and A. G. Phadke, "Phasor measurement unit placement techniques for complete and incomplete observability," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 20, no. 4, pp. 2381–2388, Oct. 2005.

تحلیل فاصله خطای استراتژی ناوبری تناسبی با بازخورد شتاب و سرعت زاویه بدنه با استفاده از روش الحاقی

سید حمید جلالی نائینی^۱

^۱ استادیار، دانشکده مهندسی مکانیک، گروه هوافضا، دانشگاه تربیت مدرس، shjalalinaini@modares.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۱/۱۲/۲۲، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۲/۳/۵)

چکیده: در این مقاله، حل تحلیلی فاصله خطای استراتژی بهبود یافته ناوبری تناسبی با بازخورد سرعت زاویه بدنه و شتاب جانبی در حضور اثر رادوم و نویز جستجوگر با استفاده از روش الحاقی ارائه شده است. دینامیک سیستم کنترل با یک تابع تبدیل مرتبه اول مدل شده است. با فرضیات مذکور، تابع تبدیل از نرخ چرخش خطدید به شتاب جانبی بصورت یک تابع تبدیل مرتبه اول بدست می آید. بنابراین، ضریب ناوبری معادل و ثابت زمانی معادل آن بر حسب شیب رادوم و ضرایب قانون هدایت حاصل می شود. در نتیجه، اثرات رادوم، بازخورد شتاب جانبی و مشتق آن در ثابت زمانی و ضریب ناوبری معادل و در نتیجه فاصله خطا حاصل می آید. روابط منتج با تحلیل عددی آماري صحه گذاری شده است. در ادامه، ضرایب قانون هدایت مذکور به منظور بهبود عملکرد هدایت تناسبی بصورت متغیر، طراحی و ارائه شده است که سبب افزایش محدوده پایداری و کاهش فاصله خطا می شود.

کلمات کلیدی: فاصله خطا، اثر رادوم، نویز جستجوگر، روش الحاقی

Miss Distance Analysis of Proportional Navigation Strategy with Acceleration and Body Rate Feedback using Adjoint Method Seyed Hamid Jalali Naini

Abstract: This paper presents analytical solution of miss distance of a proportional navigation (PN) modified with body rate and lateral acceleration feedback using adjoint method in the presence of radome effect and seeker noise. The control system dynamics is modeled by a first-order transfer function. Therefore, the transfer function from line-of-sight rate to lateral acceleration is derived as a first-order transfer function, for which the equivalent time constant and gain are obtained in terms of radome slope and guidance coefficients. Consequently, the miss distance relations due to radome slope and seeker noise are obtained in terms of the radome slope and the acceleration and its rate feedback. The resulting relations are verified using statistical analysis. Moreover, the guidance law coefficients are designed as variables to enhance the PN performance, thereby increasing the stability region and reducing the miss distance.

Keywords: Miss distance, radome effect, seeker noise, adjoint method.

هوا و هوا به هوا دارد [۱]. در این قانون هدایت، دستور شتاب متناسب با نرخ چرخش خطدید اعمال می شود. به منظور بهبود عملکرد هدایت تناسبی، استراتژیهای متعددی تاکنون معرفی شده است. تحلیل فاصله خطا در اصابت (یا به اختصار فاصله خطا) برای هدایت تناسبی در مراجع موجود است؛ اما بررسی کامل عددی یا تحلیلی برای هر یک از این

۱- مقدمه

هدایت ناوبری تناسبی (یا به اختصار هدایت تناسبی) و استراتژیهای بهبود یافته آن کاربرد زیادی در هدایت پایانی موشکهای رهگیر زمین به

همانطور که اشاره شد، عوامل متعددی در فاصله خطای دخیل هستند که طراحی هدایت تناسبی با یک (یا دو پارامتر) برای ارضای فاصله خطای مطلوب را دشوار یا ناممکن می‌کند. بطور مثال با استفاده از هدایت تناسبی (بدون تغییر ضریب ناوبری یا ثابت زمانی) نمی‌توان موشک را برای ارتفاع پایین و بالا طراحی کرد. ارتفاعات پایین و بالا هر کدام ملاحظات خاص خود را دارد [۱۲، ۱۳]. با استفاده از تغییر این پارامترها، شرایط بهتر می‌شود؛ اما هنوز طراحی دشوار است. جبران اثر رادوم می‌تواند، عملکرد هدایت تناسبی را تا حد زیادی بهبود بخشد. یکی از روشهای شناخته شده کلاسیک برای جبران اثر رادوم، بازخورد سرعت زاویه بدنه است [۱۳]. البته تاکنون روشهای مدرن، اتفاقی و فیلترینگ متعددی برای جبران اثر رادوم در منابع آمده است [۱۸-۱۴]. همچنین استفاده از استراتژیهای بهبود یافته هدایت تناسبی می‌تواند، طراحی برای افزایش پوشش ارتفاع را بهبود دهد. در این خصوص می‌توان به قوانین هدایت تناسبی شبه کلاسیک و نو کلاسیک [۱۰] اشاره نمود.

در تحقیق حاضر، استراتژی هدایت تناسبی با بازخورد شتاب جانبی (و نرخ آن) مد نظر است که می‌تواند به نوعی در طبقه‌بندی هدایت تناسبی نو کلاسیک قرار گیرد. بنابراین پس از ذکر مقدمات در بخش اول، فرضیات و مدلسازی با بازخورد سرعت زاویه بدنه برای تقلیل اثر رادوم در بخش دوم تشریح می‌شود. در صورتی که سیستم کنترل مرتبه اول فرض شود، می‌توان نشان داد که تابع تبدیل معادل بصورت مرتبه اول می‌شود و لذا حل تحلیلی فاصله خطای با استفاده از روش الحاقی براحتی استخراج می‌شود که این موضوع در بخش سوم آمده است. استخراج ضرایب معادل برای ضریب ناوبری و ثابت زمانی، امکان استخراج روابطی برای محاسبه ضرایب قانون هدایت مذکور را میسر می‌سازد. روابط مذکور در بخش چهارم با ذکر مثالهایی ارائه شده است. نوآوری مقاله که در بخش سوم و چهارم آمده است در بخش پنجم جمع‌بندی و نتیجه‌گیری می‌شود.

۲- معادلات خطی شده هدایت

مطابق شکل ۱، دیاگرام بلوکی مسئله خطی شده هدایت و کنترل نمایش داده شده است که در آن S متغیر حوزه لاپلاس است. برای خطی‌سازی معادلات فرض می‌شود که زاویه خط‌دید (λ) کوچک باقی می‌ماند و از رابطه $\lambda = y / v_c t_{go}$ تقریب زده می‌شود که در آن، v_c سرعت نزدیک شدن موشک به هدف است که ثابت فرض شده و t_{go} زمان باقیمانده تا اصابت (یا کمترین فاصله) است $(t_{go} = t_f - t)$. در این بررسی، زمان نهایی t_f معلوم فرض می‌شود. همچنین شتاب موشک (n_M) و شتاب هدف (n_T) در خطی‌سازی تنها در راستای y نوشته می‌شود.

استراتژیها در دسترس نمی‌باشد. استخراج و توسعه روابط تحلیلی برای تخمین فاصله خطای این امکان را فراهم می‌سازد تا علاوه بر تحلیل مسئله و افزایش دید طراح، بتوان روابطی برای پارامترهای طراحی استخراج نمود تا محدوده پایداری و دقت عملکرد آنها را با توجه به تغییر سرعت و ارتفاع موشک، افزایش دهد.

عوامل متعددی در فاصله خطای دخیل هستند؛ مانند اثر اشباع شتاب، اثر رادوم، مانور هدف، خطای سمت اولیه، مرتبه سیستم هدایت و کنترل و نویز ردیابی جستجوگر [۴-۲]. اکثر تحلیلهای موجود در منابع تنها یک یا چند اثر را برای محاسبه فاصله خطای در نظر گرفته‌اند. تحلیل فاصله خطای در منابع در دسترس، عموماً با شبیه‌سازی عددی (معادلات اصلی با بعد یا بی‌بعد شده)، روش الحاقی، انتشار کوواریانس و یا شبیه‌سازی مونت کارلو انجام شده است [۹-۵]. روش الحاقی با یکبار اجرای کد حل عددی، فاصله خطای را به ازای تمام زمانهای برخورد (یا فواصل اولیه) مختلف تولید می‌کند. محدودیت اصلی روش الحاقی و انتشار کوواریانس، خطی‌سازی المانهایی سیستم است [۴]. لذا اصولاً این دو روش برای قوانین هدایت و کنترل غیرخطی و یا اعمال المانهایی غیرخطی نمی‌تواند بکار رود. البته روش الحاقی برای تحلیل مسائل خطی با ورودیهای اتفاقی ابزار بسیار مناسبی است.

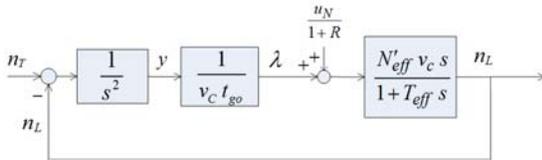
معادلات کلی حل تحلیلی برای روش الحاقی در مرجع [۹] آورده شده است. حل این معادلات بطور معمول منجر به حل انتگرالهای لاپلاس معکوس توابع تبدیل متعالی (Transcendental) می‌شود که حل عمومی ندارد. البته حل تحلیلی با فرض سیستم کنترل مرتبه اول بصورت تحلیلی وجود دارد [۴]. برای سیستمهای با مرتبه بالاتر ممکن است برای حل انتگرالهای لاپلاس معکوس توابع تبدیل متعالی از حل عددی استفاده شود. در مرجع [۱۰] نمودارهایی بطور نمونه با استفاده از حل عددی انتگرالهای مذکور ارائه شده است. همانطور که انتظار می‌رود، نمودارهای حاصل از حل عددی تنها برای مقادیر مشخصی از پارامترها حاصل می‌شود. البته روش ساده‌تر، حل عددی معادلات حالت با استفاده از روش الحاقی است. بطور نمونه، در این روش می‌توان انحراف معیار فاصله خطای ناشی از هر یک از منابع خطای را بر حسب خطای رادوم یا حاصلضرب ضریب خطای رادوم در نسبت سرعت نزدیک شدن به سرعت موشک مطابق مرجع [۱۱] رسم نمود. البته این نمودارها به ازای مقادیر مشخص ضریب ناوبری و ثابت زمانی نرخ چرخش حاصل می‌شود که تعداد زیادی نمودار می‌شود. عبارت دقیق‌تر، به ازای هر ضریب ناوبری و نسبت ثابت زمانی نرخ چرخش به ثابت زمانی سیستم کنترل، یک نمودار بدست می‌آید. هر نقطه این نمودارها حاصل یکبار اجرای کد شبیه‌سازی سیستم الحاقی است که با در حلقه قرار دادن آن می‌تواند یک نمودار را رسم نمود. البته در صورتی که تعداد پارامترهای قانون هدایت افزوده شود، بطور مثال، استراتژیهای هدایت تناسبی با تعداد پارامترهای بیشتر، استفاده شود، با افزایش تعداد نمودارها، طراحی و تحلیل دشوارتر می‌شود.

$$n_c = N'v_c(\dot{\lambda}_m + K_B\dot{\theta}) - N'_L(1 + \tau s)n_L \quad (۴)$$

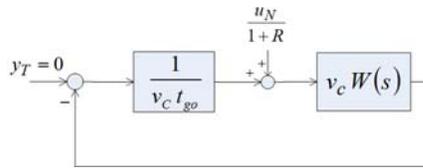
که در آن، N' ضریب ناوبری هدایت تناسبی، N'_L ضریب شتاب جانبی، τ ثابت زمانی مشتق گیر و K_B بهره بازخورد سرعت زاویه بدنه در قانون هدایت است. تابع تبدیل سیستم کنترل موشک نیز با یک تابع تبدیل مرتبه اول مدل می شود:

$$\frac{n_L(s)}{n_c} = \frac{1}{1 + Ts} \quad (۵)$$

که در آن، T ثابت زمانی سیستم کنترل است.



شکل ۲: دیاگرام بلوکی ساده شده در شکل ۱



شکل ۳: تبدیل دیاگرام بلوکی مسئله به شکل استاندارد برای روش الحاقی

۳- حل تحلیلی فاصله خطا

ابتدا دیاگرام بلوکی شکل ۱ بصورت شکل ۲ ساده می شود که در آن ضریب ناوبری مؤثر و ثابت زمانی مؤثر به ترتیب برابرند با:

$$N'_{eff} = \frac{N'(1 + R)}{1 + N'_L + K_{eq}} \quad (۶)$$

$$T'_{eff} = \frac{T + N'_L\tau + K_{eq}T_\alpha}{1 + N'_L + K_{eq}} \quad (۷)$$

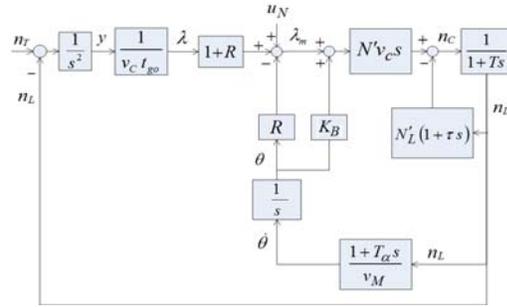
که در آن

$$K_{eq} = N'C_R, \quad C_R = \frac{v_c R_{eq}}{v_M} \quad (۸)$$

$$R_{eq} = R - K_B \quad (۹)$$

حال دیاگرام بلوکی شکل ۲ به شکل استاندارد برای استخراج روابط روش الحاقی تبدیل می شود (شکل ۳). بنابراین، تابع تبدیل $W(s)$ در شکل ۳ بصورت زیر نوشته می شود:

$$W(s) = \frac{1}{s^2 v_c} \frac{n_L(s)}{\lambda} = \frac{N'_{eff}}{s(1 + T'_{eff}s)} \quad (۱۰)$$



شکل ۱: دیاگرام بلوکی مسئله خطی شده

در مسئله خطی شده فرض می شود که شتاب جانبی و شتاب موشک برابر هستند ($n_M = n_L$). راستای y عمود بر خط دید اولیه منظور می شود و مقدار آن، همان فاصله هدف نسبت به موشک در راستای عمود بر خط دید اولیه است.

در اثر عبور پرتوهای الکترومغناطیس از دماغه غیرفلزی موشک، پرتوی عبوری به اندازه زاویه r_{dome} منحرف می شود. تغییرات زاویه r_{dome} نسبت به $(\lambda - \theta)$ خطی فرض شده و شیب آن با R نمایش داده می شود [۴] بعبارت دیگر، $r_{dome} = R(\lambda - \theta)$ که در آن، زاویه محور طولی موشک با امتداد مرجع (امتداد افق) با θ نمایش داده شده است. بنابراین زاویه خط دید اندازه گیری شده بصورت زیر نوشته می شود:

$$\lambda_m = \lambda + r_{dome} + u_N = (1 + R)\lambda - R\theta + u_N \quad (۱)$$

که در آن، u_N نویز اندازه گیری زاویه خط دید است و بصورت زیر لحاظ می شود [۴]:

$$u_N = \frac{u_{GL}}{v_c t_{go}} + u_{FN} + \frac{v_c t_{go}}{R_A} u_{RN} + \left(\frac{v_c t_{go}}{R_A}\right)^2 u_{RNA} \quad (۲)$$

که در آن، u_{GL} ورودی نویز تابش (Glint)، u_{FN} ورودی نویز مستقل از فاصله (فاصله موشک تا هدف)، u_{RN} ورودی نویز وابسته به فاصله برای سیستم نیمه فعال و u_{RNA} ورودی نویز وابسته به فاصله برای سیستم فعال هستند. این ورودیها بصورت نویز سفید فرض شده و چگالی طیفی توان آنها با Φ و همان اندیس ورودی متناظر نمایش داده می شود. چگالی طیفی نویزهای وابسته به فاصله به ازای یک فاصله مرجع R_A داده می شود.

برای تکمیل بلوک دیاگرام هدایت و کنترل، نیاز به محاسبه زاویه θ است که با استفاده از ثابت زمانی نرخ چرخش T_α و از طریق رابطه زیر محاسبه می شود [۴]:

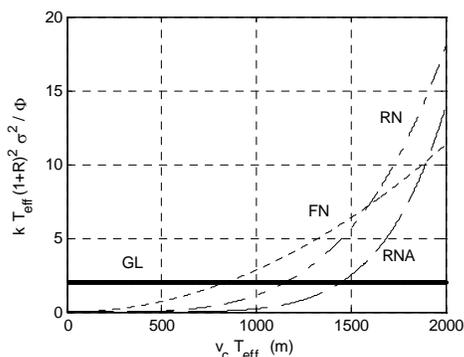
$$\frac{\dot{\theta}}{n_L} = \frac{1 + T_\alpha s}{v_M} \quad (۳)$$

که در آن، v_M سرعت موشک است. دستور شتاب قانون هدایت نیز بصورت زیر لحاظ می شود:

میانگین مربعات فاصله خطا بر حسب $v_c T_{eff}$ در شکل ۵ برای سیستم هدایت راداری فعال و همچنین نیمه فعال با استفاده از رابطه (۱۶) به ازای $\alpha_{RNA} = 2 \times 10^{-6}$, $\alpha_{RN} = 2 \times 10^{-6}$, $\alpha_{FN} = 5 \times 10^{-9}$ و $N'_{eff} = 3$ ترسیم شده است. همانطور که از این شکل ملاحظه می شود با افزایش $v_c T_{eff}$ مقدار فاصله خطا (rms) افزایش می یابد. البته به ازای مقادیر مفروض، عمده خطا به ازای $v_c T_{eff} < 2500$ m ناشی از u_{GL} است و با افزایش آن از مقدار ۲۵۰۰، خطاهای ناشی از نویزهای دیگر ظاهر می شود.

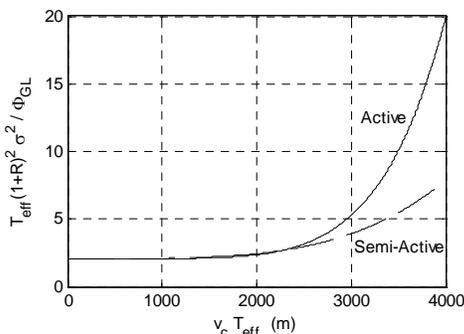
جدول ۱: ضرایب روابط میانگین فاصله خطا

N'_{eff} \ K	3	4	5
K_{GL}	1.44	1.71	1.94
K_{FN}	0.532	0.561	0.588
K_{RN}	1.06	1.10	1.15
K_{RNA}	4.66	4.68	4.82



شکل ۴: میانگین مجذور فاصله خطا ناشی از چهار نویز جستجوگر

بر حسب $v_c T_{eff}$ به ازای $N'_{eff} = 3$.



شکل ۵: میانگین مجذور فاصله خطای بی بعد ناشی از نویز جستجوگر

بر حسب $v_c T_{eff}$ به ازای $N'_{eff} = 3$.

حل تحلیلی روش الحاقی برای دیاگرام بلوکی شکل ۳ در مراجع آمده است. بطور نمونه با جایگذاری برای $W(s)$ از رابطه (۱۰) در روابط مرجع [۴] و همچنین اصلاح ورودی نویز با ضریب $1/(1+R)$ ، حل تحلیلی فاصله خطا بدست می آید (به تفاوت ورودیهای نویز در دو شکل ۱ و ۳ توجه شود):

$$\sigma_{GL} = \frac{K_{GL}(N'_{eff})}{1+R} \sqrt{\Phi_{GL}/T_{eff}} \quad (11)$$

$$\sigma_{FN} = \frac{K_{FN}(N'_{eff})v_c}{1+R} \sqrt{T_{eff}\Phi_{FN}} \quad (12)$$

$$\sigma_{RN} = \frac{K_{RN}(N'_{eff})v_c^2}{(1+R)R_A} \sqrt{T_{eff}^3\Phi_{RN}} \quad (13)$$

$$\sigma_{RNA} = \frac{K_{RNA}(N'_{eff})v_c^3}{(1+R)R_A^2} \sqrt{T_{eff}^5\Phi_{RNA}} \quad (14)$$

لازم به ذکر است که حلهای مذکور، انحراف معیار فاصله خطا ناشی از ورودیهای نویز به ازای شرایط حالت ماندگار را نتیجه می دهد (بعبارت دیگر، زمان نهایی باید بزرگتر از مقدار مشخصی، متناظر با تقریب عملی زمان حالت ماندگار باشد). ضرایب K نیز تابعی از N'_{eff} است و مقادیر آن به ازای سه مقدار $N'_{eff} = 3, 4, 5$ در جدول ۱ آمده است. البته بعلاوه مشابه حل مذکور، جدول ۱ مشابه نتایج مرجع [۴] است. در شکل ۴ با استفاده از روابط اخیر، نمودارهای میانگین مربعات فاصله خطا ناشی از چهار نویز مذکور بر حسب $v_c T_{eff}$ به ازای $N'_{eff} = 3$ ترسیم شده است. در این شکل، اعمال ضریب k برای اصلاح مقیاس جهت ترسیم چهار نمودار در یک شکل می باشد.

$$\begin{aligned} k_{GL} &= 1, & k_{RN} &= 10^{-12} R_A^2 \\ k_{FN} &= 10^{-5}, & k_{RNA} &= 10^{-20} R_A^4 \end{aligned} \quad (15)$$

همانطور که از نمایش روابط (۱۴-۱۱) در شکل ۴ مشخص است،

میانگین مربعات خطای ناشی از نویزها با توانهای مختلفی از $v_c T_{eff}$ مرتبط است. بنابراین، میانگین مربعات فاصله خطا ناشی از نویزهای مذکور بصورت زیر نوشته می شود:

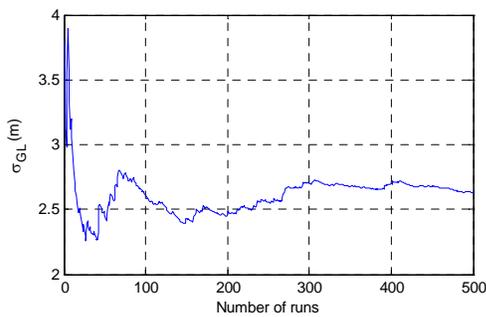
$$\begin{aligned} \frac{T_{eff}(1+R)^2\sigma^2}{\Phi_{GL}} &= K_{GL}^2(N'_{eff}) + \alpha_{FN}(v_c T_{eff})^2 K_{FN}^2(N'_{eff}) \\ &+ \alpha_{RN} \frac{K_{RN}^2(N'_{eff})}{R_A^2} (v_c T_{eff})^4 \\ \text{OR} &+ \alpha_{RNA} \frac{K_{RNA}^2(N'_{eff})}{R_A^4} (v_c T_{eff})^6 \end{aligned} \quad (16)$$

که در آن σ انحراف معیار (ریشه میانگین مربعات) فاصله خطا ناشی از نویزهای جستجوگر است. همچنین ضرایب α از روابط زیر محاسبه می شود:

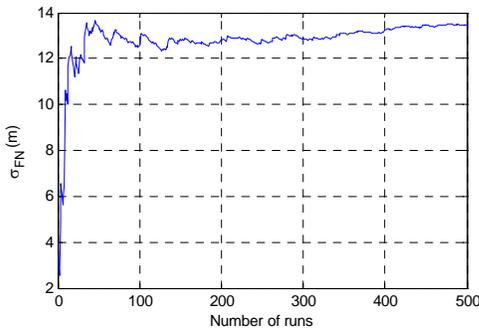
$$\Phi_i = \alpha_i \Phi_{GL} \quad i = FN, RN, \text{ or } RNA \quad (17)$$

شده است. همچنین نتایج مشابهی برای نویز وابسته به فاصله (برای سیستم فعال یا نیمه فعال) بدست می آید.

لازم به ذکر است که در اکثر مراجعی که اثر رادوم را بررسی کرده اند از رابطه $r_{\text{dome}} = R\theta_H$ استفاده شده است (θ_H زاویه محور جستجوگر با محور طولی موشک است). تقریباً تمام تحلیل های کتاب [۴] و کارهای قبلی نویسنده آن از همین رابطه استفاده کرده است؛ اما در پیوست کتاب مذکور ذکر شده است که فرم صحیح بصورت $r_{\text{dome}} = R(\lambda - \theta)$ است و تنها ذکر شده که نتایج تفاوت زیادی نمی کند. البته تابع تبدیل (۱۰) نشان می دهد که ضریب ناوبری با ضریب $(1 + R)$ ظاهر می شود و در مخرج روابط (۱۱-۱۴) نیز ضریب $(1 + R)$ ظاهر می شود.



شکل ۷: میانگین مجذور فاصله خطای ناشی از نویز تابش.

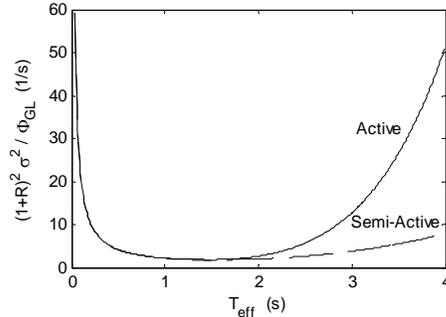


شکل ۸: میانگین مجذور فاصله خطا ناشی از نویز مستقل از فاصله.

در صورتی که در طراحی سیستم هدایت و بودجه بندی خطا، مقدار حداکثر σ مشخص شده باشد، پارامترهای طراحی بگونه ای انتخاب می شود که نامساوی زیر برقرار باشد:

$$T_{\text{eff}}^{-1} \left[K_{\text{GL}}^2 (N'_{\text{eff}}) \Phi_{\text{GL}} + (v_c T_{\text{eff}})^2 K_{\text{FN}}^2 (N'_{\text{eff}}) \Phi_{\text{FN}} + \frac{K_{\text{RNA}}^2 (N'_{\text{eff}})}{R_A^4} (v_c T_{\text{eff}})^6 \Phi_{\text{RNA}} \right] \leq (1+R)^2 \max(\sigma^2) \quad (20)$$

نامساوی فوق با استفاده از رابطه (۱۶) نوشته شده است. همانگونه که مشاهده می شود، استفاده از روابط (۱۱-۱۴) و (۱۶) برای انتخاب و



شکل ۶: میانگین مجذور فاصله خطای ناشی از نویز جستجوگر بر حسب

$$T_{\text{eff}} \text{ به ازای } v_c = 1500 \text{ m/s به } (N'_{\text{eff}} = 3).$$

در صورتی که نمودار میانگین مربعات فاصله خطا بر حسب T_{eff} نمایش داده شود (شکل ۶)، مشاهده می شود که مقدار میانگین مربعات فاصله خطا به ازای مقدار مشخصی از T_{eff} کمینه می شود. با استفاده از رابطه (۱۶) و محاسبه $\partial \sigma / \partial T_{\text{eff}} = 0$ می توان بطور تحلیلی مقدار بهینه T_{eff} برای کمینه سازی σ را برای سیستم نیمه فعال محاسبه نمود:

$$(v_c T_{\text{eff}}^*)^2 = \frac{-c_{\text{FN}} + \sqrt{c_{\text{FN}}^2 + 12c_{\text{GL}}c_{\text{RN}}}}{6c_{\text{RN}}} \quad (18)$$

که در آن

$$\begin{aligned} c_{\text{GL}} &= K_{\text{GL}}^2 (N'_{\text{eff}}) \Phi_{\text{GL}} \\ c_{\text{FN}} &= K_{\text{FN}}^2 (N'_{\text{eff}}) \Phi_{\text{FN}} \\ c_{\text{RN}} &= K_{\text{RN}}^2 (N'_{\text{eff}}) \Phi_{\text{RN}} / R_A^2 \end{aligned} \quad (19)$$

با جایگذاری برای T_{eff}^* از رابطه (۱۸) در رابطه (۱۶) مقدار حداقل σ بدست می آید. البته در تحلیل فاصله خطا در اصابت، می توان مانور تصادفی نیز برای هدف در نظر گرفت و مقدار بهینه T_{eff} را بدست آورد. تحلیل مشابهی در این زمینه در مرجع [۱۸] موجود است و روابط تقریبی استخراج شده است. البته در مرجع مذکور، اثر رادوم و ضرایب N'_L و τ لحاظ نشده است.

در ادامه، نمودارهای میانگین مجذور فاصله خطا ناشی از نویز تابش و نویز مستقل از فاصله با استفاده از شبیه سازی عددی و اجراهای متعدد آمده است که با نتایج حل تحلیلی ($\sigma_{\text{GL}} = 2.66, \sigma_{\text{FN}} = 13.25 \text{ m}$) مطابقت دارد (شکل های ۷ و ۸). در این نمودارها میانگین مربعات فاصله خطا بر حسب تعداد اجرای کد شبیه سازی ترسیم شده است. شبیه سازی عددی به ازای مقادیر زیر انجام شده است:

$$N' = 5, K_B = -0.03, N_L = 0.2, \tau = -0.5$$

$$T = 0.5, v_c = 500, v_M = 1000, T_\alpha = 5, R = -0.02$$

ورودی نویز تابش و نویز مستقل از فاصله نیز بصورت نویز گوسی سفید (با میانگین صفر) به ترتیب با چگالی طیفی توان ۱ و ۰/۰۰۵ منظور

پیش تعیین باشد. برای این منظور، مقدار ثابت زمانی مؤثر به ازای زمانی

که $C_R = -C_{Rmax}$ باشد برابر T_{eff1} و هنگامی که $C_R = C_{Rmax}$

باشد برابر T_{eff2} منظور می‌شود:

$$C_R = -C_{Rmax} \Rightarrow T_{eff} = T_{eff1} \quad (31)$$

$$C_R = C_{Rmax} \Rightarrow T_{eff} = T_{eff2} \quad (32)$$

البته توجه شود که زمان مذکور برای طراح نامعلوم فرض شده‌است؛ اما

فرض می‌شود تخمین خوبی از مقدار C_{Rmax} در دسترس است. با اعمال

شرایط اخیر در رابطه (۷) می‌توان نوشت:

$$T_{eff1} = \frac{T + N'_L \tau - N'_L T_\alpha C_{Rmax}}{1 + N'_L - N'_L C_{Rmax}} \quad (33)$$

$$T_{eff2} = \frac{T + N'_L \tau + N'_L T_\alpha C_{Rmax}}{1 + N'_L + N'_L C_{Rmax}} \quad (34)$$

$$\frac{T_{eff2} - T_{eff1}}{2N'_L C_{Rmax}} = \frac{(1 + N'_L)T_\alpha - T - N'_L \tau}{(1 + N'_L)^2 - (N'_L C_{Rmax})^2} \quad (35)$$

با استفاده از رابطه (۶) نیز ضریب ناوبری بصورت

$$N' = \frac{N'_{eff0} (1 + N'_L)}{1 + \hat{R}} \quad (36)$$

انتخاب می‌شود که در آن \hat{R} تخمین شیب رادوم است و N'_{eff0} مقدار

ضریب ناوبری مؤثر با فرض شیب رادوم صفر است. در نتیجه، ضریب

ناوبری مؤثر از رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$N'_{eff} = \frac{N'_{eff0}}{1 + \hat{R} + \frac{C_R}{1 + R} N'_{eff0}} \quad (37)$$

و یا

$$N'_{eff} \approx \frac{N'_{eff0}}{1 + C_R N'_{eff0}} \quad (38)$$

با جایگذاری برای N' از رابطه (۳۶) در رابطه (۷) می‌توان نوشت:

$$T_{eff} = \frac{(1 + \hat{R})(T + N'_L \tau) + N'_{eff0} C_R (1 + N'_L) T_\alpha}{(1 + \hat{R} + C_R N'_{eff0})(1 + N'_L)} \quad (39)$$

بنابراین

$$T_{eff1} = \frac{(1 + \hat{R})(T + N'_L \tau) - N'_{eff0} C_{Rmax} (1 + N'_L) T_\alpha}{(1 + \hat{R} - C_{Rmax} N'_{eff0})(1 + N'_L)} \quad (40)$$

$$T_{eff2} = \frac{(1 + \hat{R})(T + N'_L \tau) + N'_{eff0} C_{Rmax} (1 + N'_L) T_\alpha}{(1 + \hat{R} + C_{Rmax} N'_{eff0})(1 + N'_L)} \quad (41)$$

نکته‌ای که باید به آن توجه شود این است که یکی از شروط لازم برای

پایداری $c > 0$ است؛ بعبارت دیگر:

$$c = 1 + N'_L + N'_L C_R > 0 \quad (42)$$

با جایگذاری برای N' از رابطه (۳۶) در نامساوی اخیر می‌توان نوشت:

طراحی پارامترهای سیستم هدایت مفید است؛ اما رفتار فاصله خطا نسبت

به پارامترهای قانون هدایت در آن مشهود نیست. برای این منظور، ابتدا

پارامترهای زیر تعریف می‌شود:

$$N_1 = N'(1 + R) \quad (21)$$

$$c = 1 + N'_L + K_{eq} \quad (22)$$

$$X = 1 + N'_L \frac{\tau}{T} + \frac{T_\alpha}{T} K_{eq} \quad (23)$$

بنابراین، ضریب ناوبری مؤثر و ثابت زمانی مؤثر برحسب پارامترهای

جدید بصورت زیر نوشته می‌شود:

$$N'_{eff} = N_1 / c \quad (24)$$

$$T_{eff} = TX / c \quad (25)$$

با جایگذاری دو رابطه اخیر در روابط (۱۴-۱۱) می‌توان نوشت:

$$\frac{(1+R)^2 T \sigma_{GL}^2}{\Phi_{GL}} = K_{GL}^2 (N_1/c) \frac{c}{X} \quad (26)$$

$$\frac{(1+R)^2 T \sigma_{FN}^2}{\Phi_{FN}} = K_{FN}^2 (N_1/c) \left(\frac{X}{c}\right) (Tv_c)^2 \quad (27)$$

$$\frac{(1+R)^2 T \sigma_{RN}^2}{\Phi_{RN}} = \frac{K_{RN}^2 (N_1/c)}{R_A^2} \left(\frac{X}{c}\right)^3 (Tv_c)^4 \quad (28)$$

$$\frac{(1+R)^2 T \sigma_{RNA}^2}{\Phi_{RNA}} = \frac{K_{RNA}^2 (N_1/c)}{R_A^4} \left(\frac{X}{c}\right)^5 (Tv_c)^6 \quad (29)$$

در ادامه، رابطه میانگین مربعات فاصله خطا ناشی از نویزهای مذکور

آورده شده‌است:

$$\begin{aligned} \frac{(1+R)^2 T \sigma^2}{\Phi_{GL}} &= K_{GL}^2 (N_1/c) \frac{c}{X} \\ &+ \alpha_{FN} K_{FN}^2 (N_1/c) \left(\frac{X}{c}\right) (Tv_c)^2 \\ &+ \alpha_{RN} \frac{K_{RN}^2 (N_1/c)}{R_A^2} \left(\frac{X}{c}\right)^3 (Tv_c)^4 \\ &OR + \alpha_{RNA} \frac{K_{RNA}^2 (N_1/c)}{R_A^4} \left(\frac{X}{c}\right)^5 (Tv_c)^6 \end{aligned} \quad (30)$$

با استفاده از رابطه فوق، رسم کانتورهای فاصله خطای ثابت در نمودار

X بر حسب c مفید خواهد بود.

۴- طراحی ضرایب ناوبری هدایت تناسبی

در اینجا هدف این است که ضرایب ناوبری هدایت تناسبی بگونه‌ای

تعیین شود تا تغییرات ثابت زمانی مؤثر (یا معادل) T_{eff} بین دو مقدار از

پیش تعیین باشد. همچنین ضریب ناوبری مؤثر نیز تقریباً برابر مقدار از

که به ازای $T_\alpha > 1$ ناپایدار است.

در صورتی که با جبران شیب رادوم، خطای تخمین آن سبب

$$C_{Rmax} = 0.01 \text{ شود } (T = 0.5 \text{ و } N' = 5):$$

$$T_{eff1} = (10 - T_\alpha) / 19 \quad (54)$$

$$T_{eff2} = (10 + T_\alpha) / 21 \quad (55)$$

که واضح است به ازای $T_\alpha > 10$ ناپایدار است. همچنین به ازای $T_\alpha = 5$ می توان نوشت:

$$T_{eff1} = 0.2632, \quad T_{eff2} = 0.7143 \quad (56)$$

در این زمینه، تحلیل جالبی برای مقایسه حداقل ثابت زمانی مورد نیاز هدایت تناسبی برای موشک با بال و بدون بال در مرجع [۱۹] موجود است.

ب) هدایت تناسبی با بازخورد سرعت زاویه بدنه و شتاب

در این حالت، هدایت تناسبی با بازخورد سرعت زاویه بدنه و شتاب (به ازای $\tau = 0$) را در نظر بگیرید. بنابراین:

$$T_{eff1} = \frac{T - N'T_\alpha C_{Rmax}}{1 + N'_L - N'C_{Rmax}} \quad (57)$$

اگر $T_{eff1} = 0$ انتخاب شود، حداقل ثابت زمانی (مشابه حالت الف) برابر $T_{min} = N'T_\alpha C_{Rmax}$ می شود. بنابراین:

$$T_{eff2} = \frac{2N'T_\alpha C_{Rmax}}{1 + N'_L + N'C_{Rmax}} \quad (58)$$

در صورتی برای N' در رابطه فوق از رابطه (۳۶) جایگزین شود:

$$T_{eff2} = \frac{2N'_{eff0} C_{Rmax}}{1 + \hat{R} + N'_{eff0} C_{Rmax}} T_\alpha \quad (59)$$

رابطه اخیر تقریباً مشابه رابطه (۵۰) می شود. بطور مثال، به ازای $N'_{eff0} = 5$ و $C_{Rmax} = 0.1$ می توان نوشت:

$$T_{eff2} = T_\alpha / (1.5 + \hat{R}) \quad (60)$$

در این حالت ($\tau = 0$)، روابط T_{eff1} و T_{eff2} بصورت زیر نوشته می شود:

$$T_{eff1} = \frac{(1 + \hat{R})T - N'_{eff0} C_{Rmax} (1 + N'_L) T_\alpha}{(1 + \hat{R} - N'_{eff0} C_{Rmax})(1 + N'_L)} \quad (61)$$

$$T_{eff2} = \frac{(1 + \hat{R})T + N'_{eff0} C_{Rmax} (1 + N'_L) T_\alpha}{(1 + \hat{R} + N'_{eff0} C_{Rmax})(1 + N'_L)} \quad (62)$$

در این حالت، با تنظیم N'_L می توان مقدار دلخواه T_{eff1} را نتیجه داد. در ادامه با مثالی این موضوع نشان داده می شود.

$$(1 + N'_L) \left(1 + \frac{N'_{eff0} C_{Rmax}}{1 + \hat{R}} \right) > 0 \quad (43)$$

با توجه به این که $1 + N'_L > 0$ است، شرط لازم مذکور بصورت زیر بدست می آید:

$$\frac{N'_{eff0} C_{Rmax}}{1 + \hat{R}} < 1 \quad (44)$$

الف) هدایت تناسبی با بازخورد سرعت زاویه بدنه

در ابتدا هدایت تناسبی با بازخورد سرعت زاویه بدنه را در نظر بگیرید. بنابراین:

$$N'_{eff} = \frac{N'(1 + R)}{1 + N'C_R} \quad (45)$$

$$T_{eff} = \frac{T + N'C_R T_\alpha}{1 + N'C_R} \quad (46)$$

حداقل مقدار T_{eff1} با توجه به پایداری سیستم و خطای ناشی از نویز تابش تعیین می شود.

$$T_{eff1} = \frac{T - N'T_\alpha C_{Rmax}}{1 - N'C_{Rmax}} \quad (47)$$

با انتخاب T_{eff1} ، مقدار T_{eff2} از رابطه زیر محاسبه می شود:

$$T_{eff2} - T_{eff1} = \frac{2N'(T_\alpha - T)C_{Rmax}}{1 - (N'C_{Rmax})^2} \quad (48)$$

فرض کنید که $T_{eff1} = 0$ انتخاب شده و لذا حداقل ثابت زمانی باید برابر شود با:

$$T_{min} = N'T_\alpha C_{Rmax} \quad (49)$$

با جایگذاری مقادیر مفروض در رابطه (۳۴) می توان نوشت:

$$T_{eff2} = \frac{2N'T_\alpha C_{Rmax}}{1 + N'C_{Rmax}} \quad (50)$$

در این حالت و در صورت عدم تخمین شیب رادوم، مقدار T_{eff2} برای ارتفاع بالا مقدار زیادی می شود که سبب افزایش فاصله خطا می شود.

بطور مثال، به ازای $N' = 5$ و $C_{Rmax} = 0.1$ می توان نوشت:

$$T_{eff2} = T_\alpha / 1.5 \quad (51)$$

در صورتی که با جبران شیب رادوم، خطای تخمین آن سبب $C_{Rmax} = 0.01$ شود:

$$T_{eff2} = T_\alpha / 10.5 \quad (52)$$

که برای مقادیر بزرگ T_α (بطور مثال ۷۰ ثانیه) فاصله خطای مطلوبی بدست نمی دهد. حال فرض کنید $T = 0.5$ ، $N' = 5$ و

$C_{Rmax} = 0.1$ برای این حالت:

$$T_{eff1} = 1 - T_\alpha, \quad T_{eff2} = (1 + T_\alpha) / 3 \quad (53)$$

در عمل هم همینطور است)، تنظیم این پارامتر (N'_L یا N') می‌تواند سبب بهبود طراحی شود. توجه این که در روابط اخیر، N'_{eff0} ضریب ناوبری مؤثر از پیش تعیین است.

با توجه به این که به ازای مقادیر کوچک T_{eff} فاصله خطا ناشی از نویز تابش غالب شده‌است، اعمال ضریب تصحیحی با استفاده از شبیه-سازی عددی توصیه می‌شود. برای این منظور، تقریب بهتر برای چگالی طیفی توان بجای نویز سفید، استفاده از خروجی تابع تبدیل مرتبه اول با ثابت زمانی $1/w_g$ است (w_g فرکانس نصف توان نویز تابش است) که با نویز سفید تغذیه می‌شود [۲۰].

۵- نتیجه گیری

در این تحقیق، حل تحلیلی فاصله خطای استراتژی بهبودیافته ناوبری تناسبی با بازخورد سرعت زاویه بدنه، شتاب جانبی و نرخ آن در حضور اثر رادوم و نویز جستجوگر با استفاده از روش الحاقی استخراج شده‌است. دینامیک سیستم کنترل با یک تابع تبدیل مرتبه اول مدل شده‌است. عبارت دیگر، تابع تبدیل از دستور شتاب به شتاب جانبی یک تابع تبدیل مرتبه اول فرض شده‌است. در نتیجه با فرضیات مذکور، تابع تبدیل معادل سیستم از نرخ چرخش خطدیده به شتاب جانبی بصورت یک تابع تبدیل مرتبه اول بدست می‌آید. بهره این تابع تبدیل همان ضریب ناوبری معادل و ثابت زمانی آن، ثابت زمانی معادل می‌شود که بر حسب شیب رادوم و ضرایب قانون هدایت حاصل می‌شود. با توجه به این که تابع تبدیل معادل مذکور بصورت مرتبه اول منتج شده‌است، لذا با جایگذاری روابط حاصل برای ضریب ناوبری و ثابت زمانی معادل می‌توان از حل تحلیلی موجود در منابع بهره جست. لازم به ذکر است که در حل تحلیلی موجود در منابع، اثر رادوم و بازخورد شتاب جانبی لحاظ نشده‌است؛ اما در اینجا معادلات بگونه‌ای بدست آمد تا بتوان با حل تحلیلی موجود در منابع، معادل‌سازی کرد. با این کار، اثرات رادوم، بازخورد شتاب جانبی و مشتق آن در ثابت زمانی و ضریب ناوبری معادل و در نتیجه فاصله خطا ظاهر می‌شود. معادلات بدست آمده برای فاصله خطای موشک در اصابت ناشی از چهار نویز جستجوگر با شبیه‌سازی عددی آماري صحه‌گذاری شده‌است. با انتخاب محدوده ضریب ناوبری و ثابت زمانی معادل از روی فاصله خطای منتج از نویز جستجوگر و مانور هدف می‌توان ضرایب قانون هدایت را بصورت متغیر طراحی کرد. اگرچه معادلات بی‌بعد میانگین مجذور فاصله خطا برای سیستم کنترل مرتبه اول برقرار است، اما به نظر می‌رسد روابط منتج برای ضرایب قانون هدایت برای سیستم واقعی قابل استفاده است. البته روابط حاصل برای ضرایب قانون هدایت باید برای سیستم با مرتبه بالاتر و همچنین مدل واقعی تنظیم و اصلاح شود. برای این منظور، با بازخورد شتاب جانبی و نرخ آن در قانون هدایت، یک پارامتر اضافی بوجود می‌آید که می‌تواند برای تنظیم قانون هدایت برای سیستم واقعی استفاده شود.

$$T_{eff1} = 0 \Leftrightarrow N'_L = -1 + \frac{(1 + \hat{R})T}{N'_{eff0} C_{Rmax} T_\alpha} \quad (63)$$

با اعمال شرط اخیر:

$$T_{eff2} = \frac{2N'_{eff0} C_{Rmax} T_\alpha}{1 + \hat{R} + N'_{eff0} C_{Rmax}} \quad (64)$$

البته در این حالت (بر خلاف مورد الف) نیازی به کاهش یا افزایش ثابت زمانی T نیست. حال فرض کنید $T = 0.5$ ، $N'_{eff0} = 5$ و $C_{Rmax} = 0.1$. با تقریب $1 + \hat{R} \approx 1$ می‌توان نوشت:

$$T_{eff1} = \frac{1}{1 + N'_L} - T_\alpha \quad (65)$$

$$T_{eff2} = \frac{T_{eff1} + 2T_\alpha}{3} \quad (66)$$

بنابراین با مقایسه با روابط (۵۱) و (۵۳) می‌توان گفت که استفاده از ضریب N'_L سبب بهبود طراحی می‌شود.

ج) هدایت تناسبی با بازخورد سرعت زاویه بدنه، شتاب و نرخ شتاب

در این حالت، هدایت تناسبی با بازخورد سرعت زاویه بدنه، شتاب و نرخ آن (به ازای $\tau \neq 0$) بررسی می‌شود. فرض کنید T_{eff1} با توجه به پایداری سیستم و خطای ناشی از نویز تابش $T_{eff1} > 0$ انتخاب شده است. بنابراین با استفاده از رابطه (۳۳) می‌توان نوشت:

$$N'_L \tau = N'(T_\alpha - T_{eff1}) C_{Rmax} + (1 + N'_L) T_{eff1} - T \quad (67)$$

در اینصورت، ثابت زمانی مؤثر از رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$T_{eff} = \frac{(1 + N'_L) T_{eff1} + N'(T_\alpha - T_{eff1}) C_{Rmax} + N' C_R T_\alpha}{1 + N'_L + N' C_R} \quad (68)$$

با جایگذاری برای N' از رابطه (۳۶) در رابطه فوق می‌توان نوشت:

$$T_{eff} = \frac{(1 + \hat{R}) T_{eff1} + N'_{eff0} C_{Rmax} (T_\alpha - T_{eff1}) + N'_{eff0} C_R T_\alpha}{1 + \hat{R} + C_R N'_{eff0}} \quad (69)$$

البته مقدار دقیق C_R برای طراح مشخص نیست. حال به ازای زمانی که $C_R = C_{Rmax}$ باشد، ثابت زمانی مؤثر برابر T_{eff2} منظور می‌شود:

$$T_{eff2} = \frac{(1 + \hat{R}) T_{eff1} + N'_{eff0} C_{Rmax} (2T_\alpha - T_{eff1})}{1 + \hat{R} + C_{Rmax} N'_{eff0}} \quad (70)$$

به ازای $T_{eff1} = 0$ رابطه اخیر مشابه رابطه (۵۹) در حالت ب می‌شود؛ اما ضریب N'_L هنوز تعیین نشده‌است. البته باید توجه داشت که ضریب N'_L در محاسبه N'_{eff} مطابق رابطه (۳۷) تاثیری ندارد؛ اما ضریب N' تابعی از N'_L می‌شود. در صورتی که سیستم مرتبه اول فرض نشود (که

- مراجع
- [11] F. W. Neslin, and P. Zarchan, "Radome Induced Miss Distance in Aerodynamically Controlled Homing Missiles," AIAA Guidance and Control Conference, AIAA-84-1845, USA, 1984.
- [12] F. W. Neslin, and P. Zarchan, "Missile Guidance Design Tradeoffs for High Altitude Air Defense," Journal of Guidance, Control, and Dynamics, Vol. 6. No. 3, 1983, pp. 207-212.
- [13] F. W. Neslin, "Missile Guidance for Low-Altitude Air Defense," Journal of Guidance and Control, Vol. 2. No. 4, 1979, pp. 283-289.
- [14] C. L. Lin, "Stability Analysis of Radome Error and Calibration Using Neural Network," IEEE Transactions on AES, Vol. 37, No. 4, 2001, pp.1442-1450.
- [15] P. Gurfil, and J. Kasdin, "Improving Missile Guidance Performance by In-Flight Two-Step Nonlinear Estimation of Radome Aberration," IEEE Trans. on Control System Technology, Vol. 12, No. 4, 2004, pp.532-541.
- [16] P. Zarchan, and H. Gratt, "Adaptive Radome Compensation Using Dither," Journal of Guidance, Control, and Dynamics, Vol. 22, No. 1, 1999, pp. 51-57.
- [17] X. Cao, C. Dong, Q. Wang, and Y. Chen, "Radome Slope Estimation in Flight Using Fuzzy Adaptive Multiple Model for Active Homing Missile," The 9th International Conference on Electronic Measurement & Instruments, 2009.
- [18] J. Alpert, "Miss Distance Analysis for Command Guided Missiles," Journal of Guidance, Control, and Dynamics, Vol. 11. No. 6, 1988, pp. 481-487.
- [19] F. W. Neslin, and P. Zarchan, "Wing Size vs Radome Compensation in Aerodynamically Controlled Radar Homing Missiles," Journal of Guidance, Control, and Dynamics, Vol. 9. No. 6, 1986, pp. 645-649.
- [20] N. A. Shneydor, Missile Guidance and Pursuit: Kinematics, Dynamics, and Control, Horwood Series in Engineering Science, 1998.
- [1] P. Zarchan, Tactical and Strategic Missile Guidance, 3rd ed., Progress in Astronautics and Aeronautics, 176, AIAA, 1997.
- [2] A. Spencer, and W. Moore, "Design Trade-offs for Homing Missiles," AIAA SDIO Annual Interceptor Technology Conference, AIAA-92-2755, USA, 1992.
- [3] F. W. Neslin, and P. Zarchan, "A New Look at Classical versus Modern Homing Missile Guidance," Journal of Guidance and Control, Vol. 4, No. 6, 1981, pp. 78-85.
- [4] P. Zarchan, Tactical and Strategic Missile Guidance, 3rd ed., Progress in Astronautics and Aeronautics, 176, AIAA, 1997.
- [5] A. Spencer, and W. Moore, "Design Trade-offs for Homing Missiles," AIAA SDIO Annual Interceptor Technology Conference, AIAA-92-2755, USA, 1992.
- [6] H. B. Hablani, and D. W. Pearson, "Miss Distance Error Analysis of Exoatmospheric Interceptors," Journal of Guidance, Control, and Dynamics, Vol. 27. No. 2, 2004, pp. 283-289.
- [7] S. Miwa, "Radome Effect on the Miss Distance of a Radar Homing Missile," Electronics and Communications in Japan, Part 1, Vol. 81, No. 7, 1998.
- [8] E. J. Ohlmeyer, "Root-Mean-Square Miss Distance of Proportional Navigation Missile Against Sinusoidal Target," Journal of Guidance, Control, and Dynamics, Vol. 19. No. 3, 1996, pp. 563-568.
- [9] F. W. Neslin, and P. Zarchan, "Miss Distance Dynamics in Homing Missiles," AIAA Guidance and Control Conference Proceedings, Aug. 1984, pp. 84-98.
- [10] R. Yanushevsky, Modern Missile Guidance, CRC Press, 2008.

مدلسازی و کنترل موقعیت عملکردی از جنس آلیاژ حافظه دار با استفاده از کنترل فازی نوع ۲ بهینه شده با الگوریتم زنبور عسل

محسن پاپری^۱، افشین قنبرزاده^۲، کورش حیدری شیرازی^۲

^۱ فارغ‌التحصیل کارشناسی ارشد مهندسی مکانیک، دانشگاه آزاد اسلامی واحد اهواز، Papari@iauhvaz.ac.ir

^۲ استادیار، دانشکده مهندسی مکانیک، دانشگاه شهید چمران اهواز، @A.Ghanbarzadeh@scu.ac.ir

^۲ دانشیار، دانشکده مهندسی مکانیک، دانشگاه شهید چمران اهواز، K.shirazi@scu.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۲/۱/۲، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۲/۳/۱۷)

چکیده: در این مقاله با استفاده از کنترل فازی نوع ۲ بهینه شده با الگوریتم زنبور عسل موقعیت عملکردی از جنس آلیاژ حافظه دار کنترل می‌گردد. در ابتدا با استفاده از محیط سیمولینک نرم افزار متلب معادلات حاکم بر رفتار غیر خطی یک محرک از جنس آلیاژ حافظه دار، شبیه سازی شد. سپس به منظور مقایسه عملکرد کنترل فازی نوع ۲ بهینه شده با سیستم های کنترلی دیگر، موقعیت بازوی ربات با یک کنترل فازی نوع ۱ و کنترل PID بهینه شده با الگوریتم زنبور عسل نیز کنترل گردید. نتایج حاصل از شبیه سازی بیانگر عملکرد بهتر کنترل کننده فازی نوع ۲ بهینه شده، نسبت به سایر کنترل کنندها در تعیین دقیق موقعیت بازوی ربات می باشد.

کلمات کلیدی: آلیاژ حافظه دار، مدلسازی، کنترل فازی نوع ۲، الگوریتم زنبور عسل.

Modeling and Control of Actuator Position of Shape Memory Alloy using Type-2 Fuzzy Control System Optimized by BEES Algorithm

Mohsen papari, Afshin Ghanbarzade, Korosh Haidari Shirazi

Abstract: In this paper, a shape memory alloy actuator was controlled by the type-2 Fuzzy Logic Controller optimized with bees Algorithm. At the beginning equations related to nonlinear behavior of a shape memory alloy actuator were simulated using Matlab/simulink software. Then in order to compare the performance of optimized type-2 fuzzy Logic controller with other controller, the position of the robot arm was controlled by two tuned with Bees Algorithm controllers, PID and Type-1 fuzzy logic controller. The simulation results show that optimized type-2 Fuzzy Logic Controller has better performance than the other controllers in determining the accurate position of robot arm.

Keywords: Shape memory alloy, Modeling, Type-2 fuzzy Control, BEES Algorithm

پیزوالکتریک، مواد مگنتواستریکتیو، پلیمرهای الکترو فعال، مواد الکترونولوژیک، آلیاژهای حافظه دار را نام برد. آلیاژهای حافظه دار به دلیل ویژگی های منحصر به فرد از قبیل چگالی انرژی (نسبت توان تولیدی به حجم) بالا، خاصیت برگشت پذیری در کرنشهای بزرگ متناسب با تغییر دما و مزایایی از قبیل وزن کم و عملکرد بیصدا نسبت به

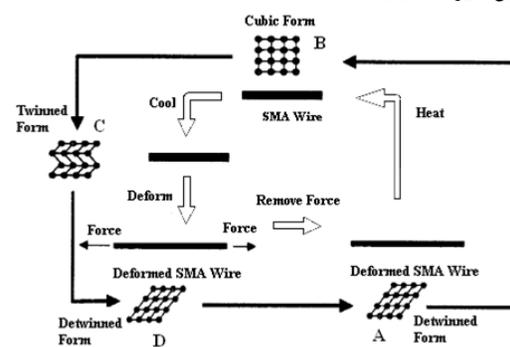
۱- مقدمه

محرک های هوشمند نوع خاصی از محرک ها می باشند که انرژی هایی از قبیل الکتریسته، مغناطیس و حرارت را به انرژی مکانیکی تبدیل می کنند. از جمله محرک های هوشمند می توان محرکهای

حافظه دار که در امتداد طول سه کسبه آب و دو دیسک چوبی مابین آنها قرار دارد استفاده شده است. از جمله قابلیت های این ربات می توان به تحمل فشار بالا در اعماق آب و همچنین قابلیت دور زدن مانع و عدم برخورد مستقیم با آن را ذکر نمود. چنگ چون [۷]، یک میکرو ربات کوچک که در آن از محرک آلیاژ حافظه دار استفاده شده بود را ارائه نمود، این میکرو ربات دارای دو چرخ با مکانیزم خود قفل بود که فاصله چرخ ها از طریق یک محرک آلیاژ حافظه دار بایاس شده با یک فنر قابلیت تنظیم داشت. این ربات با استفاده از این محرک ها توانایی تغییر طول خود، و با استفاده از ویژگی خود قفل بودن چرخها توانایی حرکت در یک جهت را داشت.

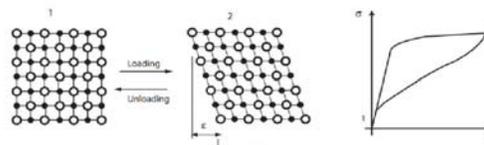
به طور کلی استراتژی های مختلف کنترلی برای این محرک ها را می توان به سه بخش، کنترل کننده های خطی، Pulse with Modulation و کنترل کننده های غیر خطی تقسیم نمود. شاملی و همکارانش [۸]، از یک کنترل کننده تغییر یافته PID برای کنترل موقعیت محرکی از جنس آلیاژ حافظه دار استفاده نمود. ایشان کنترل کننده خود را تحت عنوان PID-P3 معرفی نمودند. و نشان دادند برای مقادیر بزرگ خطای موقعیت توان سه، با تولید سیگنال کنترلی بزرگی موجب کاهش ماکزیمم فرآجهش و زمان نشست می گردد و همچنین در صورتی که مقدار خطای موقعیت کوچک باشد، به دلیل به توان سه رسیدن این عبارت، کنترل کننده تبدیل به یک کنترل کننده PID معمولی می گردد. کوری بایشی [۹]، یک مکانیزم مفصل دورانی که در آن از یک محرک از جنس آلیاژ حافظه دار از نوع تفاضلی استفاده شده بود، از ایده PWM برای انجام عملیات سوچینگ بین دو قسمت محرک استفاده کرد و موقعیت و نیروی مفصل دورانی را با این ایده کنترل نمود. معلم [۱۰-۱۱]، با استفاده از یک حلقه فیدبک نیرو، اقدام به کنترل یک باریکه تحریک شده توسط دو آلیاژ حافظه دار تفاضلی نمود. وی با در نظر گرفتن دمای محرک به عنوان عامل اغتشاش، اثر این اغتشاش را با طراحی یک کنترل سطح لغزش جبران نمود، وی با استفاده از ایده خطی سازی با فیدبک و خطی سازی سیستم، به کمک معیار پایداری لیاپانوف گین های کنترل کننده را تعیین نمود. در این تحقیق با ترکیب معادلات سینماتیک و سینتیک محرک، با معادلات بنیادی، تبدیل فاز و انتقال حرارت یک مدل برای تحلیل رفتار محرک از جنس آلیاژ حافظه دار ارائه گردید. سپس به منظور کنترل موقعیت این محرک از یک کنترل فازی نوع ۲ بهینه شده با الگوریتم زنبور عسل استفاده گردید. به منظور مقایسه نتایج حاصل از عملکرد کنترل کننده طراحی شده با سیستم های کنترلی دیگر، سیستم بوسیله کنترل کننده فازی نوع ۱ و کنترل PID بهینه شده با الگوریتم زنبور عسل نیز کنترل گردید.

موتورهای DC، توجه پژوهشگران را به عنوان محرک در سیستم های رباتیک در ابعاد کوچک به خود جلب نموده است. رفتار مکانیکی ماکروسکوپی یک آلیاژ حافظه دار را می توان به دو دسته کلی اثر حافظه داری شکلی و خاصیت فوق کشسانی تقسیم کرد. پدیده حافظه داری شکلی به دلیل یک تغییر حالت بین دو فاز مادر (آستنیت با یک ساختار کریستالی مکعب شکل) و محصول (فاز مارتنزیت با ساختار لوزی شکل) می باشد. در این فاز، ماده استحکام کمی دارد، به نحوی که اگر شکل ظاهری ماده را تغییر دهیم به راحتی می توان با اعمال حرارت به اندازه ای که در فاز مادر قرار گیرد آن را به حالت اولیه خود باز گردانیم. در شکل ۱ این تغییر ساختاری نشان داده شده است.



شکل ۱: مراحل تغییر حالت یک سیم از جنس آلیاژ حافظه دار [۱].

حالت فوق کشسان زمانی اتفاق می افتد که به آلیاژ حافظه دار که در فاز آستنیت قرار دارد، نیروی بزرگی اعمال گردد. تنش حاصل از این نیرو باعث انتقال ماده به فاز مارتنزیت خواهد شد، در این حالت با حذف تنش آلیاژ به فاز آستنیت برگشته و به شکل اولیه خود بر می گردد. شکل ۲ خاصیت فوق کشسان آلیاژ حافظه دار را نشان می دهد.



شکل ۲: خاصیت فوق کشسان یک سیم از جنس آلیاژ حافظه دار [۲].

سینگ و همکارانش [۳]، از آلیاژ حافظه دار در کاهش ارتعاشات موتور یک هلیکوپتر استفاده کرد. وی با استفاده از یک محرک از جنس آلیاژ حافظه دار با نوع تفاضلی و یک ترمز اصطکاکی برای تحریک پره های روتور با هدف کاهش لرزش در موتور بالگرد استفاده نمود. از جمله کاربردهای دیگر آلیاژ حافظه دار در صنایع فضایی می توان به جایگزینی سیستم های هیدرولیکی و پمپ های سنگین در حرکت بالچه های انتهایی بالها با محرک های از جنس آلیاژ حافظه دار اشاره نمود [۱]. برای اولین بار نایتنول به عنوان کوپلر در هواپیمای F-14 به منظور اتصال خطوط هیدرولیکی فشار قوی استفاده گردید [۵]. وایدیاناتان و همکارانش [۶]، یک ربات هیدرو استاتیک با کاربرد در صنایع دریایی طراحی نمودند. در این ربات از چهار فنر با جنس آلیاژ

$$b_M = \frac{-a_M}{C_M} \quad (۷)$$

در اینجا ξ_A کمترین مقدار ξ در طی گرم شدن می باشد M_f و M_s به ترتیب دمای پایانی و شروع فاز مارتنزیت می باشد. الهی نیا [۲] با انجام آزمایشاتی کامل ترین شرط تبدیل فاز مستقیم و معکوس را به گونه ای ارائه نمود که تاثیر بارگذارهای پیچیده (تاثیر هم زمان تغییر دما و تنش) در آن لحاظ شود.

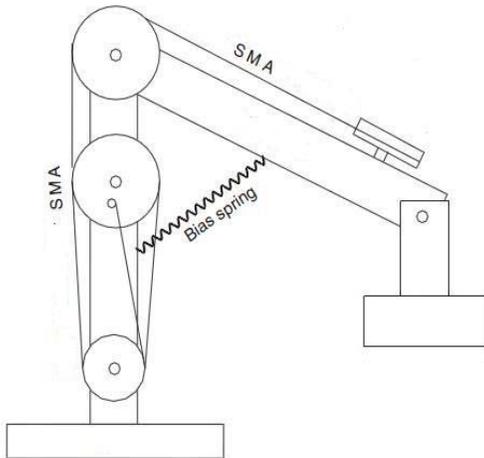
جدول ۱: شرایط تبدیل فاز آلیاژ حافظه دار تحت بازگذاری پیچیده

تبدیل فاز از آستنیت به مارتنزیت	تبدیل فاز از مارتنزیت به آستنیت
$\dot{T} - \frac{\dot{\sigma}}{C_M} < 0$	$\dot{T} - \frac{\dot{\sigma}}{C_A} \geq 0$
$M_s + \frac{\sigma}{C_M} \geq T \geq M_f + \frac{\sigma}{C_M}$	$A_f + \frac{\sigma}{C_A} \geq T \geq A_s + \frac{\sigma}{C_A}$

در غیر این صورت هیچ تبدیل فازی رخ نمی دهد.

۳-۲ مدل سینماتیک و دینامیک

سیستم دینامیکی مورد مطالعه در این تحقیق یک بازوی ربات است که در آن از آلیاژ حافظه دار به عنوان محرک استفاده گردیده است [۲].



شکل ۳: بازوی یک درجه آزادی با محرکی از جنس آلیاژ حافظه دار

مدل دینامیک غیر خطی بازوی ربات بصورت معادله ۸ می باشد:

$$I_e \ddot{\theta} = \tau_w(\theta) - [c\dot{\theta} + \tau_g(\theta) + \tau_s(\theta)] \quad (۸)$$

در اینجا τ_w گشتاور حاصل از سیم SMA می باشد، τ_g گشتاور ناشی از با گرانشی و τ_s گشتاور حاصل از فنر است. I_e اثر ممان اینرسی ناشی از جرم بازو و وزنه می باشد. و c ضریب استهلاک پیچشی است.

۲-۲ مدلسازی محرک از جنس آلیاژ حافظه دار

مدلسازی محرک از جنس آلیاژ حافظه دار را می توان به چهار قسمت شامل، مدل بنیادی، مدل تبدیل فاز، مدل دینامیک و سینماتیک و مدل انتقال حرارت تقسیم نمود.

۲-۱ مدل بنیادی

مدل بنیادی رابطه بین نرخ تنش، نرخ کرنش، و نرخ دما و کسر مارتنزیتی بصورت رابطه ۱ می باشد.

$$\dot{\xi} = E\dot{\varepsilon} + \theta_T \dot{T} + \Omega \dot{\xi} \quad (۱)$$

در اینجا E مدول یانگ، θ_T ضریب انبساط حرارتی، $\Omega = -E\varepsilon_0$ می باشد، که در آن ε_0 کرنش اولیه سیم می باشد.

۲-۲ مدل تبدیل فاز

به دلیل وجود پدیده هیستریزس در آلیاژهای حافظه دار معادلات تبدیل فاز از آستنیت به مارتنزیت و بالعکس متفاوت می باشد.

۲-۲-۱ تبدیل معکوس

تبدیل معکوس تبدیلی است که در آن ماده در اثر گرم شدن از فاز مارتنزیت به فاز آستنیت تبدیل می گردد:

$$\xi = \frac{\xi_M}{2} * (\cos[a_A(T - A_s) + b_A\sigma] + 1) \quad (۲)$$

$$a_A = \frac{\pi}{A_f - A_s} \quad (۳)$$

$$b_A = \frac{-a_A}{C_A} \quad (۴)$$

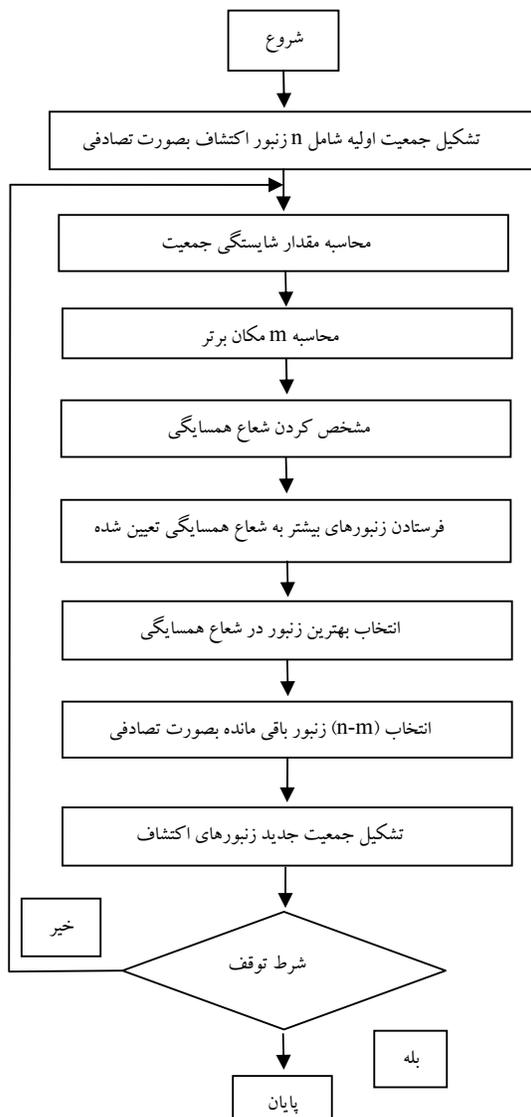
در اینجا ξ کسر مارتنزیتی می باشد که دارای مقداری در بازه صفر تا یک است، زمانی که ξ برابر یک باشد، آلیاژ حافظه دار کاملاً در فاز مارتنزیت می باشد و $\xi = 0$ بیانگر تبدیل آلیاژ به حالت آستنیت کامل می باشد. ξ_M برابر با کسر مارتنزیتی قبل از گرم شدن می باشد. T دمای سیم و σ تنش سیم می باشد. A_f و A_s دمای پایان و آغاز تبدیل فاز به حالت آستنیت می باشد.

۲-۲-۲ تبدیل مستقیم

تبدیل مستقیم تبدیلی می باشد که در آن آلیاژ حافظه دار بر اثر سرد شدن از فاز آستنیت به فاز مارتنزیت تبدیل می شود و رابطه تبدیل فاز به صورت معادله ۵ می باشد.

$$\xi = \frac{1 - \xi_A}{2} * \cos[a_M(T - M_f) + b_M\sigma] + \frac{1 + \xi_A}{2} \quad (۵)$$

$$a_M = \frac{\pi}{M_s - M_f} \quad (۶)$$



شکل ۴: نمودار گردش برای الگوریتم پایه زنبور عسل

۴- تعریف تابع هزینه

به طور کلی مشخصات پاسخ سیستم مانند ماکزیمم فراچش، زمان صعود، زمان نشست و انتگرال قدر مطلق خطای پاسخ سیستم می تواند یک معیار مناسب سنجش کارایی کنترل کننده، باشد. تابع هزینه شامل این ویژگی ها، بصورت معادله ۱۱ بیان می گردد.

$$F(k) = (1 - e^{-\beta}) * (M_p + E_{ss}) + (e^{-\beta}) * (T_s - T_r) \quad (11)$$

۵- طراحی کنترل کننده

در این بخش با اعمال کنترل کننده های PID، فازی نوع ۱ و فازی نوع ۲ که پارامترهای هر سه با استفاده از الگوریتم زنبور عسل بهینه گردیده اند موقعیت دقیق بازوی ربات کنترل گردید.

مدل سینماتیکی رابطه بین نرخ کرنش و جابجایی زاویه ای را بیان می نماید و رابطه آن بصورت معادله ۹ می باشد:

$$\dot{\varepsilon} = \frac{-2r_p \dot{\theta}}{l_0} \quad (9)$$

که در آن r_p شعاع فرقره ها و l_0 طول اولیه سیم می باشد. طول اولیه سیم SMA به گونه ای انتخاب شده است که در اثر یک سیکل کامل بازو می تواند در بازه ۴۵- درجه تا ۹۰ درجه حرکت نماید. در جدول ۳ پارامترهای مورد استفاده برای مدل آورده شده است.

۲-۴ مدل انتقال حرارت

مدل انتقال حرارت سیم شامل گرمایش بوسیله جریان الکتریسیته و انتقال حرارت بوسیله جابجایی آزاد می باشد. معادله انتقال حرارت بصورت معادله ۱۰ می باشد:

$$mC_p \frac{dT}{dt} = Ri^2 - h_c A_c (T - T_{\infty}) \quad (10)$$

در اینجا m جرم بر واحد طول، C_p ضریب گرمای ویژه، T دما و R مقاومت بر واحد طول و h_c ضریب جابجایی گرمایی سیم می باشد.

۳- الگوریتم زنبور عسل

الگوریتم زنبور عسل، یک الگوریتم بهینه سازی می باشد که از رفتار و تعاملات گروه های زنبور عسل در جستجوی منابع غذایی الهام گرفته شده است و اولین بار در سال ۲۰۰۵ توسعه یافت [۱۲]. زنبورهای جستجوگر، گلزارهای مختلف را با توجه به کیفیت غذا و مقدار انرژی مورد نیاز برای رسیدن به آنجا ارزیابی می کنند. زنبورهای پیش آهنگ پس از شناسایی گلزارها و منابع غذا به کندو بر می گردند و این اطلاعات را به بقیه زنبورها منتقل می سازند. با توجه به این اطلاعات گلزارها می توانند مورد بازدید تعداد دقیق زنبورها قرار گیرند، و یا این که رها شوند. در جدول ۲ پارامترهای الگوریتم بهینه سازی زنبور عسل ارائه شده است:

جدول ۲ پارامترهای الگوریتم زنبور عسل

پارامتر	مقدار
m	10
e	4
n_{ep}	5
n_{sp}	3
تعداد ذرات	40
تعداد تکرار	50

فلوچارت پیشنهاد شده برای الگوریتم پایه را می توان بصورت شکل ۴ معرفی نمود.

۱-۵ طراحی کنترل کننده PID

در این بخش موقعیت محرک آلیاژ حافظه دار بوسیله کنترل کننده PID بهینه شده با الگوریتم زنبور عسل کنترل شده و نتایج حاصل از شبیه سازی ارائه گردیده است. بخشی از دلیل رواج کنترل کننده‌های PID به دلیل رفتار مقاوم آنها در محدوده گسترده ای از شرایط کاری و بخش دیگر به دلیل سادگی عملیاتی آنها می باشد. به طور کلی کنترل کننده PID دارای تابع تبدیل بصورت معادله ۱۲ می باشد.

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (12)$$

در اینجا K_p بهره تناسبی، K_d بهره مشتقی و K_i بهره انتگرالی می باشد. به دلیل رفتار غیر خطی آلیاژ حافظه دار و همچنین پدیده هیستریزس تعیین دقیق پارامترهای کنترل کننده PID بسیار دشوار می باشد. انتخاب این سه ضریب نوعی تفحص در فضای سه بعدی است.

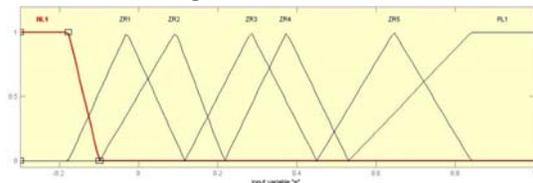
۲-۵ طراحی کنترل کننده فازی نوع ۱

منطق فازی تکنولوژی جدیدی است که شیوه های مرسوم طراحی و مدلسازی یک سیستم را که نیازمند ریاضیات پیشرفته و پیچیده است، با استفاده از دانش فرد خبره با هدف ساده، دقیق و کارآمدتر شدن طراحی سیستم را تا اندازه زیادی تعدیل و تکمیل می نماید.

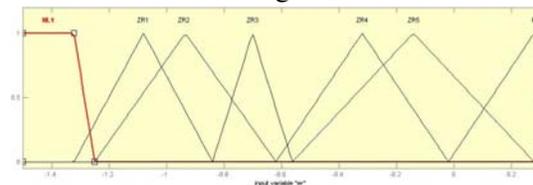
طراحی بهینه کنترل کننده فازی نیازمند تعیین دقیق پارامترهای این کنترل کننده از قبیل توابع عضویت، قواعد فازی بکار رفته در مرحله استنتاج و... می باشد. برای انجام فرایند بهینه سازی کنترل کننده فازی متغیرهای بهینه سازی مربوط به ورودی و خروجی کنترل کننده و همچنین قواعد فازی بکار رفته در مرحله استنتاج، جمعا ۷۰ متغیر می باشد، که بصورت بردار معادله ۱۳ تعریف می گردد.

$$x = [x_1, x_2, x_3, \dots, x_{70}] \quad (13)$$

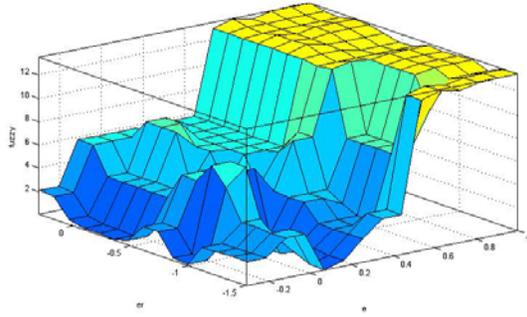
متغیرهای بهینه سازی برای ۱۴ تابع عضویت ورودی کنترل کننده فازی یعنی خطا و مشتق خطا و همچنین ۷ تابع عضویت خروجی آن، ۲۱ متغیر از ۷۰ متغیر را تشکیل می دهد، ۴۹ متغیر بهینه سازی باقی مانده مربوط به قواعد فازی بکار رفته در مرحله استنتاج می باشد.



شکل ۵: توابع عضویت خطا



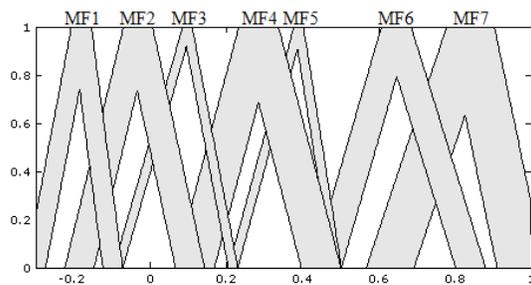
شکل ۶: توابع عضویت مشتق خطا



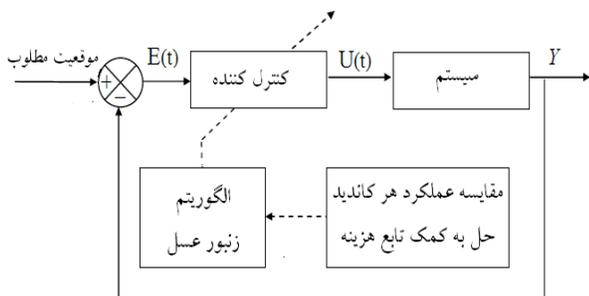
شکل ۷: سطح کنترل فازی

۳-۵ طراحی کنترل کننده فازی نوع ۲

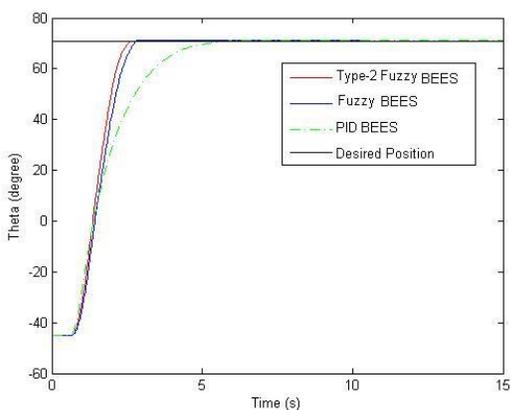
در تئوری کلاسیک مجموعه‌ها، در حقیقت عضویت عناصر از یک الگوی صفر و یک تبعیت می کند. به گونه ای که یک عنصر، یا عضو مجموعه است یا نیست. اما وضعیت عضویت یک عضو در یک مجموعه خاص برخلاف تئوری کلاسیک مجموعه ها که مطلق است، در مجموعه های فازی با درجه عضویت آن عضو نسبت به مجموعه فازی مورد نظر مشخص و سنجیده می شود و با استفاده از تابع پیوسته $\mu(x)$ قابل مدلسازی و بیان است. که x بیانگر یک عضو مشخص و $\mu(x)$ تابعی فازی است که درجه عضویت x در مجموعه مربوطه را تعیین می کند و مقدار آن بین صفر و یک است. بنابراین در فازی نوع ۱ درجه عضویت هر عضو مشخص، یک مقدار کریسپ می باشد در صورتی که در فازی نوع ۲ درجه عضویت هر عضو بوسیله مقادیر فازی توصیف می گردد. شبکه های فازی نوع ۲ توانایی بالایی در شناسایی و کنترل سیستم های غیرخطی، سیستم های متغیر با زمان و نیز سیستم های دارای نامعینی دارند. تعیین توابع عضویت و قواعد فازی بکار رفته در مرحله استنتاج در طراحی کنترل فازی بر اساس معیار سعی و خطا علاوه بر وقت گیر بودن امکان تعیین بهینه این مقادیر بسیار کم می باشد. در این مقاله با استفاده از الگوریتم هوشمند زنبور عسل سعی شده مقادیر بهینه این پارامترها را به نحوی تعیین نماییم که سیستم دارای پاسخ زمانی مطلوبی باشد. ورودی کنترل فازی نوع ۲ طراحی شده خطا و مشتق خطا و خروجی آن مقدار ولتاژ اعمالی به محرک می باشد.



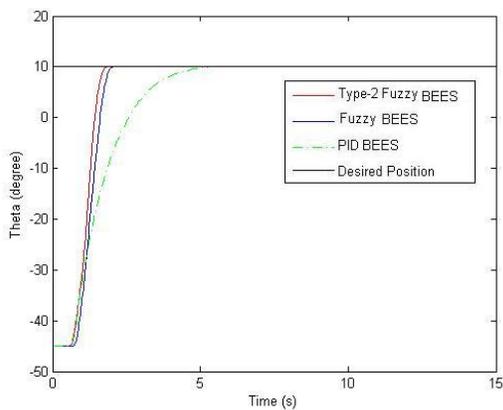
شکل ۸: توابع عضویت ورودی خطا



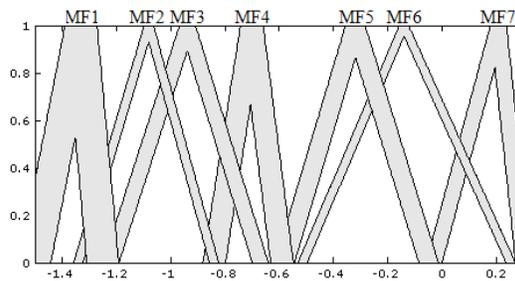
شکل ۱۱: بلوک دیاگرام ارتباط بین الگوریتم زنبور عسل و سیستم کنترل کننده



شکل ۱۲: پاسخ زمانی سیستم برای زاویه مطلوب 71°



شکل ۱۳: پاسخ زمانی سیستم برای زاویه مطلوب 10°

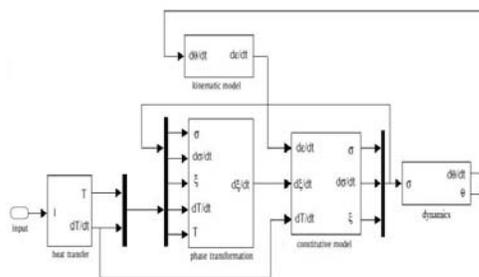


شکل ۹: توابع عضویت ورودی مشتق خطا

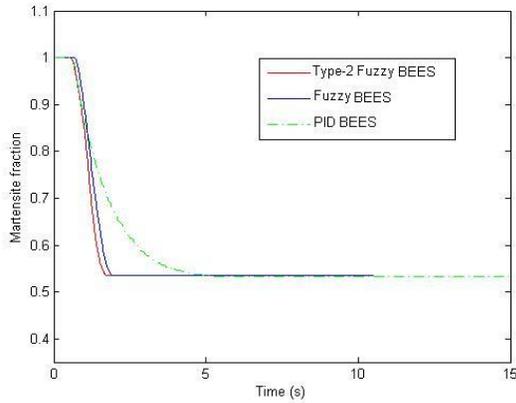
به منظور طراحی کنترل کننده فازی نوع ۲، از تولباکس IT2FLT استفاده گردید. تعداد ۳۴ متغیر بهینه سازی توابع عضویت ورودیها و خروجی کنترل کننده فازی نوع ۲ و ۴۹ متغیر بهینه سازی مربوط به قواعد فازی بکار رفته در مرحله استنتاج، به کمک الگوریتم بهینه سازی زنبور عسل تعیین گردید.

۶- شبیه سازی

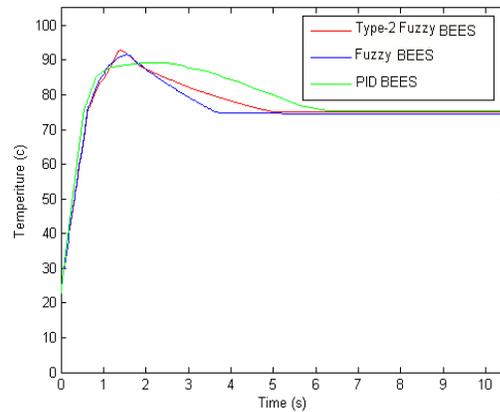
در این قسمت به کمک نرم افزار MATLAB کنترل کننده های PID، فازی نوع ۱، فازی نوع ۲ بهینه شده با الگوریتم زنبور عسل را بر سیستم اعمال کرده و نتایج حاصل از شبیه سازی ارائه می گردد. در ابتدا شبیه سازی سیستم ریاتیک نشان داده شده در شکل ۳ که از عملگری از جنس آلیاژ حافظه دار در آن بکار رفته در نرم افزار MATLAB/simulink انجام شده است. بلوک دیاگرام این شبیه سازی در شکل ۱۰ آورده شده است. شکل ۱۱ ساختار و نحوه ارتباط الگوریتم بهینه سازی با سیستم کنترلی را نشان می دهد و همچنین در شکل های ۱۲ تا ۱۷ پاسخ زمانی و خصوصیات آلیاژ ارائه گردیده است. پاسخ زمانی سیستم بیانگر توانایی الگوریتم بهینه سازی زنبور عسل در تعیین پارامترهای بهینه سیستم کنترلی می باشد.



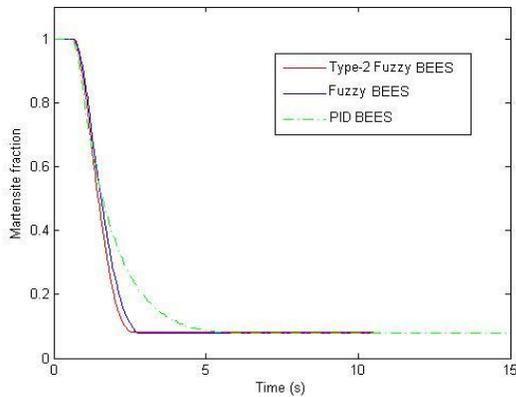
شکل ۱۰: بلوک دیاگرام مدل یک سیم از جنس آلیاژ حافظه دار در سیمولینک



شکل ۱۶: منحنی تغییرات کسر مارتنزیتی برای زاویه مطلوب 10° درجه



شکل ۱۴: منحنی تغییرات دما برای زاویه مطلوب 10°



شکل ۱۷: منحنی تغییرات کسر مارتنزیتی برای زاویه مطلوب 71° درجه

تغییرات میزان کسر مارتنزیتی به ازای اعمال سه نوع کنترل کننده طراحی شده در شکل های ۱۶ و ۱۷ ارائه گردیده است. ماده در ابتدای فرایند به صورت کامل در فاز مارتنزیت قرار دارد بنابراین مقدار کسر مارتنزیتی آلیاژ در این حالت برابر یک می باشد. با افزایش دمای آلیاژ حافظه دار مقدار کسر مارتنزیتی کاهش یافته و آلیاژ به سمت فاز آستنیت پیش می رود و مقدار نهایی کسر مارتنزیتی متناسب با زاویه بازو می باشد. همانگونه که در شکل ها پیداست با نزدیک شدن به زاویه مطلوب با کاهش رشد دما سرعت کاهش کسر مارتنزیتی نیز کاهش یافته و با ثابت شدن دما میزان کسر مارتنزیتی نیز بدون تغییر باقی می ماند.

۷- نتیجه گیری

در این مقاله ابتدا معادلات و روابط حاکم بر رفتار آلیاژهای حافظه دار استخراج گردیده و سپس مدلسازی آن در نرم افزار MATLAB/Simulink انجام گرفته است. در این مقاله به منظور دستیابی به یک سیستم کنترلی با عملکرد بهینه، پارمترهای سیستم کنترلی به گونه ای تعیین می گردد که پاسخ زمانی سیستم یک پاسخ مطلوب باشد. به

شکل ۱۵: حلقه هیستریزس محرک

شکل ۱۴ دمای عملگر به ازای اعمال سه کنترل کننده طراحی شده را نشان می دهد. دمای اولیه سیم برابر با $23^\circ C$ فرض شده است. در این دما سیم به طور کامل در فاز مارتنزیت قرار داشته و با اعمال جریان به سیم دمای سیم افزایش یافته و میزان کسر مارتنزیتی کاهش می یابد و آلیاژ به سمت فاز آستنیت پیش می رود. همانطور که از منحنی تغییرات دما به ازای هر سه کنترل کننده مشاهده می گردد مقدار افزایش دمای محرک با نزدیک شدن بازو به زاویه مطلوب کند شده و با کاهش جریان و تبادل دما با محیط دمای سیم کاهش یافته در نهایت با قرار گرفتن بازو در زاویه مطلوب و ثابت شدن ولتاژ اعمالی میزان دما به یک مقدار ثابت رسیده است.

[2] M. H. Elahinia. "Effect of System Dynamics on Shape Memory Alloy Behavior and Control". PHD Thesis. Virginia Tech, Blacksburg. 2004

[3] Singh, J. Sirohi, K. Chopra, I. "An Improved Shape Memory Alloy Actuator for Rotor Blade Tracking" Journal of Intelligent Material Systems & Structures, Vol.14, No. 12, 2003, PP.767-786

[4] Rediniotis, O. K., Wilson, L. N., Lagoudas, D. C., and Khan, M. M., "Development of a shape memory alloy actuated biomimetic hydrofoil", Journal of Intelligent Material Systems and Structures, Vol. 13, No. 1, 2002, pp.35-49.

[5] Paiva, A. and Savi, M. A., "An overview of constitutive models for shape memory alloys", Hindawi Publishing Corporation, Mathematical problems in Engineering, Article ID 56876, 2006, pp 1-30.

[6] Vaidyanathan, R., Chiel, H. J., and Quinn, R. D., "A hydrostatic robot for marine applications", Robotics and Autonomous Systems, Vol. 30, No. 1-2, 2000, pp. 103-113.

[7] Chang-jun, Q., pei-sun, M., qin, Y., "A prototype micro wheeled robot Using Shape Memory Alloy Actuator" Sensor and Actuators A, Vol.113, 2004, pp.94-99.

[8] Shamel, E., Alasty, A., Salaarich, H., "Stability analysis and nonlinear control of a miniature shape memory alloy actuator for precise applications", Elsevier Mechatronics, Vol. 15, No. 4, 2005, pp. 471-486.

[9] Kuribayashi, K. "A New Actuator of a Joint Mechanism Using NiTi Alloy Wire." International Journal of Robotics Research, Vol. 4, No. 4, 1986, pp.103-108.

[10] Moallem, M., "Deflection control of a flexible beam using shape memory alloy actuators", Smart Mater. Struct, Vol. 12, No. 6, 2003, pp. 1023-1027.

[11] Moallem, M., Lu, J., "Application of shape memory alloy actuators for flexure control: Theory and Experiment", IEEE/ASME Trans. On Mechatronics, Vol. 10, No. 5, 2005, pp.3653-3658

[12] D. T. Pham, Ghanbarzadeh A, Koc E, Otri S, Rahim S and Zaidi M. "The Bees Algorithm Technical Note," Manufacturing Engineering Centre, Cardiff University, UK, 2005

[13] Zwe-Lee Gaing. "A Particle Swarm Optimization Approach for Optimum Design of PID Controller in AVR System", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 19, no. p-p 384-3912, June. 2004.

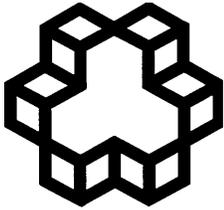
منظور کنترل موقعیت بازوی ربات از سه کنترل کننده فازی نوع ۱، کنترل کننده فازی نوع ۲ و همچنین کنترل کننده PID بهینه شده با الگوریتم زنبور عسل استفاده گردید. نتایج حاصل از شبیه سازی بیانگر کارایی بهتر کنترل کننده فازی نوع ۲ نسبت به سایر سیستم های کنترل کننده می باشد.

جدول ۳: پارامترهای مدل استفاده شده

$(\theta_t) = 0.85$ ضریب انبساط حرارتی	$(m) = 1.14 \times 10^{-4}$ جرم به ازای واحد طول
$Mpa/^\circ C$	Kg
$(\sigma_0) = 98.1$ تنش اولیه در سیم	$(\rho) = 6.45 g/cm^3$ چگالی
Mpa	
$(T_\infty) = 23^\circ C$ دمای محیط	$(A_c) = 4.71 \times 10^{-4} m^2$ سطح مقطع سیم
$(c_p) = 840$ ضریب گرمای ویژه	$(M_s) =$ دمای آغازین فاز مارتنزیت
$J/Kg^\circ C$	$52^\circ C$
$(R) = 45$ مقاومت به ازای واحد طول	$(M_f) = 42^\circ C$ دمای پایانی فاز مارتنزیت
Ω	
$(h_c) = 150$ ضریب جابجایی گرمایی	$(A_s) = 68^\circ C$ دمای آغازین فاز آستنیت
$Jm^{-2}C^{-1}s^{-1}$	
$(l_0) = 900 mm$ طول اولیه سیم	$(A_f) = 78^\circ C$ دمای پایانی فاز آستنیت
$(m_p) = 57.19 g$ جرم بار	$(E_a) = 75 Gpa$ مدول یانگ فاز آستنیت
$(m_a) = 18.7 g$ جرم لینک متحرک	$(E_m) = 78$ مدول یانگ فاز مارتنزیت
	Gpa
$(K) = 387 Nm^{-1}$ سختی فنر	$(r_p) = 8.25 mm$ شعاع پولی
	$(\epsilon_0) = 0.04\%$ کرنش اولیه در سیم

مراجع

[1] Yu Feng Wang, "Methods for modeling and control of systems with hysteresis of shape memory alloy actuators", a Ph.D. Thesis in Department of Mechanical and Industrial Engineering, Concordia University, Montreal, Quebec, Canada, ISBN 978-0-494-23843-1, 2006.



Industrial Control Center of Excellence
K.N. Toosi University of Technology

Journal of Control (ISSN 2008-8345)



A Joint Publication of the Iranian Society of Instrument and Control Engineers and the Industrial Control Center of Excellence of K.N. Toosi University of Technology, Vol. 7, No. 1, Spring 2013.

Publisher: **Iranian Society of Instrumentation and Control Engineers**

Managing Director: Prof. Iraj Goodarznia

Editor-in-Chief: Prof. Ali Khaki-Sedigh

Tel: 84062317

Email: sedigh@kntu.ac.ir

Assistant Editor: Prof. Hamid Khaloozadeh, Dr. Mahdi Aliyari Shouredeli

Executive Director: Dr. Mahdi Aliyari Shourehdeli

Editorial Board:

Prof. A. Khaki-Sedigh, Prof. I. Goodarznia, Prof. H. Khaloozadeh, Prof. P. Jabedar-Maralani, Prof. A. Ghafari, Dr. H.R. Momeni (Associate Prof), Prof. S.K. Nikravesh, Prof. M. Shafiee, Prof. B. Moshiri.

Advisory Board:

Dr. H.R. Momeni, Prof. B. Moshiri, Prof. M. Shafiee, Prof. A. Khaki-Sedigh, Prof. P. Jabedar-Maralani, Prof. A. Ghaffari, Prof. H. Khaloozadeh, Prof. H.R. Taghirad, Dr. K. Masroori, Dr. M.T. Bathaei, Dr. M.T. Hamidi-Beheshti, Dr. F. Jafarkazemi, Dr. R. Amjadifard, Prof. S.A. Mousavian, Prof. M. Teshnelab, Prof. M. Haeri, Prof. S.A. Safavi, Prof. H. Seifi, Dr. A. Kazemi, Dr. A. Fatehi, Prof. M.R. Akbarzadeh-Toutouchi, Prof. M. Golkar, Dr. N. Pariz, Dr. M. Javadi, Dr. J. Heirani-Nobari, Prof. F. Hossein-Babaei, Dr. B. Moaveni, Dr. M. Aliari-Shourehdeli, Dr. M. Arvan, Prof. M. Tavakoli-Bina.

The ISICE Board of Director:

Prof. Masoud Shafiee., Dr. Mohammad Reza Jahed Motlagh, Prof. Iraj Goodarznia, Prof. Behzad Moshiri, Prof. Ali Akbar Safavi, Dr. Mehrdad Javadi, Dr. Iman Mohammadzaman, Dr. Ali Ashrafmodarres, Ali Kiani.

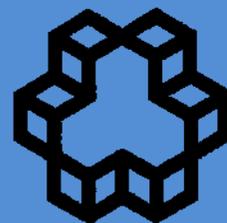
P.O. Box 15815-3595, Tehran – IRAN

Tel : (+9821) 81032231

Fax: (+9821) 81032200

<http://www.isice.ir>

control@isice.ir



Contents

- | | |
|---|-----------|
| Adaptive Sliding Mode Controller Design for Cruise Control of High Speed Trains | 1 |
| Mohammadreza Faieghi, Ali Akbar Jalali, Seyed Kamal-e-ddin Mousavi Mashhadi, Seyed Ali Zahiripour | |
| Design and Manufacture of TDS Measurement and Control System for Water Purification in Reverse Osmosis by Classic PID with the Ability to Compensate Effects of Temperature on Measurement | 13 |
| Ali Akbar Jalali, Seyed Ali Zahiripour, Ehsan Saedi Roodi | |
| An Optimal Approach to Nonlinear Control of Vehicle Braking System during Severe Braking and Turning | 21 |
| Hossein Mirzaeinejad, Mahdi Mirzaei | |
| Transmission Network Observability by Joint Optimal Placement of PMUs and Conventional Measurements via Probabilistic Modeling of Uncertainties through Multi-Objective Genetic Algorithm | 33 |
| Seyed Mahdi Mazhari, Alireza Fereidunian, Hamid Lesani | |
| Miss Distance Analysis of Proportional Navigation Strategy with Acceleration and Body Rate feedback Using Adjoint Method | 43 |
| Seyed Hamid Jalali Naini | |
| Modeling and Control of Actuator Position of Shape Memory Alloy using Type-2 Fuzzy Control System Optimized by BEES Algorithm | 53 |
| Mohsen Papari, Afshin Ghanbarzadeh, Koroush Heydari Shirazi | |