

مجله كنترل

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



نشریه علمی- پژوهشی

انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق ایران- قطب علمی کنترل صنعتی دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی جلد ۱۳، شماره ۲، تابستان ۱۳۹۸

فهرست مقالات

کنترل مقاوم مبتنی بر روش کنترل بهینه یک عملگر الاستیکی مورد استفاده در مفصل زانو هادی صباغی کندری، علی کارساز	
طراحی کنترل کننده فازی- لغزشی با سطح لغزش تطبیقی برای کنترل برداری موتور القایی با در نظر	۱۳
گرفتن عدم قطعیتهای ساختاری و غیر ساختاری	
مجید مرادی زیر کوهی، سعید خراشادی زاده	
طراحی کنترل کننده مقاوم مبتنی بر رویتگر مد لغزشی در حضور نایقینی ها و اشباع محرک	۲۳
طاهره بینازاده، مجید بهمنی	
طراحي و پیادهسازی سیستم کنترل دورزدن خودکار خودرو	٣٣
احسان خلیلی، جعفر قیصری، محمد دانش	
طراحی کنترل کننده تکمیلی بر مبنای اثر پایدارسازی تأخیر برای میراسازی نوسانات بین ناحیه ای در یک	٤٣
سیستم قدرت	
رسول اصغری، سیدبابک مظفری، تورج امرایی	
شناسایی و کنترل تطبیقی موقعیت و سرعت موتور DC مغناطیس دائم با مشخصه غیرخطی ناحیه مرده مبتنی	٥٣
بر ماشینهای بردار پشتیبان	
محمود حسن پور دهنوی، سید کمال حسینی ثانی	
پیادهسازی الگوریتم تخمین زاویه و سرعت زاویهای غلت پرتابههای با سرعت بالا با استفاده از تلفیق	٦٢
خروجي شتاب سنج ها	
على اصغرى، سعيد نصراللهي، نعمت الله قهرماني	





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

محله کنترل

نشریه علمی – پژوهشی، انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق ایران – قطب کنترل صنعتی دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، جلد ۱۳، شماره ۲، تابستان ۱۳۹۸ پست الکترونیک: control@isice.ir صاحب امتیاز: انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق ایران مدیر مسئول: پروفسور ایرج گودرزنیا سردبیر: پروفسور علی خاکی صدیق - تلفن: ۸۴۰۶۳۳۱۰ پست الکترونیکی: sedigh@kntu.ac.ir آدرس محل کار: خیابان دکتر شریعتی، پل سیدخندان، دانشکده مهندسی برق دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی شورای سردبیری: پروفسور علی خاکی صدیق، پروفسور حمید خالوزاده، دکتر علیرضا فاتحی، دکتر مهدی علیاری شوره دلی. دبیر اجرایی: دکتر مهدی علیاری شوره دلی – تلفن: ۸۴۰۶۲۴۰ – پست الکترونیکی aliyari@kntu.ac.ir

هيأت تحريريه:

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

هیأت مشاوران:

هیأت مدیره انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق:

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

مدير سايت: مهندس نسيبه فراهاني

www.joc-isice.ir

فهرست مقالات

1	مفصل زانو	استفاده در	مورد	الاستيكي	، عملگر	بهينه يك	كنترل	ِروش	مبتنی بر	مقاوم	كنترل
								ارساز	ری، علی کا	باغي كند	هادی صب

طراحی کنترل کننده فازی – لغزشی با سطح لغزش تطبیقی برای کنترل برداری موتور القایی با ۱۳ در نظر گرفتن عدم قطعیتهای ساختاری و غیر ساختاری مجید مرادی زیر کوهی، سعید خراشادی زاده

طراحی کنترل کننده مقاوم مبتنی بر رویتگر مد لغزشی در حضور نایقینی ها و اشباع محرک ۲۳ طاهره بینازاده، مجید بهمنی

طراحی و پیاده سازی سیستم کنترل دورزدن خودکار خودرو احسان خلیلی، جعفر قیصری، محمد دانش

طراحی کنترل کننده تکمیلی بر مبنای اثر پایدارسازی تأخیر برای میراسازی نوسانات بین ناحیه ٤٣ ای در یک سیستم قدرت رسول اصغری، سیدبابک مظفری، تورج امرایی

شناسایی و کنترل تطبیقی موقعیت و سرعت موتور DC مغناطیس دائم با مشخصه غیرخطی ناحیه ۳۰ مرده مبتنی بر ماشینهای بردار پشتیبان محمود حسن پور دهنوی، سید کمال حسینی ثانی

پیاده سازی الگوریتم تخمین زاویه و سرعت زاویه ای غلت پرتابه های با سرعت بالا با استفاده از ۲۷ تلفیق خروجی شتاب سنج ها علی اصغری، سعید نصراللهی، نعمت الله قهرمانی **مجله کنتول**، مجلهای علمی – پژوهشی است که دربرگیرنده تازهترین نتایج تحقیقات نظری و کاربردی در علوم مختلف مرتبط با مهندسی کنترل و ابزار دقیق میباشد. مقالات ارسالی به مجله کنترل میبایست به زبان فارسی و دارای چکیده انگلیسی باشند. از میان مباحث مورد نظر این مجله میتوان به موارد زیر اشاره نمود:

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

از کلیه پژوهشگران و کارشناسان فعال در زمینه های مرتبط با مهندسی کنترل و ابزار دقیق دعوت بعمل می آیـد تـا مقـالات و نتایج آخرین دستاوردهای علمی و پژوهشی خود را به این مجله ارسال نمایند. خواهش مند است مقـالات خود را بـه صورت الکترونیکی از طریق سایت مجله مراجعه نمایید. ارسال مقالات می توانید به سایت مجله مراجعه نمایید.

شيوه تدوين

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

آدرس نویسندگان

آدرس پستی کامل همه نویسندگان همراه با شماره تلفن و دورنگار(فکس) و نشانی پست الکترونیک(email) نویسنده عهدهدار مکاتبات در برگه مستقلی چاپ و به همراه مقاله ارسال گردد.

چکیدہ

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 عکس ها نمی باشد، ولی رونوشت ارسالی باید واضح باشد. پس از تایید مقاله، ارسال اصل تصاویر و عکس ها 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 بـه ترتیب حروف الفبای نویسندگان ظاهر گردد:

مقالات

[شماره مرجع] نام خانوادگی و علامت اختصاری اول نام، سال انتشار یا تاریخ بر گزاری، "عنوان مقاله"، *نام کامل نشریه یا* کن*فرانس*، شماره مجله یا شماره جلد، شماره صفحات.

كتابها

[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 تعداد صفحات مقاله ۱۵ صفحه است که معادل حدود ۷۵۰۰ واژه است. برای چاپ صفحات بیشتر و یا رنگی لازم است هزینهای معادل ۱۰۱۰۰۰ ریال (۲۵ دلار آمریکا) برای هر صفحه پرداخت گردد.

فرآيند ارسال مقاله

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

- برای ارسال مقاله خود به سایت مجله به آدرس www.joc-isice.ir مراجعه نموده و طبق دستورالعمل مندرج در سایت
 عمل نمایید.
- مقالات جهت داوری به داوران متخصص ارسال می گردد. در پایان تایید یا رد هر مقاله توسط هیئت تحریریه مجله انجام
 خواهد پذیرفت. سردبیر مجله نتیجه داوری را برای نویسنده عهده دار مکاتبات ارسال خواهد نمود.
- درصورتی که نیاز به تصحیح مقاله باشد، تصحیحات باید تنها محدود به موارد ذکرشده باشد. در سایر موارد نویسنده لازم است سردبیر را در جریان هرگونه تغییر و یا تصحیح دیگری قرار دهد. درهرصورت مسئولیت صحت و سقم مطالب بر عهده نویسنده خواهد بود.

حق کپی

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





کنترل مقاوم مبتنی بر روش کنترل بهینه یک عملگر الاستیکی مورد استفاده در مفصل زانو

هادی صباغی کندری'، علی کارساز'

hadi.sabbaghi@khorasan.ac.ir ^۱ کارشناسی ارشد مهندسی برق، گروه کنترل، موسسه آموزش عالی خراسان، karsaz@khorasan.ac.ir

پذیرش: ۱۳۹۷/۰۴/۱۳	ویرایش دوم: ۱۳۹۷/۰۲/۱۸	ویرایش اول: ۱۳۹۶/۱۲/۲۲	دریافت: ۱۳۹۶/۰۹/۱۸
-------------------	------------------------	------------------------	--------------------

چکیده: سیستم های توانبخشی نظیر عملگرهای الاستیکی سری چرخشی باید بتوانند گشتاور دقیق مطلوب را تولید کنند. این مقاله بهمنظور توانبخشی در مفصل زانوی افراد معلول، به موضوع کنترل یک عملگر الاستیکی سری چرخشی پرداخته تا بتواند یک حرکت نرم در قدم زنی افراد را فراهم نماید. این عمگرها دارای مقاومت غیرخطی ذاتی و نیز با عدم قطعیتهای دینامیک مدل روبرو بوده که چالش هایی در برابر کنترل دقیق آنها بهوجود می آورند. به-منظور کنترل دقیق این عملگرها، کنترل کننده علاوه بر کنترل گشتاور خروجی، می باید در برابر تغییرات پارامترها نیز مقاوم باشد. در این مقاله یک کنترل-کننده مقاوم مبتنی بر نگرش بهینه طوری طراحی شده است که علاوه بر ارتقای عملکرد کنترلی در برابر عدمقطعیت ها نیز مقاوم باشد. مقایسه خروجی سیستم حلقه بسته با اعمال روش پیشنهادی نسبت به روش های مرسوم نظیر کنترل کننده مدلغزشی و کنترل کننده مدلغزشی-تطبیقی، به کمک شیه سازی صورت گرفته است.

كلمات كليدى: توانبخشى، كنترل بهينه، كنترل مقاوم، عدم قطعيت پارامترى.

Optimal Robust Control for a Series Elastic Actuator assisting Knee Joint

Hadi Sabbaghi, Ali Karsaz

Abstract: Rehabilitation and assistive systems such as rotary series elastic actuators (RSEA) should provide the desired torque precisely. In this paper, to improve the life quality of those who suffer from weak knees, the control problem of a rotary series elastic actuator (RSEA) has been studied in order to generate soft human walking motion. These actuators produce the require torque, but the nonlinear resistive and inertia loads inherent in the actuators, set challenges to generate the desired torque accurately. The nonlinear resistive factors and uncertainties in plant dynamics which make the precise torque control difficult should be considered. In this paper, a robust controller based on an optimized control approach is designed to enhance control performance and provide the robustness for modeling uncertainties. The simulation is used to compare the output results of the proposed algorithm with the conventional methods such as sliding mode and adaptive-sliding mode controllers.

Keywords: Rehabilitation, Optimum control, Robust control, Uncertainty of parameter.

۱ – مقدمه

امروزه همزمان با پیشرفت علم در توانبخشی انسان و ربات استفاده از عملگرهای الاستیکی و کنترل دقیق آنها به منظور رفع نیاز در این زمینه مورد توجه قرار گرفته است. این عملگرها که در حالت گشتاور یا نیرو کنترل می گردند، دارای اصطکاک ذاتی در حرکت مکانیکی میباشند که چالش هایی در برابر کنترل دقیق آن ها ایجاد می کند. تاکنون عملگرهای الاستیکی سری بهوسیله مدلهای مختلفی معرفی شدهاند. مدلهای ارائه شده همچنین دارای عدمقطعیت هستند که مانع دیگری در برابر کنترل آنها به شمار میرود. این عملگرها در مفاصل انسان (کمر، زانو، مچ و...)کاربرد دارند. تعامل و تداخل فیزیکی در عملگرهای الاستیکی در نوعی خاص از رباتها وجود دارد که بر متغیرهای کنترل-شونده و حتى عدم پايدارى سيستم تأثير گذارند [۱–۳]. در [۳] يک طرح كنترلى براى توانمندسازى عملكر الاستيكى جهت ايجاد امپدانس خروجی پایین پیشنهاد گردیده است، این طرح در حالت ردیابی نیروی دقیق و در وضعیت کنترل پذیری ایجاد شده و یک اثبات نظری پایداری به شکل حلقه بسته در آنجا ارائه گردیده است. سیستم استفاده شده در [۳] یک سیستم نامی است و هیچگونه عدمقطعیت و اغتشاش در سیستم مدل نشده و روش کنترلی آن PID می باشد که در سیستم های خطی کاربرد دارد. یک ضعف این مقاله درنظر نگرفتن عدمقطعیت یا اغتشاش مدل میباشدکه در واقعیت وجود دارد و ما سعی کردهایم در این مقاله تاحد زیادی این مشکل را درنظر بگیریم. در [۴] یک کنترل کننده جدید برای تعامل بین انسان و ربات در توانبخشی با استفاده از عملگرالاستیکی ارائه گردید که با ترکیب جبرانساز حرکت مفصل، جبرانساز اصطکاک، مشاهده گر اغتشاش و یک کنترل فیدبک سیستم حلقه بسته توانست نیروی لازم را فراهم و پایداری لازم را داشته باشد. اما بهنظر ثابت فنر دراین عملگر بالاست و راحتی لازم در آن لحاظ نگردیده است و عملاً تجهیزات آن سنگین وزن هستند حال آنکه در پژوهش ما ثابت فنر به کار رفته مقدار پایینی داشته و راحتی را نیز درنظر گرفتهایم. لقی در عملگرها نیز یکی از موضوعات مهم و مؤثر بر عملکرد رباتها جهت دستیابی به نتایج مطلوب میباشد که دارای خاصیت غیرخطی است و به منظور جبران اثر آن یک معکوس لقی و کنترل تطبیقی فازی مقاوم پیشنهاد شده تا حرکت جسم و نیروهای داخلی را کنترل نماید و خروجی مقادير مطلوب را دنبال كند [6]. در اين مقاله نيز از عدم قطعيت و اغتشاش بحثی صورت نگرفته و مدل، یک مدل نامی و فقط دارای خاصیت غير خطي است.

امروزه برروی حرکات رباتهای انسان ما و تطابق هرچه بیشتر آن با حرکات انسان پژوهش های زیادی صورت گرفته است. این ربات ها دارای محدودیت هایی همچون دامنه حرکت، سرعت و غیره می باشند که برروی دینامیک های سیستم اثر گذارند پس باید به دنبال استراتژی های کنترلی برای جبران این محدودیت ها بود. در مقاله [۶] یک طرح کنترلی

برای بهینهسازی گشتاور و منحنی امپدانس ارائه گردیده تا عملکرد سختافزاری پیچیده که دارای محدودیتهای تحریک هستند را به حداکثر برساند. مدل درنظرگرفته شده در [۶] نیز یک مدل نامی بوده و دقت کافی در اغتشاش را ندارد. در [۷] یک ربات دوپا با سه بازو که دارای دوفنر پیچشی یکسان میباشد مدل شده است. مدل ریاضی این ربات یک سیستم مکانیکی سه درجه آزادی است که هدف پایدارسازی چرخه حدی در حال حرکت، در هنگام ورود ضربات از طرف پای ربات مىباشد. يک طرح کنترلي فيدبک نمايي غيرخطي پايدار به طور حلقه بسته ارائه گردیده و عملکرد سیستم که همان کنترل زوایای سیستم می-باشد را به همراه مقاومت آن نسبت به اختلاف متغیرها و عدمقطعیتها بهبود میبخشد اما خروجی این سیستم زاویه بازوها بود و گشتاور در اینجا کنترل نگردیده است. در [۸] بهمنظور جلوگیری از ضربه ناگهانی و صدمه نرسیدن به شخص، یک واسط بین موقعیت مطلوب و موقعیت جاری قرار می گیرد. عملکرد در اینجا واسط را به وسیله کنترلکننده مدلغزشی ردیابی میکند تا عدمقطعیت مدل و خاصیت غیرخطی را جبران نماید. هدف نهایی در [۸] طراحی الگوریتمی است که بتواند راحتی را تضمین کند. نقص کار این مقاله تست گشتاور مطلوب در فرکانس خیلی پایین است یعنی حتی کمتر از سرعت حرکت پای انسان که بین ۱ تا ۴ هرتز متغیر است ولی ما ورودی کنترل را در فرکانس بالاترى نسبت به [٨] درنظر گرفتيم تا به واقعيت حركت نزديك تر باشيم البته فاز كنترلي ما در فاز قدم زدن شخص ميباشد.

در [۹] و [۱۰] به منظور کنترل گشتاور، از الگوریتم های کنترل مقاوم و یا مدلغزشی استفاده می گردد که نقش این کنترل کنندهها به عنوان مشاهده گر اغتشاش می باشد، نکته قابل توجه در [۹] و [۱۰] آن است که برخلاف [٨] و كار ما در اينجا اين كنترل كنندهها فقط به منظور توليد گشتاور دقیق و مطلوب، بدون توجه به راحتی به کار رفتهاند. در [۱۱]روش مشاهده گر اغتشاش به کار برده شده است تا گشتاور مطلوب عملگر، به طور سریع در وضعیتهای مختلف خروجی تولید گردد. همچنین از یک کنترلکننده PD با اعمال روش بهینهسازی درجه دوم استفاده گردیده است، ولی روش اصلی مقاله، کنترل پسخور نیرو میباشد که بهوسیله آن گشتاور خروجی را کنترل مینماید. ضعف این روش استفاده از مدل نامی و بدون در نظر گرفتن عدمقطعیت در مدل و سیستم است. در [۱۲] یک ساختار کنترلی بهمنظور کنترل نیروی خروجی عملگرهای الاستیکی ارائه گردیده است. این کنترل، براساس یک مدل خطی از عملگر الاستیکی بنا شدہ است که اگر شامل یک جبرانساز اغتشاش باشد، مي تواند مدل سيستم به مدل تعميم يافته عملگر الاستيكي که شامل دو ورودی اغتشاش است، تقلیل یابد. این روش این اجازه را میدهد که یک کنترل کننده در فضای حالت به همراه پارامترهای آن به-طور مستقيم طراحي شود. اما طبق نتايج بدست آمده خروجي گشتاور موتور دارای جهش بالا در برابر دامنه آن میباشد یعنی لازم بود یک

هادی صباغی کندری، علی کارساز

کنترل دیگر جهت کاهش بالازدگیها اعمال گردد. عملگرها زمانی که در تعامل با انسان و یا حتی در موقعیتهای غیرمنتظره قرار می گیرند باید انعطاف پذیری داشته باشند [۱۳]. این شرایط مناسب در صورت وجود امپدانس پایین در تمامی فرکانسهای کاری عملگر، فراهم می گردد. در [۱۳] راههایی بهمنظور انعطاف پذیری نیروی عملگرهای الاستیکی به وسیله حلقههای پسخور داخلی و با استفاده از سنسورهای خاص موقعیت، مورد آزمایش قرار گرفته است.

در [۱۴] شماتیکی از یک آشکارساز خطا و به همراه کنترل تطبیقی برای یک مفصل انعطاف پذیر ربات سه بازو که دارای عدم قطعیت مدل و خطاهای چند عملگر مختلف می باشد ارائه شده است. در ابتدا یک آشکارساز خطا طراحی می شود تا خطاهای عملگر آنالیز گردد. سپس شماتیک کنترل تطبیقی خطا با باندهای عملکردی مشخص طراحی می-شود. سرعت و بیشترین بالازدگی برای خطاهای ردیابی شده مشخص می شود و نهایتا یک کنترل کننده تطبیقی اثرات آن را جبران خواهد نمود. ولی کنترل برروی زاویه خروجی بوده و صحبتی از گشتاور و نیرو در عملگر نشده است.

در این مقاله، کنترل مقاوم مبتنی بر روش کنترل بهینه جهت جبران عدم قطعیتهای پارامتری و به منظور بهبود پاسخ خروجی پیشنهاد می-گردد تا گشتاور خروجی مقدار مطلوب گشتاور ورودی را به طور دقیق-تری ردیابی نماید و این درحالی است که برخی مقالات قبلی به عدم-قطعیتها و برخی دیگر گشتاور را به عنوان خروجی در نظر نگرفتهاند. این کنترل در دو سناریوی مختلف یک بار با یک پارامتر دارای عدم قطعیت در سیستم و بار دیگر با سه پارامتر دارای عدم قطعیت که مدل، دقیق تر به واقعیت نیز نزدیک تر است طراحی شده که تا به حال در این نوع بخش ۲ این مقاله مسئله موردنظر را تعریف و مدل آن را بیان می نماییم. کنترل مدلغزشی و بیان پارامترهای آن در بخش ۳ و روش کنترل کنترل مدلغزشی و بیان پارامترهای آن در بخش ۳ و روش کنترل نریج کنترل مقاوم مبتنی بر روش بهینه) در بخش ۵ بحث خواهد شد. نتیجه شبیه سازیهای انجام شده و مقایسه آنها نیز در دوسناریو در بخش ۶ و نتیجه گیری در بخش ۷ ارائه می دهیم. همچنین روش پیشنهادی

۲- تعریف مسئله و مدل ریاضی سیستم:

شکل (۱) ساختار یک عملگرالاستیکی چرخشی سری را نشان می-دهد. عملگر موردنظر دارای یک موتور *D*C، یک فنر پیچشی و دوانکدر است که یکی در زانوی پای انسان و دیگری در کنار موتور نصب می-گردند تا زاویه حرکت پا و زاویه حرکت موتور را در هر لحظه اندازه-گیری کنند. فنر پیچشی بهعنوان یک رابط بهطور مستقیم بین موتور و پای انسان در محل مفصل زانو نصب گردیده و وظیفه انتقال گشتاور از موتور به پا را برعهده دارد. با کنترل زاویه حرکت موتور و اندازه گریر

زاویه پا در مفصل زانو، گشتاور مطلوب با توجه به انحراف درست فنر تولید میشود.



شكل ١: نماى داخلى يك عملكر الاستيكى چرخشى [١٥]



شکل ۲: نمای بیرونی یک عملگر الاستیکی چرخشی [۱۵]

گشتاور خروجی عملگر، بهوسیله موتور DC و گشتاور مقاومتی غیرخطی، بهوسیله گیربکس کاهنده متصل به موتور تولید می گردد. این گشتاور مقاومتی غیرخطی برای عملگر در تعامل با پای انسان، مشخصه غیرقابل قبولی بوده که در خلاف جهت گشتاور تولیدی موتور است و باید آن را جبران نمود [۱۱] و [۱۵]. در شکل ۳ شماتیکی از عملگر الاستیکی سری به کار رفته در مفصل زانو (در این شکل زاویه حرکت پا بهطور دقیق مشخص شده است) و بهطور جداگانه نشان داده شده است. طبق شکل ۳.ب که شماتیکی از این عملگر الاستیکی سری بهطور جداگانه می باشد، معادله ریاضی سیستم به صورت (۱) بیان می گردد:





شکل ۳. الف) شماتیکی از عملگر بکار رفته در محل زانو ب) شماتیک عملگر الاستیکی

در نظر گرفته می شوند که $x_1 = \theta_M$ به عنوان زاویهٔ حرکت موتور، $M = \tau_M$ سرعت زاویه ای موتور و $\pi_2 = \dot{\theta}_M$ گشتاور ورودی موتور می باشد. لذا مدل فضای حالت سیستم به صورت معادله (۳) خواهد بود:

$$\dot{x}_{1} = x_{2}$$

$$\dot{x}_{2} = -\frac{k}{I_{M}}x_{1} + \frac{1}{I_{M}}u - \frac{\tau_{res}}{I_{M}} + \frac{k}{I_{M}}\theta_{H} \qquad (r)$$

$$y = x_{1}$$

طبق رابطه (۲)، ترجع اصطکاک ذاتی، تابعی غیرخطی از سرعت زاویه-ای موتور ((((لمب) است، بنابراین:

$$\tau_{res} = f(x_2) \tag{(f)}$$

میباشد. چنانچه مشاهده می شود رابطه (۳) به علت وجود
$$\mathcal{T}_{res}$$
 یک
مدل فضای حالت غیرخطی است. گشتاور خروجی توسط عملگر
الاستیکی چرخشی تولید می گردد که به صورت معادله (۵) میباشد:
 $\mathcal{T} = k \left(\Theta_M - \Theta_H \right)$ (۵)

حال با توجه به معادله (۵) و گشتاور مطلوب ورودی (T_d)، زاویه مطلوب موتور بهصورت معادله (۶) بدست می آید:

$$\theta_{Md} = \frac{\tau_d}{k} + \theta_H \tag{9}$$

پس اگر کنترل کننده طوری طراحی شود که $\theta_M = \theta_{Md}$ گردد در این صورت گشتاور خروجی (تولیدی)، گشتاور مطلوب را ردیابی خواهد کرد یعنی $\tau = \tau_d$.

٣- كنترل مد لغزشي[10]:

در صورت وجود عدمقطعیت یا دینامیکهای مدلنشده در پارامترهای سیستم و مدل، بر روی خروجی تأثیر گذار خواهد بود و امکان ایجاد ناپایداری سیستم خواهد شد که باید خروجی را در مقابل این عدم-قطعیتها مقاوم کرد [18]. در [16] طراحی یک کنترل کننده مدلغزشی جهت کنترل و افزایش مقاومت خروجی در مقابل عدمقطعیتها پیشنهاد شده است که به بررسی اجمالی از آن می پردازیم. با تعریف رابطه خطا به صورت $-\theta_M - \theta_M$

$$\tilde{E} = E - E_d = (\theta_M - \theta_H) - (\theta_{Md} - \theta_H) \Longrightarrow \tilde{E} = \theta_M - \theta_{Md} \tag{Y}$$

در صورتی که $heta_M= heta_M$ شود خطا به صفر میل می کند. صفحه لغزش به صورت معادله (۸) تعریف می گردد:

$$S = (\frac{d}{dt} + \lambda)\tilde{E} \tag{(A)}$$

 $I_{M}\ddot{\theta}_{M} = \tau_{M} - k\left(\theta_{M} - \theta_{H}\right) - \tau_{res} \tag{1}$

در رابطه (۱) I_M اینرسی موتور، θ_M و θ_H به ترتیب زوایای موتور و پای انسان که توسط انکدرها اندازه گیری می شوند و همچنین k ثابت فنر به کار رفته بین موتور و پا می باشد. کنترل و مدلسازی این سیستم در فاز راه رفتن شخص بوده و در این حالت چون پای مصنوعی در هنگام راه رفتن از زمین جدا می شود و در حال حرکت است جرم شخص بر اینرسی اعمالی بر عملگر، تأثیری ندارد و فقط جرم پای طراحی شده به همراه جرم موتور، در اینرسی کلی سیستم لحاظ می گردد. در فاز قدم زنی^۱ وزن شخص به علت قرارگیری پا در هوا، در نحوه عملکرد عملگر الاستیکی موثر نبوده و تنها در حالت ایستاده، تمام وزن شخص به طور مستقیم به پا وارد می گردد. همچنین خواص دمیری و فنری عضلات چهارسر ران و عقب ران و ... در گشتاور غیرخطی لحاظ گردیده است.

معادله گشتاور مقاومتی غیرخطی، برحسب سرعت زاویهای موتور به صورت معادله (۲) مدل گردیده است [۱۱] و [۱۵]:

$$\tau_{res} = a_1 + a_2 sign(\theta_M) + a_3 \theta_M \tag{7}$$

که ₁^A، ₂^A و ₆^A به ترتیب ضرایب بایاس، اصطکاک غیرخطی و ضربه گیر خطی می باشند. نمودار گشتاور مقاومتی غیرخطی کولمب بر حسب سرعت زاویه ای موتور در شکل ۴ رسم شده است. لازم به ذکر است صحت سنجی مدل دینامیکی (۱) و (۲) مبتنی بر مراجع [۱۱] و [۱۵] بوده به عنوان مثال معادله گشتاور دینامیکی غیر خطی بدست آمده (۲) برای عملگر استاتیکی با ضرایب عددی در مرجع [۱۵] در شرایط آزمایشگاهی خاص، مورد بحث قرار گرفته که در این مقاله به عنوان پیش فرض از آن ضرایب استفاده خواهد شد.



گشتاور فنر با اختلاف زاویه بین موتور (θ_M) و پا (θ_H) ، رابطه مستقیم دارد، که در اینجا هدف ما ردیابی یک گشتاور دلخواه مطلوب توسط فنر میباشد که گشتاور را از موتور به پا جهت حرکت مطلوب انتقال دهد. سیستم را با نوع دیگری از مدلسازی یعنی توصیف فضای حالت بیان مینماییم. باتوجه به مدل سیستم، متغیرهای حالت به گونهای

- Swing

ھادی صباغی کندری، علی کارساز

برای اطمینان از اینکه خطای \widetilde{E} به صفر میل می کند، متغیر لغزش باید به صفر میل کند که این شرط، معادل باقیماندن برروی صفحه S میباشد. معادله کنترل مدلغزشی همراه با روش کنترل مدلغزشی- تطبیقی در بخش ۴ بیان می گردد.

٤- کنترل گشتاور خروجی به روش کنترل مدلغزشی- تطبیقی[۱۷]:

کنترل کننده تطبیقی ابزاری با پارامترهای قابل تنظیم، همراه با مکانیزمی برای تنظیم و تخمین پارامترها میباشد [۱۸]. کنترل تطبیقی فقط به منظور تخمین پارامترهای دارای عدمقطعیت استفاده شده و مقدار تخمینی آنها به یک کنترل کننده مدلغزشی اعمال می گردد. فیدبکهای حالت زیر را در نظر بگیرید:

$$v = v_1 + k \left(\theta_H - \theta_M\right) - \tau_{res} \tag{9}$$

$$u = v - k \left(\theta_H - \theta_M\right) + \tau_{res} \tag{(1.)}$$

در [١٧] اینرسی موتور (I_M) ، پارامتر دارای عدمقطعیت است. با اعمال کنترل های فوق و با توجه به معادله (۳) و در نظر گرفتن $\frac{1}{I_M} = q$ ، میتوان q را تخمین زد. با فرض نظر $\tilde{P} = \hat{p} = \hat{p}$ ، که \tilde{q} اختلاف مقدار واقعی پارامتر q و تخمین آن یعنی \hat{q} میباشد و ورودی کنترل ۷، قانون تطبیق به صورت معادله (۱۱) بدست میآید [۱۷]:

$$\dot{\hat{p}} = -g\tilde{p}v^2 \tag{(11)}$$

که در آن g پارامتر صحیح و مثبت تطبیق است. با توجه به صفر قرار دادن مشتق صفحه لغزش بخش ۳ و اعمال \hat{p} تخمین زده شده، قانون کنترل مدلغزشی به صورت معادله (۱۲) بدست می آید [۱۰].

$$v_1 = \frac{1}{\hat{p}(x)} [-\hat{f}(x) - CE(x) - ksat(\frac{s}{\phi})]$$
 (17)

در کنترلکننده مدلغزشی به جای استفاده از تابع علامت (((sign) از تابع اشباع ((sat (S)) استفاده شده است بههمین دلیل بهآن کنترلکننده مدلغزشی هموار گفته میشود.

٥- کنترل بهینه و کنترل مقاوم با رهیافت بهینه (روش پیشنهادی):

در این مقاله تاکید اصلی بر مبنای کنترل بهینه در طراحی کنترل مقاوم است [۱۹]. این موضوع بههمراه ارائه روش کنترل بهینه برای سیستمهای خطی توصیف می گردد. سیستم کنترل شده بهصورت زیر بیان می شود:

$$\dot{x} = A(q)x + Bu \tag{(17)}$$

هدف از طراحی پسخورد حالت، پایدارسازی سیستم برای تمام *Q*های ممکن در کران داده شده است. جواب مساله کنترل مقاوم فوق بستگی به برقراری شرط سازگاری برای عدمقطعیت دارد که بدین منظور لازم است عدمقطعیت پارامتری *Q* معادله (۱۳) در فضای برد *B* باشد. اکنون با توجه به معادله (۳) که معادله اصلی سیستم است و خطی-سازی فیدبکی آن، مدل فضای حالت سیستم خطی شده به صورت معادله (۱۴) می باشد:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -qk & -qa_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} u$$
 (1f)

در صورتی که در سیستم فقط پارامتر q دارای عدمقطعیت باشد مئلکاری که در [۱۵] بیان شده عدمقطعیت سازگار است و درصورتی که k و a_3 و نیز دارای عدمقطعیت باشند، عدمقطعیت ناسازگار بوده و کنترل آن نسبت به حالت سازگار سخت تر خواهد بود. در اینجا $\frac{1}{I_M}$ ه، پارامتر دارای عدمقطعیت سیستم و محدوده تغییرات آن [$q_{\min} q_{\max}$] است. درابتدا سیستم را سازگار فرض کرده و مسئله را حل می نماییم.

الف) سیستم با عدمقطعیت ساز گار:

اگر عدمقطعیت شرط سازگاری را دارا باشد، همیشه جواب مساله کنترل مقاوم وجود داشته و بهراحتی با حل مسئله کنترل بهینه قابل دستیابی است. حل مسئله کنترل بهینه با اعمال محدودیتهایی بر روی تابع هزینه بدست می آید. بر اساس ویژگیهای کنترل بهینه اثبات می شود که جواب مساله کنترل بهینه که توسط معادله همیلتن_ ژاکوبی_ بلمن (HJB) توصیف می گردد، همان جواب مسئله کنترل مقاوم است. اکنون فرض کنید عدمقطعیت در ماتریس ورودی وجود داشته باشد. با فرض اینکه عدمقطعیت پارامتری *p* از طریق ماتریس ورودی *B* وارد سیستم گردد و عدمقطعیت در (*P*) *A* نیز در شرط سازگاری صدق کند داریم:

$$\dot{x} = A(q)x + BD(q)u \tag{10}$$

ماتریس ورودی که یک ماتریس مربعی m imes m و دارای عدم-قطعیت می یاشد با ($D\left(q
ight)$ نشان داده شده است.

D(q) فرض ۲: برای هر $q \in [q_{\min} \ q_{\max}]$ ، ماتریس ثابت $q \in [q_{\min} \ q_{\max}]$

$$0 < D_0 < D(q) \tag{19}$$

¹ Hamilton-Jacobi-Belman

(20)

 $(\Lambda \Lambda)$

با توجه به معادله (۱۵) و (۱۹) چنانچه
$$1 = q_0$$
 لحاظ
شود، $\begin{bmatrix} 0\\1 \end{bmatrix} = B$ و $\begin{bmatrix} 0\\1 \end{bmatrix}$ بدست می آید.
فوض ۲: برای هر $\begin{bmatrix} q_{\min} & q_{\max} \end{bmatrix} \neq p$ ، ماتریس $(\phi(q)\phi)$ که
فرض ۲: برای هر $m \times n$ ماتریس $(\phi(q)\phi)$ که
عدمقطعیت را نشان می دهد با ابعاد $m \times n$ وجود دارد به طوری که:
 $A(q) - A(q_0) = BD_0\phi(q)$ (۱۷)
 (10) محدود است. طبق معادله (۱۷) و فرض ۲ خواهیم
داشت:

$$\phi(q) = \begin{bmatrix} -k \,\Delta q & -a_3 \Delta q \end{bmatrix}$$

پس هدف ما حل مسئله کنترل مقاوم بهمنظور پایدارسازی سیستم عدمقطعیت پارامتری میباشد.

مساله کنترل مقاوم و تبدیل آن به مسئله کنترل بهینه:
اگر سیستم غیرخطی زیر را در نظر بگیریم:
$$\dot{x} = f(x, u)$$
 (۱۹)

هدف یافتن قانون کنترل است به طوری که تابعی زیر حداقل گردد:

$$j(x,t) = \int_{t}^{t_{f}} L(x,u) d\tau \qquad (\gamma \cdot)$$

که در آن t زمان فعلی، t_{f} زمان نهایی، $x = x\left(t
ight)$ حالت f فعلی و L(x,u) تابع هدف است.

تابع هزینه درجه دوم با درنظر گرفتن

$$L(x, u) = x^T x + u^T R u_0$$
به شکل زیر تبدیل می گردد:
 $j(x,t) = \int_{t}^{t_f} f(x^T Q x + u^T R u) d\tau$
(۲۱)

اگر
$$j(x,t)$$
 را حداقل هزینه تحت کنترل باشد [۱۹]. معادله
همیلتن-ژاکوبی- بلمن به صورت زیر ساده میگردد:

$$\min_{u \in \mathbb{R}^m} = \left\{ L(x, u) + \left(\frac{\delta j^*}{\delta x}\right)^T f(x, u) \right\} = 0 \qquad (YY)$$

قانون کنترل پسخورد
$$u=kx$$
 باید چنان تعیین شود که سیستم
حلقه بسته پایدارگردد.
برای سیستم کمکی

$$\dot{x} = A(q_0)x + BDu \tag{(17)}$$

قانون کنترل پسخورد
$$u = kx$$
 را چنان مییابیم که تابعی هزینه
 $\int_{0}^{\infty} (x^T Fx + x^T x + u^T u) dt = \int_{0}^{\infty} (x^T Qx + u^T Ru) dt$ (۲۴)
 $\int_{0}^{\infty} (x^T Fx + x^T x + u^T u) dt = 2 \int_{0}^{\infty} (x^T Qx + u^T Ru) dt$
 $- c Lield \mathcal{Z} (۲۴)
 $- c Lield \mathcal{Z}$ (۲6)
 $- c Lield \mathcal{Z}$ (۲6)
 $- c Lield \mathcal{Z}$ (۲6)
 $- c Lield \mathcal{Z}$ (16)
 $- c Lield \mathcal{Z}$ (17)
 $- c Lield$$

$$\phi(q)^T \phi(q) \le F$$

$$A(q_0)^T W + WA(q_0) + F + I - WBDD^T B^T W = 0$$
 (YV)

را بر حسب W حل می کنیم $(R=R^{-1}=I)$. لذا جواب مسئله کنترل بهینه $u=-D^TB^TWx$ خواهد بود که در آن $k=-D^TB^TW$ می باشد.

از آنجا که $(A(q_0), B)$ پايدارپذير و $F \ge 0$ ، جواب مسئله کنترل بهينه وجود دارد. فرض کنيد جواب به صورت u = kx باشد. اثبات می شود که اين جواب، جواب مسئله کنترل مقاوم نيز می باشد که در اينجا از اثبات آن صرف نظر شده است.

در واقع با اعمال کنترلکننده u = Kx سیستم در نقطه پایدار صفر قرار خواهد گرفت و ما به منظور ردیابی یک نقطه خاص می بایست قطبهای سیستم را در مکان مطلوب جایابی نماییم.

حال درصورتی که پارامترهای k و a_3 نیز علاوه بر q، عدمقطعیت داشته باشند سیستم با عدمقطعیت ناسازگار بوده و حل مسئله کمی پیچیدهتر خواهد شد.

ب) سیستم با عدمقطعیت ناساز گار:

در اینجا عدمقطعیت هم در ماتریس ورودی (B) و هم در ماتریس حالت (A) وجود دارد ولی در شرط سازگاری صدق نمی کند. در این صورت برای فضای حالت سیستم داریم:

$$\dot{x} = A(q, k, a_3) + BD(q)u \tag{YA}$$

بەدلىل اينكە q داراى عدەقطعىت است پس بايد $a_{3_0} \in [a_{3\min} \ a_{3\max}]$ و $q_0 \in [q_{\min} \ q_{\max}]$ $a_{3_0} \in [a_{3\min} \ a_{3\max}]$ و $q_0 \in [q_{\min} \ q_{\max}]$ $k_0 \in [k_{\min} \ k_{\max}]$ $k_0 \in [k_{\min} \ k_{\max}]$ $a_{3_0} \geq b_0$ طورى انتخاب گردد $a_{3_0} < D(q) < 0$ طورى انتخاب گردد $a_{3_0} < D(q) < 0$ باشد كه در اينجا مقادير q_0 ، q_0 و a_0 و $a_{3_0} < D(q) < 0$ باشد كه در اينجا مقادير p_0 ، q_0 و $a_{3_0} < D(q) < 0$ باشد كه در اينجا مقادير a_0 ، a_0 و $a_{3_0} < 0$, $a_{3_0} < 0$ باشد كه در اينجا مقادير a_0 ، a_0 و $a_{3_0} < 0$, $a_{3_0} < 0$ باشد كه در اينجا مقادير a_0 ، a_0 باشد كه در اينجا مقادير a_0 ، a_0 باشد اينجاب شدهاند. $a_{3_0} < 0$ ، a_0 ، a_0 , a_0 باشد كه در اينجا مقادير a_0 ، a_0 ، a_0 ، a_0 , $a_$

$$\Delta A = A(q, k, a_3) - A(a_0, k_0, a_{3_0})$$
(ra)

هادی صباغی کندری، علی کارساز

داريم:

$$\Delta A = (BD)(BD)^{+} \Delta A + (I - (BD)(BD)^{+}) \Delta A \qquad (\Psi \cdot)$$

با انتخاب دو پارامتر G و Hبهصورت زیر به عنوان پارامترهای کمکی که کرانهای بالای عدمقطعیتها را معرفی مینمایند مسئله را به یک مسئله کنترل بهینه تبدیل مینماییم.

$$\alpha^{-2} (\Delta A)^T \Delta A \le H$$

$$(\Delta A)^T (BD)^T (BD)(\Delta A) \le G$$
(T1)

سیستم نامی کمکی را بهصورت:

$$\dot{x} = A(q_0, k_0, a_{30})x + BD_0 u$$

$$+ \alpha (I - (BD)(BD)^+)v$$
(**)

قانون کنترل u = Kx و v = Lx را چنان باید تعیین نمود که تابعی هزینه معادله (۳۳) کمینه گردد.

$$\int_{0}^{\infty} (x^{T} (G + \rho^{2}H + \beta^{2}I)x + u^{T}u + \rho^{2}v^{2}v) dt$$

$$= \int_{0}^{\infty} (x^{T} \tilde{Q}x + u^{T} \tilde{R}u) dt$$

$$\sum_{k=1}^{\infty} (x^{T} \tilde{Q}x + u^{T} \tilde{R}u)$$

$$\tilde{A} = A(q_0, k_0, a_{3_0}), \quad \tilde{B} = \begin{bmatrix} BD_0 & \alpha (I - (BD)(BD))^+ \end{bmatrix}$$
$$\tilde{Q} = G + \rho^2 H + \beta^2 I \qquad \tilde{R} = \begin{bmatrix} I & 0\\ 0 & \rho^2 I \end{bmatrix}$$
(red)

میباشد. قانون کنترل با فرض این تغییرات بهصورت معادله (۳۶) بدست میآید:

رقرار باشد تا
$$Kx$$
 جواب مسئله کنترل مقاوم گردد.

$$\begin{split} V(x) &= \\ \min_{u \in \mathbb{R}^m} \int_0^\infty (x^T (G + \rho^2 H + \beta^2 I) x + u^T u + \rho^T v^T v) dt \\ & \geq n \text{ bin}_{u,u} (x^T (G + \rho^2 H + \beta^2 I) x + u^T u + \rho^T v^T v) \\ & + V_x^T (A(q_0) x + BDu) + \alpha (I - (BD)(BD)^+)V)) = 0 \\ & = 1 \text{ bin}_{u,u} \text{ bin}_{u,u} \text{ constants} \quad (\forall A) = 1 \text{ constants} \\ & = 1 \text{ constants} \quad (\forall A) \text{ constants} \\ & = 1 \text{ constants} \quad (\forall A) \text{ constants} \\ & = 1 \text{ constants} \quad (\forall A) \text{ constants} \\ & = 1 \text{ constants} \quad (\forall A) \text{ constants} \\ & = 1 \text{ constants} \quad (\forall A) \text{ constants} \\ & = 1 \text{ constants} \quad (\forall A) \text{ constants} \\ & = 1 \text{ constants} \quad (\forall A) \text{ constants} \\ & = 1 \text{ constants} \quad (\forall A) \text{ constants} \\ & = 1 \text{ constants} \quad (\forall A) \text{ constants} \\ & = 1 \text{ constants} \quad (\forall A) \text{ constants} \\ & = 1 \text{ constants} \quad (\forall A) \text{ constants} \\ & = 1 \text{ constants} \quad (\forall A) \text{ constants} \quad (\forall A) \text{ constants} \\ & = 1 \text{ constants} \quad (\forall A) \text{ constants} \quad (\forall A) \text{ constants} \\ & = 1 \text{ constants} \quad (\forall A) \text{ constant$$

$$\begin{aligned} x^{T} & (G + \rho^{2}H + \beta^{2}I)x + x^{T}k^{T}kx \\ &+ \rho^{2}x^{T}L^{T}Lx + V_{x}^{T} (A(q_{0}, k_{0}, a_{3_{0}})x \\ &+ BDKx + \alpha(1 - (BD)(BD)^{+}Lx) = 0 \end{aligned}$$

و همچنين

$$2x^{T}k^{T} + V_{x}^{T}BD = 0$$

$$2\rho^{2}x^{T}L^{T} + V_{x}^{T}\alpha(I - (BD)(BD)^{+}) = 0$$
(F.)

$$\begin{aligned} \sum_{k=0}^{+} &= ((BD)^T \ BD)^{-1} (BD)^T \ BD)^{-1} (BD)^T &= (BD)^T \ BD)^{-1} \\ &= (BD)^T \ BD)^{-1} (BD)^T \ BD^{-1} \\ &= (BD$$

حال نشان میدهیم که
$$0 < 0$$
 به ازای تمام $\dot{Y}(x) < 0$ است.
 $\dot{V}(x)$

$$=V_x^T \dot{x}$$

$$=V_x^T (A(p)x + BD(Kx + E(p)Kx)))$$

$$=V_x^T (A(p_0)x + BDKx + \alpha(I - (BD)(BD)^+Lx))$$

$$+V_{x}^{T} (A(p) - A(p_{0}))x - V_{x}^{T} \alpha (I - (BD)(BD)^{+})Lx +V_{x}^{T} BDE(p)Kx = V_{x}^{T} (A(p_{0})x + BDKx +\alpha (I - (BD)(BD)^{+}Lx) + V_{x}^{T} BD(BD)^{+} (A(p) - A(p_{0}))x +V_{x}^{T} \alpha (I - (BD)(BD)^{+})(A(p) - A(p_{0}))x -V_{x}^{T} \alpha (I - (BD)(BD)^{+})Lx + V_{x}^{T} BDE(p)Kx$$

(47)

از رابطه (۳۹) داریم:

$$V_{x}^{T} (A(q_{0})x + BDKx + \alpha(I - (BD)(BD)^{+})Lx)$$

= $-x^{T} (G + \rho^{2}H + \beta^{2}I)x - x^{T}K^{T}Kx - \rho^{2}x^{T}L^{T}Lx$ (FT)

$$V_x^T (BD)(BD)^+ (A(q) - A(q_0))x =$$

$$-2x^T K^T (BD)^+ (A(q) - A(q_0))x \qquad (ff)$$

$$V_x^T (BD)E(q)Kx = -2x^T K^T E(q)Kx$$

و از رابطه (۴۱)

هادی صباغی کندری، علی کارساز

$$V_{x}^{T} \alpha (I - (BD)(BD)^{+})Lx = -2\rho^{2}x^{T}L^{T}Lx$$

$$V_{x}^{T} (I - (BD)(BD)^{+})(A(q) - A(q_{0}))x$$

$$= -2\alpha^{-1}\rho^{2}x^{T}L^{T} (A(q) - A(q_{0}))x$$
(For equation (F

بنابراين

$$\begin{split} \dot{V}(x) = & V_x^T (A(q_0)x + BDKx \\ &+ \alpha (I - (BD)(BD)^+)Lx) \\ &+ V_x^T (BD)(BD)^+ (A(q) - A(q_0))x \\ &+ V_x^T (I - (BD)(BD)^+)(A(q) - A(q_0))x \\ &- V_x^T \alpha (I - (BD)(BD)^+)Lx + V_x^T BDE(q)Kx \\ &= -x^T (G + \rho^2 H + \beta^2 I)x - x^T K^T Kx \\ &- \rho^2 x^T L^T Lx - 2x^T K^T (BD)^+ (A(q) \\ &- A(q_0))x - 2\alpha^{-1}\rho^2 x^T L^T (A(q) \\ &- A(q_0))x + 2\rho^2 x^T L^T Lx - 2x^T K^T E(q)Kx \end{split}$$

از رابطه (۳۱) :

$$\begin{aligned} &-x^{T}K^{T}Kx - 2x^{T}K^{T}(BD)^{+}(A(q) - A(q_{0}))x \\ &= -x^{T}(K - (BD)^{+}(A(q) - A(q_{0})))^{T}(K^{T} - (BD)^{+}(A(q) - A(q_{0})))x \\ &+ x^{T}((BD)^{+}(A(q) - A(q_{0})))^{T}((BD)^{+}(A(q) - A(q_{0})))x \\ &\leq x^{T}((A(q) - A(q_{0}))^{T}(BD)^{+T}(BD)^{+}(A(q) - A(q_{0}))x \\ &\leq x^{T}Gx \end{aligned}$$

(44)

و همچنين:

$$\begin{aligned} &-2\alpha^{-1}\rho^{2}x^{T}L^{T}(A(q) - A(q_{0}))x \\ &\leq \rho^{2}x^{T}L^{T}Lx + \alpha^{-2}\rho^{2}x^{T}(A(q) - A(q_{0}))^{T}(A(q) - A(q_{0}))x \\ &\leq \rho^{2}x^{T}L^{T}Lx + \rho^{2}x^{T}Hx \end{aligned}$$

بنابراين

$$\begin{split} \dot{V}(x) &= -x^{T}(G + \rho^{2}H + \beta^{2}I)x - x^{T}K^{T}Kx - \rho^{2}x^{T}L^{T}Lx \\ &- 2x^{T}K^{T}(BD)^{+}(A(q) - A(q_{0}))x \\ &- 2\alpha^{-1}\rho^{2}x^{T}L^{T}(A(q) - A(q_{0}))x \\ &+ 2\rho^{2}x^{T}L^{T}Lx - 2x^{T}K^{T}E(q)Kx \\ &\leq -x^{T}(G + \rho^{2}H + \beta^{2}I)x - \rho^{2}x^{T}L^{T}Lx + x^{T}Gx \\ &+ \rho^{2}x^{T}L^{T}Lx + \rho^{2}x^{T}Hx + 2\rho^{2}x^{T}L^{T}Lx - 2x^{T}K^{T}E(q)Kx \\ &= -x^{T}(\beta^{2}I - 2\rho^{2}L^{T}L)x - 2x^{T}K^{T}E(q)Kx \\ &\leq -x^{T}(\beta^{2}I - 2\rho^{2}L^{T}L)x \end{split}$$
(F9)

اگر شرط کافی
$$eta > 0 = eta^2 I - 2
ho^2 L^T L$$
 برقرار باشد، آنگاه

$$\vec{V}(x) < 0 \quad x \neq 0$$

$$\vec{V}(x) = 0 \quad x = 0$$

$$(\Delta \cdot)$$

بنابراین برای تمام $q \in [q_{\min} \ q_{\max}] = q \in [q_{\min} \ q_{\max}]$ بنابراین برای برای تمام $q \in [q_{\min} \ q_{\max}]$ یستم پایدار بوده $k \in [k_{\min} \ k_{\max}]$ و $a_3 \in [a_{3\min} \ a_{3\max}]$ و e = Kx و M = Kx مالوب توسط گشتاور خروجی باید قطب های سیستم حلقه بسته در مکان مطلوبی جایابی گردند.

٦- نتایج شبیهسازی:

شبیه سازی ها در دو سناریوی مختلف، که در سناریوی اول شبیه-سازی ها با همان پارامتر های [۱۵] که فقط یک پارامتر آن دارای عدم-قطعیت است، اجرا می گردد. و خطای ناشی از کنترل کننده مقاوم با رویکرد بهینه (روش پیشنهادی) با خطاهای ناشی از اعمال دو کنترل کننده دیگر یعنی کنترل کننده مدلغزشی_ تطبیقی و مدلغزشی به تنهایی به سیستم، مقایسه می گردند. در سناریوی دوم شبیه سازی ها با وجود عدم قطعیت در سه پارامتر که ناساز گار با سیستم هستند و با کمک کنترل پیشنهادی و کنترل کننده های بیان شده یعنی کنترل کننده های مدلغزشی تطبیقی و مدلغزشی به تنهایی اجرا می گردد که نو آوری مقاله نیز در آن برجسته تر گردیده است.

تعريف خطا:

با تعریف معیارهای خطا به صورت زیر میتوان نتایج حاصل را مقایسه نمود.

میانگین قدرمطلق خطا (Mean Absolute Error):

$$MAE = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} |x_{i} - \hat{x}_{i}| = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} |e_{i}|$$
(۵۱)
$$e_{i} = x_{i} - \hat{x}_{i} \quad o \quad x_{i} \quad c_{i} \quad c_{i}$$

میانگین مربع خطا (Mean Square Error):

$$\begin{split} MSE &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} (x_i - \hat{x_i})^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} (e_i)^2 \quad \text{(at)} \\ e_i &= x_i - \hat{x_i} \quad \text{of } x_i \text{ transformation} \quad \hat{x_i} \text{ transformation} \quad \hat{x_i} \text{ transformation} \quad \hat{x_i} \text{ transformation} \quad \text{(at)} \\ \text{Integral} \end{split}$$

انحراف معيار خطا (Standard Deviation of error)

$$STD = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} \left[x_i - \overline{x_i} \right]^2}$$
 (27)

مقدار متوسط x_i مىياشد. -۲- سناريوى اول:

در این سناریو سیستم جبرانشده با سه کنترلکننده مدلغزشی، مدلغزشی-تطبیقی و روش کنترلی پیشنهادی (مقاوم با رویکرد بهینه) برای عملگر با توجه به مقادیر پارامتری که بهطور عملی در [11] و [1۵] مورد آزمایش قرار گرفته و تعیین شدهاند، شبیهسازی میگردد.

k = 0.23 (Nm/deg) , $I_M = 1(kgm^2)$ یعنی (k = 0.23 (Nm/deg) , $I_M = 1(kgm^2)$ یعنی (k = 0.23 (Nm/deg) , $I_M = 1.509 \times 10^{-1}$, $a_3 = 0.1414 (Nm/red^{-1})$, $a_{1} = -1.509 \times 10^{0} (Nm)$, $a_{2} = 9.572 \times 10^{-1} (Nm)$, $a_{1} = -1.509 \times 10^{0} (Nm)$, $a_{2} = 9.572 \times 10^{-1} (Nm)$, $a_{1} = -1.509 \times 10^{0} (Nm)$, $a_{2} = 3.572 \times 10^{-1} (Nm)$, $a_{1} = -1.509 \times 10^{0} (Nm)$, $a_{2} = 3.572 \times 10^{-1} (Nm)$, $a_{1} = -1.509 \times 10^{0} (Nm)$, $a_{2} = 3.572 \times 10^{-1} (Nm)$, $a_{2} = -1.509 \times 10^{0} (Nm)$, $a_{3} = -1.509 \times 10^{0} (Nm)$, $a_{4} = -1.509 \times 10^{0} (Nm)$, $a_{2} = -1.509 \times 10^{0} (Nm)$, $a_{2} = -1.509 \times 10^{0} (Nm)$, $a_{3} = -1.509 \times 10^{0} (Nm)$, $a_{4} = -1.509 \times 10^{-1} (Nm)$, $a_{5} = -1.509 \times 10^{-1} (Nm)$, a_{5}

$$F = \begin{bmatrix} (k (q_{\max} - q_0))^2 & k a_3 (q_{\max} - q_0)^2 \\ k a_3 (q_{\max} - q_0)^2 & (a_3 (q_{\max} - q_0))^2 \end{bmatrix}$$
 (54)

$$Q = F + I$$

$$R = I = 1$$
(44)

با توجه به معادلات (۲۷) و (۵۴) و (۵۵) و حل مسئله ریکاتی، ورودی کنترل مقاوم مبتنی به روش کنترل بهینه به صورت معادله (۵۶) بدست میآید:

$$u = \begin{bmatrix} -0.9013 & -1.2805 \end{bmatrix} x \tag{45}$$

با تغییر کوچکی در معادله (۵۶) و بهمنظور ردیابی نقطه دلخواه، کنترلکننده را به صورت زیر تغییر میدهیم تا قطبهای سیستم حلقه بسته در مکان مطلوبی جایابی گردند.

$$u = \begin{bmatrix} -0.9013C_0 & -1.2805C_1 \end{bmatrix} x$$

$$+ C_0 \theta_{Md} + C_1 \dot{\theta}_{Md} + \ddot{\theta}_{Md}$$
(by)

که با انتخاب قطبها در ۵۰- و ۲۰- و ۲₀ و ۲₁ انتخاب می گردند.

به دلیل در دسترس نبودن پروفایل دقیق گشتاور ورودی به عملگرهای زانو از طرف مغز انسان جهت ایجاد یک قدم زنی استاندارد، گشتاور مطلوب به شکل متغیر با زمان و در محدوده فرکانس کاری پای انسان در نظر گرفته می شود. در این مقاله گشتاور مطلوب ورودی یک موج سینوسی با دامنه ۳*Nm. و* فرکانس ۱*Hz. م*یباشد که در شکل ۶ نشان داده شده است همچنین با یک تبدیل کوچک مطابق روابط ذکر شده می توان زاویه حرکت مفصل را به عنوان خروجی مدل نیز درنظر گرفت سیگنال در نظر گرفته شده برای گشتاور مطلوب به شکل سینوسی در واقع شبیه سازی از فرامین مغز انسان به ماهیچههای پا در اشخاص سالم جهت بکارگیری در افراد معلول است همچنین $heta_{H}$ نیز به عنوان ورودی دوم یک موج سینوسی با دامنه ۲۶ deg و فرکانس Hz ۰/۵ Hz در نظر گرفته می شود بازه حرکت زانو را حدود ۵۲۳ و به صورت مثبت و منفی در نظر گرفتهایم تا فنر زیاد جمع و یا باز نشود و از حالت خطی خارج نگردد [۱۱]. در شکل ۵ رسم شده است. شکل ۵ شبیهسازی زوایای موتور با کمک سه کنترلکننده بیان شده را به همراه زوایای مطلوب ورودي موتور که بايد موتور اين زاويه را با الگوريتمهاي کنترلي رديابي

نماید را نشان میدهد. همان طور که مشاهده می گردد ردیابی زاویه مطلوب موتور با کمک روش پیشنهادی به خوبی صورت گرفته است. این زاویه مطلوب اگر با ردیابی دقیق تری توسط موتور صورت گرد گشتاور خروجی دقیق تری را به دنبال خواهد داشت. در شکل ۶ که ردیابی گشتاورها را نشان می دهد می توان مشاهده کرد که گشتاور خروجی به ممک روش پیشنهادی، ورودی مطلوب را با دقت بالایی ردیابی کرده و علاوه بر این که سرعت بالایی در ردیابی داشته است بالازدگی ها در روش های دیگر در شکل مشهود است در حالی که گشتاور خروجی با روش پیشنهادی از همان ابتدا بدون بالازدگی بوده و به طور دقیق تری ورودی مطلوب را دنبال کرده است. تصدیق این ردیابی در شکل ۷ نیز مشخص است که دامنه خطای ردیابی به طور قابل توجهی کاهش یافته است و سرعت ردیابی نیز به طور چشمگیری افزایش مییابد. به خاطر وضوح بیشتر بعضی از شکلها، قسمتی از آنها بزرگنمایی شده است.



شکل ۵: نمودار زوایای سیستم (سناریوی اول): زوایای حرکت موتور با سه کنترل کننده و زاویه مطلوب موتور جهت ردیابی، مقدار نامی پارامتر (Ingm²) _M جدمراه ۲۰٪ عدمقطعیت.



هادی صباغی کندری، علی کارساز



میزان خطای گشتاورها با اعمال این کنترلکنندهها در جدول ۱ نیز مشاهده می گردد. بامشاهده درصد بهبود کنترلکننده پیشنهادی نسبت به دو کنترلکننده دیگر از صحت عملکرد این روش اطمینان حاصل می-گردد.

جدول۱: مقادیر خطای گشتاور خروجی در ۱۰ ثانیه عملکرد سیستم

اول):	(سناريوي
-------	----------

MAE (Nm)	MSE (Nm)	STD (Nm)	معیار خطا کنترل کنندہ
•/•198	•/•••٧٩	•/•٢•۶	مدلغزشي هموار[١۵]
•/•104	•/•••¥	•/• **•	مدلغزشی-تطبیقی هموار[۱۷]
•/••9۵	•/•••٢٥	•/•10٣	پیشنهادی (بهینه مقاوم)
<u>'/</u> 99/01	' <u>/.</u> 9V/99	<u>7.</u> 80/90	درصد بهبود(روش بهینه مقاوم نسبت به روش لغزشی هموار)
Ύ. ΔV/AA	<u>7.</u> 94/44	<u>/۲</u> ۰	درصد بهبود (روش بهینه مقاوم نسبت به روش لغزشی-تطبیقی هموار)

۲-۷. سناریوی دوم:

در این سناریو با فرض اینکه سه پارامتر
$$I_M$$
 و k_a و a_a در این
مقادیر متوسط $(NM)_{M} = 1(kgm^2)$ و
 $k = 0.23(\frac{NM}{rad})$ ، $(I_M = 1(kgm^2)$ و
 $a_a = 1414(\frac{NM}{rad})$
است. سیستم بدلیل وجود سه عدمقطعیت باشند شبیهسازی اجرا شده
است. سیستم بدلیل وجود سه عدمقطعیت، یک سیستم دارای عدم-
قطعیت ناساز گار است. با توجه به معادله (۱۸) و مقادیر متوسط گفته شده
برای سیستم کمکی داریم:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -q_0 k_0 & -q_0 a_{3_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0.05 \end{bmatrix} v \quad (\Delta A)$$

در اینجا $a_{3_0} = 1414$ و $k_0 = 0.23$ ، $q_0 = 1414$ همان مقادیر متوسط پارامترهای مورد نظر میباشد. تابعی هزینه نیز برای این سیستم با انتخاب $\rho = 1$ ، $\beta = 10$ و $\alpha = 0.05$ نیز به صورت معادله (۵۹) است:

$$x^{T} \left(\begin{bmatrix} (\Delta kq)^{2} & (\Delta kq)(\Delta ka_{3}) \\ (\Delta kq)(\Delta ka_{3}) & (\Delta ka_{3})^{2} \end{bmatrix} \right)$$

$$j_{u,v} = \int_{0}^{\infty} + \begin{bmatrix} 400(\Delta kq)^{2} & 400(\Delta kq)(\Delta ka_{3}) \\ 400(\Delta kq)(\Delta ka_{3}) & 400(\Delta ka_{3})^{2} \end{bmatrix} \quad (\Delta N)$$

$$+ \begin{bmatrix} 100 & 0 \\ 0 & 100 \end{bmatrix} + u^{T}u + v^{T}v \right)$$

که در آن داریم:

$$\Delta kq = k_{\max}q_{\max} - k_0q_0$$

$$\Delta ka_3 = k_{\max}a_{3_{\max}} - k_0a_{3_0}$$
 (9.)

با حل مسأله جبری ریکاتی
$$ilde{S} ilde{A}+ ilde{A}^TS+ ilde{Q}-S ilde{B} ilde{R}^{-1} ilde{B}^TS=0$$
که در آن

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -q_0 k_0 & -q_0 a_{3_0} \end{bmatrix} \qquad \tilde{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0.05 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\tilde{Q} = \begin{bmatrix} 104.1068 & 2.5248 \\ 2.5248 & 101.5521 \end{bmatrix} \qquad \tilde{R} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \qquad (91)$$

میباشند. در این صورت ۲۸ – ۲۱ و ۲۸ – ۷ به صورت زیر بدست میآید:

$$u = -\begin{bmatrix} 8.74 & 10076.09 \end{bmatrix} x$$
$$v = -\begin{bmatrix} 4.8682 & 0.4370 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} x$$
^(FY)

این جواب ها اگر در شرط $eta^2 I - 2
ho^2 L^2 L > 0$ صدق کند $\mathcal{B}^2 I - 2
ho^2 L^2 L$ مد و کند $\mathcal{B}^2 I - 2\rho^2 L^2 L$ مد و بیان $\mathcal{B}^2 I = k x$ مد و این شرط بیان $\mathcal{B}^2 I = k x$ شده است.

$$\begin{bmatrix} 100 & 0 \\ 0 & 100 \end{bmatrix} - 2 \begin{bmatrix} 4.8682 & 0.4370 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}^{T} \begin{bmatrix} 4.8682 & 0.4370 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$
(5°°)
$$= \begin{bmatrix} 52.6013 & -4.2548 \\ -4.25 & 99.6181 \end{bmatrix} > 0$$

پس u = kx جواب مسأله کنترل مقاوم است. با تغییر کوچکی در معادله (۶۲) و به منظور ردیابی نقطه دلخواه، کنترل کننده را به صورت (یر تغییر می دهیم تا قطبهای سیستم حلقه بسته در مکان مطلوبی جایابی گردند. که با انتخاب قطبها در ۱۰-و ۲۰، C_0 و C_1 انتخاب می-گردند.

$$u = \begin{bmatrix} -8.74C_0 & -10076C_1 \end{bmatrix} x + C_0 \theta_{Md} + C_1 \dot{\theta}_{Md} + \ddot{\theta}_{Md}$$
 (99)

شکل ۸ شبیه سازی زوایای موتور با کمک سه کنترل کننده بیان شده را به همراه زوایای مطلوب موتور که باید توسط موتور ردیابی شود را نشان میدهد. همان طور که در این شکل مشاهده می گردد ردیابی زاویه به کمک کنترل کننده پیشنهادی به خوبی صورت گرفته است. شکل ۹ نیز ردیابی گشتاور خروجی را نشان میدهد. بالازدگی ها در روش های دیگر در شکل مشهود است در حالی که روش پیشنهادی بالازدگی خیلی پایینی دارد. شکل ۱۰ نیز که خطای این ردیابی را نشان میدهد تصدیق می ماید که کنترل کننده پیشنهادی بهتری را دارد.





شکل ۹: نمودار گشتاورهای سیستم (سناریوی دوم): گشتاورهای موتور با سه کنترل کننده و گشتاور مطلوب موتور جهت ردیایی، مقادیر نامی پارامترها کنترل کننده و گشتاور مطلوب موتور جهت ردیایی، مقادیر نامی پارامتره $I_M = 1(kgm^2)$ $I_M = 1(kgm^2)$ $I_M = 1(kgm^2)$ $I_M = 1(kgm^2)$



شکل ۱۰: نمودار خطاهای ردیابی گشتاور مطلوب سیستم (سناریوی دوم) توسط روش پیشنهادی و مقایسه با دو کنترل کننده دیگر

میزان خطا و بهبود روش پیشنهادی نسبت به دیگر روش های بیان شده در جدول زیر مشخص شده است. طبق این جدول روش پیشنهادی درصد بهبود بالایی در ردیابی گشتاور خروجی را نشان میدهد.

-		'	1	
معيارخطا	STD	MSE	MAE	
کنترل کننده	(Nm)	(Nm)	(Nm)	
ىدلغزشى هموار [١٥]	·/· ۵V	•/••٣٨	•/•۴۸٨	
ىدلغزشى-تطبيقى هموار[١٧]	•/•۵٨٩	•/••*•	•/•۵١٩	
يشنهادى(بهينه مقاوم)	•/•٣۶١	• ./•• ۲۵	•/•٣١•	
درصد بهبود(روش بهینه مقاوم نسبت به	·/ * V/A	·/ WV/SF	·/ ~ 9	
روش لغزشي هموار)). 1 1 /U	,. , , , , , ,	7. 17	
درصد بهبود (روش بهینه مقاوم نسبت به	·/ ** *	·/ ₩6	·/ F. /Y1	
مثاخنت ستطق مبيلي	/. / /	7. 1 1	7. , . / , ,	

خطای کشتاور خروجی در ۱۰ تانیه عملکرد سیستم، سناریوی دوم

۱۱

- هادی صباغی کندری، علی کارساز
- [9] Kong. K., Bae. J., Tomizuka. M., 2010, " A Compact Rotary Series Elastic Actuator for Knee Joint Assistive System," proceedings of the IEEE International Conference on Robotica and Automation (ICRA), pp. 2940-2945.
- [10] Bae. J., Kong. K., Tomizuka. M., 2010, " Gait Phase-Based Smoothed Sliding Mode Control for a Rotary Series Elastic Actuator Installed on the Knee Joint," Proceeding on American Control Conference (ACC), pp. 6030-6035.
- [11] Kong, K., Bae, J., and Tomizuka, M., 2009, "Control of Rotary Series Elastic Actuator for Ideal Force-Mode Actuation in Human-Robot Interaction Applications," IEEE/ASME Trans. Mechatron., vol. 14, pp. 105–118.
- [12] Grun. M., Moller, R., Konigorski, U., 2012, "Model Based Control of Series Elastic Actuators," The Fourth IEEE RAS/EMBS Int. Conf. on Biomedical Robotics and Biomechatronics, pp. 538- 543.
- [13] W. Sensinger. J, F.ff. Weir. W., 2006, "Improvements to Series Elastic Ectuator," MESA-2006-108.
- [14] Yoo. S.J, 2012," Actuator fault detection and adaptive accommodation control of flexible-joint robots, 'IET Control Theory Appl., vol. 6, no. 10, pp. 1497-1507.
- [15] Bae. J., Kong. K., Tomizuka. M., 2011 "Gait Phase-Based Control for a Rotary Series Elastic Actuator Assisting the Knee Joint," J. Med. Devices, vol.5, no. 3. pp. 310-316.
- [16] Slotin. J., and Li. W, "Applied Nonlinear Control," Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1991.
- [17] Sabbaghi. H., Karsaz, A., Mahdavi Majd. M., 2016, " Adaptive Sliding Mode Control for Series Elastic Actuator Assisting Rehabilitation System," 1st Int. Conf. on New Research Achievements in Electrical and Computer Engineering.
- [18] Astrom, karl. and Wittenmark. B., "Adaptive control" Addison-Wesley, 1934.
- [19] Lin, F. Robust control Design an Optimal Control Approach, John Wiley& Sons Ltd.

۷- نتیجه گیری:

در این مقاله کنترل دقیق یک عملگر الاستیکی سری مورد کاربرد در توانبخشی انسان مورد توجه قرار گرفت. عملگر موردنظر به دلیل دارابودن خاصیت غیرخطی و همچنین عدمقطعیت در برخی پارامترهای آن، کنترل دقیق آن را بامشکل مواجه کرده بود. بههمین دلایل بالازدگیهایی در دامنه خروجی گشتاور سیستم مشاهده گردید. دراینجا بهمنظور کنترل گشتاور سیستم و مقابله با تغییرات ناخواسته خروجی دراثر تغییر پارامترها، کنترل مقاوم مبتنی بر روش کنترل بهینه طراحی گردید این کنترل کننده علاوه بر بهینه بودن، در برابر تغییرات پارامترها نیز مقاوم این کنترل کننده علاوه بر بهینه بودن، در برابر تغییرات پارامترها نیز مقاوم است و با اعمال آن به سیستم بهبودهای قابل توجهی در گشتاور خروجی ناست به اعمال دیگر کنترل کنندهها مشاهده گردید تا جاییکه در حالت ناست به اعمال دیگر کنترل کننده مشاهده گردید تا جاییکه در حالت ناساز گار حدود ۲۰٪ بهبود در یکی از معیارها و در حالت ساز گار هم تا

مراجع

- Paluska. D, and herr. H, 2006, 'Series elasticityand actuator power output," in IEEE international conference on Robotics and Automation (ICRA), pp. 1830-1833.
- [2] pratt. J, kupp. B, and Morse. C., 2002, " Series Elastic actuators for high fidelity force control, "Industrial Robot: An International journal, 29, pp. 234-241.
- [3] pratt. G, and Williamson. M, 1995, 'Series Elastic Actuators, 'in IEEE International conference on Intelligent Robots and Systems, pp. 399-406.
- [4] Yu. H, Huang. S, Chen.G, Pan. G, 2015, "Humanrobot interaction control of rehabilitation robot with series elastic actuator," IEEE Trans. Robot, pp. 1552-3098.
- [5] Liu. Z, Chen. C, and Zhang. Y, 2013, "Decentrlized Robust Fuzzy Adaptive Control of Humanoid Robot Manipulation with Unknown Actuator backlash, 'IEEE Trans. fuzzy sys., pp, 1063 6706.
- [6] J. Braun. D, Petit. F, Huber. F, Smaget, p.v.d., Albu-Schaffer, A., Vijayakumar, S, 2013, "Robots Driven by Compliant Actuators: Optimal Control Under Actuatin Constraints," IEEE Trans. Robot, vol. 29, NO. 5, pp. 1552-3098.
- [7] X. Miranda La Hera, P., S. Sheriaev, A., B. Freidovich, L., Metin, U., andV.Gusev, S., 2013, " Stable Walking Gaits for a Tree-Link Planar Biped Robot With One Actuator," IEEE Trans.Robot, vol. 29, NO. 3, 1552-3098.
- [8] Bae, J., Kong, K., Tomizuka, M., 2011, "Control algorithms for prevention of impact in rehabilitation systems,"IEEE/ASME International conference on Advanced Inteligent Mechatronics (AIM2011), pp. 128- 133.





طراحی کنترل کننده فازی- لغزشی با سطح لغزش تطبیقی برای کنترل برداری موتور القایی با در نظر گرفتن عدم قطعیتهای ساختاری و غیر ساختاری

مجیدمرادی زیر کوهی *، سعید خراشادیزاده ۲

moradi@bkatu.ac.ir استادیار، دانشکدهٔ فنی و مهندسی، گروه برق، دانشگاه صنعتی خاتم الانبیاء بهبهان، s.khorashadizadeh@birjand.ac.ir

دريافت: ۱۳۹۶/۰۵/۰۶ ويرايش : ۱۳۹۶/۱۲/۲۳ پذيرش: ۱۳۹۷/۰۴/۱۶

چکیده: موتورهای القایی با دینامیک غیرخطی، در خصوص اندازه، وزن، اینرسی موتور، حداکثر سرعت، راندمان و هزینه نسبت به ماشین های جریان مستقیم برتری دارند و از این رو کنترل آنها حائز اهمیت است. کنترل مد لغزشی به دلیل مقاوم بودن در مقابل عدم قطعیتهای مدل و اغتشاش خارجی و نیز سادگی در پیاده سازی، یکی از شیوههای موثر کنترل سیستمهای غیرخطی میباشد. در این مقاله، هدف طراحی کنترل کننده فازی- لغزشی برای کنترل موقعیت موتور القایی با در نظر گرفتن مسئله پایداری و در نظر گرفتن عدم قطعیتهای پارامتری و غیر پارامتری است. در واقع در این روش به منظور افزایش عملکرد سیستم کنترل و بهبود ردگیری، با در نظر گرفتن تابع لیاپانوف مناسب سطح لغزش بصورت تطبیقی در نظر گرفته میشود و متناسب با تغییرات سطح لغزش تغییر می کند. اینکار باعت می-شود که سیستم در فاز رسیدن به سطح لغزش به تغییرات پارامتری و اغتشاش حساس نباشد. نتایج شبیهسازی نشان می دهد روش کنترلی پیشنهادی در مواجه با عدم قطعیتهای پارامتری و غیر پارامتری در در دگیری ورودیهای ثابت و متغیر با زمان عملکرد خوبی این در مقایسه با روش بازگشت به عقب عملکرد بهتر کنترل کننده پیشنهادی از نقطه نظر سادگی طرحی و ردگیری مشهود است.

کلمات کلیدی: کنترل موتور القایی؛ کنترل مد لغزشی؛ پایداری؛ کنترل موقعیت.

Designing fuzzy-sliding mode controller with adaptive sliding surface for vector control of induction motors considering structured and non-structured uncertainties

Majid Moradi Zirkohi and Saeed Khorashadizadeh

Abstract: Induction motors with nonlinear dynamics are superior in terms of size, weight, motor inertia, maximum speed, efficiency, and cost than direct current machines, and hence their control is of great important. The main objective of this paper is to design a fuzzy sliding mode controller in order to control the position of the induction motor including parametric and non-parametric uncertainties by considering the stability issue. In fact, in this method, in order to increase the performance of the control system and to improve the tracking performance, a moving sliding surface is considered, in which it is adapted in accordance with the variations of the sliding surface. As a result, during the reaching phase, the system is not sensitive to parameter variations and external disturbances. Simulation results show that the proposed control method has good performance in the face of parametric and non-parametric uncertainties.

Keywords: Induction motor control, Sliding mode, Stability, Position control.

۱ - مقدمه

موتور القایی روز به روز کاربردهای متنوع تری در صنعت پیدا می کند و از این رو کنترل آن حائز اهمیت است [۱, ۲]. موتور القایی از ماهیتی غیرخطی برخوردار است. تلرانسهای مرحله ساخت (در صورت استفاده از تکنولوژی ساخت نه چندان سطح بالا) نیز بصورت نامعینی به خصوصیات غیرخطی فوق اضافه می گردند. همچنین افزایش هزینه ساخت معمولاً مانع از اندازه گیری دقیق مشخصات موتور، جهت استفاده در فاز طراحی کنترل کننده می گردد. استهلاک و تغییر شرایط محیطی نیز از عوامل بروز نامعینی و اغتشاش در سیستم موتور می، شند[۲].

از طرفی موتورهای القایی، در خصوص اندازه، وزن، اینرسی موتور، حداکثر سرعت، راندمان و هزینه نسبت به ماشینهای جریان مستقیم برتری دارند، اما بکارگیری کنترل ساده موتورهای جریان مستقیم برای آنها ممکن نیست. زیرا موتورهای القایی ساختار و کنترل چند متغیره وابسته و غیرخطی دارند و بر عکس یک موتور جریان مستقیم تحریک مستقل، دارای ساختار کنترلی ایزوله (ناوابسته بین متغیرها) است که میتوان در آن گشتاور و فلو را بصورت مستقل کنترل کرد. روش کنترل برداری هم برای ماشینهای القایی و هم برای ماشینهای سنکرون قابل پیاده سازی میباشد و اساساً ساختار دینامیکی ماشین جریان متناوب را تبدیل به موتور جریان مستقیم تحریم مستقل میکند[۳].

در مجموع یک حرکت لغزشی می تواند به دو فاز تقسیم شود: فاز رسیدن^۱ و فاز لغزش^۲. پس دو نوع قانون کنترل می تواند بطور جداگانه بدست آید[۴]. نکته قابل توجه این است که در فاز رسیدن، سیستم کنترل مد لغزشی ممکن است به تغییرات پارامتری و اغتشاشات خارجی حساس باشد. روش های مختلفی برای مینیمم کردن یا حذف کامل فاز رسیدن پیشنهاد شده است. در بعضی از مقالات از جمله [۵–۷] یک سطح کلید زنی متحرک برای از بین بردن فاز رسیدن پیشنهاد شده، که نتایج حاکی از کارا بودن این روش دارند.

تا کنون از روش مد لغزشی برای کنترل موتور القایی نیز استفاده شده است. در[۸] که در بیشتر مقالات به عنوان اولین کار در این زمینه معرفی شده از روش مد لغزشی برای کنترل گشتاور، موقعیت و سرعت موتور القایی استفاده شده است. در این مقاله جریانها و شارهای موتور به عنوان متغیرهای حالت انتخاب شدهاند و در نتیجه سطح لغزش بر مبنای این متغیرها تعریف شده است. در [۹] نیز از روش مود لغزشی برای کنترل موتور القایی استفاده شده است. در این مقاله از مود لغزشی برای تولید گشتاور مرجع استفاده شده است. در این مقاله از مود لغزشی برای طراحی کنترل کننده برای انواع موتورهای القایی با در نظر گرفتن مسئله لغزش سیگنال کنترلی پیشنهاد شده است.

اخیراً در [11] روشی برای کنترل سرعت موتور القایی با در نظر گرفتن مساله پایداری با روش مود لغزشی ارائه شده است. در این مقاله با در نظر گرفتن محدودکننده^۳ کراندار بودن شارها و جریانها بررسی شده است. ناپیوسته بودن سیگنال کنترلی و داشتن لغزش از معایب روش پیشنهادی در این مقاله است.

از سوی دیگر روش های فازی- تطبیقی توجه محققان را به خود جلب کرده است. در این روش ها، ابتدا یک سیستم فازی ساخته می شود و سپس پارامترهای آن با استفاده از یک قانون تطبیق تنظیم می شود. کنترل کننده های فازی- تطبیقی به دو صورت مستقیم[†] و غیر مستقیم⁶ بکار می روند. در روش مستقیم از آنها به عنوان یک کنترل کننده استفاده می شود در صورتی که در روش غیر مستقیم برای مدل کردن یک سیستم نامعلوم بکار می روند [19].

این مقاله، به طراحی کنترلکننده فازی-تطبیقی غیرمستقیم در ترکیب با روش مود لغزشی می پردازد. در واقع در این مقاله، برای افزایش عملکرد روش کنترلی مود لغزشی و غلبه بر مشکلات مطرح شده، یک سطح لغزش متحرک در نظر گرفته می شود و سپس شیب این سطح با استفاده از روش لیاپانوف بصورت تطبیقی تغییر می کند. این کار باعث افزابش قوام سیستم کنترل می شود. این طرح جدید در مواجه با عدم قطعیتهای پارامتری و غیر پارامتری گسترده کارامد است. کارآیی این روش جدید کنترلی از آن جهت بر جسته می شود که ساده بوده و به مدل سیستم وابسته نیست. یعنی نیازی به اندازه گیری پارامترهای موتور القایی نمی باشد.

ادامه مقاله بصورت زیر سازمان یافته است: در بخش دوم به بیان معادلات موتور القایی پرداخته شده است. در بخش سوم به طراحی کنترل کننده لغزشی مرسوم پرداخته میشود. در بخش چهارم روش کنترل پیشنهادی ارائه میشود. در بخش پنجم نتایج شبیه سازی و در بخش ششم نیز نتیجه گیری آمده است.

۲- مدل موتور القايي

نمایش مدل الکتریکی موتور القایی در قاب مرجع گردان سنکرون i_{ds}) در صورتی که مولفه های $d \in q = q$) در صورتی که مولفه های $d \in q = \varphi_e$) $(\omega = \omega_e)$) $(i_{qs} = \omega_e)$) منغیرهای حالت فرض شوند، $(i_{qs} = \varphi_{dr})$ معیرهای حالت فرض شوند، بصورت زیر خواهد بود[۶–۲]:

⁵ Indirect

³ Limiter

⁴ Direct

¹ Reaching phase

² Sliding phase

مجله کنترل، جلد ۱۳، شماره ۲، تابستان ۱۳۹۸

Journal of Control, Vol. 13, No. 2, Summer 2019

$$a = \frac{B}{J} \quad , \quad b = \frac{3P^2 L_m}{4L_r J} \quad , \quad f = P \frac{T_l}{J} \tag{(A)}$$

با توجه به اینکه رابطه بین موقعیت زاویه ای و سرعت روتور بصورت $\omega_r = rac{d heta_r}{dt}$

$$\ddot{\theta}_r + a \dot{\theta}_r + f = b \psi_{dr}^* i_{qs}^* \tag{9}$$

توجه شود که a و d و f شامل تمام پارامترهای موتور که عدم قطعیت دارند، میباشند. پس می توان آنها را بصورت زیر بیان کرد:

$$a = \hat{a} + \Delta a$$

$$b = \hat{b} + \Delta b$$
 (1.)

$$f = \hat{f} + \Delta f$$

که \hat{a} و \hat{d} و \hat{f} مقادیر تخمینی (مقادیر نامی) و Δa و Δb و Δf به ترتیب عدم قطعیت های a و d و f هستند.

حال مسئله کنترل ردگیری به این صورت است که با داشتن موقعیت مطلوب ^{*},⁶، یک قانون کنترل برای جریان گشتاور فرمان (^{*}_{qs}) به گونهای طراحی کنیم که موقعیت زاویه ای ⁶, بتواند در حضور عدم قطعیت و اغتشاش، مسیر مطلوب را ردگیری کند. بردار خطای ردگیری در اینجا بصورت زیر تعریف می شود:

$$e = \theta_r - \theta_r^* \tag{11}$$

۳- طراحی کنترل کننده مد لغزشی با سطح لغزش ثابت

$$s = \dot{e} + \lambda e \tag{11}$$

$$\dot{s} = \ddot{e} + \lambda \dot{e} \tag{17}$$

با قرار دادن (۱۱) در (۱۳) داریم:

$$\dot{s} = \ddot{\theta}_r - \ddot{\theta}_r^* + \lambda \dot{e} \tag{14}$$

حال
$$\stackrel{\,\,\,\,}{ heta}_r$$
 را از رابطه (۹) بدست آورده و در (۱۴) قرار میدهیم:

$$\begin{split} \dot{\psi}_{dr} &= \omega_{sl} \psi_{qr} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{dr} + L_m \frac{R_r}{L_r} i_{ds} \\ \dot{\psi}_{qr} &= \omega_{sl} \psi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{qr} + L_m \frac{R_r}{L_r} i_{qs} \\ \dot{i}_{ds} &= \frac{1}{L_\sigma} u_{ds} - \frac{1}{L_\sigma} \left(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \frac{L_m R_r}{L_r^2 L_\sigma} \psi_{dr} \qquad (1) \\ &+ \frac{L_m}{L_r L_\sigma} \omega_r \psi_{qr} + \omega_e i_{qs} \\ \dot{i}_{qs} &= \frac{1}{L_\sigma} u_{qs} - \frac{1}{L_\sigma} \left(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{qs} + \frac{L_m R_r}{L_r^2 L_\sigma} \psi_{qr} \\ &- \frac{L_m}{L_r L_\sigma} \omega_r \psi_{dr} - \omega_e i_{ds} \end{split}$$

که u_{qs} و u_{qs} و لتاژهای بکار گرفته شده برای فازهای d و p استاتور، u_{ds} و u_{ds} و u_{ds} و R_s مقاومتهای استاتور و روتور، L_s و R_s اندوکتانسهای استاتور و روتور، L_{σ} ضریب نشتی بوده و برابر است با:

$$L_{\sigma} = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \tag{(Y)}$$

از طرفی با صرف نظر کردن از اثرات اشباع مغناطیسی و تلفات هسته مدل مکانیکی ماشین القایی بصورت زیر میباشد:

$$\dot{\omega}_r = \frac{-B}{J}\omega_r + \frac{P}{J}(T_e - T_l) \tag{(7)}$$

 T_e تعداد جفت قطبها، J ممان انرسی، T_l گشتاور بار و P گشتاور میان و گشتاور مکانیکی بوده و برابر است با

$$T_{e} = \frac{3}{4} P \frac{L_{m}}{L_{r}} (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds})$$
(f)

مقادیر مطلوب شار روتور تحت جهت یابی میدان شار در راستای محور d برابرند با [۷]:

$$\psi_{dr}^* = L_m i_{ds}^* \tag{(a)}$$

$$\psi_{qr}^* = 0 \tag{($)}$$

همچنین تحت کنترل برداری کامل جهت یابی میدان، معادله مکانیکی (۳) بصورت زیر خواهد بود[۷]:

$$\dot{\omega}_r + a\omega_r + f = b\psi_{dr}^* i_{qs}^* \tag{V}$$

که در آن
$$a$$
 و b و f به ترتیب برابرند با:

مجله کنترل، جلد ۱۳، شماره ۲، تابستان ۱۳۹۸

$$\dot{s} = -a\dot{\theta}_r - f + b\psi^*_{dr}i^*_{qs} - \ddot{\theta}^*_r + \lambda\dot{e} \tag{14}$$

هنگامی که مد لغزشی روی می دهد، 0 = s = s خواهد بود و مقدار کنترل معادل از مساوی صفر قرار دادن (۱۵)، بصورت زیر بدست می آید:

$$i_{qseq}^{*} = -(b\psi_{dr}^{*})^{-1} \left(-a\dot{\theta}_{r} - f - \ddot{\theta}_{r}^{*} + \lambda \dot{e} \right)$$
(19)

اكنون قانون كنترل مد لغزشي بصورت زير قابل تعريف است

$$i_{qs}^* = i_{qseq}^* - (b\psi_{dr}^*)^{-1} K \operatorname{sgn}(s)$$
(1V)

که K معین مثبت بوده و بگونهای تعریف می شود که شرط پایداری که بصورت زیر تعریف می شود را تضمین نماید.

$$\dot{s}.\mathrm{sgn}(s) \le -\eta$$
 (1A)

که η یک ثابت مثبت بوده و تضمین میکند که مسیرهای حالت در زمان محدودی با سطح لغزش برخورد میکنند. (sgn(s) نیز نشان دهنده تابع علامت است. با استفاده از معادلات(۱۴) تا (۱۸) و با کمی ساده سازی میتوان نوشت:

$$K \ge \eta$$
 (14)

مشکل قانون کنترل (۱۷) این است که برای اعمال آن باید پارامترهای موتور دقیق مشخص باشند که در عمل ممکن نیست. از طرفی در صورتی که مقدار K بزرگ انتخاب شود خطای ردگیری کاهش می یابد اما سیگنال کنترلی دارای لغزش خواهد شد که مطلوب نیست. از طرفی اگر M کوچک انتخاب شود ممکن است به ناپایداری سیستم کنترل و یا ردگیری ضعیف منجر شود.

لازم به ذکر است که از معادلات (۱) می توان به این نتیجه رسید که برای هر جریان فرمان $i_{qs}^{*}(i_{ds}^{*})$ ولتاژ ورودی u_{qs} (u_{ds})یی به صورت کنترلر PI زیر قابل طراحی است:

$$u_{qs} = (K_{pq} + \frac{K_{iq}}{s})(i_{qs}^* - i_{qs})$$
(Y.)

$$u_{ds} = (K_{pd} + \frac{K_{id}}{s})(i_{ds}^* - i_{ds})$$
(Y1)

٤- طراحی کنترل کننده مد لغزشی-فازی با سطح لغزش متحرک

ابتدا به بررسی مقدار *K* در رابطه (۱۲) میپردازیم. معمولاً در طراحی مود لغزشی این پارامتر، ثابت در نظر گرفته میشود. در عمل، شیب سطح لغزش بین دو مقدار مینیمم \mathcal{A}_{\min} و ماکزیمم \mathcal{A}_{\max} محدود میشود[۱۲]. برای پایداری باید *K* مثبت باشد. بنابراین سطح لغزش فقط در ناحیه دوم

و چهارم تغییر می کند. واضح است که انتخاب یک مقدار کم برای شیب باعث کاهش سرعت همگرایی می شود. در نتیجه خطای رد گیری بعد از مدت زمان زیادی کاهش می یابد. از طرفی اگر شیب زیاد انتخاب شود سیستم پایدار تر خواهد بود و سرعت همگرایی زیاد می شود ولی دقت رد گیری کاهش می یابد. برای اینکه مصالحه ای بین موارد فوق صورت گیرد باید زمانی که خطا کم است شیب را زیاد کرد و زمانی که خطا زیاد است شیب را کم کرد. از این رو سعی می شود در ادامه شیب سطح لغزش بصورت تطبیقی تغییر کند. از این رو، قانون کنترل را بصورت زیر پیشنهاد می دهیم:

$$i_{qseq}^{*} = -\left(\hat{b}\psi_{dr}^{*}\right)^{-1} \left[-\hat{a}\dot{\theta}_{r} - \hat{f} - \ddot{\theta}_{r}^{*} + \hat{\lambda}\dot{e} + \eta_{1}s + \hat{k}sgn(s)\right] \quad (\Upsilon\Upsilon)$$

 η_1 یک مقدار مثبت است. $\hat{\lambda}$ نیز تخمین λ است. در واقع مقدار شیب سطح لغزش ثابت نبوده و با گذر زمان تغییر می کند. یعنی سطح لغزش بصورت متحرک در نظر گرفته می شود. \hat{k} نیز تخمین k می باشد. در واقع می خواهیم در ادامه \hat{k} و \hat{k} را بصورت تطبیقی تغییر دهیم. ابتدا رابطه (۱۵) را می توان بصورت زیر بازنویسی کرد.

$$\dot{s} = b\psi_{dr}^* \dot{i}_{qs}^* + \hat{b}\psi_{dr}^* \dot{i}_{qs}^* - \hat{b}\psi_{dr}^* \dot{i}_{qs}^* - a\dot{\theta}_r - f$$

$$- \ddot{\theta}_r^* + \lambda \dot{e}$$
(YT)

$$\begin{split} \dot{s} &= (b - \hat{b}) \psi^*_{dr} i^*_{qs} - (a - \hat{a}) \dot{\theta}_r - (f - \hat{f}) \\ &+ (\lambda - \hat{\lambda}) \dot{e} - \eta_1 \operatorname{sgn}(s) \end{split} \tag{YF}$$

برای \hat{a} و \hat{d} و \hat{f} از سیستم فازی استفاده می کنیم. در ادامه فرض می شود بخواهیم \hat{f} را با یک سیستم فازی تقریب بزنیم. در صورتی که برای هر سیستم فازی دو ورودی $x_1 = k_1 e$ و $x_2 = k_2 \dot{e}$ در نظر بگیریم و برای هر ورودی نیز شش تابع تعلق در نظر بگیریم در این صورت تعداد قوانین ۳۶ خواهد بود. که قانون l ام بصورت زیر است:

$$Ru^{l}: if x_{1} is A_{1}^{l} and x_{2} is A_{2}^{j} then y is$$

$$\overline{y}^{ij} (l = 1, 2, ..., 36), (i, j = 1, 2, ...6)$$
(Yb)

که ${}^{i}_{A}$ توابع تعلق مربوط به ورودی ${}^{x}_{1}$ و ${}^{i}_{2}A$ توابع تعلق مربوط به ورودی ${}^{x}_{2}$ هستند. توجه شود که سیستم فازی بصورت سوگنو در نظر گرفته شده است یعنی \overline{y}^{ij} یک عدد میباشد. در حالت خاص با استفاده از موتور استنتاج ضرب، فازی ساز منفرد و غیر فازی ساز میانگین مراکز، داریم:

$$\begin{split} \dot{V} &= \mathbf{s}\dot{\mathbf{s}} + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}_b^T \dot{\tilde{\theta}}_b + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\theta}_a^T \dot{\tilde{\theta}}_a + \frac{1}{\gamma_3} \tilde{\theta}_f^T \dot{\tilde{\theta}}_f \\ &+ \frac{1}{\gamma_4} \tilde{\lambda} \dot{\tilde{\lambda}} + \frac{1}{\gamma_5} \tilde{k} \dot{\tilde{k}} \end{split} \tag{(PT)}$$

با جایگذاری (۳۱) در (۳۳) و کمی ساده سازی داریم:

$$\begin{split} \dot{V} &= \tilde{\theta}_b^T \left(\frac{1}{\gamma_1} \dot{\tilde{\theta}}_b + s\eta_b \left(X \right) \psi_{ar}^* \dot{\tilde{t}}_{qs}^* \right) \\ &+ \tilde{\theta}_a^T \left(\frac{1}{\gamma_2} \dot{\tilde{\theta}}_a - s\eta_a \left(X \right) \dot{\theta}_r \right) \\ &+ \tilde{\theta}_f^T \left(\frac{1}{\gamma_3} \dot{\tilde{\theta}}_f - s\eta_f \left(X \right) \right) \end{split} \tag{(374)} \\ &+ \tilde{\lambda} \left(\frac{1}{\gamma_4} \dot{\tilde{\lambda}} + s\dot{e} \right) + \hat{k} \left(\frac{1}{\gamma_5} \dot{\tilde{k}} - s \, sgn(s) \right) \\ &- \eta_1 s^2 + sw \end{split}$$

با انتخاب قوانين تطبيق بصورت زير داريم:

$$\dot{\tilde{\theta}}_{b} = -\gamma_{1} s \eta_{b} \left(X \right) \psi_{dr}^{*} \dot{i}_{qs}^{*} \stackrel{\dot{\theta}_{b}=0}{\Rightarrow} \dot{\theta}_{b} = \gamma_{1} s \eta_{b} \left(X \right) \psi_{dr}^{*} \dot{i}_{qs}^{*} \qquad (\Upsilon \Delta)$$

$$\dot{\tilde{\theta}}_{a} = \gamma_{2} s \eta_{a} \left(X \right) \dot{\theta}_{r}^{\dot{\theta}_{a}=0} \dot{\hat{\theta}}_{a} = -\gamma_{2} s \eta_{a} \left(X \right) \dot{\theta}_{r} \tag{(49)}$$

$$\dot{\tilde{\theta}}_{f} = \gamma_{3} s \eta_{f} \left(X \right)^{\dot{\theta}_{f} = 0} \stackrel{\cdot}{\Rightarrow} \dot{\theta}_{f} = -\gamma_{3} s \eta_{f} \left(X \right)$$
(TV)

$$\dot{\tilde{\lambda}} = -\gamma_4 s \dot{e} \stackrel{\dot{\lambda}=0}{\Rightarrow} \dot{\hat{\lambda}} = \gamma_4 s \dot{e}$$
(٣٨)

$$\dot{\hat{k}} = \gamma_5 \left| s \right| \tag{(44)}$$

در نتیجه مشتق تابع لیاپانوف یعنی (۳۴) را می توان بصورت زیر نوشت: $\dot{V} = -\eta_1 s^2 + sw$ (۴.)

با انتخاب مناسب سیستم فازی و تعداد قوانین میتوان انتظار داشت که مقدار w بسیار کوچک باشد. در نتیجه 0 ≥ V و پایداری اثبات میشود.

٥- نتایج شبیه سازی

در این قسمت کنترل کننده پیشنهادی برای کنترل موقعیت موتور القایی استفاده می شود. پارامترهای موتور القایی بصورت زیر است:

$$\begin{split} P_n &= 1/5 \text{ Kw}, \ V_n = 220 \text{V}, \ I_n = 6/31, \ f_n = 50 \text{H} \\ \omega_n &= 1428 \ , R_s = 4/85 \pm 50\% \ \Omega, \\ R_r &= 3/805 \pm 50\% \ \Omega, \ L_s = 0/274 \pm 50\% \\ L_r &= 0/274 \pm 50\% \ \text{H} \ , \ L_m = 0/258 \pm 50\% \ \text{H} \\ P &= 2 \ , \ J_n = 0/031 \pm 50\% \ , \ B_n = 0/008 \end{split}$$

$$\hat{f}(X|\theta_{f}) = \frac{\sum_{i=1}^{6} \sum_{j=1}^{6} y^{ij} \left[\mu_{A_{i}^{i}}(x_{1}) \mu_{A_{2}^{j}}(x_{2}) \right]}{\sum_{i=1}^{6} \sum_{j=1}^{6} \left[\mu_{A_{i}^{i}}(x_{1}) \mu_{A_{2}^{j}}(x_{2}) \right]}$$

$$= \hat{\theta}_{f}^{T} \eta_{f}(X)$$
(Y9)

$$\begin{split} \hat{\theta}_{f}^{T} &= [\bar{y}^{11} \quad \bar{y}^{12} \quad \dots \quad \bar{y}^{66}]_{1 \times 36} \\ \eta_{f}(x) &= [\frac{\mu_{A_{1}^{i}}(x_{1})\mu_{A_{2}^{j}}(x_{2})}{A} \quad \dots \\ & \dots \quad \frac{\mu_{A_{1}^{i}}(x_{1})\mu_{A_{2}^{j}}(x_{2})}{A}] \\ A &= \sum_{i=1}^{6} \sum_{j=1}^{6} \left[\begin{array}{c} \mu_{A_{1}^{i}}(x_{1})\mu_{A_{2}^{j}}(x_{2}) \\ \end{array} \right] \end{split}$$
(YV)

به همین ترتیب می توان نوشت:

$$\hat{b}\left(X|\theta_{b}\right) = \hat{\theta}_{b}^{T} \eta_{b}\left(X\right) \tag{YA}$$

$$\hat{a}\left(X|\theta_{a}\right) = \hat{\theta}_{a}^{T} \eta_{a}\left(X\right) \tag{Y9}$$

در نتیجه رابطه (۲۴) را می توان بصورت زیر نوشت:

$$\begin{split} \dot{s} &= \left(\theta_b^T \eta_b \left(X\right) - \hat{\theta}_b^T \eta_b \left(X\right)\right) \psi_{dr}^* \dot{t}_{qs}^* \\ &- \left(\theta_a^T \eta_a \left(X\right) - \hat{\theta}_a^T \eta_a \left(X\right)\right) \dot{\theta}_r \\ &- \left(\theta_f^T \eta_f \left(X\right) - \hat{\theta}_f^T \eta_f \left(X\right)\right) \\ &+ \left(\lambda - \hat{\lambda}\right) \dot{e} - \eta_1 s - \hat{k} sgn(s) + w \end{split}$$

که w خطای تقریب است. با کمی ساده سازی داریم

$$\begin{split} \dot{s} &= \left(\tilde{\theta}_{b}^{T} \eta_{b}\left(X\right)\right) \psi_{dr}^{*} \dot{i}_{qs}^{*} - \left(\tilde{\theta}_{a}^{T} \eta_{a}\left(X\right)\right) \dot{\theta}_{r} \\ &- \left(\tilde{\theta}_{f}^{T} \eta_{f}\left(X\right)\right) + \left(\tilde{\lambda}\right) \dot{e} - \eta_{1} s - \hat{k} sgn\left(s\right) + w \end{split}$$
(**)

که
$$\hat{\theta}_f = \theta_f - \hat{\theta}_f$$
, $\tilde{\theta}_a = \theta_a - \hat{\theta}_a$, $\tilde{\theta}_b = \theta_b - \hat{\theta}_b$,
که $\hat{\lambda} = \lambda - \hat{\lambda}$. برای اثبات پایداری و بدست آوردن قوانین تطبیق تابع
لیاپانوف را بصورت زیر انتخاب میکنیم:

$$\begin{split} V &= \frac{1}{2}s^2 + \frac{1}{2\gamma_1}\tilde{\theta}_b^T\tilde{\theta}_b + \frac{1}{2\gamma_2}\tilde{\theta}_a^T\tilde{\theta}_a + \frac{1}{2\gamma_3}\tilde{\theta}_f^T\tilde{\theta}_f \\ &+ \frac{1}{2\gamma_4}\tilde{\lambda}^2 + \frac{1}{2\gamma_5}\hat{k}^2 \end{split} \tag{(TY)}$$

با مشتقگیری از تابع لیاپانوف داریم:

مجله کنترل، جلد ۱۳، شماره ۲، تابستان ۱۳۹۸

مولفه d و q شار مطلوب از روابط (۵) و (۶) عبارتند از:

$$\psi_{dr}^* = 1, \psi_{qr}^* = 0$$
 (F1)

همچنین پارامترهای کنترل کنندههای PI در روابط (۲۰) و (۲۱) برابرند با:

لواحی $K_{pq} = 10, K_{iq} = 2, K_{pd} = 2, K_{id} = 1$ پارامترهای طراحی $K_{id} = 1$ در نظر گرفته K = 30 , $\lambda = 5$ در نظر گرفته می شود. بلوک دیاگرام سیستم کنترل در شکل ۱ نشان داده شده است.



٥-١- اعمال قانون كنترل (١٧)

با فرض ورودی موقعیت مطلوب پلهای بصورت $(t) u(t) = \theta_r^*$ ، شکل ۲ ردگیری موقعیت را نشان میدهد. شکل ۳ نیز تلاش کنترلی را نشان میدهد. نتایج نشان میدهد که ردگیری خوب ولی به کندی صورت گرفته است. پاسخ بعد از چهار ثانیه به مقدار مرجع همگرا شده است. ولی شکل ۳ نشان دهنده وجود لغزش در سیگنال کنترلی است که مطلوب نیست و باعث صدمه دیدن موتور میشود.







٥-٢- بررسي عملكرد كنترل كننده فازى لغزشي (٢٢)

برای اعمال کنترل کننده فازی لغزشی (۲۲) ضرایب تطبیق بصورت برای اعمال کنترل کننده فازی لغزشی (۲۲) ضرایب تطبیق بصورت $\gamma_5 = 200, \gamma_4 = 300, \gamma_3 = 20, \gamma_2 = 0.1, \gamma_1 = 0.1$ می شوند. شرایط اولیه نیز بصورت $[\gamma_{36\times 1} - 0, 0] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{36\times 1}$ ($\hat{\theta}_b(0) = \begin{bmatrix} 0 & 10 & \dots & 10 \end{bmatrix}_{66\times 1}$

 $\hat{k}(0) = 1000$ و $\hat{\lambda}(0) = 1$, $\hat{\theta}_f(0) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{36 \times 1}$ انتخاب می شوند. توابع تعلق سیستم های فازی نیز در شکل ۴ نشان داده شده است.



شکل ۴: توابع تعلق سیستم فازی

توابع تعلق برای هر دو ورودی سیستم فازی یکسان در نظر گرفته شده است.

۵-۲-۱ - بررسی عملکرد فانون کنترل (۲۲) بدون در نظر گرفتن عدم قطعیت

در این حالت پاسخ به ورودی مرجع ثابت $1 = {}^{*}\theta$ در شکل ۵ آمده است. پاسخ سیستم به ورودی مرجع $(t) = 10 {}^{*}\theta$ نیز در شکل ۶ نشان داده شده است. با مقایسه شکل ۲ و شکل ۶ می توان نتیجه گرفت که کنترل کننده فازی لغزشی باعث افزایش عملکرد سیستم کنترل شده است. در شکل ۲ پاسخ تقریباً بعد از ۶ ثانیه به مقدار نهایی رسیده در صورتی که در شکل ۶ پاسخ تقریباً بعد از یک ثانیه به مقدار نهایی رسیده است. البته برای مقایسه بهتر باید عملکرد آنها در حضور اغتشاش نیز مقایسه شود. این کار در قسمتهای بعد انجام خواهد شد. سیگنال کنترلی نیز در این حالت در شکل ۷ نشان داده شده است. همانطور که دیده می شود سیگنال کنترلی بدون لغزش می باشد.



شکل ۵-ردگیری ورودی ثابت



روند تغییرات شیب سطح لغزش نیز در شکل ۸ نشان داده شده است. همانطور که انتظار می رفت و مشاهده می شود در ابتدا که از سطح لغزش دور هستیم مقدار شیب سطح لغزش کم است. رفته رفته که سیستم به سطح لغزش نزدیک و خطای سیستم کم می شود مقدار شیب سطح لغزش زیاد شده است. اینکار باعث افزایش عملکرد سیستم کنترل شده است.



در نتیجه استفاده از سطح لغزش متحرک باعث بهبود قابل توجه عملکرد سیستم کنترل می شود. مولفه های $p \in b جریان استاتور نیز در شکل ۹$ نشان داده شده است. توجه شود که با توجه به پارامترهای موتور و با در $نظر گرفتن محدودیتهای عملی جریان استاتور یعنی <math>\sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2}$ باید کمتر از ۶/۳۱ آمپر باشد. که با توجه به شکل ۹ جریان استاتور حداکثر ۵ آمپر است.



مجله کنترل، جلد ۱۳، شماره ۲، تابستان ۱۳۹۸

قطعیت جهت بررسی عملکرد کنترل کننده پیشنهادی در این قسمت عدم قطعیت

بچک بورسی مساور مسرف مسان پیشنه دی در این مسلف منام مسیف پارامتری را بصورت زیر در نظر می گیریم.

 $R_s = 1.3R_{s0}$, $R_r = 1.3R_{r0}$, $L_s = 1.3L_{s0}$, $L_r = 1.3L_{r0}$

فرض کنیم که سیستم در معرض یک سیگنال اغتشاش خارجی مطابق شکل ۱۰ قرار گیرد. برای بررسی کارایی کنترل کننده در حضور اغتشاش خطای ردگیری پاسخ به ورودی $\theta_r^* = 10 \ u(t)$ در شکل ۱۱ نشان داده شده است.



شکل ۱۰- سیگنال اغتشاش خارجی وارد شده به موتور



شکل ۱۱- خطای ردگیری موقعیت

همانطور که مشاهده می شود سیستم کنترل در حضور اغتشاش موفق عمل کرده است. سیگنال کنترلی نیز در شکل ۱۲ نشان داده شده است. با توجه به شکل ۱۲ تغییر محسوس سیگنال کنترلی سیستم کنترل در لحظههایی که با تغییر شدید اغتشاش اعمالی مواجه می شود(لحظات ۲ و ۵ و ۷) مشهود است.





حال برای بررسی کارایی کنترلکننده در حضور اغتشاش پاسخ به ورودی $(\theta_r^* = sin(t)$ را بدست می آوریم. عملکرد ردگیری و خطای ردگیری بترتیب در شکل ۱۴ و شکل ۱۴ آمده است. همانطور که مشاهده می شود سیستم کنترل در حضور اغتشاش موفق عمل کرده است. سیگنال

کنترلی نیز در شکل ۱۵ نشان داده شده است. در اینجا نیز تغییر سیگنال کنترل در لحظاتی که اغتشاش اثر میکند محسوس است.



کنترل کننده عملکرد رضایت بخشی دارند و عملکرد بهتر کنترل کننده پیشنهادی از نقطه نظر سادگی طراحی و ردگیری مشهود است.





شکل ۱۷- عملکرد ردگیری کنترل کننده پیشنهادی در این مقاله

٥- نتيجه گيري

موتور القائي در دامنه وسيعي از كاربردها به عنوان يك وسيله تبديل توان الکتریکی به کار مکانیکی استفاده می شود. محرک های یمپ، آسیاب، بالابر تنها نمونههایی از کاربردهای وسیع موتورهای القائی چند فاز بزرگ هستند. از طرفی موتورهای القایی دارای دینامیکی غیرخطی با عدم قطعیت پارامتری هستند که این مسئله کنترل آنها را با مشکل مواجه می کند. در این پایان نامه، از روش مد لغزشی که یکی از روش های شناخته شده در کنترل سیستمهای غیرخطی است برای کنترل موقعیت موتور القايي استفاده شد. در اين مقاله، يک کنترل کننده فازي–لغزشي برای کنترل موقعیت موتور القایی با در نظر گرفتن مسئله پایداری و در نظر گرفتن عدم قطعیتهای پارامتری و غیر پارامتری طراحی شده است. در واقع در این روش به منظور افزایش عملکرد سیستم کنترل و بهبود ردگیری، سطح لغزش بصورت متحرک در نظر گرفته شده است. در واقع شيب سطح لغزش با تغيير خطاي ردگيري تغيير مي كند. اينكار باعث مي-شود در مواجه با عدم قطعیتهای مختلف با تغییر شیب سطح لغزش مقاوم بودن سیستم حفظ شود. علاوه بر این برای اعمال قانون کنترل مد لغزشي در عمل انتخاب درست مقدار K براي تضمين پايداري و كاهش لغزش سیگنال کنترلی مشکل است. از این رو در ادامه برای رفع این عیب **K** با تعريف يک تابع لياپانوف مناسب بصورت تطبيقى تغيير کرده است تا ضمن حفظ پایداری سیستم کنترل عملکرد ردگیری نیز مناسب

شکل ۱۵- سیگنال کنترلی در حضور اغتشاش(ورودی سینوسی)

٥-٣- مقایسه روش پیشنهادی با روش باز گشت به عقب

در این قسمت کنترل کننده پیشنهادی با یکی از جدید ترین کنترل کننده های پیشنهادی که برای کنترل موقعیت موتور القایی ارایه شده مقایسه می شود[۱۳]. در [۱۳] از تلفیق روش بازگشت به عقب و کنترل کننده فازی-تطبیقی برای کنترل موقعیت موتور القایی استفاده شده است. برای اینکه مقایسه منطقی باشد پارامترهای موتور القایی مشابه مرجع[۱۳] در نظر گرفته می شود. علاوه بر این ورودی مرجع بصورت زیر تعریف می شود:

$$\theta_d(t) = 0.5\sin(t) + 0.3\sin(0.5t)$$

گشتاور بار نیز بصورت زیر در نظر گرفته شده است:

$$T_L = \begin{cases} 0.5 & 0 \le t \le 15 \\ 1 & t \ge 15 \end{cases}$$

عملکرد ردگیری کنترل کننده پیشنهادی در مرجع[۱۳] در شکل ۱۶ نشان داده شده است. علاوه بر این عملکرد ردگیری کنترل کننده پیشنهادی در این مقاله نیز در شکل ۱۷ آمده است. همانطور که مشاهده می شود هر دو [13] J. Yu, Y. Ma ,H. Yu, and C. Lin, "Adaptive fuzzy dynamic surface control for induction motors with iron losses in electric vehicle drive systems via backstepping," *Information Sciences*, vol. 376, pp. 172-189, 2017 بوده و سیگنال کنترلی هموار شود. برای بررسی عملکرد کنترل کننده کنترل موقعیت برای ورودی ثابت و متغیر با زمان بررسی شد. نتایج نشان داد که کنترل کننده پیشنهادی در مواجه با عدم قطعیتهای پارامتری و اغتشاش خارجی دارای عملکرد قابل قبولی است. علاوه بر این در مقایسه با روش بازگشت به عقب عملکرد بهتر کنترل کننده پیشنهادی از نقطه نظر سادگی طراحی و ردگیری مشهود است.

مراجع

- M. E. H. Benbouzid, "A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 47, no. 5, pp. 984-993, 2000.
- S. Yamamura, "Theory of linear induction motors," *New York, Halsted Press, 1979.* 246 p., vol. 1, 1979.
- [3] K. Bimal, *Modern power electronics and AC drives*: Prentice Hall PTR, 2002.
- [4] J.-J. E. Slotine, and W. Li, *Applied nonlinear control*: prentice-Hall Englewood Cliffs, NJ, 1991.
- [5] V. I. Utkin, *Sliding modes in control and optimization*: Springer Science & Business Media, 2013.
- [6] J. Y. Hung, W. Gao, and J. C. Hung, "Variable structure control: a survey," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 2-22, 1993.
- [7] X. Yu, and O. Kaynak, "Sliding-mode control with soft computing: A survey," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 56, no. 9, pp. 3275-3285, 2009.
- [8] A. Sabanovic, and D. B. Izosimov, "Application of sliding modes to induction motor control," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 1, no. IA-17, pp. 41-49, 1981.
- [9] B. Bose, "Sliding mode control of induction motor," in Proc. IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meeting, 1985, pp. 479-486.
- [10] V. I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 23-36, 1993.
- [11] O. Barambones, P. Alkorta, and J. M. G. de Durana, "A real-time estimation and control scheme for induction motors based on sliding mode theory," *Journal of the Franklin Institute*, vol. 351, no. 8, pp. 4251-4270, 2014.
- [12] Q. P. Ha, D. C. Rye, and H. F. Durrant-Whyte, "Fuzzy moving sliding mode control with application to robotic manipulators," *Automatica*, vol. 35, no. 4, pp. 607-616, 1999.





طراحی کنترل کننده مقاوم مبتنی بر رویتگر مد لغزشی در حضور نایقینی ها و اشباع محرک

طاهره بینازاده '، مجید بهمنی '

ا دانشیار، دانشکدهٔ مهندسی برق و الکترونیک، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی شیراز ، binazadeh@sutech.ac.ir * فارغ التحصیل کارشناسی ارشد ، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی شیراز، m.bahmani@sutech.ac.ir

پذیرش: ۱۳۹۷/۰۴/۱۶	ویرایش دوم: ۱۳۹۶/۰۳/۳۱	ویرایش اول: ۱۳۹۶/۱۲/۱۲	دریافت: ۱۳۹۶/۰۵/۱۲

چکیده: در این مقاله طراحی کنترل کننده مقاوم فیدبک خروجی با در نظر گرفتن اشباع محرک مورد بررسی قرار گرفته است. برای این منظور از رویتگر مقاوم مدلغزشی بهره بزرگ جهت تخمین متغیرهای حالت استفاده شده است. همچنین از تلفیق قوانین کنترلی فیدبک غیرخطی مرکب (CNF) و مد لغزشی انتگرالی (ISM) جهت ردیابی مقاوم خروجی استفاده شده است. این کنترل کننده از دو بخش تشکیل شده است که بخش CNF به منظور بهبود پاسخ گذرا و بخش ISM به منظور حذف تاثیر نایقینیهای ناشی از عدم قطعیتهای پارامتری و اغتشاشات خارجی لحاظ گردیده است. دو مسئله مهم در این مقاله در نظر گرفتن اشباع محرک و طراحی قانون کنترلی مبتنی بر رویتگر میباشد. همچنین قضیهای ارائه گردیده و اثبات شده است که چنانچه اشباع محرک واقع گردد، سیستم حلقه بسته همچنان پایدار می ماند و خروجی به صورت مجانبی ورودی مرجع پلهای را دنبال خواهد کرد. در پایان به منظور نشان دادن کارایی رویکرد کنترلی مطرح شده، روش مذکور به سیستم کنترل یاو هلیکوپتر اعمال شده است و نتایج شبیه سازی نیز ارائه گردیده است که مؤید دستاوردهای تئوری مقاله می باشد.

کلمات کلیدی: رویتگر مدلغزشی، اشباع محرک، کنترل مقاوم، مد لغزشی انتگرالی، فیدبک غیرخطی مرکب.

Robust Controller Design Based on Sliding Mode Observer in The Presence of Uncertainties and Actuator Saturation Tahereh Binazadeh, Majid Bahmani

Abstract: This paper studies the design of a robust output feedback controller subject to actuator saturation. For this purpose, a robust high-gain sliding mode observer is used to estimate the state variables. Moreover, the combination of Composite Nonlinear Feedback (CNF) and Integral Sliding Mode (ISM) controllers are used for robust output tracking. This controller consists of two parts, the CNF part which is taken into account to modify the transient responses and the ISM part which is implemented to reject the disturbances. The two important issues in this paper are: considering the actuator saturation and designing the robust observer-based control law. Moreover, a theorem is given and proved that guarantees even if the actuator saturation takes place, the closed-loop system is stable and the output asymptotically tracks the step reference input. Finally, in order to show the performance of the proposed controller, it is applied to the yaw control of a helicopter and the simulation results verify the theoretical results.

Keywords: Sliding mode observer, actuator saturation, robust controller, integral sliding mode, composite nonlinear feedback.

14

۱- مقدمه

مسئله مهمی که در سیستمهای عملی همواره وجود دارد محدودیت روی دامنه ورودی محرکها میباشد. در طراحی قانون کنترلی چنانچه این قید در حین طراحی در نظر گرفته نشود پس از قرار گرفتن بلوک اشباع در خروجی کنترل کننده، در بسیاری از موارد پاسخ سیستم مطلوب نخواهد بود و حتی ممکن است سیستم حلقه بسته ناپایدار شود. رویکردهای متنوعی در مقالات برای این منظور ارائه گردیده است که بعضاً برای سیستمهای نامی و بدون در نظر گرفتن عدم قطعیت مدل میباشد [۱- ۶]. همچنین پژوهشهایی در زمینه طراحی کنترل کننده مقاوم با در نظر گرفتن اشباع محرک صورت پذیرفته است که در آن ساختار کنترل کننده طراحی شده به صورت فیدبک حالت میباشد [-۷ امر ضرورت تخمین متغیرهای حالت با طراحی یک رویتگر مناسب را آشکار می سازد.

برای سیستمهایی که در معرض اغتشاشات خارجی و همچنین عدم قطعیت در مدل سیستم هستند، تخمین متغیرهای حالت باید با استفاده از رویتگرهای مقاوم انجام شود. از جمله رویتگرهایی که دارای عملکرد مطلوبی در سیستم های دارای ترم های نایقینی های ناشی از عدم قطعیت های مدل و اغتشاشات خارجی هستند، رویتگر های بهره بزرگ می باشند [۱۰]. در مراجع [۱۱, ۱۲] این رویتگرها برای کلاس هایی از سیستمهای غیرخطی تعمیم داده شد. همچنین مرجع [۱۳] با بکارگیری بخشهای غیر خطی سیستم در روند طراحی رویتگر، موجب بهبود عملکرد رویتگر شده است. در مراجع [۱۴–۱۷] این رویتگر در سیستم های کنترلی مختلف مورد استفاده قرار گرفته و کنترل کننده های مبتنی بر رویتگر طراحی گردیده است. ترکیب رویتگر بهره بزرگ و تکنیک مدلغزش

در زمینه طراحی فیدبک خروجی مبتنی بر روینگر با در نظر گرفتن اشباع محرک و ترم های نایقینی های موجود در مدل سیستم، پژوهش هایی انجام شده است. مرجع [۱۹] به پایداری مقاوم وضعیت یک سفینه فضایی با قید اشباع ورودی و بر پایه روینگر پرداخته است. مرجع [۲۰] دسته ای از سیستم های چند عاملی را با قید اشباع محرک در نظر گرفته است و به پایدار سازی مقاوم آن بر اساس کنترل کننده مبتنی بر روینگر پرداخته است. بحث پایدارسازی مقاوم مبتنی بر روینگر با قید اشباع محرک در مرجع [۲۱] برای دسته ای از سیستم های سینگولار و در مرجع [۲۲] برای کلاسی از سیستم های ابعاد وسیع، مورد مطالعه قرار گرفته است.

یکی از روش های کنترلی که به حل مساله ردیابی خروجی در حضور قید اشباع محرک می پردازد روش فیدبک غیرخطی مرکب (CNF) است. این روش کنترلی تاکنون برای سیستم های دینامیکی مختلفی اعم از گسسته، پیوسته، خطی، غیرخطی و ... مورد مطالعه واقع شده است [۲۳–۲۹]. بر اساس بررسی های انجام شده توسط نویسندگان

مقاله حاضر، در زمینه تلفیق رویتگر مد لغزشی بهره بزرگ توام با قانون کنترلی CNF و مقاوم سازی آن تاکنون مطالعه ای انجام نشده است. این در حالی است که رویتگر مذکور دارای عملکرد مناسبی جهت تخمین متغیرهای حالت در حضور نایقینی ها است و طراحی قانون کنترلی که از مقاوم سازی CNF با تلفیق آن با روش مدلغزشی انتگرالی و بر پایه متغیرهای حالت تخمین زده شده توسط رویتگر حاصل می شود، عملکرد مناسبی را در حضور اشباع محرک به دنبال خواهد داشت.

این مقاله به پایدارسازی مقاوم مبتنی بر طراحی رویتگر مد لغزشی بهره بزرگ در حضور ترم های نایقینی و اشباع محرک می پردازد. موضوع مورد بحث از پیچیدگیهای قابل توجهی برخوردار است. در این مقاله ابتدا تئوریهای طراحی رویتگر مقاوم مدلغزشی بهره بزرگ ارائه خواهد شد و سپس با استفاده از رویتگر و قانون فیدبک خروجی مقاوم (که از تلفیق روش CNF مبتنی بر متغیرهای حالت تخمین زده شده با روش مدلغزشی انتگرالی استخراج گردیده)، قانون کنترلی مقاوم مبتنی بر رویتگر با در نظر گرفتن اشباع محرک طراحی خواهد شد. اثبات پایداری سیستم حلقه بسته با لحاظ نمودن دینامیک رویتگر و به ازای سه حالت مختلف تابع غیر خطی اشباع، به طور کامل بررسی شده است. در آخر به منظور نشان دادن عملکرد کنترل کننده پیشنهادی، این کنترل کننده به سیستم کنترل یاو هلیکوپتر اعمال شده است و نتایج شبیه سازی نیز ارائه گردیده است.

در ادامه این مقاله به موارد زیر پرداخته می شود: در بخش دوم به معرفی سیستم و بیان هدف طراحی پرداخته شده است. اصول طراحی رویتگر مقاوم نیزدر بخش سوم مقاله آمده است. بخش چهارم مقاله شامل دستاوردها و نوآوری های این مقاله است و در آن به طراحی کنترل کننده مقاوم مبتنی بر رویتگر در حضور اشباع محرک و نایقینی های مدل سیستم پرداخته شده است. همچنین در این بخش قضیه ای ارائه و اثبات شده است که عملکرد مطلوب کنترل کننده پیشنهادی را تضمین می نماید. نتایج شبیه سازی ها در بخش پنجم آورده شده است. همچنین نتیجه گیری در بخش ششم مقاله ذکر شده است.

۲- معرفی سیستم و بیان مسئله

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bsat(u(t), u_{max}) + Bd(x, t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases}$$
(1)

که در آن R = D = x متغیر حالت سیستم، $x \in D$ ورودی کنترلی و $R = y \neq x$ خروجی سیستم میباشند. همچنین ماتریس A و بردارهای B و D ثابت و دارای ابعاد مناسب میباشند. تابع غیرخطی اشباع نیز به صورت زیر تعریف می گردد:

 $sat(u(t), u_{\max}) = sign(u(t)) \min\{u_{\max}, |u|\}$

	u _{max}	for	$u(t)>u_{\max}$	(٢)
= `	u (t)	for	$u(t) \leq u_{\max}$	
	$\left(-u_{\text{max}}\right)$	for	$u(t) < -u_{\max}$	

۲۵

که 0 = u حد اشباع محرک است. تابع نامعلوم (d(x,t) ناشی از اغتشاشات خارجی و عدم قطعیتهای سیستم میباشد که دارای نرم محدود است و در رابطه زیر صدق میکند:

$$\left| d\left(x,t\right) \right| \le p_0(x) \tag{(4)}$$

که $p_0(x)$ معلوم و مثبت است و برای هر $x \in D$ آنگاه $p_0(x) < u_{\max}$

هدف طراحی قانون کنترلی با عملکرد مقاوم و مبتنی بر رویتگری مقاوم است به نحوی که خروجی سیستم حلقه بسته، ورودی مرجع پله با دامنه ثابت T را در حضور اشباع محرک و تابع نامعلوم (x,t) دنبال کند (به عبارت دیگر r = (t) (m) گردد). برای این منظور در بخش بعد ابتدا به طراحی رویتگر مقاوم پرداخته می شود. سپس قانون کنترلی مقاوم، مبتنی بر متغیرهای حالت تخمین زده شده طراحی و عملکرد آن به ازای سه حالت مختلف تابع غیرخطی اشباع که در رابطه (۲) نشان داده شده، بررسی می گردد.

۳- طراحی رویتگر مقاوم

در این بخش روند طراحی رویتگر بهره بزرگ مدلغزشی ارائه میگردد. سیستم (۴) را در نظر بگیرید.

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + \alpha(x) + \gamma(x)u + p(x)d(x,t) \\ y = Cx \end{cases}$$
(*)

در این سیستم $T \in R^n$ منیرهای $x = [x_1, x_2, ..., x_n]^T \in R^n$ بردار متغیرهای حالت، $(\alpha(x), \alpha(x), \gamma(x), \gamma(x), \alpha(x)$ توابع برداری غیرخطی، $\alpha(x)$ محالت، $(\alpha(x, x), \gamma(x), \alpha(x), \alpha(x), \gamma(x), \alpha(x), \alpha(x),$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & I_{(n-1)\times(n-1)} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$
 (d)

در ادامه فرضیاتی که برای سیستم (۴) در نظر گرفته شده است، ارائه خواهد شد [۱۰].

فرض ۱) توابع برداری غیر خطی α(x)، (x) و p(x) به صورت روابط زیر میهاشند.

$$\alpha(x) = [\alpha_1(x_1) \quad \alpha_2(x_1, x_2) \quad . \quad . \quad \alpha_n(x_1, x_2, ..., x_n)]^T$$
 (φ)

$$\gamma(x) = [\gamma_1(x_1) \quad \gamma_2(x_1, x_2) \quad . \quad . \quad \gamma_n(x_1, x_2, ..., x_n)]^T$$
 (Y)

$$p(x) = [1 \quad p_2(x_1, x_2) \quad . \quad . \quad p_n(x_1, x_2, ..., x_n)]^T$$
 (A)

 $p_i(x_1,...,x_i) \in \gamma_i(x_1,...,x_i) \cdot \alpha_i(x_1,...,x_i)$ که توابع (i = 1, 2, ..., n) که توبیت (i = 1, 2, ..., n) کسبت به متغیر حالت X لیپشیتز می باشند.

تبصوه ۱: ساختار (۸) با نرمالیزه کردن p(x) نسبت به $p_1(x)$ قابل دستیابی میباشد. همچنین اگر $p_1(x) = 0$ باشد، اغتشاشات از طریق خروجی اندازه گیری شده قابل رویت نیست بنابراین تخمین حاصل، نتیجه خوبی به همراه نخواهد داشت.

تبصوه ۲: ساختار (۴) معرف سیستمهایی است که به طور مستقل رویت پذیر میباشند. همچنین شرایط ارائه شده در فرض (۱) شرط کافی میباشند و اگر سیستمی به طور مستقل رویت پذیر باشد لزومی ندارد که حتما شرایط فرض (۱) را بر آورده کنند.

ساختار معادلات (۴) دسته وسیعی از سیستم های فیزیکی را شامل می شود. بازو روبات، موتورها و بعضی از فرآیندهای شیمیایی از جمله سیستمهایی هستند که معادله حالت آنها مشابه (۴) میباشد یا میتوان معادله حالت آنها را به این فرم تبدیل کرد [۳۳].

برای سیستم (۴) رویتگری مطابق رابطه زیر طراحی می گردد [۱۰].

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + \alpha(\hat{x}) + \gamma(\hat{x})u + L(y - C\hat{x}) + p(\hat{x})u_r(t)$$
(9)

در این رویتگر متغیر حالت $R^n = (x) x$ تخمینی از متغیر حالت () x میباشد و با توجه به روش بهره بالا، بردار L مطابق رابطه زیر طراحی میشود.

$$L = S_{\theta}^{-1} C^T \tag{(1.)}$$

که ماتریس $S_{ heta}$ مثبت معین و متقارن میباشد و از حل معادله جبری زیر تعیین می گردد:

$$\theta S_{\theta} + A^{T} S_{\theta} + S_{\theta} A - C^{T} C = 0 \tag{11}$$

پارامتر heta در عبارت فوق ثابتی مثبت میباشد. ورودی $u_r(t)$ بر اساس تکنیک مد لغزشی طبق رابطه زیر انتخاب میگردد تا عملکرد مقاوم رویتگر (۹) را تضمین نماید:

$$u_r(t) = -\rho_0 sign(y - C\hat{x}) \tag{11}$$

چنانچه بردار خطای رویتگر ((e (t)) مطابق رابطه زیر تعریف شود:

$$e(t) = [e_{1}(t) \quad e_{2}(t) \quad \dots \quad e_{n}(t)]^{T}$$

= $\hat{x}(t) - x(t)$ (17)

$$\dot{e} = (A - S_{\theta}^{-1}C^{T}C)e + \alpha(\hat{x}) - \alpha(x) + \gamma(\hat{x})u$$

- $\gamma(x)u + p(\hat{x})u_{r} - p(x)d(x,t)$ (14)

به منظور تحلیل خطای رویتگر، ماتریس
$$\Delta_{ heta}$$
 به صورت رابطه زیر
تعریف میشود:

$$\Delta_{\theta} = diag\left(1, \frac{1}{\theta}, ..., \frac{1}{\theta^{n-1}}\right)$$
(10)

$$S_{\theta} = \frac{1}{\theta} \Delta_{\theta}^{-1} S_{1} \Delta_{\theta}$$

$$\Delta_{\theta} A \Delta_{\theta}^{-1} = \theta A$$

$$C \Delta_{\theta} = C \Delta_{\theta}^{-1} = C$$
(19)

همچنین ماتریس _۱ S پاسخ معادله (۱۱) بهازای 1 = θ می باشد. **لم ۱** [۱۰]: سیستم (۴) را در نظر بگیرید چنانچه فرض (۱) برقرار باشد، آنگاه 0 < θ_0 وجود خواهد داشت بطوریکه بهازای هر $\theta < \theta$ ، و هر ($\rho_0 > \rho_0(x)$ خطای رویتگر به صورت مجانبی به صفر همگرا می شود.

در ادامه به منظور طراحی رویتگر برای سیستم (۱)، ابتدا با اعمال تبدیل مناسب ساختار سیستم به فرم مطلوب (۴) تبدیل شود. ساختار سیستم (۱) بگونهای میباشد که میتوان با تغییر متغیر در سیستم از رویتگر ذکر شده استفاده کرد. چنانچه بردار (z (t) به صورت زیر تعریف شود:

$$z(t) = Tx(t) = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} x(t)$$
(1V)

که ماتریس مربعی T∈R^{n×n} غیرمنفرد است. در این صورت با تغییر متغیر z=Tx معادله سیستم (۱) به فرم زیر تبدیل میشود:

$$\begin{cases} \dot{z} = \bar{A}z + \alpha(z) + \bar{B}sat(u, u_{\max}) + \bar{B}d(x, t) \\ y = \bar{C}z \end{cases}$$
(1A)

$$\overline{A} = \begin{bmatrix} 0 & I_{(n-1)\times(n-1)} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \alpha(z) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ CA^n z \end{bmatrix}$$
(19)
$$\overline{B} = TB; \overline{C} = CT^{-1}$$

بنابراین سیستم (۱۸) ساختار مطلوب برای طراحی رویتگر مقاوم را دارد و ساختار رویتگر مقاوم برای آن به صورت زیر است:

$$\begin{split} \dot{\hat{z}} &= \bar{A}\hat{z} + \alpha(\hat{z}) + \bar{B}sat(u, u_{\max}) \\ &+ L(y - \bar{C}\hat{z}) + \bar{B}u_r(t) \end{split} \tag{Y.}$$

همچنین متغیر حالت رویتگر
$$ig(\hat{x}\,(t\,)ig)$$
 که تخمین از متغیر حالت
سیستم $ig(x\,(t\,)ig)$ میباشد، از رابطه زیر محاسبه میشود. $\hat{x}(t)=T^{-1}\hat{z}(t)$

بنابراین معادله رویتگر برای سیستم (۱) بر حسب متغیر حالت
$$\hat{X}$$
 به
صورت زیر نوشته می شود:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + \alpha(\hat{x}) + Bsat(u, u_{\max}) + T^{-1}L(y - C\hat{x}) + Bu_r(t)$$
(Y1)

در ادامه با استفاده از مقادیر تخمین زده شده یک کنترل کننده مقاوم در حضور اشباع محرک طراحی خواهد شد که به ازای آن تاثیر عوامل نایقینی بر سیستم به شدت کاهش مییابد.

٤- طراحی کنترل کننده مقاوم مبتنی بر رویتگر با در نظر گرفتن اشباع محرک

در این بخش به منظور کاهش اثر ترم نامعلوم (x,t) از تلفیق قانون کنترلی CNF با کنترل کننده مدلغزشی انتگرالی ISM استفاده خواهد شد. قانون کنترلی حاصل از این تلفیق که کنترل کننده -ISM CNF نامیده می شود، در مرجع [۲۳] ارائه شده است. اما این قانون کنترلی تاکنون صرفاً بر اساس فیدبک حالت طراحی و استفاده گردیده است. در این مقاله برای اولین بار از این قانون با استفاده از متغیرهای حالت تخمین زده شده و بر پایه رویتگر مدلغزشی مقاوم استفاده می شود. برای این منظور قضیه ای در این بخش ارائه و اثبات گردیده است که عملکرد مطلوب قانون کنترلی پیشنهادی مبتنی بر رویتگر را در حضور اشباع محرک، تضمین می میاید.

چنانچه مقادیر مطلوب متغیرهای حالت (t) در حالت ماندگار چنانچه مقادیر مطلوب متغیرهای حالت (t) در حالت ماندگار z_e تعریف شود (در این صورت $z_e = \overline{c}_{z_e} = r$ دامنه ورودی مرجع ثابت است که باید توسط خروجی دنبال شود) با تغییر متغیر $z = z - z_e$ رابطه زیر حاصل خواهد شد و هدف طراحی قانون کنترلی برای سیستم زیر است به نحوی که $0 = (t) \hat{z}$

$$\dot{\tilde{z}} = \overline{A}\tilde{z} + \alpha(\tilde{z} + z_e) + \overline{A}z_e + \overline{B}sat(u, u_{\max}) + \overline{B}d(x, t)$$
(YY)

با توجه به رابطه (۱۹):

$$\begin{aligned} \alpha(\tilde{z} + z_e) &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & CA^n(\tilde{z} + z_e) \end{bmatrix}^T \\ &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & CA^n \tilde{z} + CA^n z_e \end{bmatrix}^T \\ &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & CA^n \tilde{z} \end{bmatrix}^T + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & CA^n z_e \end{bmatrix}^T \\ &= \alpha(\tilde{z}) + \alpha(z_e) \end{aligned}$$
(YY)

همچنین می توان _م مرابه نحوی تعریف کرد که به ازای آن رابطه زیر همواره برقرار باشد.

$$\begin{aligned} A_{z}\tilde{z} &= \overline{A}\tilde{z} + \alpha(\tilde{z}) \\ A_{z}z_{e} &= \overline{A}z_{e} + \alpha(z_{e}) \end{aligned} \tag{YF}$$

بنابراین معادله (۲۲) به صورت زیر بازنویسی میشود:

$$\dot{\tilde{z}} = A_{z}(\tilde{z} + z_{e}) + \overline{B}sat(u, u_{\max}) + \overline{B}d(x, t)$$
(YD)

قانون کنترلی ISM-CNF مبتنی بر رویتگر مطابق رابطه زیر ارائه می گردد: **تبصوه ۳:** در کنترل کننده ارائه شده در رابطه (۲۶)، جزء u_N در تنظیم خروجی به مقدار مطلوب در در حالت دائم تاثیرگذار نیست و به منظور بهبود پاسخ گذرا مورد استفاده واقع می شود. لذا عمل تنظیم خروجی ناشی از بخش های دیگر کنترل کننده (۳۱) یعنی فروجی ناشی از بخش های دیگر کنترل کننده (۳۱) یعنی نحووجی ناشی از بخش های دیگر کنترل از از عمل تنظیم نحوی طراحی می گردد که در ناحیه ای مشخص از شرایط اولیه ($x_0 \in X_{F6}$) وارد ناحیه اشباع نشود.

در این صورت با اعمال کنترل کننده (۲۶) $u = u_{ISM-CNF}$ (۲۶) به سیستم (۲۵) داریم:

$$\begin{split} \dot{\tilde{z}} &= A_z (\tilde{z} + z_e) \\ &+ \overline{B} \Biggl(sat(u_{ISM-CNF}, u_{max}) + \underbrace{F(\tilde{z} + \overline{e}) + Hr}_{u_L} - u_L \Biggr) \\ &+ \overline{B}d(x, t) \\ &= \Bigl(A_z + \overline{B}F\Bigr) \tilde{z} + \Bigl(A_z z_e + \overline{B}Hr\Bigr) + \overline{B}F\overline{e} + \\ &\overline{B}\Bigl(sat(u_{ISM-CNF}, u_{max}) - u_L\Bigr) + \overline{B}d(x, t) \end{split}$$

لذا با توجه به رابطه (۲۸) و همچنین با در نظر گرفتن معادلات دینامیکی خطای $\overline{e}=\hat{z}-z$ که از معادلات (۱۸) و (۲۰) حاصل میشود، معادلات زیر بدست میآیند:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{z}} = \left(A_z + \bar{B}F\right)\tilde{z} + \bar{B}F\bar{e} + \\ \bar{B}\left(sat(u_{ISM-CNF}, u_{max}) - u_L\right) + \bar{B}d(x,t) \\ \dot{\bar{e}} = (\bar{A} - L\bar{C})\bar{e} + \alpha(\bar{e}) + \bar{B}(u_r(t) - d(x,t)) \end{cases}$$
(3.1)

به منظور اثبات پایداری مجانبی سیستم فوق قضیه زیر ارائه می گردد. قضیه: چنانچه کنترل کننده مقاوم و مبتنی بر رویتگر (۲۴) به سیستم (۳۴) اعمال شود، در این صورت سیستم حلقه بسته در حضور نایقینی های سیستم و اشباع محرک پایدار مجانبی میباشد. پایداری مجانبی سیستم حلقه بسته (۳۴) منجر به تنظیم خروجی به مقدار مطلوب می گردد(به عبارت دیگر r = \overline{c}_{z_e} = r(t) ($\widetilde{c}(t) = 0 = 0$). می گردد(به عبارت دیگر r = \overline{c}_{z_e} = r(t) ($\widetilde{c}(t) = 0$) ا**ثبات:** تابع لیاپانوف زیر را در نظر بگیرید. با انتخاب این ساختار ، پایداری کل سیستم حلقه بسته که شامل معادلات سیستم، معادلات رویتگر و قانون کنترلی می باشد، مورد تحلیل پایداری قرار می گیرد.

 $V = \tilde{z}^T P \tilde{z} + \xi^T S_1 \xi, \qquad \xi = \Delta_\theta \overline{e}$ (rd)

$$\begin{split} \dot{\xi} &= \Delta_{\theta} \dot{\overline{e}} \\ &= \Delta_{\theta} (\overline{A} - L\overline{C}) \Delta_{\theta}^{-1} \xi + \Delta_{\theta} \alpha(\overline{e}) \\ &+ \Delta_{\theta} \overline{B}(u_{r}(t) - d(x, t)) \\ &= \Delta_{\theta} (\overline{A} - S_{\theta}^{-1} \overline{C}^{T} \overline{C}) \Delta_{\theta}^{-1} \xi + \Delta_{\theta} \alpha(\overline{e}) \quad (\mathbf{\Upsilon}) \\ &+ \Delta_{\theta} \overline{B}(u_{r}(t) - d(x, t)) \\ &= \theta (\overline{A} - S_{1}^{-1} \overline{C}^{T} \overline{C}) \xi + \Delta_{\theta} \alpha(\overline{e}) \\ &+ \Delta_{\theta} \overline{B}(u_{r}(t) - d(x, t)) \end{split}$$

$$u_{ISM-CNF} = u_{CNF} + u_{ISM}$$
$$= \underbrace{u_L + u_N}_{u_{CNF}} + u_{ISM}$$
(Y9)

همانطور که مشاهده می شود قانون فوق شامل سه بخش است: بخش خطی (_U)، بخش غیرخطی (U_N) و بخش مقاوم ساز بر اساس روش کنترلی مدلغزشی انتگرالی (U_{ISM}). در ادامه هریک از این بخش ها معرفی می گردد.

ساختار بخش خطی
$$u_L$$
 مبتنی بر روینگر به صورت زیر است:
 $u_L = F(\hat{z} - z_e) + Hr$
 $= F(\hat{z} - z + z - z_e) + Hr$ (YY)
 $= F(\tilde{z} + \overline{e}) + Hr$

در عبارت فوق

$$\overline{e}(t) = \hat{z}(t) - z(t) = T(\hat{x}(t) - x(t)) = Te(t)$$
میباشد و بردار F به نحوی طراحی می گردد که ماتریس
 $\overline{A} + \overline{BF}$ هرویتز باشد. همچنین تابع اسکالر H در رابطه زیر صدق
میکند:

$$A_z z_e + \overline{B}Hr = 0 \tag{YA}$$

بخش غیر خطی
$$U_N$$
 دارای ساختار زیر است:
 $u_N = \rho(r, y)\overline{B}P(\hat{z} - z_e)$
 $= \rho(r, y)\overline{B}P(\hat{z} - z + z - z_e)$ (۲۹)
 $= \rho(r, y)\overline{B}P(\tilde{z} + \overline{e})$

در معادلهی فوق، P یک ماتریس مثبت معین و متقارن است که از حل معادله لیاپانوف زیر بدست میآید.

$$(\overline{A} + \overline{B}F)^T P + P(\overline{A} + \overline{B}F) = -W \qquad (\Psi \cdot)$$

ماتریس W یک ماتریس دلخواه مثبت معین و متقارن میباشد. همچنین تابع غیر خطی (ho(r,y) یک تابع منفی معین و لیپشیتز میباشد که باید با ساختاری مناسب، توسط طراح انتخاب می گردد. بخش مقاوم ساز قانون کنترلی نیز به صورت زیر است:

$$u_{ISM} = -Lsign(\overline{B}^T \overline{B}S), \quad p_0(x) < L < u_{max}$$
 (**r**)

که u_{max} و p₀(x) در بخش ۲ معرفی شده اند. سطح لغزش طبق عبارت زیر تعریف می شود:

$$S = \overline{B}^{T} \left\{ \tilde{z}_{\nu}(t) - \tilde{z}_{\nu}(0) - \int_{0}^{t} (\dot{\tilde{z}}_{\nu-NOM}(t)) d\tau \right\}$$
(YY)

در عبارت فوق، (t) اختلاف بین مقدار تخمین زده شده $\hat{z} e$ و مقدار مطلوب z_e میباشد. همچنین \tilde{z}_{v-NOM} مقدار نامی این اختلاف را در غیاب نایقینی ها را نشان میدهد.

۲۷

بنابراین با توجه به تعریف (d(t) در عبارت (۴۲)، در این حالت عبارت زیر حاصل می گردد:

$$\omega(t) = u_N(t) + u_{ISM}(t)$$

= $\rho \Big[\overline{B}^T P \quad \overline{B}^T P \Big] \Big[\frac{\tilde{z}}{\overline{e}} \Big] + u_{ISM}(t)$ (FD)

$$(u_{ISM})_{eq} = u_{eq} = -d(x,t) \tag{$$$$$$

بنابراین $g(t) = u_N(t)$ ، در نتیجه:

$$\begin{split} \dot{V} &\leq \begin{bmatrix} \tilde{z} \\ \bar{e} \end{bmatrix}^{T} \begin{bmatrix} -W & P\bar{B}F \\ (P\bar{B}F)^{T} & -\eta\theta\Delta_{\theta}(S_{1} + \bar{C}^{T}\bar{C})\Delta_{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{z} \\ \bar{e} \end{bmatrix} \\ &+ 2\rho\tilde{z}^{T}PBB^{T}P\tilde{z} + 2\rho\tilde{z}^{T}PBB^{T}P\bar{e} \\ &\leq \begin{bmatrix} \tilde{z} \\ \bar{e} \end{bmatrix}^{T} \begin{bmatrix} -W & P\bar{B}\left(F + \rho\bar{B}^{T}P\right) \\ (F + \rho\bar{B}^{T}P)^{T}\bar{B}^{T}P & -\eta\theta\Delta_{\theta}(S_{1} + \bar{C}^{T}\bar{C})\Delta_{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{z} \\ \bar{e} \end{bmatrix} \\ &+ 2\rho\tilde{z}^{T}PBB^{T}P\tilde{z} \end{split}$$
(*V)

از آنجاییکه تابع ρ غیر مثبت است لذا $2 \geq 2\rho \overline{z}^T PBB^T P \overline{z} \leq 0$ است ماتریس Ω_1 منفی معین است و برای منفی شدن تابع لیاپانوف کافی است ماتریس Ω_1 منفی معین باشد. در این حالت بر اساس لم مکمل شور [۳۴]، از آنجاییکه ماتریس (-W) منفی معین است، لذا کافی است رابطه زیر برقرار گردد: $\eta \theta \Delta_{\theta}(S_1 + \overline{C}^T \overline{C}) \Delta_{\theta} > (F + \rho B^T P)^T B^T PW^{-1} PB (F + \rho B^T P)$ (۶۸)

$$ho=
ho(r,y)$$
 با انتخاب مناسب پارامتر $heta_2= heta$ و تابع منفی معین $ho=
ho(r,y)$
و ثابت مثبت ho_1^* ، آنگاه به ازای هر $ho_1^*>|
ho(r,y)|$ ، رابطه فوق برقرار
می باشد.

حالت دوم: اگر دامنه سیگنال کنترلی $u = u_{ISM-CNF}$ مثبت باشد و اندازه آن از مقدار مجاز $u_{
m max}$ نیز بیشتر شود. آنگاه داریم:

$$\begin{bmatrix} F & F \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{z} \\ \bar{e} \end{bmatrix} + Hr + \rho \begin{bmatrix} B^T P & B^T P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{z} \\ \bar{e} \end{bmatrix} + u_{ISM} \ge u_{max}$$
(F4)

با توجه به تبصره ۳ داريم:

$$\left|u_{L}+u_{ISM}\right|=\left[\begin{bmatrix}F&F\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\tilde{z}\\e\end{bmatrix}+Hr+u_{ISM}\right|\leq u_{\max} \quad (\Delta \cdot)$$

بنابراين

$$g = u_{\max} - u_L + d(x, t) \tag{(a1)}$$

با توجه به روابط (۴۶) و (۴۷)، g > 0 بوده و برای این حالت رابطه زیر برقرار میباشد.

$$u_{N} > g > 0 \tag{21}$$

در این صورت مشتق تابع لیاپانوف به صورت زیر میباشد.

$$\dot{V} = 2\tilde{z}^T P \dot{\tilde{z}} + 2\xi^T S_1 \dot{z}^{(mv)}$$

از طرفی با در نظر گرفتن رابطه (۳۶) خواهیم داشت:

$$2\xi^{T}S_{1}\dot{\xi} = 2\xi^{T}S_{1}\theta(\overline{A} - S_{1}^{-1}\overline{C}^{T}\overline{C})\xi + 2\xi^{T}S_{1}\Delta_{\theta}\alpha(\overline{e}) + 2\xi^{T}S_{1}\Delta_{\theta}\overline{B}(u_{r}(t) - d(x,t))$$

$$= 2\theta\xi^{T}S_{1}\overline{A}\xi - 2\theta\xi^{T}\overline{C}^{T}\overline{C}\xi + 2\xi^{T}S_{1}\Delta_{\theta}\alpha(\overline{e}) + 2\xi^{T}S_{1}\Delta_{\theta}\overline{B}(u_{r}(t) - d(x,t))$$

$$= 2\xi^{T}S_{1}\Delta_{\theta}\alpha(\overline{e}) + 2\xi^{T}S_{1}\Delta_{\theta}\overline{B}(u_{r}(t) - d(x,t))$$

با بازنویسی رابطه (۱۱) به ازای ماتریس
$$\overline{A}$$
 و \overline{C} داریم $\theta S_{\theta} + \overline{A}^T S_{\theta} + S_{\theta} \overline{A} - \overline{C}^T \overline{C} = 0$

با در نظر گرفتن این نکته که ماتریس متقارن S_1 پاسخ معادله فوق بهازای $\theta=1$ میباشد، آنگاه:

$$2\theta\xi^{T}S_{1}\overline{A}\xi = \theta\xi^{T}(\overline{C}^{T}\overline{C} - S_{1})\xi \tag{(4)}$$

بنابراين

$$\begin{split} & 2\xi^T S_1 \dot{\xi} = -\theta \xi^T S_1 \xi - \theta \xi^T \overline{C}^T \overline{C} \xi + 2\xi^T S_1 \Delta_\theta \alpha(\overline{e}) \\ & + 2\xi^T S_1 \Delta_\theta \overline{B}(u_r(t) - d(x, t)) \end{split} \tag{F.}$$

$$\begin{split} \dot{V} &= \tilde{z}^{T} (A_{z} + \bar{B}F)^{T} P \tilde{z} + \tilde{z}^{T} P (A_{z} + \bar{B}F) \tilde{z} + 2 \tilde{z}^{T} P \bar{B} g(t) \\ &+ 2 \tilde{z}^{T} P \bar{B} F \bar{e} - \theta \xi^{T} (S_{1} + \bar{C}^{T} \bar{C}) \xi \qquad (\texttt{f1}) \\ &+ 2 \xi^{T} S_{1} \Delta_{\theta} \alpha(\bar{e}) + 2 \xi^{T} S_{1} \Delta_{\theta} \bar{B}(u_{r}(t) - d(x, t)) \\ &\sum_{\lambda \in \mathcal{L}} \tilde{z}^{T} S_{\lambda} \delta_{\theta} \alpha(\bar{e}) + 2 \xi^{T} S_{\lambda} \delta_{\theta} \bar{B}(u_{r}(t) - d(x, t)) \end{split}$$

$$g(t) = \omega(t) + d(x, t)$$

$$\omega(t) = sat(u_{L}(t) + u_{N}(t) + u_{ISM}(t)) - u_{L}(t)$$
(FY)

عبارت (۴۱) را به صورت زیر می توان بازنویسی نمود:

$$\dot{V} = \begin{bmatrix} \tilde{z} \\ \bar{e} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} -W & P\bar{B}F \\ (P\bar{B}F)^T & -\eta\theta\Delta_{\theta}(S_1 + \bar{C}^T\bar{C})\Delta_{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{z} \\ \bar{e} \end{bmatrix}$$

$$\underbrace{-(1-\eta)\partial\xi^{T}(S_{1}+\overline{C}^{T}\overline{C})\xi+2\xi^{T}S_{1}\Delta_{\theta}\alpha(\overline{e})+2\xi^{T}S_{1}\Delta_{\theta}\overline{B}(u_{r}(t)-d(x,t))}_{R_{i}(t)}$$

$$+2ar{z}^ au Par{B}g;$$
 $\eta\in(0,1)$ با انتخاب مناسب پارامتر مثبت $heta= heta_1$ ، تابع $R_1(t)$ منفی می شود.
لذا

$$\dot{V} \leq \begin{bmatrix} \tilde{z} \\ \bar{e} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} -W & P\bar{B}F \\ (P\bar{B}F)^T & -\eta\theta\Delta_{\theta}(S_1 + \bar{C}^T\bar{C})\Delta_{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{z} \\ \bar{e} \end{bmatrix} + 2\tilde{z}^T PBg \qquad (\mathbf{f}\mathbf{\tilde{r}})$$

در ادامه وضعیت
$$\dot{V}$$
 بهازای حالتهای مختلف بررسی خواهد شد.
حالت اول: اگر دامنه سیگنال کنترلی $u = u_{ISM-CNF}$ کوچکتر
ساوی از مقدار مجاز u_{max} باشد. به عبارت دیگر:
برای سرا^[2] ما ما محمل محمل ا

$$\left|u_{L}+u_{N}+u_{ISM}\right| = \left|\begin{bmatrix}F & F\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\tilde{z}\\e\end{bmatrix}+Hr+\rho\begin{bmatrix}B^{T}P & B^{T}P\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\tilde{z}\\e\end{bmatrix}+u_{ISM}(t)\right| \le u_{max} \qquad (\mathbf{f}\mathbf{f})$$

با ضرب کردن (0,1) ∈ $q(t) \in \mathcal{U}_N$ میتوان نامعادلهی فوق را به معادله زیر تبدیل کرد.

$$g = q(t)\rho B^{T} P \tilde{z} + q(t)\rho B^{T} P \bar{e}$$
 (5°)

در این صورت با استدلالی مشابه قبل، برای حالت دوم معادله \dot{V} در نامساوی زیر صدق می کند:

$$\dot{V} \leq \begin{bmatrix} \tilde{z} \\ \bar{e} \end{bmatrix}^{T} \begin{bmatrix} -W & P\bar{B}(F+q\rho B^{T}P) \\ (F+q\rho\bar{B}^{T}P)\bar{B}^{T}P & -\eta\theta\Delta_{\theta}(S_{1}+\bar{C}^{T}\bar{C})\Delta_{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{z} \\ \bar{e} \end{bmatrix} +2q\rho\tilde{z}^{T}PBB^{T}P\tilde{z} \leq \begin{bmatrix} \tilde{z} \\ \bar{e} \end{bmatrix}^{T}\Omega_{2}\begin{bmatrix} \tilde{z} \\ \bar{e} \end{bmatrix}$$
(57)

برای منفی معین شدن ماتریس ₂Ω باید طبق لم مکمل شور شرط زیر برقرار باشد.

 $\eta \theta \Delta_{\theta}(S_{1} + \overline{C}^{T} \overline{C}) \Delta_{\theta} \geq \left(F + q \rho \overline{B}^{T} P\right)^{T} \overline{B}^{T} P W^{-1} P \overline{B} \left(F + q \rho \overline{B}^{T} P\right)$ (۵۵) $\rho_{2}^{*} \quad \text{otherwise} \quad \theta = \theta_{3} \quad \text{otherwise} \quad \theta =$

حالت سوم: اگر دامنه سیگنال کنترلی $u = u_{ISM-CNF}$ منفی باشد و از مقدار مجاز $-u_{max}$ نیز منفی تر شود. آنگاه رابطه زیر صادق است: $\left[F \quad F\right] \begin{bmatrix} \tilde{z} \\ e \end{bmatrix} + Hr + \rho \begin{bmatrix} B^T P & B^T P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{z} \\ e \end{bmatrix} + u_{ISM} < -u_{max}$ (۵۶)

 $ho_3^* > 0 \, e = heta_4 \, n$ این حالت نیز مشابه حالت سوم مقادیر مثبت $heta_4 = heta_4 \, e$ و وجود خواهد داشت که بهازای هر $ho_3^* > |
ho(r,y)|$ ، مشتق تابع لیاپانوف کوچکتر مساوی یک تابع منفی معین می شود.

در نهایت با انتخاب مناسب پارامتر θ به نحوی که $(\rho, \rho_1, \rho_2, \rho_3, \rho_4) = 0 > \max(\theta_0, \theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4)$ باشد که $(\rho(r, y))$ به نحوی که $\hat{\rho}^* \ge |\rho(r, y)|$ باشد که $\rho(r, y)$ به نحوی که $\hat{\rho}^* \ge |\rho(r, y)|$ باشد که $\rho(r, y)$ به نحوی که $\hat{\rho}^* = \min\{\rho_1^*, \rho_2^*, \rho_3^*\}$ مورد بررسی یک تابع منفی معین خواهد بود که منجر به تضمین پایداری معادلات دینامیکی سیستم حلقه بسته به ازای هر سه حالت تابع غیر خطی اشباع می گردد. در نتیجه:

$$\lim_{t \to \infty} (\hat{z}(t) - z_e) = 0 \implies \lim_{t \to \infty} z(t) = z_e \qquad (\Delta V)$$

لذا همگرايي خروجي به مقدار مطلوب تضمين ميشود.

در ادامه به منظور نشان دادن عملکرد رویکرد ارائه شده، کنترلکننده پیشنهادی، به سیستم کنترل یاو هلیکوپتر اعمال شده و نتایج شبیهسازی ارائه می گردد.

٥- مثال کاربردی و شبیهسازی

در این بخش رویکرد پیشنهادی در مقاله بر روی یک سیستم عملی اعمال می گردد تا عملکرد مطلوب آن در شبیه سازی نیز نشان داده شود. همچنین مقایسه ای بین عملکرد روش پیشنهادی با یک روش مطرح دیگر صورت پذیرفته است.

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} -2.6571 & 21.9350 & 3.8290 & 6.0497 \\ -31.0290 & -3.5154 & 17.0990 & -3.0897 \\ 6.1059 & -6.9623 & -9.7553 & -96.3750 \\ 17.1690 & 25.7330 & 37.1760 & -33.0820 \end{bmatrix} x(t)$$

$$+ \begin{bmatrix} 0.6258 \\ 6.2175 \\ -29.199 \\ -14.6430 \\ B \end{bmatrix} (sat(u,u_{\max}) + d(x,t))$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} 15.3190 & -10.3210 & 0.7307 & -4.7274 \\ \end{bmatrix} x(t)$$

حداکثر مقدار مقدار مجاز سیگنال کنترلی (0.4 = u_{max}) فرض شده است. هدف طراحی کنترل کننده فیدبک خروجی می باشد به نحوی که خروجی (t) y ورودی مرجع 1.2 = r را ردیابی کند. ترم نایقینی (d(x,t) = 0.1sin(Cx(t)) + 0.1sin(10t)) در نظر گرفته شده است. برای این منظور ابتدا رویتگر مقاوم جهت تخمین متغیرهای حالت طراحی خواهد شد سپس با استفاده از کنترل کنندهی مقاوم تاثیر ((x,t) م بر خروجی سیستم حذف خواهد شد.

به منظور طراحی رویتگر بهره بزرگ مدلغزشی، 10= 6 در نظر گرفته شده است. پس از انجام محاسبات ذکر شده در مقاله، بهره رویتگر و همچنین بهره غیر خطی قانون کنترلی به صورت رابطه زیر حاصل می شود.

$$L = \begin{bmatrix} 4112 \\ 64220 \\ 47637 \\ -29794 \end{bmatrix}, \ \rho(r,h) = -5 \left| e^{-5|h-r|} - e^{-5|r|} \right|$$
 (59)

همچنین ماتریس I = W انتخاب شده است و همچنین ماتریس W = I لحاظ گردیده است. به منظور جلوگیری از $u_{ISM} = -0.2sat(\overline{B}^T \overline{B}S)$ رخداد پدیده چترینگ، از تابع اشباع به جای تابع علامت در شبیه سازی ها استفاده شده است. اشکال (۱) تا (۳) نتایج شبیه سازی را نشان می دهند. شکل (۱) مربوط به سیگنالهای خطای بین مقدار تخمین زده شده و مقدار واقعی میباشد. همانگونه که مشخص است تمامی مولفه های بردار خطای رویتگر به صفر میل کرده است بنابراین خروجی رویتگر که تخمینی از متغیرهای حالت سیستم میباشد، به سمت مقدار واقعی متغیرهای حالت همگرا شده است. لذا عملکرد مقاوم و مطلوب رویتگر طراحی شده در طی شبیه سازی نیز نشان داده شده است. طاهره بينازاده، مجيد بهمني



شکل ۱: پاسخ زمانی مولفه های بردار خطای رویتگر شکل (۲) پاسخ خروجی سیستم حلقه بسته به ازای قوانین کنترل پیشنهادی در مرجع [۱] و قانون کنترل پیشنهادی در مقاله حاضر را نشان می دهد. همانگونه که از پاسخ خروجی سیستم نیز مشخص است، به ازای قانون کنترلی مبتنی بر رویتگر پیشنهادی در رابطه (۲۶)، تاثیر ترم نایقینی بر خروجی به شدت کاهش یافته است، در حالیکه قانون d(x,t)کنترلی مرجع [۱] در حضور d(x,t) عملکرد مطلوبی نداشته است و ردیابی سیگنال مرجع را نشان نمیدهد. همچنین همانطور که در شکل (۲) مشاهده میشود، علاوه بر پاسخ حالت دائم، پاسخ گذرای خروجی سیستم حلقه بسته توسط قانون کنترل پیشنهادی نیز دارای مشخصه های مطلوبي بوده و ميزان فراجهش نيز در مقايسه با روش كنترلي ارائه شده در مرجع [1] كاهش يافته است.









همانطور که مشاهده می شود در هر دو مورد سیگنال کنترلی به اشباع رفته است. بنابراین مشخص می شود که کنترل کننده پیشنهادی، علیرغم رخداد اشباع محرک در مواجهه با نایقینی های سیستم نیز از عملكرد مطلوبي برخوردار است.

۸- نتیجه گیری

در این مقاله به موضوع طراحی کنترل کننده مقاوم مبتنی بر رویتگر مدلغزشی در حضور اشباع محرک و نایقینی های سیستم پرداخته شد. برای این منظور ابتدا اصول طراحی رویتگر مد لغزشی مقاوم بهره بزرگ ذکر گردید و سیس قانون کنترلی مقاوم بر اساس متغیرهای حالت تخمین زده به گونه ای طراحی گردید که مساله ردیابی مقاوم خروجی را در حضور اشباع محرک تضمین نماید. برای این منظور قضیه ای ارائه گردید و در روند اثبات نشان داده شد که حتی در صورت وقوع اشباع در محرک، کنترل کننده مقاوم ارائه شده عملکرد مطلوبی را داراست. در انتها سیستم عملی کنترل یاو هلیکویتر در نظر گرفته شد و رویکرد ييشنهادي بر روى آن اعمال گرديد. نتايج شبيه سازي ها حاكي از عملكرد مقبول روش كنترلي پيشنهادي است.

مراجع

- [1] B.M. Chen, T.H. Lee, K. Peng, V. Venkataramanan, "Composite nonlinear feedback control for linear systems with input saturation: theory and an application," IEEE Transactions Automatic Control, vol. 48, no. 3, pp. 427-439, 2003.
- [2] E. Jafari, and T. Binazadeh, "Modified composite nonlinear feedback control for output tracking of nonstep signals in singular systems with actuator saturation," International Journal Control. Robust and Nonlinear of https://doi.org/10.1002/rnc.4290, 2018.
- [3] D. Lin and W. Lan, "Output feedback composite nonlinear feedback control for singular systems with input saturation" Journal of the Franklin Institute vol. 352, no. 1, pp. 384-398, 2015.
- [4] R. Wang, C. Hu, F. Yan and M. Chadli, "Composite nonlinear feedback control for path following of four-wheel independently actuated autonomous ground vehicles," IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, vol. 17, no. 7, pp. 2063-2074, 2016.
- [5] X. Lin, D. Lin, and W. Lan, "Semi-global output regulation for discrete-time singular linear systems with input saturation via composite nonlinear feedback control" Transactions of the Institute of Measurement and Control, vol. 39, no. 3, pp. 352-360, 2017.
- [6] Q. Xu, C. Zhang, C. Wen, and P. Wang, "A novel composite nonlinear controller for stabilization of constant power load in DC microgrid," IEEE Transactions on Smart Grid, 2017.
طاهره بینازاده، مجید بهمنی

uncertainty," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 10, pp. 7994-8002, 2017.

- [20] X. Wang, H. Su, M. Z. Chen, and X. Wang, "Observer-based robust coordinated control of multiagent systems with input saturation," *IEEE* transactions on neural networks and learning systems, 2017.
- [21] Y. Ma, X. Jia, and Q. Zhang, "Robust observerbased finite-time H∞ control for discrete-time singular Markovian jumping system with time delay and actuator saturation," *Nonlinear Analysis: Hybrid Systems*, vol. 28, pp. 1-22, 2018.
- [22] H. F. Ghavidel, "Robust control of large-scale nonlinear systems by a hybrid adaptive fuzzy observer design with input saturation," *Soft Computing*, pp. 1-15, 2018.
- [23] C. Hu, R. Wang, and F. Yan "Integral sliding mode-based composite nonlinear feedback control for path following of four-wheel independently actuated autonomous vehicles," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 2, no. 2, pp. 221-230, 2016.
- [24] C. Hu. R. Wang, and F. Yan, "Integral sliding mode-based composite nonlinear feedback control for path following of four-wheel independently actuated autonomous vehicles," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 2, no. 2, pp. 221-230, 2016.
- [25] Z. Hou, and I. Fantoni, "Interactive leaderfollower consensus of multiple quadrotors based on composite nonlinear feedback control," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2017.
- [26] E. Jafari, and T. Binazadeh, "Modified composite nonlinear feedback for nonstep output tracking of multi-input multi-output linear discrete-time singular systems with actuator saturation" IEEE, 5th International Conference on Control, Instrumentation, and Automation, pp. 114-119, 2017.
- [27] H. Ebrahimi, and A. H. Mazinan, "Adaptive composite nonlinear feedback-based sliding mode control for a class of nonlinear systems," *Electronics Letters*, 2018.
- [28] T. Lu, and W. Lan, "Composite nonlinear feedback control for strict-feedback nonlinear systems with input saturation," *International Journal of Control*, 1-8, 2018.
- [29] H. Min, S. Xu, Q. Ma, B. Zhang, and Z. Zhang, "Composite-observer-based output-feedback control for nonlinear time-delay systems with input saturation and its application," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 7, pp. 5856-5863, 2018.
- [30] J. Lei and H.K. Khalil, "High-gain observers in the presence of sensor nonlinearities," *IEEE*, *American Control Conference (ACC)*, pp. 3282-3287, 2017.
- [31] M.T. Hamayun, C. Edwards, and H. Alwi, "Design and analysis of an integral sliding mode fault tolerant control scheme," *Fault Tolerant*

- [7] T. Binazadeh, and M. Bahmani, "Design of robust controller for a class of uncertain discrete-time systems subject to actuator saturation", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 62, no. 3, pp. 1505-1510, 2017.
 - [8] S. Mohammadpour and T. Binazadeh, "Observerbased synchronization of uncertain chaotic systems subject to input saturation", *Transactions* of the Institute of Measurement and Control, vol. 40, no. 8, pp.2525-2535, 2018.
 - [9] T. Binazadeh, and M. Bahmani, "Robust timevarying output tracking control in the presence of actuator saturation," *Transactions of the Institute* of Measurement and Control, vol. 40, no. 1, pp. 61-70, 2018.
 - [10] H.K. Khalil, and L. Pral, "High-gain observers in nonlinear feedback control," *International Journal* of Robust and Nonlinear Control, vol. 24, no. 6, pp. 993-1015, 2014.
 - [11] V. Andrieu, C. Prieur, S. Tarbouriech, and L. Zaccarian, "A hybrid scheme for reducing peaking in high-gain observers for a class of nonlinear systems," *Automatica*, vol. 72, pp.138-146, 2016.
 - [12] H.K. Khalil, and S. Priess, "Analysis of the use of low-pass filters with high-gain observers," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 49, no. 18, pp. 488-492, 2016.
 - [13] H.K. Khalil, "High-gain observers in feedback control: application to permanent magnet synchronous motors," *IEEE Control Systems*, vol. 37, no. 3, pp. 25-41, 2017.
 - [14] D.P. Nam, P.T. Thanh, T.X. Tinh, T.T. Dat, and V.M. Van, "High-gain observer based output feedback controller for a two-motor drive system: a separation principle approach," *International Conference on Advanced Engineering Theory and Applications*, pp. 840-849, 2017.
 - [15] A.A. Alfehaid, E.G. Strangas, and H.K. Khalil, "Speed control of permanent magnet synchronous motor using extended high-gain observer," *IEEE American Control Conference (ACC)* pp. 2205-2210, 2016.
 - [16] D. Won, W. Kim, and M. Tomizuka, "High-gain observer based integral sliding mode control for position tracking of electro-hydraulic servo systems," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2017.
 - [17] D.P. Nam, P.T. Thanh, and T.X. Tinh, "Output feedback controller using high-gain observer in multi-motor drive systems," *IEEE, International Conference on System Science and Engineering*, pp. 428-431, 2017.
 - [18] P. Mercorelli, "A two-stage sliding-mode highgain observer to reduce uncertainties and disturbances effects for sensorless control in automotive applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 9, pp. 5929-5940, 2015.
 - [19] L. Sun and Z. Zheng, "Disturbance-observerbased robust backstepping attitude stabilization of spacecraft under input saturation and measurement

طاهره بینازاده، مجید بهمنی

Control Schemes Using Integral Sliding Modes, pp. 39-61, 2016.

- [32] S. Vaidyanathan, and A. Rhif, "A novel four-leaf chaotic system, its control and synchronisation via integral sliding mode control," *International Journal of Modelling, Identification and Control*, vol. 28, no. 1, pp.28-39, 2017.
- [33] B. Mu, K. Zhang, and Y. Shi, "Integral sliding mode flight controller design for a quadrotor and the application in a heterogeneous multi-agent system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no.12, pp.9389-9398, 2017
- [34] E. Fridman, Introduction to time-delay systems: Analysis and control. Springer, 2014.
- [35] G. Cai, B. M. Chen, K. Peng, M. Dong, and T. H. Lee, "Modeling and control of the yaw channel of a UAV helicopter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 3426-3434, 2008.





طراحی و پیادهسازی سیستم کنترل دورزدن خودکار خودرو

احسان خلیلی'، جعفر قیصری'، محمد دانش "

^۱ فارغالتحصیل کارشناسی ارشد مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی اصفهان، Ehsan.khalili@ec.iut.ac.ir ۲ دانشیار، دانشکدهٔ مهندسی برق و کامپیوتر، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی اصفهان، Ghaisari@cc.iut.ac.ir ۳ دانشیار ، دانشکدهٔ مهندسی مکانیک، گروه سیستمهای دینامیکی و مکاترونیکی، دانشگاه صنعتی اصفهان، Danesh@cc.iut.ac.ir

پذیرش: ۱۳۹۷/۰۴/۱۳	ویرایش دوم: ۱۳۹۶/۰۳/۱۲	ويرايش اول: ۱۳۹۶/۱۲/۲۹	دریافت: ۱۳۹۶/۰۲/۰۷

چکیده: در این مقاله به طراحی یک سیستم کنترلی برای دورزدن خودکار خودرو پرداخته می شود. در ابتدا اطلاعات حاصل از بررسی آیین نامه ها قوانین راهنمایی ورانندگی و نیز تحقیقات انجام شده از آموز شگاه ها و پلیس راهنمایی ورانندگی در این خصوص جمع بندی و ارائه می گردد. سپس نتایج آزمایش های تجربی سیستم دورزدن بر روی خودروی واقعی در خیابان های با عرض مختلف ارائه و بررسی می شود. پس از آن، مسیرهای مناسب دورزدن خود کار خودرو با در نظر گرفتن محدودیت های غیر هولونومیک خودرو طراحی می شود. در نهایت کنترل کننده مد لغز شی مناسب برای کنترل سیستم دورزدن خود کار خودرو با در نظر گرفتن محدودیت های غیر هولونومیک خودرو طراحی می شود. در نهایت کنترل کننده مد لغز شی مناسب برای کنترل سیستم دورزدن خود را طراحی می گردد. طراحی سیستم فازی تصمیم گیری حرکت خودرو در هنگام دورزدن نیز نو آوری مهم صورت گرفته در این مقاله می باشد. جهت تایید صحت طراحی های صورت گرفته با نتایج عملی، یک ربات شبه خودرو بر اساس ابعاد در مقیاس کوچکتر یک خودروی واقعی طراحی و ساخته شده و سیستم دورزدن خود کار بر روی آن پیاده سازی گردیده است. مقایسه نتایج شبیه سازی و پیاده سازی صورت گرفته بر نوی ریات شبه خودرو نشان از کار آمدی و دقت مناسب سیستم کنترلی طراحی شده دارد.

کلمات کلیدی: سیستمهای حملونقل هوشمند، کنترل کننده مد لغزشی، سیستم دورزدن خودرو، ربات شبهخودرو.

Design and implementation of an automatic car turning system

Ehsan Khalili, jafar Ghaisari, Mohammad Danesh

Abstract: In this paper, a control system is designed for automatic car turning. At first, the necessary information of car turning that were collected from the traffic bylaw, car driving training centers and traffic police are explained. Then, car turning is studied experimentally on several streets with different widths. Afterward, a proper path is designed for the automatic car turning system considering traffic rules and nonholonomic constraint. Also, an appropriate sliding mode controller is designed and a novel fuzzy decision-making system is proposed for the automatic car turning system. A car like mobile robot is designed and manufactured based on small scale parameters of a sedan car. Finally, the automatic car turning system confirm the effectiveness of the proposed control system.

Keywords: intelligent transportation system, sliding mode controller, automatic car turning, car like mobile robot.

۱- مقدمه

امروزه با افزایش تصادفات رانندگی و افزایش خسارات جانی و مالی ناشی از این حوادث، توجه به سیستمهای حملونقل هوشمند شهری افزایش یافته است. این سیستمها به عنوان یک روش کار آمد برای بهبود مسئلهي حمل ونقل بكار گرفته شده است. هو شمندسازي سيستم حمل ونقل را مي توان به رانندگي خودکار، پارک گاراژ، پارک موازي و ... تعريف کرد. از آنجا که حدود ۵۰ درصد تصادفات رانندگی مربوط به اشتباهات شخص راننده میباشد، از این رو محققان به دنبال یافتن راهی جدید در جهت کاهش میزان تلفات رانندگی هستند. استفاده از سیستمهای کنترلی هوشمند، باعث بهبود سیستم حملونقل شده و رانندگی بسیار ایمن تر و سریع تری را برای رانندگان فراهم می کند. مقالات متعددی در زمینه سیستمهای حملونقل هوشمند نوشته شده که هر یک بر تکمیل و رفع مشکلات این سیستمها گام برداشتهاند. در [۱]-[۸] به انواع روشهای پارک موازی خودرو و پیادهسازی عملی آن اشاره دارد. در [۹]، از راهبرد SLAM برای چرخش ربات شبهخودرو در محیط های محصور استفاده شده است. در [۱۰]، از الگوریتم کنترلی مدل مجازی و معادلات ساده شده ديناميكي خودرو براي تعقيب مسير استفاده شده است و سپس بر روى يك ربات رادیوکنترل پیادهسازی گردیده است. در [۱۱] به طراحی کنترل کننده ی مد لغزشی برای تعقیب مسیر مرجع خودرو پرداخته است. با توجه به سرعت بالای خودرو در این شبیهسازی، از مدل دینامیکی ساده شده خودرو استفاده شده است. در [۱۲]، یک کنترل کنندهی فازی بر اساس مهارتهای رانندگی و تعقیب مسیر طراحی شده است و توابع عضویت این کنترل کننده توسط الگوریتم ژنتیک بهینه شدهاند. در [۱۳]، به تعقیب مسیر مرجع براي خودرو، هم با مدل ديناميک و هم مدل سينماتيک مي پردازد و برای مسیریابی از روش RRT استفاده میکند. در [۱۴] طراحی یک کنترل کننده فازی برای وسایل نقلیه هوشمند انجام شده و بر روی یک وسیله نقلیه شبه خودرو پیادهسازی شده است. در [۱۵] با استفاده از الگوریتم ژنتیک، به پیدا کردن کوتاهترین مسیر، با توجه به عوامل اقتصادی، ترافیکی، هزینه بنزین و... پرداخته شده است. در [۱۶] رفتار دینامیکی خودرو و پاسخ آن به انواع مانورهای تغییر مسیر مورد بررسی قرار گرفته و رفتار خودرو به دورزدن پیوسته و رد کردن یک مانع مورد بررسی قرار گرفته است. در پژوهش مذکور، از مدل دوچرخهای خودرو با دو و سه درجه آزادی استفاده شده است.

هدف اصلی این پژوهش تعمیم و افزایش کاربرد سیستمهای حمل ونقل هوشمند به طور جزئی در زمینه حمل ونقل شهری می باشد. یعنی بتوان با الهام گرفتن از سیستم پارک خودکار خودرو، یک موضوع جدید به طور مجزا در زمینه هوشمندسازی خودرو تعریف گردد. هدف از طراحی سیستم پارک موازی خودرو دلایلی چون عدم توانایی رانندگان کم تجربه در اجرای صحیح آن، کمبود فضای پارک، ایجاد ترافیک ناشی از عدم تسلط بر اجرای صحیح آن در زمان مناسب و... دارد. حال تمامی عوامل فوق را می توان برای سیستم دورزدن خودکار خودرو نیز ذکر کرد. انجام

دورزدن در هر مکان و زمان دلخواه توسط رانندگان خسارات جانی و مالی زیادی را با خود به همراه دارد. از طرفی چون در هنگام دورزدن، خودروی مذکور حکم فرعی را دارد، در صورت هر گونه تصادف مقصر محسوب می شود، پس نیاز است تا به صورت کاملا قانونی این عمل صورت گیرد. نو آوری اصلی این مقاله استخراج و پیادهسازی اطلاعات اصلی و قانونی برای دورزدن خودرو می باشد. در ادامه، طراحی مسیرهای مناسب با توجه برای دورزدن خودرو می باشد. در ادامه، طراحی مسیرهای مناسب با توجه مانند پارک موازی، مسیر خاصی برای این امر طراحی می گردد. طراحی سیستم فازی برای تشخیص زمان مناسب و قانونی برای سیستم دورزدن خودرو نیز در ادامه طراحی شده و نتایج طراحی این سیستم بر روی یک ربات شبه خودرو که در این پژوهش طراحی و ساخته شده است، پیادهسازی می گردد.

۲- جمع آوری اطلاعات دورزدن تکفرمان خودرو

در اولین مرجع به آیین نامه راهنمایی ورانندگی پرداخته و اطلاعات لازم برای این پژوهش مورد بررسی قرار می گیرد. در بخش ششم آییننامه راهنماییورانندگی به گردش خودرو پرداخته شده است. در ماده ۱۰۸، ۱۵۲، ۱۵۳، ۱۵۴ و ۱۶۳ نیز عوامل مربوط به گردش و توقف خودرو مورد بررسی قرار گرفته است. با توجه به کامل نبودن اطلاعات دریافتی برای طراحی سیستم کنترلی، علاوه بر آییننامه راهنماییورانندگی، از چندین آموزشگاه راهنماییورانندگی در سطح استان اصفهان استفاده شده است. موضوعات جدیدی نسبت به آیین نامه مطرح شدند که عبارتاند از: پارک مناسب اوليه كنار خيابان، زمان مناسب و اجازه دورزدن اوليه خودرو، ضرورت توقف خودرو در وسط خيابان و محل توقف آن، مسير حركتي مناسب طبق قوانين راهنمايي ورانندگي، سرعت مناسب و استاندارد خودرو، زاویه مناسب خودرو در محل توقف برای دید مناسب، هوشیاری و عکس العمل راننده نسبت به رفتار سایر رانندگان و توجه به نوع خودروهای در حال حركت. با توجه به عدم سابقه قبلي در پرداختن به اين موضوع به عنوان یک سیستم کنترلی مستقل، هنوز هم اطلاعات کامل و جامعی برای طراحی سیستم کنترلی بطور کامل وجود ندارد. در قسمت نهایی جمع آوری اطلاعات این پژوهش، از طریق پلیس فرهنگ و ترافیک راهنماییورانندگی استان اصفهان، یک جمعبندی مناسب از قوانین دورزدن خودرو انجام شده است.

برای انجام دورزدن تکفرمان خودرو، در ابتدا با در نظرگرفتن مادههای مذکور آیین نامه راهنمایی ورانندگی مبنی بر اینکه مکان مورد نظر جز مکان های ممنوعه برای دورزدن نباشد، در ابتدا باید خودرو در منتهی الیه سمت راست خیابان با پارک ۳۰ تا ۴۵ سانتی متر متوقف شود.



شکل ۱: آزمایشات عملی دورزدن تکفرمان با خودروی سمند

سپس مرحله خروج از پارک اولیه صورت می گیرد و در اصطلاح با حرکت لاکپشتی، خودرو ۹۰ سانتی متر به جلو حرکت کرده تا تقریبا زاویهای ۳۰ درجه نسبت به راستای خیابان به دست آورد. در این مرحله با توجه به در نظر گرفتن خودروهای در حال حرکت در باند موافق، به آرامی و با سرعت مناسب اقدام به حرکت تا وسط خیابان می کند. خودرو با طی کردن مسیری مناسب بر طبق قوانین راهنمایی ورانندگی در پشت خط مقطع و سط خیابان متوقف می شود، بطوریکه سپر خودرو بر روی خط مقطع قرار گیرد و از آن عبور نکند. زاویه قرار گیری خودرو در وسط خیابان بسیار مهم می باشد چون این زاویه باید بگونهای باشد تا راننده خودرو بیشترین باشد و هم چنین در مرحله بعدی بتواند دورزدن خود را بطور صحیح انجام دهد. در ادامه خودرو باید در مسیر مناسب دیگر در منتهی ایه سمت راست طرف مقابل خیابان حرکت خود را ادامه دهد. در ضمن برای انجام دورزدن تکفرمان به عرض حداقل ۱۲ متر برای یک خودروی سواری معمولی نیاز ست.

۳- پیادہسازی مسیر دورزدن تکفرمان خودرو

حال با توجه به اطلاعات دریافتی در بخش (۲) لازم است تا اطلاعات فوق بر روی یک خودرو پیاده سازی شود تا بتوان بطور عملی قوانین بدست آورده شده برای دورزدن را ثبت نمود. در این راستا سعی شد تا تمامی قوانین بیان شده برای دورزدن خودرو بر روی خودروی سمند اجرا و اطلاعات آزمایشات عملی ثبت گردد. در این قسمت اجرای صحیح درزدن خودرو زیر نظر کارشناسان مربوطه اجرا شده و با ردیابی مسیر حرکتی خودرو، اطلاعات لازم برای دورزدن بدست می آید. سپس به کمک نرمافزار Table Curve 2D به طراحی یک مسیر مناسب برای این اطلاعات پرداخته شد (شکل –۲). این آزمایشات برای خیابان های ۲۱، ۱۴ و ۱۶ متر برای دورزدن تک فرمان خودرو انجام شد که نتایج آن بصورت جدول (۱) ارائه می گردد.



شکل ۲: برازش اطلاعات مسیر خیابان ۱۲ متر

۱۲، ۱۴ و ۱۶ متر	دورزدن تكفرمان خيابانهاي	جدول ١: اطلاعات مسير
-----------------	--------------------------	----------------------

X-12	Y-12	X-14	Y-14	X-16	Y-16
•	•	•	•	•	•
- ۲۲	۱۳۳	-10	180	_Y•	13.
-9·	۱۹۷	-41	۲۳۸	-44	194
-13.	۲۸۰	-11.	362	-1.8	4.1
- 22.	***	-144	۵۰۲	-197	440
-104	3469	-361	۵۷۵	-149	۵۷۱
-411	362	-018	621	-۳۵۹	531
-812	۳۳۹	-776	۶۱۰	-49.	979
-77.	104	-977	49.	-97•	۷۰۱
- A 9•	118	-1.81	191	_∧۰۸	۷۰۶
-91V	-ΔV	-1111	٩٣	-970	9V1
-979	-17.	-1181	-44	-11	۶۱۳
-941	_4.,	-1180	-121	- 1 7 7 7	571
*	*	-1180	-221	-1320	۳۸۱
*	*	*	*	-1300	749
*	*	*	*	-1377	-V9

اعداد جدول (۱) مختصات (x,y) مسیر حرکتی خودرو بر حسب سانتی متر در دورزدن تک فرمان خیابان های ۱۲، ۱۴ و ۱۶ متر می باشند. حال با استفاده از جدول ۱ که بطور عملی بدست آورده شده و از طریق درون یابی با نرمافزار Table Curve 2D به طراحی یک معادله مسیر مناسب برای این اطلاعات پرداخته شده است (معادلهی (۱)). ضرایب این معادله برای خیابان های ۱۲، ۱۴ و ۱۶ متر در جدول (۲) نشان داده شده است. در شکل-۳، مسیر دورزدن تک فرمان خودرو در خیابان های مذکور رسم شده است.

۳۵

$$=\frac{a+cx+ex^2+gx^3}{1+bx+dx^2+fx^3+hx^4}$$
(1)

جدول ۲: ضرایب معادله مسیر دورزدن تکفرمان در خیابانهای ۱۲، ۱۴ و

y

۱۲
 ۱۲
 ۱۶

 ۱۲
 ۱۴
 ۱۶

 a
 ۱۵/۲۵۲۸
 ۱۲/۲۹۱۹
 ۴/۶۲۶۷

 b

$$\cdot/\cdot$$
111۶۹
 \cdot/\cdot 1۵۶۸۷
 $-\cdot/\cdot$ ۰۸۹۰۹

 c
 $- 0/۷۶۸1$
 $- 9/1859$
 $- \sqrt{1000}$

 d
 $- 7/97176-0$
 $- 7/091.96-0$
 $- 1/00766-0$

 e
 $- \cdot/\cdot 11779$
 $- \cdot/\cdot 117797$
 $- \cdot/\cdot 1.0777$

 f
 $- 7/71946-A$
 $- 7/790A6-A$
 $- A/759A16-9$

 g
 $- 5/9 \cdot \cdot 96 - 9$
 $- 7/971102 - 9$
 $- 7/77A76 - 9$

 h
 $- 0/7096-11$
 $- 1/17 \cdot 06-11$
 $- 1/0776-17$







شکل-۴: درونیابی مسیر رفت دورزدن تکفرمان خیابان ۱۳ متر مسئله دورزدن با بحث پارک موازی خودرو از لحاظ طراحی مسیر تفاوت دارد. در بحث طراحی مسیر برای پارک موازی خودرو نیاز است تا به ازای تغییری کوچک در مکان اولیه خودرو، مسیر جدیدی برای حرکت خودرو طراحی شود زیرا کوچکترین خطا ممکن است سبب ایجاد برخورد خودرو با خودروهای پارک شده گردد. در بحث دورزدن خودرو

موضوع متفاوت است و تغییرات کوچک در طراحی مسیر اهمیت ندارد و نمی تواند تغییرات اساسی در طراحی مسیر ایجاد کند و می توان با نزدیک ترین مسیر موجود طراحی شده، دورزدن خودرو را انجام داد و یا مسیر مورد نظر را به کمک برازش منحنی همانند شکل –۴ درونیابی کرد.

۳- طراحی سیستم فازی تصمیم گیری حرکت خودرو

در این بخش، موضوع مهم دیگری مورد بررسی قرار میگیرد و آن سیستم تصمیم گیری دورزدن خود کار خودرو میباشد. در رانندگی ممکن است رانندگان بدون توجه به خودروهای در حال حرکت، وارد مسیر دورزدن خود شوند و خودروهای در حال حرکت را مجبور به توقف کنند که این مسئله می تواند حوادث ناگواری را با خود به همراه داشته باشد. از این رو توجه و دقت در انجام شروع عمل دورزدن خودرو هم در قسمت اوليه حركت و هم در وسط خيابان از اهميت بسيار بالايي برخوردار است. انتخاب سیستم فازی با بهره گیری از تجربه انسان و با در نظر گرفتن قوانین راهنمایی ورانندگی می تواند یک سیستم مناسب برای بخش تصمیم گیری دورزدن خودرو باشد. با توجه به اطلاعات جمع آوری شده از مراجع موجود، یک سری عوامل اصلی در شروع عمل دورزدن دخیل هستند و در صورت برقراری شرایط مناسب در آن عوامل، می توان اقدام به دورزدن کرد. عوامل مهم در این قسمت عبارتاند از: فاصله خودروهای در حال حرکت تا خودروی مورد نظر، سرعت حرکت خودروها، ترافیک جادهاي، محل قرار گيري خودروها در خيابان، شتاب حركتي خودروها، و نوع خودروها (بر حسب طول خودرو). دو عامل فاصله و سرعت حركتي خودروها، از اهمیت بسیار بالایی نسبت به سایر عامل ها برخوردار هستند و سایر عوامل در شرایط خاص به کمک تصمیم گیری می آیند. در این موارد ذکر شده منظور از نوع خودرو این موضوع است که خودرو مورد نظر در حال حرکت جز کدام نوع خودروها میباشد. خودروی سواری، ون، اتوبوس، کامیون و جز این موارد هستند که بر اساس طول این خودروها توابع عضویت مشخص شدهاند. یا برای خروجی این سیستم فازی نیز چهار حالت در نظر گرفته شده است. حالت تصادفبار، خطرناک، مناسب و ایمن، چهار تابع عضویت انتخاب شده در این سیستم فازی میباشند. خودرو تنها در حالت ایمن اجازه دورزدن را داشته و بقیه حالات صرفا برای اطلاع راننده خودرو از وضعیت خودرو میباشد. توابع عضویت سیستم فازی طراحی شده در شکل-۵ نمایش داده شده است. سیستم فازی طراحی شده در حالت اولیه شامل ۷۲۹ قانون فازی بوده که بر طبق اطلاعات قوانین راهنماییورانندگی کسب شده، طراحی گردیده است. این قوانين پس از بررسي دقيق اطلاعات دريافتي از كارشناسان حوزه راهنمايي و رانندگی برای سیستم فازی طراحی شده است. در ادامه با توجه به در نظر گرفتن اهمیت زیاد دو عامل فاصله و سرعت نسبت به سایر عوامل و

همچنین حذف یک ورودی فازی با اهمیت کمتر، بسیاری از قوانین مشابه



 \overbrace{E}^{6}

شکل-۴: بررسی مسیر رفت و برگشت دورزدن تکفرمان خودرو در خیابان ۱۲ متر

٤- طراحی مسیرهای رفت و برگشت دورزدن تک فرمان

با توجه به لزوم توقف خودرو در وسط خیابان، مسیر حرکتی طراحی شده خودرو به دو قسمت رفت و برگشت تقسیم می شود. مسیر اول از پارک اولیه تا توقف وسط خیابان و مسیر ثانویه از توقف وسط خیابان تا انجام کامل دورزدن تک فرمان می باشد. این دو منحنی که در کنار هم، مسیر اصلی دورزدن خودرو را تشکیل می دهند، بطور مجزا تحلیل شده و چندجملهای های مناسب برای مسیر رفت و برگشت دورزدن خودرو مطابق روابط (۲) و (۳) بدست می آید. این معادلات با استفاده از اطلاعات تجربی بدست آمده از خودرو مطابق جدول ۱ و تحلیل آن ها با نرم افزار یون اطلاعات پرداخته شده است. در اصل می توان گفت معادلات زیر این اطلاعات پرداخته شده است. در اصل می توان گفت معادلات زیر یک درونیابی از معادله اصلی بر اساس اطلاعات واقعی و نرم افزار مورد نظر است.

$$y = \frac{a + cx}{1 + bx + dx^2}$$
(Y)
=:/).YT, b=-//33, c=-Y/Y), d=-:/)Y3

 $y = \frac{a + cx + ex^2 + gx^3}{1 + bx + dx^2 + fx^3} \quad a = \cdot / \delta \mathfrak{l} \mathfrak{s}, b = - \cdot / \mathfrak{f} \delta \mathfrak{f} \qquad (\mathfrak{r})$ $c = - \mathfrak{r} / \mathfrak{f} \mathsf{v} \mathfrak{r}, d = \mathfrak{l} \mathfrak{r} \mathfrak{l}, e = \cdot / \mathsf{v} \mathsf{v} \mathfrak{r}, f = - \cdot / \cdot \cdot \mathsf{v}, g = \cdot \mathfrak{f} \mathfrak{r}$

٥- کنترل کننده مد لغزشی

برای پیاده سازی سیستم دورزدن تکفرمان خودرو از کنترل کننده مد لغزشی استفاده می شود. این کنترل کننده در برابر نامعینی و عوامل غیرخطی در مدل سازی و تغییرات پارامترهای سیستم مقاوم بوده و مملکرد مطلوبی را دارد. در این سیستم کنترلی مطابق معادله (۴) از معادلات سینماتیک خودرو استفاده شده است. (X,X) مسیر حرکتی خودرو، θ زاویه خودرو با راستای خیابان و φ زاویه فرمان خودرو می باشد. (۷,۳) نیز به ترتیب بیانگر سرعت حرکت و سرعت فرمان خودرو هستند. برای توقف کامل خودرو در نقاط ابتدایی و انتهایی، حوزه زمان و مکان در طراحی کنترل کننده از هم جدا شده و کنترل کننده در حوزه قوانین زمانی خاص طبق معادله (۵) طراحی می شود.

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \\ \frac{\tan\phi}{1} \\ 0 \end{bmatrix} v + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} w$$
 (*)

$$P(t) = \begin{cases} \left(\frac{l}{2} - \frac{l}{2}\cos\left(\frac{\pi t}{T}\right)\right) + x_0 & t \in [0 \ T] & \text{if } v < 0 \\ -\left(\left(\frac{l}{2} + \frac{l}{2}\cos\left(\frac{\pi t}{T}\right)\right) + x_0 - l\right) & t \in [0 \ T] & \text{if } v > 0 \end{cases}$$

(t) همان قوانین زمانی بیان شده در بخش قبل میباشد. در قوانین زمانی معادله (۵)، *X* طول نقطه شروع حرکت، *I* فاصله طولی نقطه ابتدایی و پایانی و T زمان حرکت میباشد. حال معادلات سینماتیک سیستم خودرو در حوزه این توابع زمانی بدست میآید و با انجام تعدادی اعمال ریاضی به صورت معادله (۶) میشود. مشتق در معادلات زیر بر حسب P میباشد.

$$I(\theta,\varphi)\begin{pmatrix} \dot{x}\\ \dot{y}\\ \dot{\theta}\\ \dot{\phi} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \nu_1\\ \omega_1 \end{pmatrix} \tag{9}$$

که در آن

$$I(\theta,\varphi) = \begin{pmatrix} \cos\theta\cos^2\varphi & \sin\theta\cos^2\varphi & \frac{l}{2}\sin(2\varphi) & 0\\ \sin\theta & -\cos\theta & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

در ادامه سطوح لغزش کنترل کننده مد لغزشی مطابق معادله (۷) تعریف میشود. در این سطوح لغزش، k1 و k2 پارامترهای طراحی کنترل کننده میباشند. سپس قانون کنترلی مد لغزشی که شرط رسیدن به سطوح لغزش را تضمین می کند، مطابق معادله (۸) بدست آورده شده است [۵].

$$S = \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \end{pmatrix} = I(\theta, \varphi) \begin{pmatrix} \dot{x}_e + k_1 x_e \\ \dot{y}_e + k_2 y_e \\ 0 \end{pmatrix} = I(\theta, \varphi) \begin{pmatrix} S_x \\ S_y \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \qquad (V)$$
$$\begin{pmatrix} \dot{v}_1 \\ \dot{\omega}_1 \end{pmatrix} = -R|S|^Q sign(S) + \hat{I}(\theta, \varphi) \begin{pmatrix} \dot{x}_r - k_1 x_e \\ \dot{y}_r - k_2 y_e \\ \dot{\theta} \\ \dot{\varphi} \end{pmatrix} \qquad (A)$$
$$= I(\theta, \varphi) \begin{pmatrix} x_r - k_1 x_e \\ \dot{\varphi} \\ \dot{\varphi} \end{pmatrix}$$

θ" φ"

برای پیادهسازی سیستم کنترلی طراحی شده در بخش (۵)، نیاز به طراحی و ساخت یک ربات شبهخودرو می باشد. برای کنترل سیستم فرمان این ربات از یک سرووموتور SG5010 استفاده شده است. این موتور قابلیت چرخش ۱۸۰ درجه را دارد. برای سیگنال کنترلی سرعت حرکتی ربات از موتور فالهابر ۱۱۰ دور ۲۰ وات استفاده شده است. این موتور با توجه به ویژگی هایی از جمله دقت حرکتی بالا، استفاده از گیربکس خورشیدی و ... بسیار مورد توجه در حوزه رباتیک می باشد. حال دو موتور فوق با طراحی و استفاده از چندین جاموتوری از جنس تفلون و بلبرینگ بر روی شاسی ربات نصب شدهاند. هم چنین این ربات دارای فیدبکهای سنسورهای آلتر اسونیک، فیدبک داخلی سرووموتور SG5010 و انکدر نوری برای دریافت

اطلاعات موقعیت و سرعت ربات شبهخودرو میباشد. پردازندهی مورد استفاده در این سیستم کنترلی از نوع آردواینو Mega2560 میباشد. برای نزدیک شدن سیستم طراحی شده به یک خودروی واقعی، از ابعاد

تقریبی مقیاس کوچک خودروی ســمند بر روی ربات شــبهخودرو استفاده شده است (جدول (۳)).



شکل-۷: قطعات بکار برده شده در ساخت ربات شبهخودرو

نوع وسيله	ربات اوليه	خودرو	ربات نھايي	
ویژگی		سمند		
حداكثر	•/۴۴	• /V•	• /V•	
زاويه فرمان	راديان	راديان	راديان	
فاصله			۰/۳	
دومحور	J., , ,	,	,	
عرض	۰/۲۰ متر	۱/۹۰ متر	۰/۲۰ متر	
طول	۲۵/۲۵ متر	۴/۵۰۲ متر	۴۶/۰ متر	

جدول ۳: مشخصات فیزیکی ربات شبهخودرو و خودروی سمند

۷- نتایج شبیهسازی و پیادهسازی بر روی ربات شبهخودرو

در این بخش به شبیهسازی و پیادهسازی سیستم کنترلی طراحی شده برای دورزدن تکفرمان خودرو پرداخته می شود. فرض بر آن است که خودرو در منتهی الیه سمت راست خیابان متوقف است و قصد گردش به سمت چپ خیابان را دارد. در ابتدا مسیر حرکتی رفت و سپس مسیر برگشت دورزدن تکفرمان خودرو مورد بررسی قرار می گیرد.

شبیهسازی و پیادهسازی حرکت ربات شبهخودرو بر روی مسیر مرجع و واقعی دورزدن تک فرمان خودرو به ترتیب در شکل – ۸ (الف) و (ب) نشان داده شده است. همان طور که مشخص است ربات مورد نظر توانسته است تا با دقت مناسبی مسیر مرجع را تعقیب نماید. خطای حرکتی ربات در راستای محور X و Y به ترتیب در شکل – ۸ (پ) و (ت) نشان داده شده است. زاویه هدایت فرمان ربات شبهخودرو نیز در شکل – ۸ (ث) نشان داده شده است. زاویه هدایت فرمان ربات در حالت شکل – ۸ (ث) نشان داده شده است. زاویه هدایت فرمان ربات در حالت بیادهسازی در بیشترین مقدار خود قرار دارد که با توجه به خاصیت بیا توجه به قوانین زمانی مطرح شده در طراحی کنترل کننده در شکل – ۸ طبیعی است. سرعت مرجع و واقعی دورزدن تک فرمان ربات شبه خودرو با توجه به قوانین زمانی مطرح شده در طراحی کنترل کننده در شکل – ۸ (ج) نشان داده شده است. صفر شدن سرعت ربات در نقاط ابتدایی و انتهایی هم در حالت شبیهسازی و هم پیادهسازی نشان از صحت قوانین زمانی مناسب در طراحی کنترل کننده دارد. سطوح لغزش کنترل کننده مد لغزشی نیز در شکل – ۸ (چ) و (ح) نشان داده شده است.

همانند مسیر رفت، نتایج شبیهسازی و پیادهسازی مسیر برگشت دورزدن تکفرمان ربات شبهخودرو به ترتیب در شکل–۹ (الف) و (ب) نشان داده شده است. با توجه به فرمان پذیری کم ربات شبهخودرو نسبت

۳٩

به یک خودروی واقعی، مقداری خطا در قسمت پایانی حرکت رخ داده است. خطای حرکتی ربات شبه خودرو در راستای محور X و Y به ترتیب در شکل-۹ (پ) و (ت) نشان داده شده است. سرعت و زاویه فرمان ربات شبه خودرو نیز در شکل-۹ (ث) و (ج) نشان داده شده است. مجددا توابع

زمانی تعریف شده سبب صفر شدن سرعت ربات در نقاط ابتدایی و انتهایی حرکت شدهاند.



شکل-۸ شبیهسازی و پیادهسازی مسیر رفت دورزدن تکفرمان ربات شبهخودرو



شکل-۹: شبیهسازی و پیادهسازی مسیر برگشت دورزدن تکفرمان ربات شبهخودرو

مراجع

- [1] Fairus, M.A., Najib Sy, S., Jamaludin, I.W. and Kamarudin, M., "Development of an Automatic Parallel Parking System for Nonholonomic Mobile Robot," *Electrical, Control and Computer Engineering (INECCE)*, pp. 45-49, 2011.
- [2] Vorobieva, H., Glaser, S., Enache, N. and Mammar, S., "Automatic Parallel Parking with Geometric Continuous-Curvature Path Planning," *IEEE Intelligent Vehicles Symposium Proceedings*, pp. 465-471, 2014
- [3] Guoqiang, Z. and Zhao, L.,"A Fuzzy Controller Based on Improved Ant Colony Algorithm for Parallel Automatic Parking," *International Journal of Applied Mathematics and Statistics*, no. 20, pp. 83-93, 2013.
- [4] Dong, H., Jin, Sh. and Hou, Z., "Model Free Adaptive Control for Automatic Car Parking

۸- نتیجه گیری

در این پژوهش به کاربردی جدید در زمینه سیستم حمل ونقل شهری پرداخته شد و آن سیستم دورزدن خود کار خودرو می باشد. در ابتدا قوانین راهنمایی ورانندگی در رابطه با دورزدن خودرو از طریق مراجع معتبر بررسی گردید. در ادامه نتایج آزمایشات تجربی بر روی خودروی سمند جهت بدست آوردن اطلاعات لازم جهت طراحی مسیرها و سیستم کنترلی خود کار طراحی شد. سپس مسیرهای مناسب دورزدن تک فرمان به طراحی سیستم کیری حرکت خودرو طراحی گردیدند. در ادامه به طراحی سیستم کنترلی مناسب برای تحقق اهداف کنترلی سیستم ربات شبه خودرو برای پیاده سازی نتایج سیستم کنترلی پرداخته شد. مقایسه نتایج شبیه سازی با پیاده سازی عملی این سیستم کنترلی نشان از دقت مناسب سیستم کنترلی طراحی شده دارد. [۱۶] رضایی، م، محبوبخواه، ر و مینایی، م، ۱۳۸۹، "بررسی رفتار دینامیکی خودرو و پاسخ آن به انواع مانورهای تغییر مسیر"، *یازدهمین کنفرانس* م*هندسی ساخت و تولید ایران*. Systems," Intelligent Control and Automation (WCICA), pp. 1769-1774, 2014.

- [5] Naderi Samani, N., Danesh, M. and Ghaisari, J., "Parallel Parking of a Car-Like Mobile Robot Based on the P-Domain Path Tracking Controllers," *IET Control Theory & Applications*, vol. 10, no. 5, pp. 564-572, 2016.
- [6] Naderi Samani, N., Ghaisari, J. and Danesh, M., "Autonomous Parallel Parking of a Vehicle in a Limited Space Using a RBF Network and a Feedback Linearization Controller," *Computer* and Knowledge Engineering (ICCKE), pp. 117-122, 2012.
- [7] Zhang, S., Simkani, M. and Zadeh, M., "Automatic Vehicle Parallel Parking Design Using Fifth Degree Polynomial Path Planning," *Vehicular Technology Conference*, pp. 1-4, 2011.
- [8] Vorobieva, H., Glaser, S., Enache, N. and Mammar, S., "Automatic Parallel Parking in Tiny Spots: Path Planning and Control," *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, vol. 16, no. 1, pp. 396-410, 2015.
- [9] Cheein, A., Carelli, R., Cruz, C. and Bastos-Filho, T., "SLAM-Based Turning Strategy in Restricted Environments for Car-Like Mobile Robots," *Industrial Technology (ICIT)*, pp. 602-607, 2010.
- [10] Egerstedt, M. and Stotsky, A., "Control of a Car-Like Robot Using a Dynamic Model," *IEEE International Conference*, vol. 4, pp. 3273-3278, 1998.
- [11] Zhang, S.J. and Rachid, A., "Sliding Mode Controller for Automatic Steering of Vehicles," *The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, vol. 3, pp. 2149-2153, 2001.
- [12] Azadi, S. and Taherkhani, Z., "Autonomous Parallel Parking of a Car Based on Parking Space Detection and Fuzzy Controller," *International Journal of Automotive Engineering*, vol. 2, no. 1, pp. 30-37, 2012.
- [13] Pepy, R., Lambert, A. and Mounier, H.,"Path Planning using a Dynamic Vehicle Model," 2nd International Conference on Information & Communication vol. 1, pp. 781-786, 2006.
- [14] Baturone, I., Moreno-Velo, F., Sanchez-solano, S. and Ollero, A., "Automatic design of fuzzy controllers for car-like autonomous robots," *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 12, no. 4, pp. 447-465, 2004.

[۱۵] عیدی، ع، ۱۳۸۹، "استراتژی کوتاهترین مسیر در هدایت پویای وسیله نقلیه مبتنی بر معیار سطح سرویس– رویکرد الگوریتم ژنتیک ترکیبی"، *نشریه* بین المللی مهندسی صنایع و مدیریت تولید. شماره ۳، جلد ۲۱.





طراحی کنترل کننده تکمیلی بر مبنای اثر پایدارسازی تأخیر برای میراسازی نوسانات بین ناحیهای در یک سیستم قدرت

رسول اصغری'، سید بابک مظفری'، تورج امرایی "

ا دانشجوی دکتری، دانشکده برق و کامپیوتر و مکانیک، دانشگاه آزاد اسلامی واحد علوم و تحقیقات تهران، ایران، ایران، r_asghari@iau-tnb.ac.ir ۲ دانشیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر و مکانیک، دانشگاه آزاد اسلامی واحد علوم و تحقیقات تهران، ایران، mozafari@srbiau.ac.ir ۲ دانشیار، دانشکده مینو و کامپیوتر، دانشگاه خواجه نصیرالدین طوسی، تهران، ایران، amraee@kntu.ac.ir

پذیرش: ۱۳۹۷/۰۴/۱۳	ويرايش دوم: ۱۳۹۷/۰۳/۰۲	ویرایش اول: ۱۳۹۶/۰۸/۱۵	دریافت: ۱۳۹۶/۰۲/۰۶

چکیده: تأخیر ناشی از شبکه مخابراتی در انتقال سیگنالهای سیستم اندازه گیری ابعاد وسیع می تواند سیستم کنترل میرایی نوسان توان را با مشکل مواجه می سازد. یکی از مسائل مهم، مربوط به ضعف کنترل کننده های تکمیلی در برابر تأخیر است که عملکرد میر اسازی ادواتی مثل SVCرا محدود می کنند. در این مقاله به عنوان یک راه حل کنترل کننده ای پیشنهاد می شود که بر اساس اثر مثبت تأخیر بر پایداری طراحی شده است. این کنترل کننده خروجی خود را با مقداری تأخیر به ورودی SVC اعمال می کند. برای تعیین مقادیر تأخیر و پارامترهای کنترل کننده در مرحله طراحی، الگوریتمی با رویکرد کمینه سازی مؤلفه حقیقی راست ترین مقدار ویژه پیشنهاد شده است. تحلیل پایداری سیستم کنترل با ابزار مقدار ویژه انجام شده است. برای ارزیابی صحت عملکرد کنترل پیشنهادی و امکان سنجی پایداری از یک سیستم قدرت چهار ماشینه جهت انجام شیه سازی های مختلف استفاده شده است. نتایج شبه سازی ها نشان می دهد که کنترل کننده طراحی شده در گستره و سیعی از تأخیرهای سیستم اندازه گیری ابعاد وسیع عملکرد میر اسازی کار را محدود نمی کند.

کلمات کلیدی: پایداری در اثر تأخیر، معادلات جبری دیفرانسیلی تأخیری، حریم افقی طیفی، طرحهای میرایی ابعاد وسیع

Design Supplementary Controller Based on Stabilizing Effect of Delay for Damping Inter Area Oscillations in a Power System

R. Asghari, S. B. Mozafari, T. Amraee

Abstract: The delay associated with signal transmission through the wide-area measurement system reduces the functionality of the power oscillation damping control system. One of the important issues is the poor operation of the supplementary controller against delay existence, which limits the efficiency of damping of ancillary equipment, such as SVCs in a power system. This paper as a solution proposes a controller designed based on the stabilizing effect of delay. This controller applies to the SVC input the controlling signal with some delay. To determine the delay and controller parameters, an algorithm is proposed minimizing the rightmost real part of eigenvalues in the design stage. The stability analysis of the control system is performed with the eigenvalue tool. A four-machine power system is used to perform various simulations to assess the accuracy of the proposed control function and the feasibility of the proposed method. The simulation results show that the controller designed in a wide range of the measurement system delays, does not limit damping performance of SVC.

Keywords: Stabilizing effect of delay, delay differential algebraic equations (DDAE), spectral abscissa (SA), and wide area damping schemes (WADS).

۱- مقدمه

به کارگیری سیستم اندازه گیری و کنترل میرایی ابعاد وسیع از یک سو و افزایش تولیدهای پراکنده با کنترل غیرمتمر کز از سوی دیگر از عواملی هستند که می توانند مشکل تأخیر بر پایداری سیگنال کوچک سیستمهای قدرت را افزایش دهند [1]. هرچند سیستم اندازه گیری ابعاد وسیع می تواند خروجیهای مناسبی را در اختیار سیستم کنترل میرایی ابعاد وسیع قرار دهد، ارسال آنها به کنترل کننده از طریق شبکههای مخابراتی امکان پذیر می باشد که توأم با تأخیر است [۲]. بازه تأخیرها بین ۱۰۰ تا ۲۰۰ میلی ثانیه گزارش شده است [۳]. چون این تأخیرها می توانند عملکرد کلی سیستم را خراب کنند، مشکل تأخیر و بررسی ابعاد گوناگون آن موضوعی کاربردی در کنترل و پایداری سیستمهای قدرت است که پژوهشهای زیادی در مورد آن انجام شده است. این پژوهش ها را می توان به صورت زیر بخش

- ۱ ارائه روشی جدید برای تحلیل مسائل تأخیر و تلاش برای کاهش
 ۱ اثرات آن بر پایداری سیگنال کوچک [۴ ۵ ۶]،
- ۲- ارائه روشی برای تعیین حاشیه تأخیر در سیستم کنترل میرایی
 ابعاد وسیع (۷ ۸ ۹]،
- ۳- تلاش برای دستیابی به یک سیستم کنترل میرایی ابعاد وسیع مقاوم
 در برابر تأخیر [۱۰ ۱۱].

بعضی از سیستمها ممکن است در اثر تأخیر از پایداری برخوردار شوند. نمونههای کاربردی در سایر صنایع درگیر با مشکل تأخیر دیده میشود [۱۲ – ۱۳]. بنابراین تمرکز این مقاله بر این است که در صورت امکان برای بهبود عملکرد سیستم کنترل میرایی نوسان توان (PODC) از اثر پایدارسازی تاخیر در مرحله طراحی کنترل کننده استفاده کند.

به طور کلی، تحلیل پایداری و کنترل سیستمهای تأخیری در مقایسه با سیستمهای معمولی پیچیدهتر است. توصیف معادلات فضای حالت سیستمهای تأخیری به صورت ترکیبی از حالت فعلی و گذشته است. تحلیل و طراحی این سیستمها یکی از مسائل مهمی است که تحقیقات متعددی پیرامون آن صورت گرفته است. در یک نگرش کلان می توان روش های طراحي اين سيستمها را دو دسته كرد. دسته اول به دنبال پيدا كردن شرايط پایداری مستقل از تأخیر هستند و دسته دوم به دنبال شرایطی هستند که پایداری سیستم تا تأخیر محدودی ضمانت شود که به آن پایداری وابسته به تأخیر میگویند. چون مقدار تأخیر در کنترل سیستمهای قدرت ابعاد وسيع محدود است، پايدارى وابسته به تأخير بيشتر مورد توجه بوده است [۱۴ – ۱۵]. بیشترین بهرهوری و بهترین کیفیت یک سیستم تأخیری که بر اساس یک معیار پایداری وابسته به تأخیر طراحی میشود در تأخیر صفر است. چون در این روش دستیابی به حاشیه تأخیر بالاتر بهعنوان ملاکی برای داوری است، مصالحهای بین داشتن میرایی کافی و حاشیه تأخیر قابل اطمينان صورت مي گيرد كه به عملكرد ضعيف سيستم حلقه بسته منجر می شود [۱۶ – ۱۷]. از سوی دیگر می توان یک مسئله کنترلی که در حلقه بازخوردي آن مقداري تأخير وجود دارد را به صورتي حل كرد كه سيستم

كنترل بدون اين تأخيرها ناپايدار شود. مزيت جالب اين رويكرد طراحي و پیادهسازی به نسبت آسان است. به این رویکرد در اصطلاح پایدارسازی در گستره تأخیر گفته میشود [۱۸]. چون همواره در سیستم کنترل میرایی ابعاد وسيع تأخير وجود دارد، اين مقاله به دنبال يافتن شرايط لازم و كافي برای دستیابی به پایداری و در صورت پایدار بودن به دنبال بهبود عملکرد سيستم كنترل ميرايي ابعاد وسيع با رويكرد پايداري وابسته به گستره تأخير است. نکته مهمی در ادبیات سیستمهای تأخیری نوع خاص وجود دارد که مربوط به مقاومت سیستم کنترل نسبت به آشفتگی اندک تأخیر است. طبق تعریف، یک سیستم تأخیری نوع خاص از پایدار نمائی اکید برخوردار است اگر پايداري نمائي آن در برابر تغييرات اندک تأخير مقاوم باشد [۱۹]. اين مقاله نشان ميدهد كه طراحي جبران سازهاي فاز بر مبناي مدل كاهش مرتبه یافته می تواند رفتاری همانند معادلات تأخیری نوع خاص در یک سيستم قدرت تأخيري ايجاد كند. بنابراين، معياري براي ارزيابي پايداري اکید سیستم کنترل میرایی ابعاد وسیع ارائه می کند. هرچند در [۱۰] آمده است که ناپایداری در یک سیستم قدرت ممکن است در اثر آشفتگی اندک تأخیر (ده میلیثانیه) با وجود کنترلکنندههای مقاوم رخ دهد، دلیلی برای آن ارائه نشده است.

انتخاب سیگنال گامی مهم در رسیدن به حل درستی از یک مسئله کنترلی است. روش ها و معیارهای گوناگونی برای انتخاب سیگنال وجود دارد [۲۰]، در [۲۱] آرایه بهره نسبی و مقدار باقی مانده و رؤیت پذیری در [۲۷ – ۲۲] استفاده شده است. در بسیاری از موارد، به دلیل آن که سیگنالهای محلی حساسیت مناسبی نسبت به مد بین ناحیهای ندارند از تحووجیهای غیر محلی برای سیستم PODC استفاده شده است. از آنجایی که طراحی کنترل کننده ها با رویکرد پایداری وابسته به تأخیر صورت می گیرد، انتخاب ورودی – خروجی را می توان همانند سیستمهای بی تأخیر انجام داد؛ برخلاف روش های موجود، در این مقاله مسئله کنترلی با رویکرد پایداری در اثر تأخیر در فیدبک حل می شود، لذا ماتریس مشخصه سیستم تعداد نامحدودی مقدار ویژه دارد و نمی توان به معیارهای سیستم های محدود برای انتخاب سیگنال اطمینان کرد. بنابراین در این مقاله راهکار مؤثری برای انتخاب خروجی را نه شده است.

در ادامه مقاله مدلسازی مسئله کنترلی آمده است. در بخش سوم مبانی نظری پایداری نمایی و بهینهسازی حریم افقی طیفی اکید آمده است. در ادامه با شبیهسازی یک مدل خطی مرتبه دوم، ایده انتخاب سیگنال پیشنهادی برای عملکرد نویدبخش روش پایدارسازی در اثر تأخیر به نمایش گذاشته شده است. بهمنظور آزمودن سودمندی تکنیک پیشنهادی، از آن برای حل مسئله کاهش عملکرد کنترل تکمیلی SVC در میراسازی نوسانات سیستم قدرت چهار ماشینه استفاده کردهایم. نتایج شبیهسازی نشان میدهند که با این روش میتوان به ظرفیت میراسازی SVC و افزایش حاشیه تأخیر در مقایسه با روش های موجود دست پیدا کرد. نتایج بهدست آمده در بخش پایانی جمع،ندی شده است.

مجله کنترل، جلد ۱۳، شماره ۲، تابستان ۱۳۹۸

۲- سیستم قدرت تأخیری

برای توصیف دینامیک یک سیستم قدرت حلقه باز در فضای حالت از رابطه (۱) استفاده میشود که از خطی سازی معادلات غیرخطی حاکم بر آن در نقطه کار بهدست آمده است:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) \tag{1}$$

که در آن x بردار حالت n بعدی است. با بردار کنترل (u(t) سیستم (۱) بهصورت زیر تکمیل شود:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \tag{(Y)}$$

در اینجا هدف از اعمال ورودی بهبود میرایی و عملکرد سیستم با توجه به وجود تأخیر در فیدبک است. ایده این مقاله که مبتنی بر پایدارسازی در اثر تأخیر است بهصورت زیر، برای حل مشکل تأخیر در کنترل میرایی نوسانات بین ناحیهای ارائه می شود:

$$u(t) = y_f(t - \tau) \tag{(4)}$$

که t پارامتری کنترلی است و y_f از رابطه زیر به دست می آید:

$$\dot{x}_f(t) = A_f x_f(t) + B_f u_f(t)$$

$$y_f(t) = C_f x_f(t) + D_f u_f(t)$$
(*)

معادله (۴) یک کنترل کننده ساختار و مرتبه ثابت را معرفی می کنند که *Ar، C_f ،B_f و _fD ماتریس*هایی با ابعاد مناسب، حقیقی و معروف به پارامترهای کنترل هستند. در اینجا *u_f(t)* بهصورت زیر تعریف می شود:

$$u_f(t) = y(t-h) \tag{(a)}$$

که در آن h مقدار تأخیرهای بین حس گر تا محل کنترلکننده و (y(t خروجیهای خطی شده یک سیستم انرژی الکتریکی است که می تواند بهصورت زیر توصیف شود:

$$y(t) = Cx(t) + Du(t)$$
^(*)

ماتریس های C و D از خطی سازی خروجی های سیستم پیدا می شوند. شکل I برای شفاف سازی مسئله ارائه شده است.



منجر به دستگاه معادلات (۷) خواهد شد: $[u^Ty^T]^T$

$$\dot{z}_{1}(t) = \mathcal{P}z_{1}(t) + \mathcal{Q}z_{2}(t-\tau) + \mathcal{R}z_{2}(t-h)$$

$$z_{2}(t) = \mathcal{T}z_{1}(t) + \mathcal{U}z_{2}(t-\tau) + \mathcal{V}z_{2}(t-h)$$
(v

که در آن،

$$\begin{aligned} \mathcal{P} &= \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & A_{\rm f} \end{bmatrix}, \mathcal{Q} = \begin{bmatrix} B & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathcal{R} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & B_{\rm f} \end{bmatrix} \\ \mathcal{T} &= \begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & C_{\rm f} \end{bmatrix}, \mathcal{U} = \begin{bmatrix} D & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathcal{V} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & D_{\rm f} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

از (۷) به عنوان مدل سیستم قدرت تأخیری استفاده می کنیم.

۳- تحلیل پایداری نمایی اکید

در این بخش یک دسته شرایط کافی که پایداری نمایی اکید سیستم (۷) را تضمین می کند، با استفاده از شباهت بین رفتار فرکانس بالای سیستم (۷) و معادلات دیفرانسیلی نوع خاص به دست می آید.

حاصل جایگذاری حل نامزد $x(t) = ae^{st}$ با یک بردار a و یک ثابت s در (۷) بهصورت

$$M(s) = \begin{bmatrix} \Delta_{11} & \Delta_{12} \\ \Delta_{21} & \Delta_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{P} - sI & \mathcal{Q}e^{-s\tau} + \mathcal{R}e^{-sh} \\ \mathcal{T} & \mathcal{U}e^{-s\tau} + \mathcal{V}e^{-sh} - I \end{bmatrix} \quad (\Lambda)$$

خلاصه می شود. در اصطلاح به (۸) ماتریس مشخصه و به دترمینان آن معادله مشخصه گویند و به ریشههای معادله مشخصه نیز مقادیر ویژه گفته می شود که تعداد آنها بی پایان است. اکنون نمایش دنباله بی پایان ریشههای معادله مشخصه را به صورت {si} در نظر بگیرید، شرط لازم و کافی برای پایداری نمایی سیستم (۷) به صورت زیر است

$$\alpha = max(Real\{s_i\}) < 0, \qquad i = 1, 2, ...$$
(9)

که به α حریم افقی طیفی گفته میشود. رابطه (۹) بیشترین قسمت حقیقی ریشههای معادله مشخصه را معرفی می کند. طبق تعریف، سیستم (۷) اکیداً پایدار نمایی است اگر برای تأخیرهای موجود پایدار نمایی باشد و نسبت به آشفتگی اندک تأخیر نیز مقاوم باشد. حساسیت پایداری سیستم (۷) نسبت به آشفتگی δh بهشرطی $0 < h + \delta h$ امی توان به صورت بیان کرد:

$$\dot{z}_1(t) = \mathcal{P}_{Z_1}(t) + \mathcal{Q}_{Z_2}(t-\tau) + \mathcal{R}_{Z_2}(t-h-\delta h) z_2(t) = \mathcal{T}_{Z_1}(t) + \mathcal{U}_{Z_2}(t-\tau) + \mathcal{V}_{Z_2}(t-h-\delta h)$$
 (1.)

از آنجا که بررسی پایداری نمایی اکید سیستم (۷) از طریق (۱۰) دشوار است، از راهکار ارزیابی پایداری اکید معادلات خاص استفاده میکنیم. برای اثبات رویکرد پیشنهادی، در ابتدا مباحث کلیدی این معادلات را مرور میکنیم. حال، معادله (۱۱) را در نظر بگیرید:

$$\dot{z}(t) - H\dot{z}(t-h) = Mz(t) + Nz(t-\tau), z \in \mathbb{R}^n \quad (11)$$

شرط لازم برای پایداری نمایی اکید (۱۱) آن است که معادله تفاضلی z(t) - Hz(t - h) = 0 از پایداری نمایی اکید برخوردار باشد [۲۴]. پایداری اکید معادله تفاضلی را میتوان با شرط > (P(H) بهصورت غیر وابسته به h تعیین کرد که در آن (.) معرف بیشترین مقدار استثنای است.

معادله (۱۱) را می توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\dot{w}(t) = Mz(t) + Nz(t - \tau)$$

$$w(t) = z(t) - Hz(t - h)$$
(1Y)

معادله مشخصه سیستم (۱۲) را می توان به صورت زیر بیان کرد:

$$\Delta(s) = \begin{vmatrix} \Delta_{11} & \Delta_{12} \\ \Delta_{21} & \Delta_{22} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} sI & -M - Ne^{-s\tau} \\ -I & I - He^{-sh} \end{vmatrix}$$
(17)

رابطه (۱۳) را می توان به صورت زیر بازنویسی کرد [۲۵]:

$$\Delta(s) = |\Delta_{22}| \times |\Delta_{11} - \Delta_{12}\Delta_{22}^{-1}\Delta_{21}| \tag{14}$$

معادله مشخصه |2₂2| معرف معادله تفاضلی (۱۵) است که برای ارزیابی پایداری اکید (۱۲) بکار میرود.

$$z(t) - Hz(t-h) = 0 \tag{10}$$

حالا به (۸) نگاه کنید و ساختار آن را با (۱۳) مقایسه کنید، روشن است که ساختاری مشابه دارند. بنابراین میتوان گفت: ماتریس مشخصهی

$$\Delta_{22}(s) = \mathcal{U}e^{-s\tau} + \mathcal{V}e^{-sh} - I \tag{19}$$

معرف معادله تفاضلی (۱۷) است که می تواند به عنوان مدلی نمادین برای تحلیل پایداری اکید (۷) استفاده می شود.

$$\mathcal{U}z(t-\tau) + \mathcal{V}z(t-h) - z(t) = 0 \tag{1V}$$

اکنون نمایش دنباله بی پایان مقادیر ویژه (۱۷) را با نماد {s_k} در نظر بگیرید. شرط لازم و کافی برای پایداری نمایی آن را می توان به صورت

$$\alpha_d = max(Real\{s_k\}) < 0, \qquad k = 1, 2, ...$$
 (1A)

بیان کرد که در آن $lpha_a$ معرف حریم افقی طیفی (۱۷) است.

حال بجای بررسی پایداری اکید (۷) با (۱۰)، پیشنهاد زیر ارائه میشود:

$$\alpha_D(h) = \lim_{\|\delta h\| \to 0} max \left(\alpha_d(h + \delta h) \right) < 0 \tag{19}$$

توجه کنید که در بسیاری از موارد به عنوان اولین گام از روش جبران سازی فاز در مباحث پایدارسازی سیستمهای قدرت استفاده می شود. سپس تحلیل مقاومت بر اساس مدلهای کاهش مرتبه یافته صورت می گیرد. از آنجا که حساسیت مدهای فرکانس بالا نسبت به تغییرات تأخیر زیاد است باید مورد توجه قرار بگیرند. یک راه کار برای حل این مسئله، مدلسازی با در نظر گرفتن اثر مدهای فرکانس بالا به کمک ماتریسهای پیش خور است [۲۶]. بنابراین، قضیه پایداری اکید سیستم (۷) را به صورت زیر پیشنهاد می کنیم که بر اساس تشابهی که با معادلات خاص دارد قابل توجیه است.

قضیه اصلی: شرط لازم برای پایداری نمایی اکید نقطه تعادل سیستم (۷)

وجود یک 0<γ است که شرط

$$\alpha_D(h) < -\gamma \tag{(Y.)}$$

بر آورده شود. به عبارت دیگر منفی بودن حریم افقی طیفی مربوط به معادله تفاضلی نمادین به عنوان شرط لازم برای پایداری نمایی اکید سیستم (۷) است.

نتیجه اصلی: سیستم قدرت توصیفی با (۲) حول نقطه کار از پایداری نمایی اکید برخوردار است اگر و فقط اگر یک 0 < 8 هست که (۲۱) را ارضاء میکند.

$$F(h) = max(\alpha, \alpha_D(h)) \le -\delta \tag{(Y1)}$$

٤- بهینه سازی حریم افقی طیفی اکید

گفته شد که در این مقاله ماتریس های کنترل کننده و تأخیر در ورودی کنترل از جواب مسئله بهینهسازی حریم افقی طیفی اکید تعیین می شوند. این مسئله مانند زیر خواهد بود:

$$\min_{p,\tau} F(p,\tau) \tag{YY}$$

که در آن p معرف درایه ماتریسهای کنترلکننده است. برای تعیین گرادیان تابع هدف در نقاط مشتق پذیر از (۲۳) استفاده خواهیم کرد:

$$\frac{\partial F(p)}{\partial p_{i}} = \begin{cases} \frac{\partial \alpha(p)}{\partial p_{i}}, & \alpha > \alpha_{D} \\ \frac{\partial \alpha_{D}(p)}{\partial p_{i}}, & \alpha_{D} > \alpha \end{cases}, p_{i} = p, \tau$$
(YT)

برای شفاف سازی (۲۳)، ابتدا سیستم (۷) را با تعریف $\begin{bmatrix} z_1\\ z_2 \end{bmatrix} = z$ به صورت زیر بازنویسی می کنیم:

$$E\dot{z}(t) = A_1 z(t) + A_\tau z(t-\tau) + A_h z(t-h) \tag{(YF)}$$

که در آن

$$E = \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \qquad A_1 = \begin{bmatrix} \mathcal{P} & 0 \\ \mathcal{S} & -I \end{bmatrix}$$
$$A_{\tau} = \begin{bmatrix} 0 & \mathcal{Q} \\ 0 & \mathcal{U} \end{bmatrix}, \qquad A_h = \begin{bmatrix} 0 & \mathcal{R} \\ 0 & \mathcal{V} \end{bmatrix}$$

در هر گام محاسباتی فقط یکی از بخش های (۲۳) نیاز است. داریم:

حالت اول: وقتی $lpha > lpha_D$ است بردار گرادیان از (۲۵) تعیین می شود:

$$\frac{\partial \alpha}{\partial p_{i}} = R \left(\frac{v^{T} \left(\frac{\partial A_{1}}{\partial p_{i}} + \frac{\partial A_{h}}{\partial p_{i}} e^{-sh} - A_{\tau} s e^{-s\tau} \right) u}{v^{T} (E + \tau A_{\tau} e^{-s\tau} + h A_{h} e^{-sh}) u} \right)$$
(YD)

که در آن u و v بردارهای ویژه ماتریس مشخصه سیستم هستند. گرادیان فوق تنها زمانی مشتق ندارد که تعداد مقادیر ویژهای که قسمت حقیقی آنها برابر با حریم افقی طیفی است، بیشتر از یک باشد [۲۶].

حالت دوم: وقتى $\alpha_D > \alpha$ است بردار گراديان از (۲۶) حساب مى شود:

$$\frac{\partial \alpha_D}{\partial p} = Re\left(\frac{v^T \left(\frac{\partial V}{\partial p} e^{-s(h-\tau)}\right) u}{v^T (\tau U + h \mathcal{V} e^{-s(h-\tau)}) u}\right)$$
(Y\$)

گفته شد که α تابعی پیوسته نسبت به تأخیرها نیست، لذا گرادیان (۲۶) فقط برحسب پارامترهای کنترل کننده حساب میشود. به طور کلی مسئله (۲۲) علاوه بر همواره مشتق پذیر نبودن، همواره شرایط لیپ شیتز را ندارد. این زمانی رخ می دهد که مرز مقادیر ویژه متناظر با مقادیر ویژه تکراری باشد و چنانچه تعداد این نوع از مقادیر ویژه حداقل مساوی درجه آزادی پارامترها به دست آید، آنگاه به عنوان یک جواب سراسری خواهد بود. مسئله (۲۲) را می توان از ترکیب روش های بهینه سازی مبتنی بر گرادیان و بدون گرادیان مثل نرم افزار HANSO [۲۷] حل کرد. این ابزار برای حل بهینه سازی های غیر محدب ساخته شده و فقط به مقدار تابع هدف و بردار ترادیان آن در نقاط مشتق پذیر نیاز دارد. شکل ۲ روش اجرای برنامه بهینه سازی حریم افتی طیفی اکید را نمایش می دهد.



شکل ۲: بهینهسازی اکید حریم افقی طیفی

در مورد محاسبات مقادیر ویژه، ما از تابع eigAM.m [۲۸] در مطلب استفاده کردهایم. این تابع با استفاده از چندجملهای چیچف جواب هایی را برای معادله مشخصه پیشگویی می کند و از روش تکرارهای نیوتن آن ها را می توان اصلاح کرد. در این تحقیق برای محاسبه حریم افقی طیفی به شکل مناسبی تابع eigAM.m توسعه یافته است. به علاوه، کد نویسی لازم برای محاسبات گرادیان تابع هدف نیز به این تابع افزوده شده است. به عبارت ساده تر، ما یک تابع در محیط مطلب ساخته ایم که برای محاسبه مقدار تابع هدف، تابع eigAM.m ارسال می کند و نتایج پردازش محاسبه می کند و به تابع ANNSO ار فرا می خواند، سپس بردار گرادیان تابع هدف را بارامترهای کنترل را از آن دریافت می کند و پس از ارضاء شرط همگرایی نتایج را چاپ می کند.

۰- تحلیل پایداری و پایدارسازی در اثر تأخیر

همانطور که اشاره شد این امکان وجود دارد که پایداری سیستم خاصی به دلیل وجود تأخیر در فیدبک نتیجه شود.

$$\dot{x}_{1}(t) = x_{2}(t)$$

$$\dot{x}_{2}(t) = -x_{1}(t) + 2\xi x_{2}(t) + u(t-\tau)$$

$$y_{1}(t) = x_{1}(t-h)$$

$$y_{2}(t) = x_{2}(t-h)$$
(YV)

این سیستم به عنوان مدلی برای نوسانات بین ناحیه ای می تواند در نظر گرفته شود به طوری که x_2 سرعت روتور، x_1 زاویه روتور، u ورودی، 1 ، y_2 خروجیها، $0 \leq \xi$ و فرکانس نامی m برابر با یک هستند. تأخیرهای فیدبک با h معادل شده و h_{max} حد بالای آن است. سیستم حلقه باز ناپاید ار است، لذا مسئله کنترلی پاید ارسازی است. فرض کنید ابزارهای در دسترس برای پاید ارسازی یک کنترل کننده مرتبه صفر و یک عنصر تأخیری است. با این توضیح که عنصر تأخیری با τ مدل شده، قابل کنترل و استفاده از آن اختیاری است. همچنین طراح در انتخاب 1 پا 2 آزاد است.

یک رویکرد آن است که طراح عنصر تأخیری را رها و بهطور سنتی خروجی ₂4 را بهعنوان ورودی به کنترلکننده _{k2} انتخاب کند. در این صورت سیستم فیدبکی بهصورت

$$\dot{x}_1(t) = x_2(t) \dot{x}_2(t) = -x_1(t) + 2\xi x_2(t) - k_2 x_2(t-h)$$
 (YA)

$$y(t) = x_2(t-h)$$

و معادله مشخصه سيستم بهصورت

$$M(s;k_2) = s^2 - s(2\xi - k_2e^{-sh}) + 1 = 0$$
 (Y4)

خواهد بود. وقتی h برابر صفر و مقدار k بزرگ تر از ۶ است سیستم از پایداری نمائی برخوردار خواهد بود. حال اگر با افزایش h سیستم در آستانه ناپایداری قرار گیرد (سیستم حلقه بسته قطب روی محور موهومی پیدا کند)، برای فرکانس خاصی مانند w داریم:

$$-\omega^2 + 1 - j\omega(2\xi - k_2 e^{-j\omega h}) = 0 \qquad (\mathbf{\tilde{r}})$$

برقراری شرط اندازه و زاویه در (۳۰) به دستگاه معادلات زیر منجر می شود:

$$(1-\omega^2)^2 + 4\xi^2\omega^2 - k_2^2\omega^2 = 0$$
 شرط اندازه:

$$tan^{-1}\left(rac{2\xi\omega}{1-\omega^2}
ight) = (2n+0.5)\pi - \omega h$$
 شرط زاویه:

یک روش برای تحلیل پایداری آن است که صفحه پارامترهای مجاز $k_2 e^k$ و h را به گونهای پیدا کنیم که شرط وجود جواب حقیقی برای دستگاه معادلات فوق فراهم شود. این روش بسیار ساده و کاربردی است. با توجه به مقدار مجاز k_2 داده شده می توان عدد حقیقی w را از شرط اندازه پیدا کرد و با جایگذاری آن در شرط زاویه، مقدار h بحرانی را پیدا کرد. همان طور که شرط زاویه نشان می دهد، جواب h چند مقداری خواهد بود. اولین حد مجاز h به ازای n برابر با صفر خواهد بود. فرض کنید این مقدار برابر با 1^h حساب شده است، بنابراین وقتی $h \ge h \ge 0$ است سیستم فیدبکی از پایداری بر خوردار است. شروط بحرانی حساب شده و برای

شفافسازی در رابطه (۳۱) ارائه میشود:

$$\omega = \frac{\sqrt{k_2^2 - 4\xi^2} + \sqrt{k_2^2 - 4\xi^2 + 4}}{2}$$

$$h_1 = \frac{(2n + 0.5)\pi - \tan^{-1}\left(\frac{2\xi\omega}{\omega^2 - 1}\right)}{\omega}$$
(*)

از (۳۱) مشخص است که با افزایش k₂ مقدار فرکانس گذر بهره، ω، افزایش و حاشیه تأخیر، h، کاهش پیدا میکند. این مهمترین مشکل پایدارسازی وابسته به تأخیر است. در واقع برای دستیابی به حاشیه تأخیر لازم است که مقدار بهره کاهش پیدا کند که به کاهش عملکرد میرایی منجر میشود.

رویکرد دیگر آن است که طراح از عنصر تأخیری و خروجی ₁ بهعنوان ورودی به کنترلکننده تناسبی _k1 استفاده کند. در این صورت سیستم فیدبکی بهصورت

$$\dot{x}_1(t) = x_2(t) \dot{x}_2(t) = -x_1(t) + 2\xi x_2(t) + k_1 x_1(t - \tau - h)$$
 (TY)

$$y(t) = x_1(t - h)$$

و معادله مشخصه آن بهصورت زير خواهد بود:

$$M(s;k_1,\tau) = s^2 - 2\xi s + 1 - k_1 e^{-s(h+\tau)} = 0 \qquad (\gamma\gamma)$$

این سیستم فیدبکی بدون وجود تأخیر، $h + \tau = 0$ ، با هر مقدار k_1 به هیچ شکلی پایدار نمی شود. حال اگر با افزایش $h + \tau$ سیستم در آستانه پایداری قرار گیرد (سیستم حلقه بسته قطب روی محور موهومی پیدا کند)، برای فرکانس خاصی مانند ω لازم است که:

$$-\omega^2 - j2\xi\omega + 1 - k_1 e^{-j\omega(h+\tau)} = 0 \tag{(PF)}$$

همانند قبل با برقراری شرط اندازه و زاویه از (۳۴) به دستگاه معادلات زیر میرسیم:

$$(1 - \omega^2)^2 + 4\xi^2 \omega^2 - k_1^2 = 0$$
 شرط اندازه:
 $tan^{-1}\left(\frac{2\xi\omega}{1 - \omega^2}\right) = 2n\pi - \omega(h + \tau)$ شرط زاویه:

بر اساس شرط وجود جواب حقیقی در یک معادله درجه دوم داریم:

$$0 \leq \xi < 0.5 \quad , \quad k_1 \in \left(\sqrt{1 - (1 - 2\xi^2)^2} \; , 1\right) \qquad (\texttt{Ya})$$

مقادیر تأخیری که به ازای آن سیستم به آستانه پایداری میرسد، ۲_۱ ، و سپس به آستانه ناپایداری میرسد، ۲_۸ ، بر اساس شرط زاویه بهصورت

$$\tau_{l} = \frac{\tan^{-1}\frac{2\xi\omega_{-}}{1-\omega_{-}^{2}} + \varepsilon\pi}{\omega_{-}}$$

$$\tau_{h} = \frac{\tan^{-1}\frac{2\xi\omega_{+}}{1-\omega_{+}^{2}} + \varepsilon\pi}{\omega_{+}}$$
(**)

خواهند بود که در آن

$$\begin{split} \omega_{-}^{+} &= \sqrt{(1 - 2\xi^2) \pm \sqrt{(1 - 2\xi^2)^2 - (1 - k_1^2)}}, \\ \varepsilon &= \begin{cases} 0 & \omega_{\pm}^2 < 1 \\ 1 & \text{ind} & \omega_{\pm} \end{cases}$$

به عبارت دیگر سیستم در گستره $au + h \in (au_l, au_h)$ به عبارت دیگر $k_1 \in \left(\sqrt{1 - (1 - 2\xi^2)^2}, 1\right)$

از پایدار نمائی برخوردار است. لازم به ذکر است که با تعیین مناسب k_1 این امکان وجود دارد که سیستم فیدبکی در گسترههای بعدی تأخیر نیز از پایدار نمائی برخوردار گردد. شکل ۳ صفحه پایداری نمائی سیستم (۳۳) برحسب تابعی از پارامترهای تأخیر و k_1 برای n برابر با ۲۰۱و ۳ را نشان میدهد. شکل ۳ بیان می کند که امکان دستیابی به حریم افقی طیفی کمتر از منفی سهدهم در ناحیه سوم وجود ندارد ولی در ناحیه اول و دوم امکان پایداری برای ۶ مساوی با سهدهم وجود دارد هرچند محدوده مجاز پارامتری در ناحیه دوم محدودتر از ناحیه اول است.

اکنون روش انتخاب سیگنال را توضیح میدهیم. با فرض 0 = 5 برای دستیابی به کمترین حریم افقی طیفی بر حسب تابعی از تأخیر، بهینهسازی (۲۲)یکئبار برای تعیین پارامتر k_1 و بار دیگر برای تعیین پارامتر k_2 اجرا شده و نتایج آن در شکل ۴ و ۵ رسم شده است. شکل ۴ حریم افقی طیفی کمینه برحسب تابعی از تأخیر و شکل ۵ جواب بهینهی k_1 و k_2 بر حسب تابعی از تأخیر را نشان میدهند. با توجه به شکل ۴ نتایج زیر برای انتخاب سیگنال پیشنهاد می شود:

- ✓ اگر حداکثر تأخیر در فیدبک در رابطه 0.68 > ω_n
 ✓ می کند، خروجی x₂ گزینه مناسبی برای سیگنال ورودی
 به کنترل کننده مرتبه صفر است.
- ✓ اگر تغییرات تأخیر در رابطه 2.36 × ω_n < 2.36 صدق میکند، خروجی x₁ گزینه مناسبی برای سیگنال ورودی به کنترلکننده مرتبه صفر است.

حال فرض کنید مقدار ۵٫ چهار رادیان بر ثانیه ، h پانزده صدم ثانیه و صفر است. از شکل ۴ نتیجه می گیریم که با ایجاد یکدهم ثانیه تأخیر در ورودی و تنظیم مناسب بهره (تقریباً ۰/۶۸) دستیابی به حریم افقی طیفی نزدیک به ۳/۹۶– از طریق ۲۱ امکان پذیر است ولی با ۲2 نیست.











۶۔ نتایج شبیهسازی

در این بخش نشان داده شده است که کنترل کننده طراحی شده بر اساس اثر پایدارسازی تأخیر قابل اعمال بر روی سیستم قدرت غیرخطی دو ناحیهای است (شکل ۶). این سیستم پرکاربرد در نوسانات بین ناحیه-ای است. در این کار ولتاژ و توان مبنا در سیستم پریونیت ۲۳۰ کیلوولت، ۲۳۰ مگاوات و فرکانس ۶۰ هرتز در نظر گرفته شده است. هر ماشین مجهز به تحریک کننده استاتیکی با ضریب بهره ۲۰۰ و ثابت زمانی یک صدم و بدون PSS، قسمت حقیقی بار جریان ثابت و غیرحقیقی بار امپدانس ثابت و سایر پارامترهای سیستم همانند مرجع [۲۹] در نظر گرفته شده است. ظرفیت SVC در شین هشتم ۲۰۰ مگاوار در نظر گرفته شده است.



همانطور که در بخش پنجم مقاله گفته شد پایدارسازی در اثر تأخیر در ورودی در صورتی مؤثر است که سیگنال ورودی مناسبی برای

کنترل تکمیلی SVC انتخاب گردد. شکل ۶ را در نظر بگیرید، اندازه سوسپتانس SVC در حالت دائمی میتواند از (۳۷) پیدا شود:

$$jB_{sh} = -\frac{A(I_7 + I_9) - C(V_7 + V_9)}{A(V_7 + V_9) - B(I_7 + I_9)}$$
 (*v)

که در آن، $\overline{I} - \overline{V} = V_7$ و V_7 بردار ولتاژها، $T_1 \in \rho$ بردار جریانها در هر سمت خط، A، B و C پارامترهای خط در مدلسازی به شکل دو قطبی انتقال هستند. چون وظیفه اصلی SVC کنترل توان راکتیو است و با تنظیم دامنه ولتاژ اجرا میشود؛ بنابراین برای تحلیل سیگنال کوچک با (۳۷) پیشنهاد میشود، تغییرات برای اندازه ولتاژها و جریانها حساب شود و برای زاویه انشود. حال، در تحلیل سیگنال کوچک می توان رابطه (۳۷) را به صورت زیر در شکل فازوری بیان کرد:

$$jB_{sh} = \frac{f_1 + jf_2}{f_3 + jf_4} \tag{(FA)}$$

که در آن f_{1-4} توابع حقیقی از اندازههای ولتاژها و جریانهای (۳۷) هستند. با سادهسازی (۳۸) می توان به تابع حقیقی زیر دست پیدا کرد:

$$B_{sh} = \frac{f_2}{f_3} \tag{(PA)}$$

حال، تغییرات سیگنال کوچک (۳۹) را میتوان از رابطه زیر پیدا کرد:

$$\Delta B_{sh} = \frac{\Delta f_2 - B_{sh} \Delta f_3}{f_3} \tag{(f.)}$$

معادله (۴۰) را می توان به راحتی بر حسب متغیرهای حالت پیدا کرد. در این مقاله ژنراتورها با مرتبه شش، سیستم تحریک و تنظیم کننده ولتاژ SVC با مرتبه یک مدل شدهاند. از این رو سیستم آزمایش از مرتبه بیستونه خواهد بود. به طور کلی طراحی کنترل کننده ها در سیستمهای قدرت بر اساس توابع تبدیل بین خروجی ها و ورودی ها صورت می گیرد. ما کد نویسی مورد نیاز برای پیدا کردن تابع انتقال مدار باز بین ورودی SVC و خروجی خطی (۴۰) را به جعبه ابزار سیستمهای قدرت (PST) اضافه کرده ایم [۳۰] و نتیجه آن به صورت زیر به دست آمده است:

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)}$$
(F1)

که در آن،

- $$\begin{split} \mathsf{N}(\mathsf{s}) &= 1.4532s^2(\mathsf{s}+87.8)(\mathsf{s}+95.75)(\mathsf{s}+26.65)(\mathsf{s}+24.86)(\mathsf{s}+14.18)(\mathsf{s}+13.8)(\mathsf{s}+5.962)(\mathsf{s}+4.05)(\mathsf{s}+3.913)(\mathsf{s}-7.521)(\mathsf{s}^2+195.3\mathsf{s}+9534)(\mathsf{s}^2+7.258\mathsf{s}+13.19)(\mathsf{s}^2+64.92\mathsf{s}+1054)(\mathsf{s}^2+54.17\mathsf{s}+735.9)(\mathsf{s}^2+0.8982\mathsf{s}+49.4)(\mathsf{s}^2+1.734\mathsf{s}+50.62)(\mathsf{s}^2+37.26\mathsf{s}+629.6)(\mathsf{s}^2-22.84\mathsf{s}+3741) \end{split}$$
- $$\begin{split} \mathsf{D}(s) &= s^2(s+25.92)(s+26.34)(s+27.07)(s+\\ &= 28.17)(s+32.32)(s+32.48)(s+13.79)(s+\\ &= 13.38)(s+96.02)(s+97.43)(s+97.69)(s+\\ &= 4.08)(s+4.19)(s+3.935)(s+3.911)(s^2+201s+\\ &= 10120)(s^2-0.03992s+16.16)(s^2+1.436s+\\ &= 49.57)(s^2+1.416s+52.61)(s^2+36.3s+\\ &= 573.2)(s^2+36.44s+721.4) \end{split}$$

عبارت (۴۱) نتیجه میدهد که مرتبه هر تحقق مینیمالی از سیستم آزمایش برابر با بیستوهفت است. چون حذف صفرها و قطبهای موجود در مبدأ، یکی به دلیل نیاز سیستم گردان به مرجع زاویه و دیگری به دلیل ثابت فرض کردن توان مکانیکی است، اشکالی ندارد.

از بررسی قطبهای (۹۱) دیده می شود که مقدار حریم افقی طیفی از بررسی قطبهای (۹۱) دیده می شود که مقدار حریم افقی طیفی ۱۹۹۰ استفاده از تأخیر در کنترل سیستم است باید به شکلی در معادلات $h_1 = h_2 = h$ سیستم وارد شود. شکل ۶ را در نظر بگیرید، با فرض $h_1 = h_2 = h$ تأخیرهای فیدبکی را می توان به ورودی منتقل و با پارامتر کنترلی τ جمع کرد و مدل فضای حالت سیستم آزمایش را به صورت زیر توصیف کرد:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu_p(t - \tau - h)$$

$$y(t) = Cx(t)$$
(FY)

و از نمایش زیر برای مدل کنترل کننده استفاده کرد:

$$\dot{x}_f(t) = A_f x_f(t) + B_f y(t)$$

$$u_p(t) = C_f x_f(t) + D_f y(t)$$
(FT)

مسئله (۲۲) برای تعیین پارامترهای کنترلکننده ($B_f \cdot B_f \cdot A_f$) و $D_f = D_f \cdot B_f \cdot A_f$ و T + h و و T + h اجرا شده است و جواب آن ۳۵۵ میلی ثانیه برای $\tau + h$ ، برای کنترلکننده مرتبه صفر متناظر با $H_1(s)$ و برای کنترلکننده مرتبه دوم متناظر با $H_2(s)$ پیدا شده است:

 $H_1(s)$

$$H_2(s) = -\frac{2.8342(s^2 + 1.575s + 51.98)}{s^2 + 1.73s + 50.97}$$
 (Fd)

پاسخ بهینهسازی نشان داد که حریم افقی طیفی سیستم آزمایش با کنترلکننده مرتبه صفر و ۳۵۵ میلی ثانیه تأخیر در ورودی برابر با ۰/۷۶۶۸ و با کنترلکننده مرتبه دو برابر با ۰/۹۵۶ – خواهد بود.

تحلیل پایداری سیستم با هر یک از این کنترل کنندهها با ترفندی که در بخش۴ گفته شد مورد مطالعه قرار گرفته و در جدول ۱ بهطور خلاصه آمده است. جدول ۱ کران پایین یعنی آستانه پایدار شدن در اثر تأخیر و کران بالا یعنی آستانه ناپایدار شدن در اثر تأخیر، حاشیه تأخیر یعنی بازهای که در آن سیستم از پایداری برخوردار است را بر حسب میلی ثانیه خلاصه کرده است.

با این فرض که خروجی کنترل کنندههای طراحی شده می تواند بدون تأخیر و با تأخیر بهینه (۳۵۵ میلی ثانیه) به ورودی SVC اعمال شود، مقادیر ویژه سیستم مطالعه شده و نتایج آن در جدول ۲ آمده است. گفته شد که تعداد مقادیر ویژه یک سیستم تأخیری نامحدود است، بنابراین بحرانی ترین مقادیر ویژه در این جدول آمده است. جدول ۲ نشان می دهد که عملکرد بدون تأخیر کنترل کنندههای پیشنهادی در میراسازی نوسانات فرکانس کم ناچیز است ولی در ۳۵۵ میلی ثانیه تأخیر می توانند عملکرد میراسازی مناسبی از خود نشان دهند.

جدول ۱: خلاصهای از اثر تأخیر در پایداری سیستم آزمایش

با کنترل کننده	كران پايين تأخير	كران بالا تأخير كران پايين تأ	
$H_1(s)$	•	546	548
$H_2(s)$	•	546	۵۳۶

رت حلقه بسته	ويژه سيستم قدر	جدول ۲: راست ترین مقادیر			
ننده مرتبه دو	کنترل کننده مرتبه دو		كنترل كننده مرتبه صفر		
عملکرد با ۳۵۵	عملكرد	عملکرد با ۳۵۵	عملكرد		
ميلىثانيه تأخير	بدون تأخير	ميلىثانيه تأخير	بدون تأخير		
-•/٩۶١١	-•/•198	-•/V\$AA	-•/••11		
± jv/۲۸۱۴	± j۲/V+۹v	± jv/۶۶۸۲	± jt/9tva		
-•/٩۵٨•	-•/8991	-•/V9AA	-•/%•44		
± jv/۲۸۰۶	± jv/•v%•	± j۶/۸۰۱۵	± jv/•۴۲۶		
-•/9599	-•/VFT•	-1/٣٠٣١	-•/V٩V٣		
± jv/•۳۵۵	± jv/1v99	± j۶/۶۴۳۳	± jv/۱۱۷۳		
-1/VA99	-•/%***9	-1/Vົ\$•V	-٣/٨٧٩١		
± j٢/٣٢٩٧	± jv/•۱۱۹	± j¥/1¥A+			

مکان ریشههای مشخصه سیستم حلقه بسته مطالعه شده و مدهای بحرانی به صورت تابعی از $\tau + h$ برای کنترل کننده مرتبه صفر در شکل ۷ و کنترل کننده مرتبه دو در شکل ۸ رسم شدهاند. شکل ۷ نشان میدهد، وقتی مقدار au + h مساوی صفر است سیستم کنترل اثری بر یایدارسازی ندارد، مدهای بحرانی همواره با افزایشt + hاز صفر الی ۵۳۶ میلی ثانیه در سمت چپ صفحه مختلط باقی میمانند. همان گونه که از شکل ۷– ب و با مقایسه کدهای رنگی آن با شکل ۷– الف کاملاً روشن می شود، هر دو مد محلی همراه با مد بین ناحیه ای با افزایش تأخیر از صفر تا ۳۵۵ میلی ثانیه به سمت چپ و یکی از مدهای به وجود آمده در اثر تأخیر از منفی بینهایت به سمت راست منتقل میشود. برای تأخیرهای بیشتر از ۵۳۶ میلی ثانیه مشاهده می شود که عامل ناپایداری سیستم مد حاصل از تأخیر است. مشخص است که وقتی حریم افقی طيفی سيستم کمينه است که $\tau + h$ برابر با ۳۵۵ ميلی ثانيه است. بنابراین، برای تغییرات $\tau + h$ بین صفر الی ۵۳۶ میلی ثانیه، سیستم کنترل از شرایط لازم و کافی برای پایداری برخوردار است و بیشترین میرایی سیستم نقطهای است که $\tau + h$ در ۳۵۵ میلی ثانیه برنامه ریزی شود. به طور مشابه، شکل ۸ مربوط به سیستم حلقه بسته با کنترل کننده .است $H_2(s)$

برای این دو مورد، شبیه سازی غیر خطی با در نظر گرفتن یک اتصال کوتاه سه فاز با ماندگاری ۵۰ میلی ثانیه در باس هفتم انجام شده است. در این قسمت، از اختلاف زاویه ژنراتور یک نسبت به ژنراتور سه برای بررسی نوسانات بین ناحیهای، از اختلاف زاویه ژنراتور چهارم نسبت به ژنراتور سه برای بررسی نوسانات محلی و برای شناخت اثر تأخیر بر دامنه ورودی کنترل از $(-\tau - t) u_p(t)$ استفاده شده و نتایج شبیه سازی ها در شکلهای ۹ الی ۱۱ به نمایش گذاشته شده است. گفته شد که تأخیر در سیگنالهای دریافتی از راه دور، بازهای مشخص و مقداری نامعین داد. نوع ارتباط مخابراتی، فاصله فیزیکی و پهنای باند موجود اثر زیادی بر بازه تأخیر دارند. یک ارتباط مخابراتی میتواند با سیم مثل خطوط تلفن، فیبر نوری و انتقال روی خطوط قدرت یا بی سیم مثل ماهواره برقرار شود. فرض کنید برای ارسال سیگنال خروجی به کنترل کنده از خطوط انتقال قدرت که با در نظر گرفتن تأخیرهای حسگرها و مبدل ها

مجله کنترل، جلد ۱۳، شماره ۲، تابستان ۱۳۹۸



شکل ۹: پاسخ سیستم با کنترل کننده مرتبه صفر و برنامهریزی تأخیر به مقدار ۱۰۵ میلیثانیه در حضور تأخیرهای مختلف فیدبکی



شکل ۱۰: پاسخ سیستم با کنترل کننده مرتبه دو و برنامهریزی تأخیر به مقدار ۱۰۰ میلی ثانیه در حضور تأخیرهای مختلف فیدبکی



شکل ۱۱: ورودی کنترل با ۱۰۵ میلی ثانیه تأخیر در حضور تأخیرهای مختلف فیدبکی



شکل ۸: مکان مقادیر ویژه بحرانی سیستم آزمایش با کنترل کننده مرتبه دو

چون به طور میانگین ۲۵۰ میلی ثانیه تأخیر در فیدبک وجود دارد لازم است که ۱۰۵ میلی ثانیه در برنامه ریزی کنترل به ۲ اختصاص یابد تا میانگین تأخیر برابر با مقدار بهینه ۳۵۵ میلی ثانیه شود. برای شفاف سازی بیشتر، نگاهی به نتایج شبیه سازی های ارائه شده در شکل های ۹ الی ۱۱ میاندازیم. همان طور که مشاهده می شود، در گستره تأخیرهای فیدبکی، سیستم کنترل به خوبی نوسانات را میرا کرده و از مقاومت خوبی میلکرد سیستم کنترل به خوبی نوسانات را میرا کرده و از مقاومت خوبی معلکرد سیستم کنترل را خراب نکرده اند بلکه برای بهبود میرایی فایده می داشته اند. همچنین با افزایش تأخیرهای فیدبکی، دامنه سیگنالی که مو داشته اند. همچنین با افزایش تأخیرهای فیدبکی، دامنه سیگنالی که محرک نمی شود. این مورد از نتایج نشان داده شده در شکل ۱۱ قابل درک است. به عنوان نتیجه این که تأخیر در کنترل نوسانات فرکانس درک است. به عنوان نتیجه این که تأخیر در کنترل نوسانات فرکانس یایین یک سیستم قدرت می تواند اثر پایدارسازی داشته باشد به نظر شما غیر منتظره است!

۷- نتیجه گیری

در این مقاله برای حل مشکل تأخیر در طراحی کنترل کننده تکمیلی SVC امکان طراحی با رویکرد پایدارسازی در اثر تأخیر بررسی و روشی برای انتخاب سیگنال ارائه شد. با کمینه سازی حریم افقی طیفی به شرط پایداری نمایی اکید مربوط به معادلات جبری تأخیری یک کنترل کننده مقاوم در برابر آشفتگی تأخیر طراحی شد. نتایج شبیه سازی نشان داد بهبود میرایی تحقيق مربوط به طراحي سيستم كنترل ميرايي نوسان توان مقاوم در برابر تأخيرهاي تصادفي ارتباط شبكهاي خواهد بود.

Control Using Local and Wide Area Feedback Signals, " IEEE Trans. Power Syst., Vol. 31, No. 3, 2016.

- [15] Y. Li, Y. Zhou, F. Liu, Y. Cao, and C. Rehtanz, 'Design and Implementation of Delay-Dependent Damping Control Wide-Area for Stability Enhancement of Power Systems," IEEE Trans. Smart Grid, Vol. 8, no.4, 2017.
- [16] W. Yao, L. Jiang, J. Wen, Q. H. Wu, and S. Cheng. "Wide-Area Damping Controller of FACTS Devices Oscillations for Inter-Area Considering Communication Time Delays," IEEE Trans. Power Syst., vol. 29, no. 1, pp. 318-329, 2014.
- [17] B. Yang, and Y. Sun, "IEEE A Novel Approach to Calculate Damping Factor Based Delay Margin for Wide Area Damping Control," IEEE Trans. Power Syst., vol. 29, no. 6, pp. 3116-3117, 2014.
- [18] R. Sipahi, S. I. Niculescu, C.T. Abdallah, W. Michiels and K. Gu, "Stability and stabilization of systems with time-delay limitations and opportunities", IEEE Ctrl. Syst. Mag, vol. 31 no. 1, pp. 38-65, 2011.
- [19] J.K. Hale and S.M Verduyn Lunel," Strong stabilization of neutral functional differential equations," IMA Jour. of Math. Ctrl. and Info., vol. 19, pp.5-23, 2002.
- [20] M. van de Wal, B. de Jager, "A review of methods for input/output selection," Automatica vol. 37 pp. 487-510, 2001.
- [21] A. Heniche and I. Kamwa, "Assessment of two methods to select wide-area signals for power system damping control," IEEE Trans. Power Syst., vol. 23, no. 2, pp. 572-581, 2008.
- [22] J. V. Milanovic and A. C. S. Duque, "Identification of electromechanical modes and placement of PSSs using relative gain array," IEEE Trans. Power Syst., vol. 19, no. 1, pp. 410-417, 2004.
- [23] L. P. Kunjumuhammed, R. Singh and B. C. Pal, 'Robust signal selection for damping of inter-area oscillations," IET Gen., Trans. & Dist., vol. 6, pp. 404, 2012.
- [24] N. Olgac, T. Vyhlidal, R. Sipahi, "A new perspective in the stability assessment of neutral systems with multiple and cross-talking delays," SIAM Jour. of Ctrl. and Opti. vol. 47 no. 1, pp. 327-344, 2008.
- [25] F. Zhang, "the Schur Complement and Its Applications," Springer, New York, 2005.
- [26] W. Michiels and Niculescu Silviu-Iulian, Stability and Stabilization of Time-Delay Systems: An Eigenvalue-Based Approach, Philadelphia: SIAM, 2007.
- HANSO, [27] M. Overton, http://cs.nyu.edu/overton/software/hanso/, 2009.
- [28] Dimitri Breda, RossanaVermiglio, "Stability of Linear Delay Differential Equations a Numerical Approach with MATLAB," New York Heidelberg Dordrecht London: Springer, 2015.
- [29] P. Kundur, N. Balu, and M. Lauby, Power System Stability and Control, New York, NY, USA: McGraw-Hill Education, 1994.
- [30] http://www.eps.ee.kth.se/personal/vanfretti/pst

در یک سیستم قدرت تأخیری با برنامهریزی تأخیر در ورودی کنترل 💦 میراسازی SVC با وجود بازه وسیع تأخیرهای فیدبکی استفاده کند. ادامه تکمیلی SVC امکانیذیر است. برخلاف روش های موجود، سیستم کنترل پیشنهادی علاوه بر تضمین حاشیه تأخیر می تواند بهطور مناسبی از ظرفیت

منابع

- [1] F. Milano, "Small-Signal Stability Analysis of Large Power Systems With Inclusion of Multiple Delays,' IEEE Trans. Power Syst., vol. 31, no. 1, pp. 3257-3266, 2016
- [2] R. Hadidi and B. Jeyasurya, "Reinforcement learning based real-time wide-area stabilizing control agents to enhance power system stability," IEEE Trans. Smart Grid, vol. 4, no. 1, pp. 489-497, 2013.
- [3] M. Mokhtari, F. Aminifar, D. Nazarpour, and S. Golshannavaz, "Wide area power oscillation damping with a fuzzy controller compensating the continuous communication delays," IEEE Trans. Power Syst., vol. 28, no. 2, pp. 1997–2005, 2013.
- [4] M. Bhadu, N. Senroy, I. N. Kar, and G. N. Sudha, "Robust linear quadratic Gaussian-based discrete mode wide area power system damping controller," IET Gen. Trans. & Dist., Vol. 10, no.6, 2016.
- [5] Jing Ma, Tong Wang, Shangxing Wang, Xiang Gao, Xiangsheng Zhu, Zengping Wang and James S. Thorp," Application of Dual Youla Parameterization Based Adaptive Wide-Area Damping Control for Power System Oscillations," IEEE Trans. Power Syst., vol. 29, no. 4, 2014.
- [6] X. Zhang, C. Lu, X. Xie, and Z. Y. Dong, "Stability Analysis and Controller Design of a Wide-Area Time-Delay System Based on the Expectation Model Method," IEEE Trans. Smart Grid, Vol. 7, no. 1, pp. 520-529, 2016.
- [7] W. Yao, L. Jiang, J. Wen, Q. H. Wu, and S. Cheng, "Wide-Area Damping Controller of FACTS Devices Oscillations for Inter-Area Considering Communication Time Delays," IEEE Trans. Power Syst., vol. 29, no. 1, pp. 318-329, 2014.
- [8] J. Li, Z. Chen, D. Cai, W. Zhen and Q. Huang, "Delay-Dependent Stability Control for Power System With Multiple Time-Delays," IEEE Trans. Power Syst., vol. 31, no. 3, pp. 2316-2326, 2016.
- [9] B. Yang, and Y. Sun, "IEEE A Novel Approach to Calculate Damping Factor Based Delay Margin for Wide Area Damping Control," IEEE Trans. Power Syst., vol. 29, no. 6, pp. 3116-3117, 2014.
- [10] L. Cheng, G. Chen, W. Gao, F. Zhang and G. Li, 'Adaptive Time Delay Compensator (ATDC) Design for Wide-Area Power System Stabilizer," IEEE Trans. Smart Grid, vol. 5, no. 6, pp. 2957-2966, 2014.
- [11] J. Li, Z. Chen, D. Cai, W. Zhen and Q. Huang, "Delay-Dependent Stability Control for Power System With Multiple Time-Delays," IEEE Trans. Power Syst., vol. 31, no. 3, pp. 2316-2326, 2016.
- [12] T. Vyhlidal, and M. Hromcik, "Parameterization of input shapers with delays of various distribution," Automatica 59, 256-263 (2015).
- [13] T. Vyhlidal, N. Olgac, and V. Kucera, "Delayed resonator with acceleration feedback Complete stability analysis by spectral methods and vibration absorber design," Jour. Sound & Vibration. Vol. 333, pp. 6781-6795, 2014.
- [14] V. Pradhan, A. M. Kulkarni, and S. A. Khaparde, "A Composite Strategy for Power Oscillation Damping





شناسایی و کنترل تطبیقی موقعیت و سرعت موتور DC مغناطیس دائم با مشخصه غیرخطی ناحیه مرده مبتنی بر ماشینهای بردار پشتیبان

محمود حسن پور دهنوی '، سید کمال حسینی ثانی ^۲

m.hasanpur.dehnavi@gmail.com ^۱ فارغالتحصیل کارشناسی ارشد مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه فردوسی مشهد، k.hosseini@um.ac.ir

دريافت: ١٣٩٧/١٩٢٢ ويرايش: ١٣٩٧/١٠/١٥ پذيرش: ١٣٩٧/١١/٢۴

چکیده: در این مقاله نوع جدیدی از شبکههای عصبی به نام ماشینهای بردار پشتیبان حداقل مربعات که در سالهای اخیر به منظور شناسایی سیستمهای غیرخطی مورد توجه زیادی قرار گرفته اند، جهت شناسایی سیستم موتور DC با مشخصه غیرخطی ناحیه مرده به کار گرفته شده است. سیستم شناسایی شده پس از خطیسازی در هر واحد زمانی به صورت روی خط اطلاعات مدل را در اختیار کنترل کننده پیش بین موقعیت و سرعت به منظور دنبال کردن مسیر مطلوب موقعیت و سرعت قرار میدهد. در روش پیشنهادی حلقههای کنترل گشتاور، سرعت و موقعیت به صورت کاملا خودکار و براساس مدل شناسایی شده بسته می شوند. روش پیشنهادی برروی سرودرایور ساخته شده پیادهسازی شده است و نتایج عملی ترسیم و تحلیل شده اند. مزیت بزرگ این روش عدم نیاز به تنظیم پارامترهای کنترل کنندههای جریان، سرعت و موقعیت می باشد. شناسایی روی خط سیستم امکان دنبال کردن تغییرات دینامیکی فر آیند را فراهم می نماید. علاوه بر آن ساختار پیشنهادی توانایی غلبهبر اصطکاک کولمب به ویژه در سرعتهای پایین را دارا بوده و قادر است گشتاور، سرعت و موقعیت موتور DC مناسایی فر می پرامی در آن ساختار پیشنهادی توانایی غلبهبر اصطکاک کولمب به ویژه در سرعتهای پایین را دارا بوده و قادر است گشتاور، سرعت و موقعیت موتور DC معناطیس دائم را به طور دقیقی کنترل نماید.

کلمات کلیدی: ماشین های بردار پشتیبان حداقل مربعات، کنترل کننده پیش بین تعمیم یافته، کنترل کننده سری، شناسایی روی خط، مشخصه غیرخطی ناحیه مرده.

Identification and Adaptive Position and Speed Control of Permanent Magnet DC Motor with Dead Zone Characteristics Based on Support Vector Machines

Mahmoud Hasanpour Dehnavi, Seyed Kamal Hosseini Sani

Abstract: In this paper a new type of neural networks known as Least Squares Support Vector Machines which gained a huge fame during the recent years for identification of nonlinear systems has been used to identify DC motor with nonlinear dead zone characteristics. The identified system after linearization in each time span, in an online manner provide the model data for Model Predictive Controller of position and speed in order to tracking the desired references trajectory. In this method all the cascaded controllers including current, speed and position has been automatically tuned based on the identified model. The offered method has been tested on the servo-drive made specifically for this purpose, and all the results are practically examined and analyzed. The biggest advantage of this method is the self-tuning behavior which insulates the user for tuning any of the controller's parameters. The online identification of the system provides the possibility to keep track of the changes in dynamics of the system as well as tackling the coulomb's friction specifically in low speeds with accurate controlling of the speed and position for DC motors.

Keywords: Least Square Support Vector Machines, Generalized Predictive Control (GPC), Cascaded Controller, Online identification, Nonlinear dead zone characteristics.

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

۱- مقدمه

مدل مرسوم موتور DC مغناطیس دائم یک مدل خطی مرتبه دو میباشد که در آن از اثرات غیرخطی ناشی از اصطکاک صرف نظر میشود. مشخصه غیرخطی ناحیه مرده' که در درجه اول ناشی از اصطکاک غیرخطی کولمب می باشد [۱] مانع از حرکت روتور در سرعتهای پایین می شود، تا زمانی که گشتاور موتور به اندازه کافی بزرگ شود تا بر آن غلبه کند.

برای جبران اثر مخرب اصطکاک در عملکرد سیستم سرو بایستی سیستم موتور DC با مشخصه غیرخطی اصطکاک را به خوبی شناسایی کرده و با استفاده از کنترل کنندهای مناسب اثر آن را جبران نماییم. برای شناسایی سیستمهای غیرخطی از مدلهای وینر ٔ و همرستین ؓ به طور وسیعی به منظور مدلسازی فرآیندهای غیرخطی استفاده می شود [۲,۳]. در مدل همرستین یک بلوک غیرخطی استاتیک به صورت سری قبل از یک بلوک خطی دینامیک قرار می گیرد، در حالی که مدل وینر ساختاری عکس مدل همرستین دارد[۴]. به منظور دستیابی به عملکرد مطلوب و قابلیت تطبیق پذیری، شبکههای عصبی در ساختار مدل وینر و همرستین ادغام می شوند [۲,۵-۸]. کارا [۹] به منظور شناسایی سیستم موتور DC با اصطکاک کولمب و ناحیه مرده از مدل همرستین کمک گرفته به طوری که برای شناسایی بلوک خطی و غیرخطی از روش حداقل مربعات بازگشتی استفاده کرده است. مدل همرستین به خوبی قادر است سیستم موتور DC با مشخصه غیرخطی ناحیه مرده را شناسایی کند اما استفاده از این مدل مناسب کنترل تطبیقی موتور به صورت آنلاین نیست. پنگ و دابی [۱۰] با بیان مدل وینر به صورت یک شبکه عصبی با استفاده از الگوریتم پس انتشار خطا سیستم موتور DC با مشخصه غیرخطی ناحیه مرده را به صورت روی خط شناسایی کرده و سرعت موتور DC را به صورتی تطبیق یدیر کنترل کر دہاند.

برای کنترل موتور DC کنترل کننده تناسبی، مشتقی و انتگرالی به خاطر ساختار ساده و عدم نیاز به اطلاع دقیق از دینامیک سیستم یکی از رایج ترین روش ها در صنعت میباشد [۱۱]. با این وجود به هنگام استفاده از ساختار PID تعیین دقیق بهرههای کنترلکننده به خاطر وجود عدم قطعیت و مشخصه های غیرخطی(تغییرات بار، اشباع، اصطکاک و...) که باعث كاهش عملكرد سيستم كنترلي مي شوند، مشكل است. مقالههاي پژوهشی مختلفی بر روی کنترلکننده PID تطبیقی[14-۱4]، کنترل-کننده PID خود تنظیم[۳۲-۱۴,۱۷]، کنترل کننده PID خود تنظیم پیش بین [۱۸]، و... تمرکز کردهاند. در کنترلکننده PID تطبیقی و خود تنظیم، پارامترهای کنترلکننده براساس تغییرات پارامترهای فرآیند به صورت خودكار تنظيم مىشوند. اگرچه اين كنترلكنندهها عملكرد

رضایت بخشی دارند ولی هنوز در مواجهه با سیستمهای غیرخطی ناتوان مىباشند.

در سالهای اخیر شبکههای عصبی مبتنی بر تکنیکهای کنترلی در کاربردهای صنعتی مختلفی به کار گماشته شدهاند. مارتین [۱۹] و چن [۲۰] از شبکههای عصبی برای تنظیم ضرایب کنترل کننده PID استفاده کردهاند. یوان و وانگ [۲۱] یک شبکه عصبی مبتنی بر کنترل کننده PID خود یاد گیرنده ارائه کردهاند که در آن پارامترهای کنترل کننده PID به صورت وزنهای شبکه عصبی بیان شده و توسط الگوریتم شبکه عصبی تنظیم می گردند. در سیستم موتور DC، ناحیه مرده معمولا به دلیل اصطکاک و سایش مکانیکی به وجود می آید. برای حذف اثر ناحیه مرده، پژوهشهای زیادی انجام شده است از قبیل: رویکردهای تطبیقی[۲۷-۲۲]، شبکههای عصبی [۲۱-۲۲] و سیستمهای فازی[۳۳-۳۳].

در این مقاله نوع جدیدی از شبکههای عصبی به نام ماشین های بردار پشتیبان حداقل مربعات که در سالهای اخیر به منظور شناسایی سیستمهای غیرخطی مورد توجه زیادی قرار گرفتهاند[۴۱-۳۵]، جهت شناسایی سیستم موتور DC با مشخصه غیرخطی ناحیه مرده به کار گرفته شده است. سیستم شناسایی شده در هر واحد زمانی به صورت روی خط اطلاعات مدل را در اختیار کنترل کننده پیش بین تطبیقی به منظور دنبال کردن مسیر مرجع مطلوب موقعیت و سرعت قرار میدهد.

در شکل۱ ولتاژ ترمینال و سرعت شفت خروجی یک موتور DC مغناطیس دائم را مشاهده می کنید. یک شکل موج سینوسی ولتاژ با دوره تناوب ۳۰۰ ثانیه(ولتاژ اعمالی را بسیار فرکانس پایین و کم دامنه در نظر گرفته ایم تا بتوانیم اثر مخرب اصطکاک را افزایش دهیم) به موتور تحت آزمایش اعمال شده و با استفاده از یک انکودر افزایشی ۲۰۰۰ پالس که به ته شفت موتوری با نسبت گیربکس ۱ به ۲۴ متصل شده است، سرعت موتور به صورت حلقه باز بر حسب دور بر دقيقه ترسيم شده است. همان طور که مشخص است در سرعتهای پایین اصطکاک غیرخطی کولمب مانع از حرکت شفت موتور شده است. به ناحیهای که در آن با اعمال ولتاژ شفت موتور حركت نمي كند ناحيه مرده مي گويند. لازم به ذكر است كه نوسانات شکل موج ولتاژ موتور ناشی از مدولاسیون پهنای باند^ه در قسمت سوئیچینگ سرودرایور میباشد. این نوسانات پس از دو مرحله فیلترینگ آنالوگ و دیجیتال تا حد امکان کاهش یافتهاند(فیلترینگ بیش از حد باعث افزایش تاخیر در حلقه کنترلی و کاهش حاشیه پایداری سیستم می شود). همچنین نوسانات شکل موج سرعت به خاطر ارتعاشات منتقل شده از موتور به انکودر از طریق کوپلینگ میباشند.

¹ Dead zone
² Wiener
³ Hammerstein

Incremental Encoder

54

گشتاور انتقالی شفت میباشد. در موتور DC مغناطیس دائم ولتاژ $au_{
m s}$ بر گشتي نيروي محر كه الكتريكي با يك ثابت الكتريكي أوابسته به سرعت زاویهای موتور و گشتاور موتور با یک ثابت مکانیکی^۵ وابسته به جریان موتور ميباشد: $e_h = K_e \omega_m$ (۲–الف) (۲-ب) $\tau_m = K_m i_a$ که K_R و K_m به ترتیب ثابتهای الکتریکی و مکانیکی می باشند. معادلات مکانیکی مربوط به ممان اینرسی بار نیز به صورت رابطه (۳) قابل بيان ميباشد:

$$J_{l} \frac{d\omega_{l}}{dt} = \tau_{s} - B_{l}\omega_{l} - \tau_{d}$$

$$\tau_{s} = K_{s}(\theta_{m} - \theta_{l}) + B_{s}(\omega_{m} - \omega_{l}) \qquad (r)$$

with $\frac{d\theta_{m}}{dy} = \omega_{m}$, $\frac{d\theta_{l}}{dt} = \omega_{l}$

که J_l ممان اینرسی بار، ω_l سرعت زاویه ای بار، B_l ضریب اصطکاک $B_{\rm s}$ ، ويسكوز بار، $\tau_{\rm d}$ گشتاور اغتشاش بار $K_{\rm s}$ قابليت ارتجاعي شفت $\tau_{\rm d}$ ضریب میرایی داخلی شفت و $heta_{m}$ و $heta_{l}$ به ترتیب جابجایی زاویهای موتور و بار مي باشند. به منظور طراحي يک سيستم کنترل حرکت با کارايي بالا اطلاع دقيق از ديناميك سيستم الكترومكانيكي شامل رفتارهاي خطى و غیرخطی سیستم ضروری می باشد. اصطکاک یکی از مشخصههای نامطلوب و غیرقابل اجتناب در سیستمهای مکانیکی میباشد که بایستی اثر آن را در مدلسازی و کنترل لحاظ کرد. یک فرم کلی از اصطکاک در حالت دوراني به صورت رابطه (۴) قابل بيان است:

$$\tau_f(\omega) = \left(\tau_C + (\tau_S - \tau_C)e^{-\left(\left|\frac{\omega}{\omega_s}\right|\right)^i}\right)sign(\omega) \qquad (\ref{eq:sign})$$

که شامل اصطکاک ایستایی²، کولمب^۷ و استریبک^۸ میباشد[1]. اکنون بایستی معادلات دینامیکی خطی موتور DC با اضافه کردن رفتارهای غیرخطی به آن اصلاح شود. معادلات اصلاح شده به صورت رابطه (۵) مىباشد:

$$J_m \frac{d\omega_m}{dt} = \tau_m - B_m \omega_m - \tau_s - \tau_f(\omega_m) \qquad (integrable)$$

$$J_l \frac{d\omega_l}{dt} = \tau_s - B_l \omega_l - \tau_d - \tau_f(\omega_l) \qquad (1 - \delta)$$

۳- ماشینهای بردار پشتیبان حداقل مربعات

ماشین های بردار پشتیبان حداقل مربعات نسخهای اصطلاح شده از ماشین های بردار پشتیبان استاندارد هستند که در آن به جای حل مسئله بهینهسازی برنامهریزی درجه دو، از تابع هزینه مجموع مربعات خطا (SSE) و قیود تساوی استفاده میکنند[۴۲]. این امر منجر به یک سری معادلات خطى شده كه به طور قابل توجهي حجم محاسبات را كاهش و سرعت پردازش را افزایش میدهند و این نسخه از ماشین های بردار پشتیبان



شكل ١: ولتاژ ترمينال موتور (١)، سرعت موتور برحسب دور بردقيقه (٢)

۲- مدل دینامیکی موتور DC مغناطیس دائم

در این قسمت به بیان مدل دینامیکی موتور DC مغناطیس دائم به همراه بار متصل به شفت آن مي پردازيم. شكل 2 شماتيك كامل سيستمي که در ادامه توضيح داده خواهد شد را نشان ميدهد[١٠].



معادلات الکتریکی و مکانیکی موتور DC مغناطیس دائم را میتوان به ترتيب با روابط (۱-الف) و (۱-ب) بيان كرد:

$$v_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_b \qquad (i \rightarrow 1)$$

$$I = \frac{d\omega_m}{dt} = \tau - R_a \omega_a - \tau \qquad (i \rightarrow 1)$$

 $J_m \frac{d\omega_m}{dt} = \tau_m - B_m \omega_m - \tau_s$

که در رابطه (۱) $\mathcal{V}_a(1)$ ولتاژ آرمیچر موتور، R_a مقاومت سیم پیچ آرمیچر، اندوكتانس سيم پيچ آرميچر، i_a جريان آرميچر، e_b ولتاژ برگشتى L_a نيروي محركه الكتريكي' ، J_m ممان اينرسي' موتور، ω_m سرعت زاويه-ای موتور، au_m گشتاور موتور، B_m ضریب اصطکاک ویسکوز آموتور و

- Back Electromotive Force
- Moment of Inertia
- Viscous Friction ⁴ Electrical Constant

Mechanical Constant 6 Static Friction(Stiction) Coulomb Friction

⁸ Stribeck Friction

محمود حسن پور دهنوي ، سيد كمال حسيني ثاني

را مناسب شناسایی آنلاین مینمایند. ماشین های بردار پشتیبان حداقل مربعات در سال های اخیر جهت شناسایی سیستم های غیرخطی مورد توجه زیادی قرار گرفتهاند[۳۶–۴۰]. اگر مدل LS-SVM شناسایی شده را به صورت رابطه (۶) در نظر بگیریم:

$$f(x) = w^T \cdot \varphi(x) + b \tag{9}$$

که (x) یک نگاشت غیرخطی از فضای ورودی' به فضای ویژگی' با ابعاد بالاتر می باشد. بر دار x بر دار ورودی مدل LS-SVM می باشد که با توجه به داده های مجموعه آموزش و به صورت رابطه (۷) تشکیل مي شو د:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(\mathbf{k}) &= [\mathbf{u}(\mathbf{k}-1), \dots, \mathbf{u}(\mathbf{k} \\ &-n_u), \mathbf{y}(\mathbf{k}), \dots, \mathbf{y}(\mathbf{k}-n_y \quad \ (\mathsf{V}) \\ &+1)]^{\mathrm{T}} \end{aligned}$$

که uو y به ترتیب ورودی و خروجی سیستم و n_u و n_y مرتبه دینامیکی سیستم می باشند. پارامترهای مدل یعنی w و b براساس اصل مینیمم سازی ريسک عملياتي (ERM) تخمين زده مي شوند. تابع بهينه سازي به صورت تابع تلفات مربعي با قيود تساوى به صورت رابطه (٨) تعريف مي شود:

$$\begin{split} \min_{w,b,e} J(w,b,e) &= \frac{1}{2} w^T w + C \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n e_i^2 \\ s.t. \ y_i &= w^T \varphi(x_i) + b + e_i \ , i \\ &= 1,2, \dots, n \end{split}$$
(A)

که در رابطه (۸) ، C پارامتر تنظیم و e خطای بین خروجی واقعی و خروجی مدل میباشد. از آنجایی که حل مسئله بهینهسازی به صورت رابطه (۸) دشوار است با استفاده از ضرب کنندههای لاگرانژ قید را در تابع هزینه به صورت رابطه (۹) ترکیب می کنیم:

$$L(w, b, e; \alpha) = \frac{1}{2}w^{T}w + C\frac{1}{2}\sum_{i=1}^{n}e_{i}^{2}$$
$$-\sum_{i=1}^{n}\alpha_{i}[w^{T}\varphi(x_{i}) + b$$
$$+e_{i} - y_{i}]$$
(9)

که ai ضرب کننده های لاگرانژ می باشند که بایستی از طریق آموزش شبکه عصبی از روی مجموعه آموزش محاسبه شوند. برای محاسبه مقادير αi و d، شرايط بهينه با گرفتن مشتقات جزئي از رابطه (٩) به صورت رابطه (۱۰) نسبت به هر یک از یارامتر ها بدست می آیند.

$$\frac{\partial L}{\partial w} = 0 \rightarrow w = \sum_{i=1}^{n} \alpha_i \varphi(x_i)$$

$$\frac{\partial L}{\partial b} = 0 \rightarrow \sum_{i=1}^{n} \alpha_i = 0$$

$$\frac{\partial L}{\partial e_i} = 0 \rightarrow \alpha_i = Ce_i \quad i = 1, 2, ..., n$$

$$\frac{\partial L}{\partial \alpha_i} = 0 \rightarrow w^T \varphi(x_i) + b + e_i - y_i$$

$$= 0; i = 1, 2, ..., n$$
(1.)

از شرایط رابطه (۱۰) به وضوح مشخص است که مقادیر ضرب کننده های لاگرانژ در هرگام وابسته به خطای e_i میباشند. با حذف w و e از رابطه (۱۰) داريم:

$$\begin{bmatrix} 0 & r_v^T \\ r_v & \emptyset + \frac{I}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b \\ \alpha \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ y \end{bmatrix}$$
(11)

که I ، $r_v = [1; 1; ...; 1_n]$, $y = [y_1; y_2; ...; y_n]$ که و $\alpha = [\alpha_1; \alpha_2; ...; \alpha_n]$ و $\alpha = [\alpha_1; \alpha_2; ...; \alpha_n]$ واحد $n \times n$ باشد که به صورت رابطه (۱۲) تعریف می شود:

$$\phi_{ij} = \varphi(x_i)\varphi(x_j) = K(x_i, x_j) \quad i, j$$

= 1,2, ..., n (11)

با حل دستگاه معادلات خطی رابطه (۱۱) مقادیر ضرب کنندههای لاگرانژ و عبارت بایاس بدست می آیند و در نهایت مدل LS-SVM به صورت رابطه (۱۳) خواهد بود:

$$y(x) = \sum_{i=1}^{n} \alpha_i K(x, x_i) + b \tag{(17)}$$

ایده کنترل پیش بین مبتنی بر مدل در اوایل دهه ۱۹۷۰ به عنوان یک روش کنترل صنعتی کارآمد به وجود آمد[۴۳]. کنترلگرهای پیش بین متکی بر مدل فر آیند هستند که اغلب مدلها از طریق روش های شناسایی تجربی حاصل می شوند. کنترل کننده پیش بین در هر گام نمونه برداری با توجه به مسیر مرجع و با استفاده از مدل فر آیند و با بهره گیری از ورودی ها و خروجیهای گذشته سیگنالهای کنترلی آینده را با بهینهسازی یک تابع هزينه پيش بيني مي كند. سپس سيگنال كنترلي پيش بيني شده يك گام بعد به سیستم اعمال می شود. در لحظه بعدی نمونه برداری روند بالا دوباره تکرار خواهد شد. به عبارتی سادهتر در کاربردهایی که رفتار مطلوب

مد

3 training set

¹ Input Space ² Feature Space

Journal of Control, Vol. 13, No. 2, Summer 2019

سیستم(مسیر مرجع) معلوم باشد(به عنوان مثال رباتهایی که کارهایی مشخص و تکراری انجام میدهند) کنترل پیش بین قادر است با استفاده از مدل فرآیند، ورودیهای آینده سیستم را با توجه به بهینهسازی یک تابع هزینه محاسبه نماید که این امر موجب بهبود کیفیت کنترل خواهد شد. مدلهای استفاده شده در کنترل کنندههای پیش بین در حالت کلی مبتنی در این پژوهش از مدل تابع تبدیل فرآیند به منظور پیادهسازی کنترل کننده پیش بین استفاده خواهد شد. کنترل پیش بین تعمیم یافته یکی از روشهای کنترل پیش بین مدل می باشد که به طور صریح از مدل تابع تبدیل فرآیند جهت محاسبه سیگنال کنترل استفاده می کند. کنترل GPC اولین بار توسط کلارک در سال ۱۹۸۷ مطرح شد[۳۴]. مدل CARIMA را به صورت رابطه (۱۴) در نظر بگیرید:

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-d}B(z^{-1})u(t-1) + C(z^{-1})\frac{e(t)}{\Lambda}$$
(14)

$$\begin{aligned} x(k) &= [u(k-1), \dots, u(k-n_u), y(k), \dots, y(k-n_v)] \end{aligned}$$
 (10)

که در آن n_u و n_y مرتبه دینامیکی فرآیند(و یا به عبارتی حافظه سیستم) میباشند. اکنون با استفاده از کرنل خطی میتوان مدل شبکه عصبی LS-SVM رابطه (۱۳) را به صورت رابطه (۱۶) باز نویسی کرد:

$$y(x) = \sum_{i=1}^{n} \alpha_i(k) \{ x_i^T(k) [u(k - 1), ..., u(k - n_u), y(k), ..., y(k - n_y)] \} + b(k)$$

$$= \sum_{i=1}^{n} \alpha_{i}(k) \left\{ x_{i,1}(k)u(k-1) + \dots + x_{i,n_{u}}(k)u(k-n_{u}) + x_{i,n_{u}+1}(k)y(k-1) + \dots + x_{i,n_{u}+n_{y}}(k)y(k-n_{y}) \right\} + b(k)$$
(19)

$$= \sum_{i=1}^{n} [\alpha_i(k)(x_{i,1}(k) + \dots + x_{i,n_u}(k)z^{-n_u+1})]u(k-1) + [\alpha_i(k)(x_{i,n_u+1}(k)z^{-1} + \dots + x_{i,n_u+n_v}(k)z^{-n_y})]y(k) + b(k)]$$

رابطه (۱۶) را می توان به صورت رابطه (۱۷) نوشت که همان مدل ARMA میباشد:

$$A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})u(k-1) + b(k)$$
 (1V)

$$B(z^{-1}) = \sum_{i=1}^{n} \alpha_i(k) (x_{i,1}(k) + \dots + x_{i,n_u}(k) z^{-n_u+1})$$

٥- طراحي و ساخت سرو درايور

هدف نهایی یک مهندس تبدیل دانش تئوری و خام به محصول تجاری و صنعتی میباشد. تفاوت اساسی رشتههای مهندسی با رشتههای محض در نوع نگاه ویژه و منحصر به فرد یک مهندس به دانش و بروز و نمود آن در قالب یک محصول است. طراحی و ساخت سرودرایور^۱ پس از سه نسخه طراحی و انجام تستهای مختلف بعد از ۸ماه منجر به محصول نهایی شد. انتخاب پروتکل ارتباطی و میکروکنترلر یکی از مراحل مهم طراحی و ساخت سرودرایور بود چرا که انتخاب نادرست آنها میتوانست باعث افزایش تعداد نسخهها و اتلاف وقت شود. پس از تحقیقات لازم پروتکل ارتباطی شبکه و میکروکنترلر STM32F407VGT6 ساخت شرکت STM32F407VGT6

شکل ۳ (۱) نمایی از طراحی ۳ بعدی سرودرایور را در نرم افزار آلتیوم^۲ نشان می دهد. در شکل ۳ (۲) می توانید سرودرایور ساخته شده نهایی را مشاهد نمایید. همچنین شکل ۴ تست ستاپ ساخته شده جهت سنجش عملکرد ساختار کنترلی پیشنهادی را نشان می دهد. تست ستاپ شامل یک موتور DC مغناطیس دائم ۲۵۰ ولت با انکودر افزایشی ۱۰۰۰ پالس و نسبت گیربکس ۱ به ۲۴ می باشد که به یک دیسک دوار متصل شده است. دیسک دوار شامل یک شیار بوده که از آن جهت اتصال بار و تست عملکرد کنترل کننده نسبت به اغتشاش بار استفاده می شود.



سرو درايور نهايي(٢)

¹ Servo Driver

² Altium Designer

شكل ۴: تست ستاب ساخته شده جهت انجام آزمایش ها

مطابق شکل۵ حلقه کنترل جریان داخلیترین حقله کنترلی بوده و

استفاده از آن به منظور دستیابی به اهداف زیر میباشد:

- کنترل جریان راهاندازی
- محافظت از سرودرایور و موتور به هنگام اضافه بار
 - بهبود کیفیت کنترل
 - تضمین پایداری داخلی ترین حلقه کنترلی

حلقه کنترل جریان را به صورت شکل۶ که در آن از کنترلکننده Pl با ساختار سری استفاده شدهاست در نظر بگیرید.





 i_a L_a R_a

٦- اهداف کنترل

در این مقاله ساختاری کنترلی پیشنهاد می شود که در گام اول قادر است پارامترهای مربوط به کنترل کننده گشتاور، سرعت و موقعیت موتور DC مغناطیس دائم را به صورتی کاملا خود تنظیم تعیین نماید. علاوه بر آن ساختار پیشنهادی توانایی غلبه بر اصطکاک کولمب که باعث رفتار غیرخطی موتور در سرعتهای پایین می شود را دارا می باشد. همچنین شناسایی روی خط امکان دنبال کردن تغییرات دینامیکی فر آیند را میس می سازد. در مرحله طراحی و ساخت، ساختار پیشنهادی برروی سخت افزار پیاده سازی شده و در نهایت سرودرایوری ساخته شده است که قادر است گشتاور، سرعت و موقعیت هر موتور DC دلخواهی را به طور دقیق کنترل نماید. سرودرایور ساخته شده مسیر مطلوب سرعت و موقعیت را از طریق پروتکل ارتباطی شبکه از کامپیوتر دریافت نموده و تمامی فر آیندهای کنترلی در داخل آن انجام می شود.

۷ - بررسی کلی ساختار کنترلی پیشنهادی

روش پیشنهادی به منظور کنترل گشتاور، سرعت و موقعیت موتور DC مغناطیس دائم از ساختار کنترل کننده سری⁽ استفاده می کند. در این روش از حلقه کنترل جریان PI با شناسایی مبتنی بر روش HFI و از حلقه کنترل پیش بین سرعت و موقعیت با شناسایی روی خط مبتنی بر ماشین های بردار پشتیبان حداقل مربعات مطابق شکل۵ استفاده می شود.

۸ - پیادہ سازی حلقه کنترل جریان

commanded PI Current Controller Value Val

$$G_{\text{loop}}(s) = PI(s) \times \frac{a(s)}{V_a(s)} = \left(\frac{K_p^{\text{series}}K_i^{\text{series}}\left(1 + \frac{s}{K_i^{\text{series}}}\right)}{s}\right) \times \left(\frac{\frac{1}{R_a}}{1 + \frac{L_a}{R_a}s}\right)$$
(19)

از آنجایی که ولتاژ محر که الکتریکی *eb* وابسته به سرعت روتور (که یک پارامتر مکانیکی و لخت است) می باشد، تغییرات آن در مقایسه با جریان سیم پیچ (که پارامتری الکتریکی و سریع است) کندتر بوده و در تابع تبدیل جریان به ولتاژ موتور از آن صرف نظر شده است. اکنون ضریب K_iseries کنترلکننده PI جریان را به صورت رابطه (۲۰) در نظر می گیریم:

$$K_i^{\text{series}} = \frac{R_a}{L_a} \tag{(Y.)}$$

به عبارتی Ki^{series} را به گونهای انتخاب می کنیم تا صفر کنترلر PI جریان، قطب الکتریکی تابع تبدیل جریان به ولتاژ موتور را خنثی نماید. این امر موجب می شود تا تابع تبدیل حلقه بسته کنترل کننده جریان یک تابع تبدیل محمود حسن پور دهنوی ، سید کمال حسینی ثانی

مرتبه اول شده و پایداری حلقه کنترل جریان داخلی تضمین شود. ضریب Kp^{series} نیز به صورت رابطه (۲۱) محاسبه میشود:

$$G_{current}(s) = \frac{1}{1 + \frac{L_a}{K_p^{\text{series}}}s}$$
(71)
=> $K_p^{\text{series}} = L_a \times \text{Bandwidth}$

طبق روابط (۲۰) و (۲۱) ضرایب کنترل کننده جریان با توجه به مقاومت و اندو کتانس سیم پیچ آرمیچر تعیین می شوند. جهت شناسایی مقاومت و اندو کتانس سیم پیچ آرمیچر از روش HFI استفاده می کنیم به این صورت که یک ولتاژ کسینوسی با فرکانس ۱۰۰ هر تز و دامنه ۵ ولت و به مدت ۵ ثانیه به موتور اعمال می کنیم و سپس با اندازه گیری جریان و ولتاژ ترمینال موتور، مقاومت و اندو کتانس سیم پیچ آرمیچر را جهت محاسبه ضرایب کنترل کننده جریان بدست می آوریم. ولتاژ اندازه گیری شده ترمینال موتور را به صورت رابطه (۲۲) در نظر بگیرید:

$$v_m = V_{m0}\cos(\omega_0 t + \theta) \tag{YY}$$

فرکانس ولتاژ کسینوسی اعمالی به گونهای انتخاب شدهاست که تنها پارامترهای الکتریکی موتور را تحریک نماید و بنابراین شفت موتور به هنگام اعمال ولتاژ کسینوسی با فرکانس ۱۰۰ هرتز حرکت نخواهد کرد و ولتاژ *e*b صفر خواهد بود. بنابراین تابع تبدیل جریان به ولتاژ موتور در حالت دائمی سینوسی به صورت رابطه (۲۳) می باشد:

$$G(j\omega) = \frac{I_{a}(j\omega)}{V_{a}(j\omega)} = \frac{\frac{1}{R_{a}}}{1 + j\frac{L_{a}}{R_{a}}\omega}$$
(YY)

بنابراین جریان اندازه گیری شده موتور نیز به صورت رابطه (۲۴) خواهد بود:

$$i_m = V_{m0} |G(j\omega_0)| cos(\omega_0 t + \theta + \measuredangle G(j\omega_0))$$
(YF)

که در رابطه (۲۴) اندازه و فاز تابع تبدیل جریان به ولتاژ موتور به صورت رابطه (۲۵) می باشند:

$$|G(j\omega_0)|^2 = \frac{1}{R_a^2(1 + (\frac{L_a\omega_0}{R_a})^2)}$$
(20)

چنانچه ولتاژ ترمینال موتور در رابطه(۲۲) را به صورت رابطه(۲۶) بسط دهیم:

$$\begin{split} v_{m} &= V_{m0} \cos(\omega_{0} t + \theta) \quad (\gamma \beta) \\ &= V_{m0} \cos(\theta) \cos(\omega_{0} t) - V_{m0} \sin(\theta) \sin(\omega_{0} t) \\ &= V_{m0} \cos(\theta) \cos(\omega_{0} t) - V_{m0} \sin(\theta) \sin(\omega_{0} t) \end{split}$$

$$V_{m0}\cos(\theta) = a$$
 (Jultary)

$$-V_{m0}\sin(\theta) = b \qquad (1 - Y_{m0})$$

$$v_m = a\cos(\omega_0 t) + b\sin(\omega_0 t) \tag{14}$$

حال اگر v_m را در $\cos(\omega_0 t)$ ضرب کرده و از آن روی کل زمان اعمال شکل موج ولتاژ به موتور طبق رابطه(۲۹) انتگرال بگیریم خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \int_{t=0}^{T} v_m \cos(\omega_0 t) dt \\ &= \int_{t=0}^{T} (a \cos(\omega_0 t)) \\ &+ b \sin(\omega_0 t)) \cos(\omega_0 t) dt = \\ \int_{t=0}^{T} (a \cos(\omega_0 t)^2) \\ &+ b \sin(\omega_0 t) \cos(\omega_0 t)) dt \\ &= \int_{t=0}^{T} \left(a \frac{(1 + \cos(2\omega_0 t))}{2} \right) \\ &+ \frac{1}{2} b \sin(2\omega_0 t) \right) dt = \\ &\frac{1}{2} \int_{t=0}^{T} a dt + \frac{1}{2} \int_{t=0}^{T} a \cos(2\omega_0 t) dt \\ &+ \frac{1}{2} \int_{t=0}^{T} b \sin(2\omega_0 t) dt \\ &= \frac{T}{2} a \\ \end{aligned}$$
(Y9)

$$\int_{t=0}^{T} v_m \sin(\omega_0 t) dt = \frac{T}{2} b \tag{(7.)}$$

با توجه به روابط (۲۹) و (۳۰) و استفاده از تعاریف رابطه (۲۷) می توانیم روابط مهم (۳۱) را بدست آوریم:

$$\begin{aligned} \left(\frac{T}{2}a\right)^2 + \left(\frac{T}{2}b\right)^2 \\ &= \left(\frac{T}{2}\right)^2 \left((V_{m0}\cos(\theta))^2 \\ &+ \left(-V_{m0}\sin(\theta)\right)^2\right) \qquad (imthered in iteration is a constraint of the equation is a$$

Journal of Control, Vol. 13, No. 2, Summer 2019

در رابطه (۴۰) مقادیر T a b ، T z b ، T a و T a معلوم می باشند. چنانچه در رابطه (۴۰) مقادیر A ا

$$\frac{\left(\frac{T}{2}d\right)}{\left(\frac{T}{2}c\right)} = A \quad , \quad \frac{\left(\frac{T}{2}b\right)}{\left(\frac{T}{2}a\right)} = B \quad , \quad \frac{L_a\omega_0}{R_a} \quad (f1)$$
$$= X$$

با جایگذاری تعاریف رابطه(۴۱) در رابطه(۴۰) و حل آن داریم: (۲۹۵) میرون

$$X = \frac{1 - B}{1 + AB}$$
(FY)
قار دادن مقدار X در رابطه (۳۹) مقاه مت سبوبیج رو تو ر مجاسیه خواهد

با قرار دادن مقدار X در رابطه(۳۹) مقاومت سیمپیچ روتور محاسبه خواهد شد. و در نهایت اندوکتانس سیمپیچ روتور را میتوان به صورت رابطه (۴۳) بدست آورد:

$$\frac{L_a \omega_0}{R_a} = X \quad \Longrightarrow \quad L_a = \frac{R_a X}{\omega_0} \tag{FT}$$

بنابراین با استفاده از روابط (۳۹) و (۴۳) به ترتیب مقاومت و اندوکتانس سیم پیچ موتور را شناسایی کرده و با در نظر گرفتن پهنای باند مطلوب کنترلکننده جریان به اندازه ۱ کیلوهرتز، با استفاده از روابط (۲۰) و (۲۱) ضرایب کنترلکننده جریان را محاسبه کرده و حلقه کنترل جریان را میبندیم.

۹- اعمال ورودی جریان مناسب و آموزش آفلاین شبکه عصبی

به منظور پیادهسازی کنترلکننده پیش بین سرعت و موقعیت بایستی مدل فرآیند را شناسایی نماییم. از آنجایی که حلقه کنترل جریان را در مرحله قبل بستهایم بنابراین فرآیند را می توانیم به صورت شکل ۷ در نظر بگیریم. با توجه به شکل ۷ تابع تبدیل سرعت به جریان و موقعیت به جریان موتور به ترتیب به صورت روابط (۴۴) و (۴۵) حاصل می شوند:

$$\frac{\omega_{\rm m}(s)}{I_{\rm c}(s)} = \frac{1}{1 + \frac{s}{BW_c}} \times K_m \times \frac{1}{J_{\rm S} + B}$$
$$= \frac{K_m}{(1 + \frac{s}{BW_c})(J_{\rm S} + B)}$$
$$\frac{\theta_{\rm m}(s)}{I_{\rm c}(s)} = \frac{K_m}{\frac{s}{BW_c}}$$
(F5)

Ic(S) $S(1 + \frac{S}{BW_c})(JS + B)$ جهت آموزش شبکه عصبی LS-SVM یک پالس مربعی جریان با دامنه ۱۰/۵ آمپر به فرآیند شکل۷ اعمال کرده و اطلاعات مربوط به سرعت و موقعیت موتور را ذخیره میکنیم (مجموعه آموزش) و از آنها جهت

آموزش شبکه عصبی در نرمافزار متلب بهره خواهیم گرفت.

به منظور پیادهسازی کنترلکننده پیش بین سرعت و موقعیت بایستی مدل خطی مناسبی را از مدل شبکه عصبی LS-SVM استخراج نماییم. نحوه استخراج مدل خطی ARMA از مدل LS-SVM را در بخش ۳ مطرح کردیم. جهت استخراج مدل ARMA بایستی بردار ورودی رابطه (۱۵) را از روی معادل گسسته تابع تبدیل سرعت به جریان فرآیند تشکیل دهیم. داريم:

$$i_m = c\cos(\omega_0 t) + d\sin(\omega_0 t) \qquad (\texttt{TF})$$

$$\int_{t=0}^{T} i_m \cos(\omega_0 t) dt = \frac{T}{2}c \qquad (intermediate)$$

$$\int_{t=0}^{T} i_m \sin(\omega_0 t) dt = \frac{T}{2}d \qquad (intermediate)$$

با توجه به روابط (۳۵) و استفاده از تعاریف رابطه (۳۳) میتوانیم روابط مهم(۳۶) را بدست آوریم:

$$\begin{pmatrix} \frac{T}{2}c \end{pmatrix}^{2} + \begin{pmatrix} \frac{T}{2}d \end{pmatrix}^{2} = \begin{pmatrix} \frac{T}{2} \end{pmatrix}^{2} \left((V_{m0}|G(j\omega_{0})|\cos(\theta + 4G(j\omega_{0})))^{2} + (-V_{m0}|G(j\omega_{0})|\sin(\theta + 4G(j\omega_{0})))^{2} \right) = \begin{pmatrix} \frac{T}{2} \end{pmatrix}^{2} V_{m0}^{2} |G(j\omega_{0})|^{2} \\ \begin{pmatrix} \frac{T}{2}d \\ \frac{T}{2}c \end{pmatrix} = -\tan(\theta + 4G(j\omega_{0})) \qquad (-\Psi P)$$

با تقسیم رابطه (۳۶–الف) بر رابطه (۳۱–الف) و استفاده از رابطه (۲۵–الف) داریم:

$$\frac{\left(\frac{T}{2}c\right)^{2} + \left(\frac{T}{2}d\right)^{2}}{\left(\frac{T}{2}a\right)^{2} + \left(\frac{T}{2}b\right)^{2}} = |G(j\omega_{0})|^{2}$$

$$= \frac{1}{1}$$
(FV)

$$R_a^2 (1 + (\frac{2a \otimes 0}{R_a})^2)$$
در رابطه (۳۷) مقادیر $\frac{1}{2}a$ ، $\frac{1}{2}c$ ، $\frac{1}{2}b$ ، $\frac{1}{2}a$ معلوم می باشند. در رابطه (۳۷) تعریف می کنیم:

$$\frac{\left(\frac{T}{2}c\right)^{2} + \left(\frac{T}{2}d\right)^{2}}{\left(\frac{T}{2}a\right)^{2} + \left(\frac{T}{2}b\right)^{2}} = M \quad , \quad \frac{L_{a}\omega_{0}}{R_{a}} = X \quad (\mbox{matrix})$$

بنابراين داريم:

$$R_a = \sqrt{\frac{1}{M(1+X^2)}} \tag{Pq}$$

همچنین چنانچه رابطه(۳۶–ب) را براساس قواعد مثلثاتی بسط داده و از روابط (۲۵–ب) و (۳۱–ب) استفاده کنیم داریم:

$$\frac{\left(\frac{T}{2}d\right)}{\left(\frac{T}{2}c\right)} = -\tan\left(\theta + 4G(j\omega_{0})\right) = -\frac{\left(\frac{T}{2}b\right)}{1-\tan(\theta)\tan(4G(j\omega_{0}))} = -\frac{\left(\frac{T}{2}b\right)}{1-\left(\frac{T}{2}b\right)} - \frac{L_{a}\omega_{0}}{R_{a}}}{1-\left(-\frac{T}{2}b\right)} + \frac{\left(\mathbf{f}\cdot\right)}{R_{a}}$$



شکل،۷: مدل فر آیند پس از بستن حلقه کنترل جریان

در مدل رابطه (۴۶) ثوابت b_2 ، b_1 و a_2 و a_2 پارامتر های فر آیند می باشند که بایستی از طریق آموزش شبکه عصبی بدست آیند. بردار ورودی شبکه عصبي را به صورت رابطه (۴۷) در نظر مي گيريم.

$$\mathbf{x}(\mathbf{k}) = [I_c(k-1), I_c(k-2), \omega_m(\mathbf{k} - 1), \omega_m(\mathbf{k} - 2)]$$
(FV)

با استفاده از مجموعه آموزش و با توجه به بردار ورودي رابطه (۴۷) کرنل خطی دادههای مجموعه آموزش را حساب کرده و با حل دستگاه معادلات خطی رابطه (۱۱) مقادیر ضرب کننده های لاگرانژ و ترم بایاس را بدست می آوریم. سپس با استفاده از رابطه (۱۸) چند جملهای های A و B و درنتیجه یارامترهای مدل رابطه (۴۶) را محاسبه می کنیم. مقادیر یارامترهای مدل رابطه (۴۶) در سه بار آموزش شبکه عصبی LS-SVM با استفاده از داده ای مجموعه آموزش مختلف به صورت جدول ۱ می باشند.

جدول ۱: پارامترهای تابع تبدیل سرعت به جریان

<i>b</i> ₂ <i>b</i> ₁		<i>a</i> ₂	<i>a</i> ₁	آموزش
0.0004897	0.0007654	0.2572	-1.2573	1
0.0004881	0.0007655	0.2577	-1.2570	2
0.0004868	0.0007651	0.2574	-1.2567	3

پس از آموزش شبکه عصبی و استخراج پارامترهای جدول ۱ مربوط به تابع تبدیل سرعت به جریان در نرم افزار متلب، اطلاعات مدل را از طریق پروتکل شبکه به سرودرايور جهت پيادهسازي کنترل کننده پيش بين سرعت منتقل می کنیم. هنگام پیادهسازی کنترل کننده پیش بین سرعت براساس مدل استخراج شده از تربیت آفلاین شبکه عصبی، به ازای افق کنترل و افق پیش -بین ۵ کنترلکننده پیش بین عملکرد مطلوبی داشت ولی همانطور که در قسمت آنلاین کردن روش شناسایی مطرح خواهیم کرد حداقل طول مجموعه آموزش جهت دنبالكردن صحيح تغييرات ديناميكي فرآيند ١٠ زوج سرعت و جریان می باشد. بنابراین افق کنترل و پیش بین را نیز ۱۰ در

جهت معکوس کردن یک ماتریس ۱۰×۱۰ ابتدا معکوس یک ماتریس ۵×۵ را در نرمافزار Maple به صورت پارامتری حساب کرده و سپس با استفاده از لم معکوس سازی رابطه (۴۸) معکوس ماتریس ۱۰×۱۰ را حساب مي کنيم. $M = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \Rightarrow M^{-1} = \begin{bmatrix} W & X \\ Y & Z \end{bmatrix}$ (۴۸) که در رابطه (۴۸) ماتر سی های X،W و Z به صورت رابطه (۴۹) محاسبه مي شوند: $W = (A - BD^{-1}C)^{-1}$ (۴۹-الف)

$$Y = -D^{-1}CW \qquad (-4)$$

$$Z = (D - CA^{-1}B)^{-1}$$
 (ψ -F9)
 $X = -A^{-1}BZ$ (ψ -F9)

به طورخلاصه نحوه عملكرد كنترلكننده پيش بين سرعت به اين صورت میباشد که در هر بار اجرای حلقه کنترلی سیگنالهای کنترلی تا ۱۰ افق پیشرو باتوجه به مدل استخراج شده از آموزش آفلاین شبکه عصبی و ورودیها و خروجیهای گذشته و مسیر مرجع آینده محاسبه می شوند. سپس سیگنال کنترلی در لحظه t به فر آیند اعمال می شود. در اجراي بعدي حلقه كنترلي تمامي مراحل فوق مجدد تكرار مي شوند.

جهت سنجش عملکرد کنترلکننده پیش بین سرعت یک ورودی پله یک دور بر دقیقه از طریق نرم افزار متلب و به وسیله پروتکل شبکه به کنترل کننده پیش بین سرعت طراحی شده در سرودرایور اعمال می کنیم. شکل ۸ (۱) سرعت واقعی موتور را نمایش میدهد. در سرو درایور ساخته شده حداقل گام تنظیم سرعت یک دور بر دقیقه می باشد که مشاهده می کنیم سرو درایور به ورودی پله یک دور بر دقیقه پاسخ مطلوبی داده است. همچنین یک شکل موج سینوسی سرعت با دامنه ۳۰ دور بر دقیقه و فركانس ۰/۰۰۳۳ هرتز(دوره تناوب ۳۰۰ ثانيه) فركانس شكل موج اعمالي را بسیار پایین درنظر گرفتهایم تا بتوانیم رفتار غیرخطی اصطکاک کولمب را به خوبی نشان دهیم. شکل۸ (۲) سرعت واقعی موتور را نمایش میدهد.

۶١



شکل ۹ : شکل موج ولتاژ ترمینال موتور (سیگنال کنترل) (۱) ، شکل موج جريان مو تو ر (٢)

در شکل ۱۰ (۱) و شکل ۱۰ (۲) عملکرد کنترل کننده پیش بین سرعت مبتنی بر مدل LS-SVM با کنترل کننده سری با حلقه کنترل PI سرعت با یکدیگر مقایسه شدهاند. کنترل کننده پیش بین برخلاف کنترل کننده Pl به خوبی توانسته است رفتار نامطلوب ناشی از اصطکاک کولمب را جبران نماید. همچنین از مقایسه ولتاژ ترمینال موتور(سیگنال کنترلی) در کنترلکننده پیش بین با کنترلکننده سری با حلقه کنترل سرعت PI یک تفاوت اساسي وجود دارد و آن رفتار متفاوت ولتاژ ترمينال موتور (سيگنال كنترلى) به هنگام نزديك شدن به ناحيه مرده است كه نشاندهنده تلاش كنترل كننده ييش بين به منظور غلبهبر اصطكاك غير خطى كولمب مي باشد.







شکل ۸: پاسخ کنترل کننده پیش بین سرعت مبتنی بر شناسایی شکبه عصبی LS-SVM به ورودی پله(۱)، ورودی سینوسی سرعت(۲)

از مقایسه شکل ۸ (۲) با شکل ۱ (۲) مشاهده می کنید کنترل کننده پیش -بین سرعت به خوبی توانسته است رفتار نامطلوب ناشی از اصطکاک غیرخطی کولمب را جبران نماید به طوریکه موتور مسیر مرجع سرعت را به خوبی حتی در سرعتهای پایین دنبال کرده است. شکل موج ولتاژ و جریان موتور در کنترل کننده پیش بین سرعت مبتنی بر مدل LS-SVM در پاسخ به ورودی سینوسی نیز به ترتیب در شکل ۹ (۱) و شکا ۹ (۲) نشان داده شده است.



	<i>b</i> ₃	<i>b</i> ₂	b ₁	<i>a</i> ₃	<i>a</i> ₂	<i>a</i> ₁	آموزش
	-7.0520×10^{-8}	-4.0867×10^{-7}	-1.3871×10^{-7}	-0.2572	1.5140	-2.1941	1
	-6.9871×10^{-8}	-4.1493×10^{-7}	-1.2307×10^{-7}	-0.2125	1.4719	-2.2186	2
1	-7.1174×10^{-8}	-4.1085×10^{-7}	-1.2967×10^{-7}	-0.2394	1.3927	-2.1875	3

جدول۲ : پارامترهای تابع تبدیل موقعیت به جریان

۱۱ - پیادہ سازی حلقه کنترل پیش بین موقعیت

پس از طراحی حلقه کنترل سرعت بایستی حلقه کنترل موقعیت را طراحی و پیادهسازی کنیم. روند مشابه بستن حلقه کنترل سرعت می باشد با این تفاوت که خروجی کنترل کننده موقعیت به عنوان مسیر سرعت مرجع به کنترل کننده سرعت اعمال خواهد شد(شکل۵). معادل گسسته تابع تبدیل موقعیت به جریان رابطه (۴۴) با استفاده از روش نگهدارنده مرتبه صفر به صورت رابطه (۴۹) می باشد:

 $\frac{\theta_{\rm m}(z^{-1})}{{\rm I}_{\rm c}(z^{-1})} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3}} \tag{F9}$

پس از آموزش آفلاین شبکه عصبی LS-SVM با استفاده از کرنل خطی، پارامترهای مدل رابطه (۴۹) به صورت جدول۲ شناسایی شدند. با استفاده از پارامترهای شناسایی شده جدول۲ کنترل کننده پیش بین موقعیت را با افق پیش بین و افق کنترل ۱۰ می بندیم. جهت سنجش عملکرد کنترلکننده پیش بین موقعیت یک مسیر مرجع موقعیت مربعی با نرم افزار متلب و از طریق کابل شبکه به کنترل کننده طراحی شده برروی سرودرایور اعمال می کنیم. شکل ۱۱ پاسخ کنترل کننده را نشان می دهد.



شکل ۱۱: پاسخ کنترل کننده پیش بین موقعیت مبتنی بر مدل شبکه عصبی در شکل ۱۲ (۱) عملکرد عملکرد کنترل کننده پیش بین موقعیت سری مبتنی بر مدل LS-SVM با کنترلر سری با حلقههای کنترل IP با یکدیگر مقایسه شده اند. زمان صعود پاسخ کنترل کننده پیش بین موقعیت کمتر بوده و با رفتار مناسب تری به حالت ماندگار خود می رسد. همچنین خطای حالت ماندگار که در درجه اول ناشی از اصطکاک کولمب می باشد در کنترل -کننده پیش بین موقعیت کمتر از کنترل کننده سری با حلقههای کنترل J می باشد. در شکل ۱۲ (۲) نیز ولتاژ ترمینال موتور (سیگنال کنترلی) کنترل -کننده پیش بین سری موقعیت مبتنی بر مدل LS-SVM با کنترل کننده سری موقعیت با حلقههای کنترل IP با یکدیگر مقایسه شدهاند.





(٢)

شکل۱۲: مقایسه عملکرد کنترلکننده پیش بین موقعیت سری مبتنی بر مدل LS-SVM با کنترلکننده سری با حلقههای کنترل II (۱) مقایسه ولتاژ تر مینال مو تور (۲)

۱۲ - آنلاین کردن شناسایی به منظور تطبیق پذیر کردن کنترلکننده پیش بین موقعیت و سرعت

در قسمتهای قبل ابتدا با اعمال یک ورودی جریان مناسب و ذخیره-سازی دادههای سرعت و موقعیت موتور، یک شبکه عصبی LS-SVM با هستههای خطی را در نرمافزار متلب به صورت آفلاین تربیت کردیم و سپس با ارسال مدل شناسایی شده به سرودرایور کنترلکننده پیش بین سرعت و موقعیت را پیاده سازی کردیم.

به منظور قابلیت دنبالکردن تغییرات دینامیکی فرآیند بایستی روش شناسایی را آنلاین کنیم. برای این منظور اولا بایستی طول مجموعه آموزش را به اندازهای در نظر بگیریم تا در هر بار اجرای حلقه کنترلی فرآیند آموزش کامل شود و ثانیا دادههای مجموعه آموزش را در هر بار اجرای حلقه کنترلی بهروزرسانی کرده تا کنترلکننده بتواند تغییرات دینامیکی فرآیند را دنبال نماید. با توجه به محدودیت سرعت

میکرو کنترلر (۱۶۰ مگاهرتز) حداکثر طول مجموعه آموزش قابل پیاده-سازی برروی آن ۱۰ بدست آمد. همچنین جهت به روز رسانی مجموعه آموش در هر بار اجرای حلقه کنترل قدیمی ترین زوج آموزش را حذف کرده و جدید ترین زوج آموزش را به مجموعه آموزش اضافه می کنیم. پیاده سازی روش شناسایی آنلاین به این صورت می باشد که همزمان با پیاده سازی کنترل کننده پیش بین سرعت بر اساس مدل شناسایی شده آفلاین، روش آنلاین در داخل سرودرایور اجرا می شود. زمانی که اختلاف پارامترهای شناسایی شده از روش آنلاین با روش آفلاین به زیر ۲۰ درصد رسید، کنترل کننده پیش بین بر اساس مدل شناسایی شده آنلاین عمل زاسید، کنترل کننده پیش بین بر اساس مدل شناسایی شده آنلاین عمل تواهد کرد. روند همگر ایی پارامترهای تابع تبدیل سرعت به جریان مدل آنلاین به مدل آفلاین به صورت شکل ۱۳ می باشد.





شکل۱۳ همگرایی پارامترهای مدل آنلاین به آفلاین تابع تبدیل سرعت به جریان

در نرم افزار متلب هر ۱۰ میلی ثانیه مقدار پارامترهای مدل را از طریق کابل شبکه میخوانیم. مطابق شکل ۱۳ روند شناسایی پارامترها در روش آنلاین کند میباشد و حدود ۱۰ ثانیه طول میکشد. دلیل این امر کم بودن طول مجموعه آموزش میباشد. مسلما با افزایش طول مجموعه آموزش سرعت شناسایی آنلاین بیشتر خواهد شد.

۱۱ - نتیجه گیری

در این مقاله کنترل کننده پیش بین موقعیت و سرعت مبتنی بر مدل شبکه عصبی ماشین های بردار پشتیبان حداقل مربعات را با ساختار سری طراحی کرده و برروی سرودرایور پیاده سازی کردیم. در این روش حلقه کنترل گشتاور را بر اساس روش شناسایی HFI و حلقه های کنترل موقعیت و سرعت را بر اساس مدل شبکه عصبی بستیم. مزیت بزرگ این روش این است که تمامی حلقه های کنترلی به صورت خود کار و بر اساس مدل فرآیند طراحی شدند. علاوه بر این روش پیشنهادی به خوبی توانست اثر مخرب ناشی از اصطکاک غیر خطی کولمب را در سرعت های پایین و حالت ماندگار جبران نماید. همچنین روش شناسایی آنلاین مطرح شده توانایی دنبال کردن تغییرات دینامیکی کند در فرآیند را دارا می باشد و با به بود سرعت پردازش میکروکنترلر و طول مجموعه آموزش می توان

مراجع

- B. Armstrong, B. Dupont, and C.D. Wit, "A survey of models, analysis tools and compensation methods for the control of machines with friction," Automatica, vol. 30, no. 7, pp. 1083-1138, 1994.
- [2] Guanrong Chen, Ying Chen, and H. Ogmen, "Identifying chaotic systems via a Wienertype cascade model, IEEE Control Systems, vol. 17, no. 5, pp. 29-36, 1997.
- [3] Ming Xu, Guanrong Chen, and Yan-TaoTian, "Identifying chaotic systems using Wiener and Hammerstein cascade models," Mathematical and Computer Modelling, vol. 33, no. 4-5, pp. 483-493, 2001.
- [4] Norquay SJ, Palazoglu A, Romagnoli JA, "Model predictive control based on Wiener

Learning for DC Motor with Flexible Shaft," Arabian Journal for Science and Engineering, vol. 40, no. 8, pp. 2389-2406, 2015.

- [16] F. Cameron, D.E. Seborg, "A self-tuning controller with a PID structure," International Journal of Control, vol. 38, no. 2, pp. 401–17, 1983.
- [17] Reza Akbari Hasanjani, Shahram Javadi, Reza Sabbaghi Nadooshan, "DC motor speed control by self-tuning fuzzy PID algorithm," Transactions of the Institute of Mesearment and Control, vol. 37, no. 2, 2015.
- [18] P. Vega, C. Prada, V. Aleixander, "Self-tuning predictive PID controller," IEE Proceedings, Control Theory and Applications, vol. 138, no. 3, pp. 303–311, 1991.
- [19] F.G. Martins, A.N. Coelho, "Application of feed-forward artificial neural networks to improve process control of PID-based control algorithms," Computers and Chemical Engineering, vol. 24, no. 2-7, pp. 853–858, 2000.
- [20] J. Chen, T.C. Huang, "Applying neural networks to on-line updated PID controllers for nonlinear process control," Journal of Process Control, vol. 14, no. 2, pp. 211–230, 2004.
- [21] X.F. Yuan, Y.N. Wang, "Neural networks based self-learning PID control of electronic throttle," Nonlinear Dynamics, vol. 55, no. 4, pp. 385–393, 2009.
- [22] Xing-Song Wang, Chun-Yi Su, Henry Hong, "Robust adaptive control of a class of nonlinear systems with unknown dead-zone," Automatica, vol. 40, no. 3, pp. 407–413, 2004.
- [23] W. Zhonghua, Y. Bo, C. Lin, Z. Shusheng, "Robust adaptive deadzone compensation of DC servo system," IEE Proceedings - Control Theory and Applications, vol. 153, no. 6, pp. 709-713, 2006.
- [24] J. Zhou, C. Wen, Y. Zhang, "Adaptive output control of nonlinear systems with uncertain deadzone nonlinearity," IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 51, no. 3, pp. 504– 511, 2006.
- [25] S. Ibrir, W.F. Xie, C.Y. Su, "Adaptive tracking of nonlinear systems with nonsymmetric deadzone input," Automatica, vol. 43, no. 3, pp. 522–530, 2007.
- [26] Seong Ik Han, Kwon Soon Lee, Min Gyu Park, and Jang Myung Lee, "Robust adaptive deadzone and friction compensation of robot manipulator using RWCMAC network," Journal of Mechanical Science and

models," Chemical Engineering Science, vol. 53, no. 1, pp. 75-84, 1998.

- [5] H. Al-Duwaish, M.N. Karim, V. Chandrasekar, "Use of multilayer feedforward neural networks in identification and control of Wiener model," IEE Proceedings Control Theory and Applications, vol. 143, no. 3, pp. 255-258, 1996.
- [6] A. anczak, "Neural network approach for identification of Hammerstein systems," International Journal of Control, vol. 76, no. 17, pp. 1749–1766, 2003.
- [7] M.A. Mahini, M. Teshnehlab, and M. A. khanehsar, "Nonlinear System Identification Using Hammerstein-Wiener Neural Network and subspace algorithms," Journal of Advances in Computer Engineering and Technology, vol. 1, no. 3, 2015.
- [8] Mingyong Cui, Haifang Liu, Zhonghui Li, Yinggan Tang, and Xinping Guan, "Identification of Hammerstein model using functional link artificial neural network," Elsevier Science Publishers Neurocomputing, vol. 142, pp. 419-428, 2014.
- [9] T. Kara, I. Eker, "Nonlinear modeling and identification of a DC motor for bidirectional operation with real time experiments," Energy Conversion and Management, vol. 45, no. 7-8, pp. 1087-1106, 2004.
- [10] J. Peng, R. Dubay, "Identification and adaptive neural network control of a DC motor system with dead-zone characteristics," ISA Transactions, vol. 50, no. 4, pp. 588-598, 2011.
- [11] S. Bennett, "Development of the PID controller," IEEE Control Systems Magazine vol. 13, no. 6, pp. 58-62, 1993.
- [12] M.N. Howell, T.J. Gordon, M.C. Best, "The application of continuous action reinforcement learning automata to adaptive PID tuning," IEEE Seminar on learning systems for control, 2000.
- [13] Chun-Fei Hsu, Bore-Kuen Lee, "FPGA-based adaptive PID control of a DC motor driver via sliding-mode approach," Expert Systems with Applications, vol. 38, no. 9, pp. 11866-11872, 2011.
- [14] Ruben Tapia-Olvera, Francisco Beltran-Carbajal, Omar Aguilar-Mejia, and Antonio Valderrabano-Gonzalez, "An Adaptive Speed Control Approach for DC Shunt Motors," Energies, 2016.
- [15] A.Aziz Khater, Mohammad El-Bardini, and Nabila M. El-Rabaie, "Embedded Adaptive Fuzzy Controller Based on Reinforcement

محمود حسن پور دهنوی ، سید کمال حسینی ثانی Wiener models," Journal of Process Control, Te

vol. 19, no. 7, pp. 1174–1181, 2009.

- [38] I.B. Tijani, Rini Akmeliawati, "Support vector regression-based friction modeling and compensation in motion control system," Engineering Applications of Artificial Intelligence, vol. 25, no. 5, pp. 1043–1052, 2012.
- [39] Serdar Iplikci, "A support vector machinebased control application to the experimental three tank system," ISA Transactions, vol. 49, no. 3, pp. 376–386, 2010.
- [40] Vincent Laurain, Roland Tóth, Dario Piga, and Wei Xing Zheng, "An instrumental least squares support vector machine for nonlinear system identification," Automatica, vol. 54, pp. 340–347, 2015.
- [41] He Yanzhao, Zheng Shiqiang, and Fang Jiancheng, "Start-up current adaptive control for sensorless high-speed brushless DC motors based on inverse system method and internal mode controller," Chinese Journal of Aeronautics, vol. 28, 2016.
- [42] Johan Suykens, "Least Squares Support Vector Machines," NATO-ASI Learning Theory and Practice Leuven July 2002.
- [43] Ruchika, Neha Raghu, "Model Predictive Control: History and Development," International Journal of Engineering Trends and Technology(IJETT), vol. 4, no. 6, pp. 2600–2602, 2013.
- [44]D.W. Clarke, "Generalized predictive control," Automatica, vol. 23, no. 2, pp. 137– 148, 1987.

Technology, vol. 25, no. 6, pp. 1583–1594, 2011.

- [27] Jianyong Yao, Zongxia Jiao, and Dawei Ma, "Adaptive Robust Control of DC Motors with Extended State Observer," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 7, pp. 3630–3637, 2014.
- [28] J.O. Jang, G.J. Jeon, "A parallel neurocontroller for DC motors containing nonlinear friction," Neurocomputing, vol. 30, no. 1–4, pp. 233–248, 2000.
- [29] R.R. Selmic, F.L. Lewis, "Deadzone compensation in motion control systems using neural networks," IEEE Transactions on Automatic Control, 2000.
- [30] T.P. Zhang, S.S. Ge, "Adaptive neural control of MIMO nonlinear state time-varying delay systems with unknown dead-zones and gain signs," Automatica, vol. 43, no. 6, pp. 1021– 1033, 2007.
- [31] Lei Liu, Yan-Jun Liu, and C.L. Philip Chen, "Adaptive Neural Network Control for a DC Motor System with Dead-Zone," Nonlinear Dynamics, vol. 72, no. 1–2, pp. 141–147, 2013.
- [32] Liping Fan, Yi Liu, "Fuzzy Self-Tuning PID Control of the Main Drive System for Four-High Hot Rolling Mill," Journal of Advanced Manufacturing Systems, vol. 14, no. 1, pp. 11-22, 2015.
- [33] S.Y. Oh, D.J. Park, "Design of new adaptive fuzzy logic controller for nonlinear plants with unknown or time-varying dead zones," IEEE Transactions on Fuzzy Systems, vol. 6, no. 4, pp. 482–491, 1998.
- [34] F.L. Lewis, W.K. Tim, L.Z. Wang, and Z.X. Li, "Deadzone compensation in motion control systems using adaptive fuzzy logic control," IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 7, no. 6, pp.731– 742, 1999.
- [35] Luting Miao, Yuxin Sun, Huangqiu Zhu, AND Xianxing Liu, "Decoupling Control of Bearingless Induction Motor Based on LS-SVM Inverse System," Mechanics and Materials, vol. 703, pp. 331–334, 2015.
- [36] Hossam Mohammad Khalil, and Mohamad El Bardini, "Support Vector Machines Based Adaptive Controller for Piston Hydraulic Motor," International Journal of Control and Automation, vol. 4, no. 3, 2011.
- [37] Stefan Tötterman, Hannu T. Toivonen, "Support vector method for identification of




پیادهسازی الگوریتم تخمین زاویه و سرعت زاویهای غلت پرتابههای با سرعت بالا با استفاده از تلفیق خروجی شتابسنجها

على اصغرى '، سعيد نصر اللهي '، نعمت الله قهر ماني "

^۱ فارغالتحصیل کارشناسی ارشد مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، ali_asghari@aut.ac.ir ۲ دانش آموخته دکتری، دانشکدهٔ مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی مالک اشتر ، Nasrollahi@mut.ac.ir ۳ دانشیار، دانشکدهٔ مهندسی برق ، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی مالک اشتر ، ghahremani@mut.ac.ir

دریافت: ۱۳۹۷/۰۱/۲۱ ویرایش: ۱۳۹۷/۰۴/۱۶ پذیرش: ۱۳۹۷/۰۵/۲۷

چکیده: در این مقاله، پیادهسازی الگوریتم تخمین زاویه و سرعت زاویهای غلت پرتابههای با سرعت بالا با استفاده از تلفیق خروجی شتاب سنجهای ممز ارائه می شود. دلیل استفاده از شتاب سنجها، خطای زیاد ژیرو سکوپ های ممز در سرعت های بالا و دقت پایین مگنومترها به دلیل وجود میدانهای مغناطیسی غیر از زمین و اثرات آهن نرم و سخت است. بعد از تشریح الگوریتم ارائه شده، نحوه پیاده سازی تشریح می شود. در پیاده سازی از یک موتور الکتریکی برای شبیه سازی حرکت غلت پرتابه استفاده می شود. از دو شتاب سنج ممز نیز برای اندازه گیری سرعت و شتاب زاویه ای استفاده شده است. دو سناریوی سرعت ثابت و متغیر در دو حالت همزمان و ناهمزمان بررسی شده است. برای تخمین سرعت زاویه ای استفاده شده است. دو سناریوی سرعت ثابت و متغیر در دو حالت همزمان و ناهمزمان بررسی شده تتایج به دست آمده از این دو تخمینگر فیلتر کالمن تعمیم یافته و فیلتر کالمن تعمیم یافته تطبیقی استفاده شده در انتها تنایج به دست آمده از این دو تخمینگر برای سرعت زاویه ای خلت با هم مقایسه شده است که نتایج، نشان دهنده عملکرد بهتر

كلمات كليدى: كانال غلت، فيلتر كالمن، فيلتر تطبيقى، حسكر شتاب سنج ممز، تلفيق اطلاعات.

Implementation of Roll Angle and Angular Velocity Estimation Algorithm for a High-Speed Projectile Using Accelerometers Output Data

Ali Asghari, Saeid Nasrollahi, Nematollah Ghahremani

Abstract: In this paper, implementation of roll angle and angular velocity estimation algorithm for a high-speed projectile using the fusion of the accelerometers output data is proposed. The reason for the use of accelerometers instead of gyros and magnetometer is the high error of the MEMS gyroscope for high speed and the low accuracy of the magnetometer due to the presence of Non-Earth magnetic fields and the effects of hard and soft iron. After expression of the proposed algorithm, the implementation process is explained. In this process, an electric motor is used to simulate the projectile roll and two accelerometers are used to measure angular velocity and acceleration. Two constant and variable velocity scenarios have been investigated in both online and offline modes. Both extended Kalman Filter and adaptive extended Kalman filter estimators have been used to estimate the rolling angular velocity. Finally, the comparison of these two methods for the rolling angular velocity and roll angle, indicates a better performance for the adaptive estimator.

Keywords: Roll chanell, Kalman filter, Adaptive filter, MEMS-based accelerometer sensor, Data fusion.

۱- مقدمه

نوعی از پرتابهها هنگام پرواز حول محور طولی خود چرخش دارند؛ سرعت این چرخش حول محور طولی بسیار بیشتر از دو محور دیگر است. چرخش پرتابه با سرعت زیاد حول محور طولی خود مزایای بسیاری دارد که کاهش تاثیر منفی ناشی از عدم تقارن جرمی هندسی و سادهسازی سیستم کنترل از جمله این مزایا است[۱]. اما از سوی دیگر این چرخش مشکلاتی به همراه دارد، از جمله اندازه گیری سرعت زاویهای این چرخش که همان سرعت زاویهای غلت است، با دقت بسیار بالا باید انجام شود. افزایش دقت در عمل به راحتی امکان پذیر نیست و با مشکلات زیادی همراه است که هزینه های زیادی نیز دارد. یکی از سیستمهای اندازه گیری موقعیت و وضعیت پرتابه، سیستمهای ناوبری اينرسي (INS) مبتنى بر ممز هستند. اين سيستمها از شتابسنج، ژیروسکوپ و مگنومترها برای اندازه گیری شتاب و سرعت زاویهای استفاده مي کنند. با اين حال، براي سرعتهاي بالا ژيروسکوپهاي ممز ۲ دارای خطای زیادی هستند. مگنومترها نیز به دلیل وجود میدانهای مغناطیسی غیر از زمین و همچنین اثرات آهن نرم و سخت دقت پایینی دار ند.

سیستمهایی که فقط از شتابسنجها برای اندازه گیری اینرسی و ناوبری استفاده میکنند، به نامهای مختلفی معروف هستند که معروفترین آنها، سیستمهای ناوبری اینرسی بدون ژیروسکوپ (GFINS) نام دارد. برای توصیف کامل حرکت پرتابه، کمینه ۶ شتابسنج مورد نیاز است[۲]. پیکربندی مکعب گونه ۶ شتابسنجه که شتابسنجها در مرکز ۶ وجه یک مکعب به صورت متقارن قرار میگیرند، در شکل (۱) قابل مشاهده است[۳]. مرجع [۴]، یک پیکربندی میگیرند، در شکل (۱) قابل مشاهده است[۳]. مرجع [۴]، یک پیکربندی میقارن و نامتقارن پیشنهاد میکند. سرعت زاویهای در پیکربندیهای متقارن و نامتقارن پیشنهاد میکند. سرعت زاویهای در پیکربندیهای میآید که باعث انباشته شدن خطاها میشود و دقت اندازه گیری را کاهش میدهد. از اینرو برای افزایش دقت به تعداد بیشتری شتابسنج احتیاج است.

برای کمک به افزایش دقت مکعب ۶ شتابسنجه یک شتابسنج سه محوره در مرکز مکعب فرضی اضافه می شود[۵]. عملا این طرح یک پیکربندی ۹ شتابسنجه است و این امکان را فراهم می نماید تا سرعت زاویه ای بدون انتگرال گیری و با استفاده از فیلتر کالمن توسعه یافته تخمین زده شود. اما، مشاهده ای که از سرعتهای زاویه ای هر سه محور وجود دارد، تنها به صورت حاصل ضرب سرعتهای زاویه ای دو محور مختلف است. نتیجتا، اگر یکی از محورها دارای سرعت زاویه ای صفر باشد، این رویکرد کاربرد نخواهد داشت و باید از تعداد بیشتری شتابسنج برای برطرف کردن این مشکل استفاده برد. پیکربندی ۱۰ شتابسنجه، این

مشکل را برای سرعت زاویهای دو محور حل مینماید ولی مشاهدهای که از سرعت زاویهای محور سوم به دست می آید به صورت حاصل ضرب در سرعت زاویهای یک محور دیگر است[۶]. در ادامه، پیکربندیهای ۱۲ شتابسنجه برای رفع این مشکل برای سرعت زاویهای هر سه محور پیشنهاد شده است.



شکل ۱: نحوه قرار گیری شتابسنجها در مکعب مربع فرضی[۳]

در مراحل اولیه، واحدهای اندازه گیری اینرسی ۱۲ شتاب سنجه به طور کلی بر اساس یک طرح مکعب گونه و با جایگیری های متنوع شتاب سنج ها توسعه پیدا کردند[۷]، [۸] و [۹]. مرجع [۱۰] با پیاده سازی فیلتر کالمن بی ریشه بر روی طرح ۱۲ شتاب سنجه یک تخمین مقاوم در برابر اغتشاشات ارائه می کند. مرجع [۱۱] با استفاده از فیلتر کالمن محدود شده^۴ برای طرح ۱۲ شتاب سنجه، تخمین سرعت زاویه ای را نسبت به فیلتر کالمن غیر محدود شده بهبود بخشیده است. مرجع [۱۲] به مقایسه ۴ پیکربندی مختلف ۱۲ شتاب سنجه پرداخته است و برای هریک تحلیل خطای خروجی حسگر و همچنین تحلیل خطا برای شتاب خطی، شتاب زاویه ای و سرعت زاویه ای هر سه محور ارائه داده است و برای تخمین هر یک از ۹ حالت، پیکربندی مناسب تر را تعیین نموده است.

مرجع [۱۳] یک طرح استوانهای ۱۶ شتاب سنجه ارائه داده است که شامل ۸ شتاب سنج دومحوره می شود که در سطح خارجی یک استوانه فرضی قرار گرفته اند. خطای ناشی از اتصالات و نصب حسگرها در جایگیری استوانهای نسبت به پیکربندی مکعب گونه کمتر است و ممچنین در مقایسه با طرح های ۱۲ شتاب سنجه، برای این طرح خطای کمتری در این مرجع گزارش شده است. پیکربندی های ۱۲ و ۱۶ شتاب سنجه دقت محاسبه سرعت زاویه ای را به طور مؤثری افزایش می دهد. با این وجود استفاده از تعداد حسگرهای بیشتر اشکالاتی نیز دارد؛ افزایش هزینه ها و مشکلات نصب از آن جمله است.

در حالت کلی سرعت زاویهای فراز و سمت مقادیر پایینی دارند به طوری که با دقت قابل قبولی قابل اندازه گیری به وسیله ژیروسکوپها هستند. در واقع با استفاده از ژیروسکوپها برای کمک به واحدهای اندازه گیری اینرسی بدون ژیروسکوپ میتوان به نتایج بسیار خوبی

¹ Inertial Navigation System

² Micro-Electro-Mechanical Systems

³ Gyro-Free Inertial Navigation System

⁴ Constrained Kalman Filter

دست یافت و دقت تضمین خواهد شد، همچنین مقدار محاسبات کاهش پیدا خواهد کرد. مرجع [۱۴] یک پیکربندی شامل ۴ شتابسنج و دو ژیروسکوپ را پیشنهاد داده است. در این حالت با اینکه تعداد کمتری حسگر استفاده شده است ولی علامت سرعت زاویهای مشخص نیست. مرجع [۱۵] پیکربندی های ۴، ۵ و ۷ شتاب سنجه به همراه دو ژیروسکوپ را پیشنهاد داده است که برای حالتهای ۴ و ۵ شتاب سنجه علامت سرعت زاویهای غلت همچنان قابل تعیین نیست. مرجع [۱۴] با استفاده از ۵ شتابسنج و دو ژیروسکوپ روشی ارائه داده است که قادر به اندازه گیری سرعت زاویه ای غلت با علامت است. فعالیت های انجام شده در این زمینه تاکنون بیشتر جنبه تحقیقاتی و شبیهسازی داشتهاند و مقالات کمتری به پیادهسازی عملی روی آوردهاند. مرجع [۹] به پیادهسازی پیکربندی ۱۲ شتابسنجه پرداخته است که سرعت مرجع برای چرخش غلت، ۳۰۰ درجه بر ثانیه و به صورت متناوب سینوسی است که خطای زاویهی به دست آمده در طی ۱۵ ثانیه بیشتر از ۲۰ درجه است. مرجع [۱۷] پیکربندی ۶ شتابسنجه را پیادهسازی کرده است. آزمایش انجام گرفته در طی ۴ ثانیه است و سرعت از صفر شروع و تا ۸۰۰ درجه بر ثانیه افزایش می یابد که خطای زیادی برای سرعت زاویه ای و زاویه به دست آمده است. مرجع [۱۸] با استفاده از دو شتابسنج و استفاده از یک موتور الکتریکی، سرعت زاویهای را تخمین زده است. سرعتی که در این مقاله مورد آزمایش قرار گرفته است ۳۰ درجه بر ثانیه که به صورت سینوسی و در طی ۴ ثانیه است و خطای سرعت زاویهای ۵ درجه بر ثانیه است. خطای زاویه ای در این مرجع ارائه نشده است.

در این مقاله با استفاده از روش های تخمین، زاویه و سرعت زاویهای کانال غلت با استفاده از دو شتابسنج ارزان قیمت، تخمین زده می شود. از دو تخمينگر فيلتر كالمن تعميم يافته و فيلتر كالمن تعميم يافته تطبيقي برای تخمین سرعت زاویهای استفاده شده است. سرعت کانال غلت در این آزمایش بیشتر از ۲۰۰۰ درجه بر ثانیه و مدت زمان آزمایش نیز ۳۰ ثانیه برای سناریوی سرعت ثابت و ۶۰ ثانیه برای سناریوی سرعت متغیر در نظر گرفته شده است که سرعت و مدت زمان آزمایش بیشتر از کارهای انجام گرفته تا به حال است. برای شبیهسازی حرکت غلت پرتابه در این مقاله از یک موتور الکتریکی استفاده شده است. در حالتهای ناهمزمان نتایج ۱۰ نمونه آزمایش و در حالتهای همزمان نتایج ۵ نمونه آزمایش آورده شده است تا بتوان در مورد تکرارپذیری نتایج نیز بحث کرد. برای هر آزمایش نتایج با ۴ معیار بیشنیه خطای زاویهای، بیشنیه خطای سرعت زاویهای، RMSE خطای زاویهای و RMSE خطای سرعت زاویهای و در سه حالت خروجی حسگر مشاهده، تخمینگر فیلتر کالمن تعميم يافته و تخمينگر فيلتر كالمن تعميم يافته تطبيقي ارائه ميشود. نتايج این سه خروجی برای آزمایشهای متعدد با هم مقایسه میشود که نهایتا نشان دهنده عملكرد بهتر فيلتر كالمن تعميم يافته تطبيقي است.

مقاله به صورت زیر سازماندهی شده است: در بخش ۲ نحوه اندازه گیری سرعت زاویهای با استفاده از شتابسنجها، نحوه ادغام

دادهها، فیلترکالمن تعمیمیافته و تطبیقی تشریح شده است. در بخش ۳، نحوه پیادهسازی سخت افزاری الگوریتم و قطعات استفادهشده تشریح میشود. در بخش ۴، نتایج پیادهسازی در دو بخش سرعت ثابت و متغیر و در دو حالت همزمان و ناهمزمان ارائه شده است. نهایتاً در بخش م جمعبندی و نتایج تحقیق توضیح داده شده است.

۲- اندازه گیری و تخمین سرعت زاویه ای با استفاده از شتاب سنج ها

در این قسمت ابتدا الگوریتم اندازه گیری سرعت زاویهای با استفاده از شتابسنجها بیان میشود. سپس به بیان و تشریح تلفیق دادهها به وسیله فیلترهای کالمن تعمیمیافته و تعمیمیافته تطبیقی پرداخته خواهد شد.

۲-۱- الگوریتم اندازه گیری سرعت زاویه ای با استفاده از شتاب سنجها

الگوریتم ارائه شده در [۱۶] از ۵ شتابسنج به همراه دو جایرو استفاده کرده است. محورهای مختصات مورد نظر بر روی پرتابه به صورت شکل (۲) است:



شکل۲ : نحوه قرار گیری دستگاه مختصات بر بدنه

در واقعیت، سرعت زاویه ای فراز (حول محور Y) و سمت (حول محور Z) مقادیر پایینی دارند و از طریق ژیروسکوپ با دقت مناسبی اندازه گیری می شوند ولی سرعت زاویه ای غلت (حول محور X) مقادیر بالایی دارد و با استفاده از شتاب سنجها و از طریق تخمینگر فیلتر کالمن تعمیم یافته و تطبیقی محاسبه خواهد شد. رابطه کلی خروجی یک شتاب سنج با سرعت و شتاب زاویه ای مبدأ مختصات جسم به صورت رابطه (۱) است.

$$F = \left[\begin{bmatrix} r_{y}\omega_{x}\omega_{y} + r_{z}\omega_{x}\omega_{z} - r_{x}\omega_{z}^{2} - r_{x}\omega_{y}^{2} \\ r_{z}\omega_{z}\omega_{y} + r_{x}\omega_{x}\omega_{y} - r_{y}\omega_{z}^{2} - r_{y}\omega_{x}^{2} \\ r_{y}\omega_{y}\omega_{z} + r_{x}\omega_{x}\omega_{z} - r_{z}\omega_{y}^{2} - r_{z}\omega_{x}^{2} \end{bmatrix}^{T} + \left[A_{x} \\ A_{y} \\ A_{z} \end{bmatrix}^{T} + \left[r_{z}\dot{\omega}_{y} - r_{y}\dot{\omega}_{z} \\ r_{y}\dot{\omega}_{x} - r_{z}\dot{\omega}_{x} \\ r_{y}\dot{\omega}_{x} - r_{z}\dot{\omega}_{x} \end{bmatrix}^{T} \right] \left[\cos(\theta_{x}) \\ \cos(\theta_{z}) \end{bmatrix}$$

$$(1)$$

در رابطه (۱) ، F خروجی شتاب سنجی است که با محور x دارای $heta_y$ فاصله r_y و زاویه $heta_y$ ، با محور y دارای فاصله r_y و زاویه $heta_y$ و

همچنین با محور z دارای فاصله r_z و زاویه $heta_z$ است. بردار y، x شتاب خطی در مرکز جسم در جهت های $\begin{bmatrix} A_x & A_y & A_z \end{bmatrix}^T$ و z است که برای اندازه گیری هر کدام به یک شتاب سنج نیاز است. سرعت های زاویه ای جسم و $\left(\dot{\omega}_x,\dot{\omega}_y,\dot{\omega}_z\right)$ شتاب $\left(\omega_x,\omega_y,\omega_z\right)$ زاویهای جسم است.

در رابطه (۱)، ۹ مجهول وجود دارد که ۳ مجهول مربوط به شتاب خطی در مرکز جسم است که توسط یک شتابسنج سه محوره که در مرکز جسم قرار می گیرد، اندازه گیری می شود. از ۶ مجهول دیگر، ۴ عدد مربوط به شتاب و سرعت زاویهای حول محورهای y, z است که سرعت زاویهای این دو محور از طریق ژیروسکوپ اندازه گیری می شود ولى بايد شتاب زاويهاى حول اين دو محور به گونهاى از معادلات حذف شود. برای اندازه گیری شتاب و سرعت زاویهای حول محور x باید از دو شتابسنج دیگر استفاده شود که در مجموع نیاز به دو ژیروسکوپ و F_{3} و F_{1}, F_{2} و F_{1}, F_{2} ه شتاب سنج مرکزی F_{1}, F_{2} و برای اندازه گیری شتاب خطی در مرکز جسم و ۲ ژیروسکوپ g_1, g_2 برای اندازه گیری سرعت زاویه ای حول محورهای y, z ، در شکل (۳) مشخص است.



شکل۳: نحوه قرارگیری شتابسنجها و ژیروسکوپها در مرکز

دو شتاب سنج باقی مانده باید در مکانی قرار بگیرنـد کـه بـه شـتاب و سرعت زاویه ای حول محور x وابسته باشد و همچنین رابطه ای با شتاب زاویهای حول محورهای ۲,۶ نداشته باشد. برای تحقق این امر و با توجه به رابطه (۱) باید شرایط رابطه (۲) بر آورد شود:

(٢) $r_{\rm r} = 0, \theta_{\rm r} = 90^{\circ}$

به عبارتی باید این دو شتابسنج در صفحه zoy قرار بگیرد که یکی از جایگیری های به دست آمده به صورت شکل (۴) است.

در شکل (۴)، F_4 حسگر شتاب سنج تعبیه شده برای اندازه گیری مجذور سرعت زاویه ای غلت که دارای فاصله d_1 از مرکز و F_5 حسگر شتاب سنج برای اندازه گیری شتاب زاویه ای که دارای فاصله d_2 از مرکز است. خروجی شتاب سنجهای F_1, F_2, F_3, F_4 و F_5 با استفاده از رابطه (۱) و همچنین زوایای قرارگیری مشخص در شکل (۴) در رابطه (۳) نشان داده شده است:



$$\begin{split} F_{1} &= A_{x}, F_{2} = A_{y}, F_{3} = A_{z}, \\ F_{4} &= A_{z} - d_{1}g_{1}^{2} - d_{1}\omega_{x}^{2}, \end{split} \tag{(4)} \\ F_{5} &= A_{z} + d_{2}g_{1}g_{2} + d_{2}\dot{\omega}_{x} \\ clear constant cons$$

$$\dot{\omega}_{x} = \frac{F_{5} - F_{3}}{d_{2}} - g_{1}g_{2} \tag{(f)}$$

$$\omega_x^2 = \frac{F_3 - F_4}{d_1} - g_1^2 \tag{(a)}$$

فرم گسسته روابط (۴ و ۵) در روابط (۶ و ۷) نشان داده شده است:

$$x_{k} = x_{k-1} + Tu_{k-1} + \frac{T}{d_{2}} (\Delta F_{3} - \Delta F_{5})$$
(9)

$$y_k = h(x_k) + \frac{\Delta F_3 - \Delta F_4}{d_1} \tag{V}$$

ثابت زمانی نمونهبرداری، ΔF_i واریانس نویز حسگرها هستند و Tدیگر پارامترها در روابط (۸–۱۰) تعریف شدهاند:

$$x_k = \omega_x(k) \tag{(A)}$$

$$u_{k-1} = \frac{F_5 - F_3}{d_2} - g_1 g_2 \tag{9}$$

$$h(x_k) = x_k^2 = \frac{F_3 - F_4}{d_1} - g_1^2$$
 (1.)

در رابطه (۸)، سرعت زاویهای غلت به عنوان حالت سیستم تعریف می شود. در رابطه (۹) ورودی معادله سیستم و در رابطه (۱۰) نحوه ارتباط خروجی حسگرها و تابع مشاهده نشان داده شده است.

۲-۲- تلفيق خروجي شتابسنجها

در یک سیستم صنعتی ممکن است تعداد زیادی حسگر که در سطوح مختلف عملياتي قرار دارند و داراي مشخصات دقت و قابليت اطمينان مختلف باشند، وجود داشته باشد. براي تركيب و تلفيق اين

حسگرهای متنوع، فیلتر کالمن (KF)^۱ یکی از مهم ترین راه حل های پیشنهاد شده برای سیستمهای خطی است. در سیستمهای غیرخطی، فیلتر کالمن تعمیم یافته (EKF)^۲ استفاده می شود که از سری اول تیلور برای انتقال سیستم غیرخطی به سیستم خطی استفاده می کند و فیلتر کالمن را به صورت گسترده در سیستم غیرخطی مورد استفاده قرار می دهد. همگرایی الگوریتم تخمین در فیلتر کالمن، ارتباط نز دیک با کیفیت آماری نویز واگرایی فیلتر کالمن شود همچنین فیلتر کالمن به راحتی توسط خطاهای محاسبه نشده مانند بایاس عیب ناشناخته، دینامیک مدل نشده و یا یک مسئله می توان از روش های تطبیقی استفاده نمود. در این بخش ابتدا معادلات فیلتر کالمن تعمیم یافته و در ادامه معادلات فیلتر کالمن تعمیم یافته تطبیقی (AEKF)^۳ تشریح خواهد شد. یک فر آیند غیرخطی کنترل شده زمان گسسته توسط رابطه (۱۱) بیان می شود[۱۹]:

$$\begin{cases} x_k = f_{k-1}(x_{k-1}, u_{k-1}) + w_{k-1} \\ y_k = h_k(x_k) + v_k \end{cases}$$
(11)

در رابطه (۱۱)، W_{k-1} نویز سیستم و v_k نویز حسگر مشاهده است که به صورت نویز سفید و از هم مستقل هستند و مقادیر واریانس آنها به صورت $W_k = (0, Q_k), v_k = (0, R_k)$ است. مرحله پیشبین فیلتر کالمن به صورت رابطه (۱۲) است:

$$\begin{cases} \hat{x}_{k}^{-} = f_{k}(\hat{x}_{k-1}^{+}, u_{k-1}, 0) \\ P_{k}^{-} = J_{k-1}P_{k-1}^{+}J_{k-1}^{T} + L_{k-1}Q(k)L_{k-1}^{T} \end{cases}$$
(1)

ج در (۱۲) کوواریانس نویز پیش بین نام دارد و مرحله بعدی، P_k^- مرحله بعدی، مرحله تخمین نام دارد که روابط آن در (۱۳) آورده شده است:

$$\begin{cases} K_{k} = P_{k}^{-} H_{k}^{T} [H_{k} P_{k}^{-} H_{k}^{T} + V_{k} R_{k} V_{k}^{T}]^{-1} \\ \hat{x}_{k}^{+} = \hat{x}_{k}^{-} + K_{k} [y_{k} - h_{k} (\hat{x}_{k}^{-}, 0)] \\ P_{k}^{+} = [I - K_{k} H_{k}] P_{k}^{-} \end{cases}$$

$$(17)$$

در رابطه (۱۳) K_k بهره کالمن، \hat{x}_k^+ تخمین حالت و P_k^+ کوواریانس نویز تخمین در زمان k نام دارند. پارامترهای P_k^+ کوV ، V ، V ، V ، Lرابطه (۱۴) تعریف شدهاند:

$$\begin{cases} J_{k-1} = \frac{\partial f_{k-1}}{\partial x} \big|_{\hat{x}_{k-1}^{+}}, L_{k-1} = \frac{\partial f_{k-1}}{\partial w} \big|_{\hat{x}_{k-1}^{+}} \\ H_{k} = \frac{\partial h_{k}}{\partial x} \big|_{\hat{x}_{k}^{-}}, V_{k} = \frac{\partial h_{k-1}}{\partial v} \big|_{\hat{x}_{k}^{-}} \end{cases}$$
(14)
$$H_{k} = \frac{\partial h_{k}}{\partial x} |_{\hat{x}_{k}^{-}}, K_{k} = \frac{\partial h_{k-1}}{\partial v} |_{\hat{x}_{k}^{-}} \end{cases}$$

حالیکه در عمل مقادیر R,Q در بیشتر موارد در ابتدا تخمین زده می شوند

¹ Kalman Filter

² Extended Kalman Filter

³ Adaptive Extended Kalman Filter

و یا به طور کلی ناشناس هستند. در فیلتر کالمن تطبیقی، C_k (۱۵) کوواریانس خطای تخمین نامیده می شود که به صورت رابطه (۱۵) تعریف می شود:

$$C_k = E[\eta_k \eta_k^T] = H_k P_k^- H_k^T + V_k R_k V_k^T$$
(10)

در رابطه (۱۵) (($\hat{x}_{k}^{-}, 0$) است. کوواریانس خطای تخمین اثرات هر خطای محاسبه نشده را نشان می دهد، زیرا عوامل ایجاد خطا به طور مستقیم در محاسبات کوواریانس خطای تخمین تأثیر می گذارند[۲۰]. به عنوان یک نتیجه، تغییر کوواریانس خطای تخمین را می توان برای فیلتر تطبیقی استفاده کرد[۲۰]. تغییر کوواریانس خطای تخمین را می توان به صورت رابطه (۱۶) تقریب زد:

$$\bar{C}_{k} = \frac{1}{M-1} \sum_{i=k-M+1}^{k} \eta_{i} \eta_{i}^{T}$$
(19)

در رابطـه (۱۶)، M انـدازه پنجـره نـام دارد. رابطـه بـین \overline{C}_k, C_k بـه مورت \overline{C}_k, C_k است و مقدار اسکالر α_k از رابطه (۱۷) به دست می آید:

$$\alpha_k = \max\{1, \frac{1}{m} tr(\overline{C}_k C_k^{-1})\}$$
(1V)

m در رابطه (۱۷) اندازه بردار مشاهده است. زمانی که C_k به دلیل خطاهای محاسبه نشده افزایش مییابد، به وسیله \overline{C}_k ، کوواریانس خطای تخمین درست تقریب زده میشود. روابط (۱۸–۲۲) را به طور خلاصه برای هر دو حالت خطای معادلات دینامیکی و مشاهده میتوان نوشت:

$$\hat{x}_{k}^{-} = f_{k}(\hat{x}_{k-1}^{+}, u_{k-1}, 0)$$

$$\bar{P}^{-} = \lambda_{k} \left[I_{k} - \bar{P}^{+} J_{k}^{T} + I_{k} - O(k) I_{k}^{T} \right]$$
(1A)

$$P_{k} = \lambda_{k} [J_{k-1} P_{k-1} J_{k-1} + L_{k-1} Q(k) L_{k-1}]$$
(19)

$$\overline{K}_{k} = \frac{\lambda_{k}}{\alpha_{k}} \overline{P}_{k}^{-} H_{k}^{T} [H_{k} \overline{P}_{k}^{-} H_{k}^{T} + V_{k} R_{k} V_{k}^{T}]^{-1}$$

$$(\mathbf{Y} \cdot)$$

$$\overline{P}_{k}^{+} = (1 - \overline{K}_{k}H_{k})\overline{P}_{k}^{-} \tag{(Y1)}$$

$$\hat{x}_{k}^{+} = \hat{x}_{k}^{-} + \bar{K}_{k} [y_{k} - h_{k}(\hat{x}_{k}^{-}, 0)]$$
(YY)

 λ_k در رابطه (۱۹) ضریب فراموشی نامیده می شود و $1 \leq \lambda_k$ است که در حالت عدم شناخت دقیق معادلات مشاهده مقدار ضریب فراموشی برابر یک ($1 = \lambda_k$) در نظر گرفته می شود زیرا در این حالت فرض بر درست بودن معادلات سیستم است و در حالت عدم شناخت دقیق معادلات سیستم، ضریب فراموشی به صورت تقریبی از رابطه (۲۳) به دست می آید:

$$\lambda_k \approx \frac{tr(\alpha_k H_k P_k^- H_k^T + (\alpha_k - 1)V_k R_k V_k^T)}{tr(H_k P_k^- H_k^T)}$$
(YY)

پارامترهای فیلتر کالمن تعمیم یافته و تطبیقی برای معادلات به دست

آمده سرعت زاویهای غلت، در روابط (۲۴ و ۲۵) مشخص است[۱۶]:

$$\begin{cases} J_k = 1, L_k = 1 \\ H_k = 2\hat{x}_k^-, V_k = 1 \end{cases} \tag{14}$$

Journal of Control, Vol. 13 No. 2, Summer 2019

٧١

(20)

$$Q_{k} = \frac{1}{d_{2}^{2}}(D_{3} + D_{5})$$
$$R_{k} = \frac{1}{d_{1}^{2}}(D_{3} + D_{4})$$

از آنجا که g_1, g_2 (خروجی ژیروسکوپها) دارای مقادیر کوچکی هستند و مقدار نویز آنها نیز در مقابل مقادیر نویز شتاب سنجهای F_4 ، F_5 و F_4 ، ناچیز است، پس می توان در روابط (۲۵) از تأثیر نویز ژیروسکوپها صرف نظر کرد و D_i نیز واریانس نویز شتاب سنج *i* ام است.

۳- پیادہسازی سختافزاری

در پیادهسازی عملی ساختار معرفی شده، با توجه به اینکه در این پژوهش فقط از یک موتور استفاده شده است، سرعت زاویهای سمت و فراز وجود نخواهد داشت، به این معنی که نیازی به g_1, g_2 نیست و همچنین به دلیل اینکه موتور بدون حرکت و در مکانی ثابت شده است پس شتاب خطی در مرکز چرخش وجود ندارد، به این معنی که نیازی به حسگرهای F_1, F_2, F_3 نیست و معادلات (۴ و ۵) به صورت رابطه (۲۶) ساده خواهد شد:

$$\begin{split} \dot{\omega}_{x} &= \frac{F_{5} + \Delta F_{5}}{d_{2}} \\ \omega_{x}^{2} &= \frac{-F_{4} + \Delta F_{4}}{d_{1}} \end{split} \tag{Y9}$$

در رابطه (۲۶) ΔF_5 نویز و خطای حسگر F_5 است و همچنین ΔF_5 نویز و خطای حسگر ΔF_5 است. با توجه به رابطه (۲۶) پارامترهای ΔF_4 نویز و خطای حسگر F_4 است. با توجه به رابطه (۲۶) پارامترهای فیلتر کالمن به صورت $\frac{F_5}{d_2} = \frac{F_5}{d_1}$ ، $u_{k-1} = \frac{F_5}{d_2}$, $R_k = \frac{D_4}{d_1^2}$ $p_k = \frac{D_5}{d_2^2}$, $R_k = \frac{D_4}{d_1^2}$ در (۲۶) فقط به دو حسگر نیاز است که یکی متناسب با مجذور سرعت زاویهای و دیگری متناسب با شتاب زاویهای است. حسگری که متناسب با شتاب است در راستای عمود بر شعاع است و حسگری که متناسب با مجذور سرعت زاویهای است در راستای شعاع قرار می گیرد.

۳-۱- معرفی سختافزار استفاده شده

برای پیادهسازی الگوریتم ارائه شده به صورت عملی، از سختافزارهای زیر استفاده شده است:

۱- از شتابسنج ADXL345 استفاده شده است. این حسگر سه محوره دارای محدوده ۱۶g است و خروجی آن به صورت دیجیتال است. خروجی حسگر با استفاده از حلقههای لغزنده^۱ به پردازنده منتقل میشود. حلقههای لغزنده یک وسیله الکترومکانیکی است که امکان انتقال سیگنالهای برق و انرژی را از یک ساختار ایستا به چرخشی و

¹ Slip Ring

بالعکس فراهم میکند. حلقههای لغزنده میتواند در هر سیستم الکترومکانیکی مورد استفاده قرار گیرد که در هنگام انتقال قدرت یا سیگنال نیاز به چرخش دارد. استفاده از حسگر آنالوگ به علت اعمال نویز از طریق حلقههای لغزنده توصیه نمیشود. همچنین این حسگر توانایی به هنگام کردن داده را تا سرعت ۱/۶ مگاهرتز دارد. پروتکل ارتباطی این حسگر نیز به صورت SPI است.

۲- موتوری که برای شبیهسازی حرکت غلت در پیادهسازی انتخاب شده است دارای حلقههای لغزنده و انکودر است که موتور به کار گرفته شده به همراه اتصالات و حسگرها در شکل (۵) نشان داده شده است.





شکل۵: موتور استفاده شده برای شبیهسازی حرکت غلت پرتابه

۳- از پردازنده Arduinomega 2560 استفاده شده است. برد ۳- از پردازنده SPI محامرت بردازش تا ۱۶ مگاهرتز است که برای حل معادلات تخمین مناسب است. همچنین به راحتی میتوان از طریق ارتباط SPI خروجی حسگر را قرائت کرد.

۳-۲- بررسی فاصله قرارگیری شتابسنجها از مرکز دوران

طبق رابطه (۲۶) خروجی حسگرهای F₄, F₅ با فاصله قرارگیری آنها از مرکز چرخش نسبت مستقیم دارد. به عبارتی هرچه فاصله این دو حسگر از مرکز چرخش بیشتر باشد خروجی حسگر بزرگ تر خواهد بود. اگر خروجی حسگر از محدوده اندازه گیری حسگر که برابر ۱۶g است بزرگتر نشود، طبق کاتالوگ این حسگر مقدار واریانس نویز و خطا (ΔF₅, ΔF₄) نیز تغییر نخواهد کرد. با ثابت ماندن سرعت زاویهای و شتاب زاویهای با افزایش فاصله حسگرها از مرکز چرخش، مقدار نویز و

خطای سرعت زاویهای و شتاب زاویهای ($\Delta \dot{\omega}_x, \Delta \omega_x^2$) اندازه گیری شده طبق رابطه (۲۷) کاهش پیدا می کند:

(77)

$$\begin{cases} \dot{\omega}_x = \frac{F_5}{d_2} + \frac{\Delta F_5}{d_2} \Longrightarrow \Delta \dot{\omega}_x = \frac{\Delta F_5}{d_2} \Longrightarrow d_2 \uparrow \Longrightarrow \Delta \dot{\omega}_x \downarrow \\ \omega_x^2 = \frac{-F_4}{d_1} + \frac{\Delta F_4}{d_1} \Longrightarrow \Delta \omega_x^2 = \frac{\Delta F_4}{d_1} \Longrightarrow d_1 \uparrow \Longrightarrow \Delta \omega_x^2 \downarrow \end{cases}$$

با توجه به سرعت موتور که در محدوده ۲۰۰۰ درجه بر ثانیه است، اگر حسگر F_4 در فاصله ۱۳ سانتی متری قرار بگیرد خروجی حسگر F_4 در فاصله ۱۳ سانتی متری قرار بگیرد خروجی حسگر فاصله ۱۰ سانتی متری قرار می گیرد. اگر فرض شود که سرعت زاویه ای موتور در عرض ۲.۰ ثانیه از صفر تا ۲۰۰۰ درجه بر ثانیه برسد و خروجی حسگر F_5 بیشترین مقدارش که عدد ۱۶g است، را نشان دهد آنگاه حسگر F_5 حداکثر در فاصله ۰.۹ متری می تواند قرار بگیرد که با توجه به محدودیت فضا این حسگر در فاصله ۵.۹ متری قرار داده شد.

۳-۳- مراحل پیادہسازی

در پیادهسازی عملی از دو حسگر ADXL345 استفاده میشود که یک حسگر در راستای شعاع(حسگر F_4) در فاصله ۱۰ سانتیمتری از مرکز قرار میگیرد و حسگر دیگر در راستای عمود بر شعاع(حسگر F_5) و در فاصله ۵۰ سانتیمتری از مرکز قرار میگیرد.

مراحل کلی پیادهسازی در حالت ناهمزمان به این صورت است که با چرخش موتور اطلاعات حسگرها توسط حلقههای لغزنده و با استفاده از پروتکل ارتباطی SPI به پردازنده منتقل می شود و اطلاعات حسگرها پس از پردازش لازم توسط پردازنده با استفاده از کابل USB به رایانه منتقل می شود. در رایانه با استفاده از نرمافزار Realterm دادهها ذخیره میشوند و سپس فیلترهای کالمن بیان شده بر روی دادهها در نرمافزار متلب اجرا می شود. در حالت همزمان فیلترهای کالمن و تخمین سرعت زاویهای نیز توسط پردازنده انجام می گیرد و خروجی پردازنده، خطای سرعت زاویهای مشاهده، خطای سرعت زاویهای تخمین فیلتر کالمن و خطای سرعت زاویهای تخمین فیلتر کالمن تطبیقی است که از طریق نرمافزار Realterm این اطلاعات ذخیره می شود و توسط نرمافزار متلب تحليل خطا صورت مى گيرد. الگوريتم كلى ذخيرهسازى اطلاعات حسگرها در شکل (۶) و در ۴ قسمت قابل مشاهده است. در قسمت ۱ نحوه جای گیری حسگرها بر روی موتور، در قسمت ۲ خروجی حلقههای لغزنده ، در قسمت ۳ يردازنده و در قسمت ۴ ضبط اطلاعات توسط رايانه نشان داده شده است:









شکل۶: مراحل ذخیرهسازی اطلاعات در لپتاپ

٤- نتایج پیادهسازی الگوریتم ارائه شده در آزمایشگاه

پیادهسازی در دو سناریوی سرعت ثابت و متغیر و در دو حالت همزمان و ناهمزمان انجام گرفته است که در هر سناریو از دو فیلتر کالمن تعمیم یافته و تعمیم یافته تطبیقی استفاده شده است که نتایج آن در ادامه بیان و با هم مقایسه میشود.همچنین مقادیر پارامترها و شرایط آزمایشگاهی در جدول (۱) قابل مشاهده است(نحوه تعیین مقادیر برخی از پارامترها در ادامه توضیح داده میشود):

٤-۱- سناریوی سرعت ثابت

در این سناریو، سرعت موتور ثابت است و برابر ۲۰۲۰ درجه بر ثانیه تنظیم میشود که دارای نوسان چند درجه بر ثانیهای نیز خواهد بود. کل زمان نمونهبرداری برابر ۳۰ ثانیه و ثابت زمانی نمونهبرداری نیز ۴ میلی ثانیه

است. مقدار اولیه تخمین برابر با مقدار اولیه اندازه گیری قرار داده می شود. مقدار *M* در فیلتر کالمن تعمیم یافته تطبیقی برابر ۵ در نظر گرفته می شود و هم چنین با توجه به ثابت بودن سرعت فرض بر این است که معادلات مشاهده به صورت دقیق قابل دسترسی نیست. در ادامه نحوه تعیین پارامترهای R,Q تشریح خواهد شد.

	جدول(۱): مفادیر عددی پارامترها	-
پارامتر	توضيحات	مقدار و واحد
d_1	فاصله شتاب سنج F_4 از مرکز	10 <i>cm</i>
d_2	فاصله شتاب سنج F_5 از مرکز	50 <i>cm</i>
t	مدت زمان آزمایش	
	سناريوي سرعت ثابت	30 <i>s</i>
	سناريوي سرعت متغير	60 <i>s</i>
Т	ثابت زماني نمونه بردراي	4 <i>ms</i>
ω_{x}	محدوده سرعت	
	سناريوي سرعت ثابت	2000 -
		2050 deg/ s
	سناريوي سرعت متغير	1500 -
		2100 deg/ s
R	مقدار واريانس نويز مشاهده	
	سناريوي سرعت ثابت	$80(1/s^2)^2$
	سناريوي سرعت متغير	$40(1/s^2)^2$
Q	مقدار واريانس نويز سيستم	
	سناريوي سرعت ثابت	$0.5(1/s^2)^2$
	سناريوي سرعت متغير	$12(1/s^2)^2$

در سناریوی سرعت R,Q در سناریوی سرعت R,Q ثابت

نحوه تعیین پارامترهای R.Q در رابطه (۲۵) بیان شده است و در این قسمت هدف تعیین بیشینه واریانس نویز حسگرها است. اگر مقادیر ماتریسهای کوواریانس R.Q کمی از مقدار واقعی آنها بزرگ تر در نظر گرفته شوند تخمین میتواند عملکرد مناسبی داشته باشد [۲۱ و ۲۲]. به همین دلیل مقادیر بیشینه برای واریانس نویز حسگرها در نظر گرفته میشوند. با توجه به ۱۰ آزمایش انجام شده، مقادیر R,Q تعیین میشوند. برای تعیین واریانس نویز حسگر F_4 با استفاده از رابطه (۲۶)، رابطه (۲۸) به دست میآید:

$$\begin{split} D_4 &= \mathrm{var}(d_1.\omega^2 + F_4) \quad (\mathbf{YA}) \\ \text{ cr} & \text{$$

که بیشینه مقدار واریانس نویز حسگر F_4 کمتر از $(m/s^2)^2$ است که برای اطمینان این مقدار برابر $(m/s^2)^2 \wedge (m/s^2)$ در نظر گرفته می شود و همچنین مقدار R نیز با توجه به رابطه (۲۵) برابر مقدار رابطه (۲۹) است:



برای تعیین واریانس نویز حسگر F_5 با استفاده از رابطه (۲۶) رابطه (۳۰) به دست می آید:

$$D_5 = \operatorname{var}(\frac{d_2}{T}\dot{\omega} + F_5) \tag{(7.)}$$

در رابطه (۳۰)، d_2 برابر ۲/۵ متر است. با استفاده از ۱۰ نمونه داده ۶۰ ثانیهای (که هر نمونه داده ۶۰ ثانیهای شامل ۱۵۰۰ داده است)، نتیجه برای D_5 در شکل (۸) مشخص است.



از شکل (۸) می توان نتیجه گرفت که بیشینه مقدار واریانس نویز حسگر F₅ کمتر از ²(*m*/s²) ۱۰/۰۸ است که برای اطمینان، این مقدار برابر ²(m/s²) ۱۰/۰۲ در نظر گرفته می شود و همچنین مقدار *Q* نیز با توجه به رابطه (۲۵) برابر مقدار رابطه (۳۱) خواهد شد:

$$Q = \frac{D_5}{d_2^2} \xrightarrow{d_2 = 0.5} Q = \frac{0.12(m/s^2)^2}{0.25(m)^2}$$
$$\approx 0.5(1/s^2)^2$$
(T1)

۲-۱-٤ نتایج پیادهسازی سناریوی سرعت ثابت، حالت ناهمزمان

نتیجه تخمین سرعت زاویهای برای یک آزمایش ۳۰ ثانیهای به صورت شکل(۹) است. همانگونه که در این شکل مشخص است عملکرد فیلتر AEKF بهتر از EKF است.



با توجه به اینکه نویز حسگرها زیاد است، از این رو تکرارپذیری نتایج، امری مهم است. به همین دلیل در این مقاله ۱۰ نمونه آزمایش ۳۰ ثانیهای انجام شده است. برای مقایسه بین روشها ۴ معیار بیشینه اندازه خطای زاویه، RMSE خطای زاویه، بیشینه اندازه خطای سرعت زاویهای و RMSE خطای سرعت زاویهای مورد بحث قرار گرفته است که نتایج مقایسه بین ۱۰ آزمایش در ۴ نمودار (۱۰، ۱۱، ۱۲ و ۱۳) نشان داده شده است.

در شکل (۱۰ و ۱۱) تحلیل خطای زاویه ای آورده شده است. در شکل (۱۰) بیشینه اندازه خطای زاویه و در شکل (۱۱)، RMSE خطای زاویه برای دو روش AEKF، EKF و همچنین مشاهده ارائه شده است. با توجه به نتایج، در بعضی آزمایش ها مشاهده نتیجه بهتری دارد و برای بعضی دیگر تخمین AEKF و AEKF نتیجه بهتری می دهد. بزرگترین بیشنیه خطای زاویه ای برای AEKF برابر ۳ درجه است که نسبت به دو روش دیگر بهتر است و بیشینه AEKF خطای زاویه ای مشاهده، از ۲ روش دیگر بهتر است و بیشینه عطای زاویه ای مشاهده، از ۲ روش دیگر نتیجه می شود. در آزمایش انجام گرفته ۷ آزمایش بیشنیه خطای زاویه ای بهتر و ۸ آزمایش RMSE خطای زاویه ای بهتری نسبت به دو روش دیگر نتیجه می شود. در زاویه ای بهتر نتیجه می شود. پس به طور کلی از ۱۰ آزمایش ممکن، زاویه ای بهتری نسبت به مشاهده دارند. پس تخمین بهتر از مشاهده عمل کرده است و تخمینگر مشاهده دارند. پس تخمین بهتر از مشاهده عمل کرده است و تخمینگر مشاهده دارند. پس تخمین بهتر از مشاهده عمل کرده است و تخمینگر



شکل ۱۰ : بیشنیه خطای زاویه سناریوی سرعت ثابت برای ۱۰ نمونه

داده، حالت ناهمزمان



شکل RMSE : ۱۱ خطای زاویه سناریوی سرعت ثابت برای ۱۰

نمونه داده، حالت ناهمزمان



سناريوي سرعت ثابت، حالت ناهمزمان



در نمودارهای(۱۲ و ۱۳) نتایج خطای سرعت زاویهای در سناریوی سرعت ثابت حالت ناهمزمان آورده شده است. در شکل (۱۲) بیشینه اندازه خطای سرعت زاویهای و در شکل (۱۳)، RMSE خطای سرعت زاویهای نشان داده شده است. در هر دو حالت بیشنیه خطای سرعت زاویهای و RMSE خطای سرعت زاویهای، در تمامی ۱۰ آزمایش AEKF نتایج بسیار بهتری نسبت به دو روش دیگر دارد و همچنین EKF نتیجه بهتری نسبت به مشاهده دارد. بزرگترین بیشنیه اندازه خطای سرعت زاویهای برای AEKF برابر ۲۰/۹۲ درجه بر ثانیه است که نسبت به دو روش دیگر بهتر است و همچنین بیشترین RMSE خطای سرعت زاویهای برای AEKF برابر ۱/۲۵ درجه بر ثانیه است که نسبت به دو روش دیگر بهتر است.

٤-١-٢- نتایج پیادهسازی سناریوی سرعت ثابت، حالت همزمان

در این بخش نتایج به دست آمده از پیادهسازی الگوریتم تخمین سرعت زاویهای غلت در سرعت ثابت و در حالت همزمان ارائه می شود. در حالت همزمان همان طور که گفته شد فیلترهای کالمن و تخمین سرعت زاویهای توسط پردازنده انجام می گیرد. نتایج برای ۵ نمونه داده ۳۰ ثانیهای ارائه می شود. در اشکال (۱۴ و ۱۵) نتایج خطای زاویهای آورده شده است.



شکل RMSE : ۱۵ خطای زاویه سناریوی سرعت ثابت برای ۱۰ نمونه داده، حالت همزمان

با توجه به نمودار (۱۴ و ۱۵)، برای خطای زاویه همانند حالت ناهمزمان، در بعضی آزمایش ها مشاهده نتیجه بهتری دارد و برای بعضی دیگر تخمین نتیجه بهتری دارد. بزرگترین بیشنیه خطای زاویهای برای AEKF برابر ۳/۲۵ درجه است که نسبت به دو روش دیگر بهتر است و بیشنیه RMSE خطای زاویهای مشاهده، ۱/۶۵ درجه است که نسبت به دو روش دیگر بهتر است. در AEKF، از ۵ آزمایش انجام گرفته ۳ آزمایش خطای زاویهای بهتر و ۳ آزمایش RMSE خطای زاویهای بهتری نسبت به دو روش دیگر نتیجه میشود و در ۲ آزمایش مشاهده نسبت به دو روش دیگر نتیجه بهتری دارد. به طور کلی می توان گفت که تخمین AEKF بهتر از مشاهده عمل کرده است.

نتایج خطای سرعت زاویهای سناریوی سرعت ثابت در حالت همزمان در دو شکل (۱۶ و ۱۷) نشان داده شده است. با توجه به دو نمودار (۱۶ و ۱۷)، برای بیشنیه خطای سرعت زاویهای در ۴ آزمایش EKF و در یک آزمایش AEKF نتایج بهتری نسبت به دو روش دیگر دارند و همچنین اختلاف بین نتایج AEKF و EKF اندک است. RMSE خطای سرعت زاویهای تخمین AEKF در تمامی ۵ آزمایش نتایج بسیار بهتری نسبت به دو روش دیگر دارد و همچنین EKF نتیجه بسیار بهتری نسبت به مشاهده دارد.



V۶

٤-۲- سناریوی سرعت متغیر:

در این بخش از سرعت مرجع مطابق شکل (۱۸) استفاده شده است.همچنین در این شکل نتیجه تخمین سرعت زاویهای برای یکی از آزمایش ها نشان داده شده است.

در شکل (۱۸) همان طور که مشخص است نتیجه تخمین AEKF بهتر از تخمین EKF است. کل زمان نمونه برداری در این سناریو برابر ۶۰ ثانیه است که ۳۰ ثانیه از سناریوی سرعت ثابت بیشتر است که دلیل آن تغییر سرعت به اندازه کافی و تا ۵۰۰ درجه بر ثانیه و با شتاب پایین است که نیاز به زمان بیشتری دارد. ثابت زمانی نمونه برداری نیز ۴ میلی ثانیه است. مقدار اولیه تخمین برابر با مقدار اولیه اندازه گیری قرار داده می شود. در سناریوی سرعت متغیر مقدار M در فیلتر کالمن تعمیم یافته تطبیقی برابر ۱۰ در نظر گرفته می شود و همچنین با توجه به متغیر بودن سرعت فرض بر این است که معادلات سیستم به صورت دقیق قابل دسترسی نیست.



تعیین مقدار پارامترهای R,Q در سرعت متغیر همانند قسمت ۴–۱–۱ است و فقط نتایج آن بیان می شود به این صورت که مقدار D_4 برابر با R است و فقط نتایج D_5 برایر با $(m/s^2)^2$ به دست آمد که برای مقدار $(m/s^2)^2$ مقدار $(1/s^2)^2$ ۱۰ نتیجه می شود.

٤-۲-۲- نتایج پیادهسازی سناریوی سرعت متغیر، حالت ناهمزمان

همانند پیادهسازی سناریوی سرعت ثابت حالت ناهمزمان، برای ۱۰ نمونه آزمایش نتایج ارائه شده است. نتایج خطای زاویهای سناریوی سرعت متغیر در دو نمودار (۱۹ و ۲۰) آورده شده است.

با توجه به نمودارهای (۱۹ و ۲۰) برای بعضی آزمایش ها مشاهده نتیجه بهتری دارد و برای بعضی دیگر تخمین EKF و AEKF نتیجه بهتری دارد. بزرگترین بیشنیه خطای زاویه ای AEKF برابر ۳/۷۴ درجه است که نسبت به دو روش دیگر که ۴/۳۹ و ۳/۸۸ درجه هستند، بهتر است و بزرگترین RMSE خطای زاویه ای AEKF، ۱/۹۳ درجه است که نسبت به دو روش دیگر که ۲/۳۱ درجه برای EKF و ۲/۸۵ درجه برای مشاهده،

بهتر است. در AEKF، از ۱۰ آزمایش، ۷ آزمایش بیشنیه خطای زاویهای بهتر و ۶ آزمایش RMSE خطای زاویه ای بهتر نتیجه می شود. در EKF تنها ۱ نمونه خطای زاویه ای بهتر و ۱ نمونه RMSE خطای زاویه ای بهتر نتیجه می شود. پس به طور کلی از ۱۰ آزمایش انجام گرفته تخمینگرهای EKF و AEKF در ۸ آزمایش نتیجه بهتری در ماکزیمم خطای زاویه ای و RMSE خطای زاویه ای نسبت به حسگر مشاهده دارند پس تخمین بهتر از مشاهده عمل کرده است.



شکل ۲۰ : RMSE خطای زاویه برای ۱۰ نمونه داده در سناریوی سرعت متغیر، حالت ناهمزمان

نتایج خطای سرعت زاویهای در سناریوی سرعت متغیر در دو نمودار (۲۱ و ۲۲) نشان داده شده است.





با توجه به نمودارهای (۲۱ و ۲۲) برای بیشنیه خطای سرعت زاویهای، EKF در ۷ آزمایش و AEKF در ۳ آزمایش بهترین نتیجه را دارند. به عبارتی تخمین در تمامی آزمایش ها بهتر از مشاهده عمل کرده است و همچنین اختلاف بین EKF و AEKF بسیار اندک و در حد صدم درجه است. برای RMSE خطای سرعت زاویهای، AEKF نتیجه بسیار بهتری در تمام آزمایش ها نسبت به دو روش دیگر دارد و همچنین EKF نتیجه بسیار بهتری نسبت به مشاهده دارد.

٤-۲-۳- نتایج پیادهسازی سناریوی سرعت متغیر، حالت همزمان

نتایج آنالیز خطای زاویهای حالت همزمان سناریوی سرعت متغیر در نمودارهای (۲۳ و ۲۴) آورده شده است. با توجه به نتایج، برای بعضی آزمایش ها EKF نتیجه بهتری دارد و برای بعضی دیگر AEKF نتیجه بهتری میدهد. بزرگنترین بیشینه خطای زاویهای AEKF برابر ۲/۶۵ درجه است که نسبت به دو روش دیگر که ۴/۷۶ درجه و ۳/۱۵ درجه است، بهتر است و بزرگنترین RMSE خطای زاویه ای AEKF، ۱/۸۶ درجه است که نسبت به دو روش دیگر که ۲/۴۰ درجه برای EKF و ۲/۲۲ درجه برای مشاهده است، بهتر است. در AEKF، از ۵ آزمایش، ۲ آزمایش بیشنیه خطای زاویهای بهتر و ۳ آزمایش RMSE خطای زاویهای بهتر نتیجه می شود. در EKF، ۳ نمونه بیشنیه خطای زاویه ای بهتر و ۲ نمونه RMSE خطای زاویهای بهتر نتیجه می شود. پس از ۵ آزمایش انجام گرفته تخمینگرهای EKF و AEKF در تمامی آزمایش ها نتیجه بهتری در بیشنیه خطای زاویهای و RMSE خطای زاویهای نسبت به حسگر مشاهده دارند پس تخمین بهتر از مشاهده عمل کرده است. انتخاب بین تخمینگر EKF و AEKF بستگی به عملکرد آنها در تخمین سرعت زاویهای خواهد داشت.



شکل ۲۳ : بیشنیه خطای زاویه برای ۵ نمونه داده در سناریوی سرعت





سرعت متغير، حالت همزمان

در نمودارهای (۲۵ و ۲۶) نتایج خطای سرعت زاویه ای سناریوی سرعت متغیر حالت همزمان ارائه شده است. با توجه به نمودارهای (۲۵ و AEKF برای بیشینه خطای سرعت زاویه ای، EKF در ۲ آزمایش و AEKF در ۳ آزمایش بهترین نتیجه را دارند. به عبارتی تخمین در تمامی EKF زمایش ها بهتر از مشاهده عمل کرده است و همچنین اختلاف بین AEKF و AEKF بسیار اندک است. برای RMSE خطای سرعت زاویه ای، AEKF نتیجه بهتری در ۴ آزمایش نسبت به دو روش دیگر دارد و همچنین AEKF در ۲ آزمایش نتیجه بهتری دارد. پس می توان گفت که تخمینگر AEKF در تخمین سرعت زاویه ای عملکرد بهتری دارد و می تواند انتخاب بهتری نسبت به EKF باشد.



- [3] Chen, Jeng-Heng, Sou-Chen Lee, and Daniel B. DeBra. "Gyroscope free strapdown inertial measurement unit by six linear accelerometers." *Journal of Guidance, Control, and Dynamics* 17.2 ,pp. 286-290 ,1994.
- [4] Ghasemzadeh, Vahid, and Mohammad M. Arefi. "Design, modeling, and simulation of an INS system using an asymmetric structure of six accelerometers and its error analysis in the ECEF frame." Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering 231.13, pp. 2345-2361 ,2017.
- [5] Park, Sungsu, Chin-Woo Tan, and Joohyuk Park. "A scheme for improving the performance of a gyroscope-free inertial measurement unit." *Sensors and Actuators A: Physical* 121.2, pp. 410-420, 2005.

[7] وحید قاسم زاده، جعفر حیرانی نوبری، "آنالیز خطای یک سیستم ناوبری اینرسی مبتنی بر شتاب سنج و بدون استفاده از ژیروسکوپ" مجله کنترل، جلد ۵، شماره ۳. پاییز ۱۳۹۰.

- [7] Buhmann, A., et al. "A GPS aided full linear accelerometer-based gyroscope-free navigation system." *Position, Location, And Navigation Symposium, 2006 IEEE/ION.* IEEE, 2006.
- [8] Schopp, P., et al. "Sensor fusion algorithm and calibration for a gyroscope-free IMU." *Procedia Chemistry* 1.1, pp. 1323-1326, 2009.
- [9] Parsa, Kourosh, Ty A. Lasky, and Bahram Ravani. "Design and implementation of a mechatronic, allaccelerometer inertial measurement unit." *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* 12.6, pp. 640-650, 2007.
- [10] Liu, Chaojun, et al. "An effective unscented Kalman filter for state estimation of a gyro-free inertial measurement unit." *Position, Location and Navigation Symposium-PLANS 2014, 2014 IEEE/ION.* IEEE, 2014.
- [11] Edwan, Ezzaldeen, Stefan Knedlik, and Otmar Loffeld. "Constrained angular motion estimation in a gyro-free IMU." *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* 47.1, pp. 596-610, 2011.
- [12] Liu, Chaojun, et al. "Design and analysis of gyrofree inertial measurement units with different configurations." *Sensors and Actuators A: Physical* 214, pp. 175-186, 2014.
- [13] Zou, Tian, et al. "A 6-DOF acceleration sensor with cylindrical configuration." Sensors and Actuators A: Physical 251, pp. 167-178, 2016.
- [14] WANG, Lei, et al. "The simulation and experiment research of inertial navigation system used for shell in high dynamic environment." *Journal of Projectiles, Rockets, Missiles and Guidance* 2,2009.



شکل RMSE : ۲۶ خطای سرعت زاویهای برای ۵ نمونه داده در سناریوی سرعت متغیر، حالت همزمان

٥- نتيجه گيري

در این مقاله نتایج پیادهسازی الگوریتم تخمین سرعت زاویه ای غلت و زاویه غلت با استفاده از تلفیق خروجی شتاب سنجها ارائه شد. پیاده سازی برای دو سناریوی سرعت ثابت و متغیر در دو حالت همزمان و ناهم زمان انجام شد. دو تخمینگر فیلتر کالمن تعمیم یافته و فیلتر کالمن تعمیم یافته تطبیقی برای تخمین سرعت زاویه ای غلت به کار گرفته شد. برای بررسی تکرارپذیری نتایج، برای حالت ناهم زمان ۱۰ نمونه آزمایش و برای حالت هم زمان ۵ نمونه آزمایش مورد بررسی قرار گرفت.

به طور کلی برای تخمین سرعت زاویه ای با توجه به نتایج به دست آمده، فیلتر کالمن تعمیم یافته تطبیقی بسیار بهتر از فیلتر کالمن تعمیمیافته و همچنین مشاهده در هر دو سناریوی سرعت ثابت و متغیر عمل کرده است. همچنین، برای خطای زاویه ای که با استفاده از انتگرالگیری از خطای سرعت زاویه ای به دست می آید نیز عملکرد فیلتر کالمن تعمیم یافته تطبیقی بهتر از دو حالت مشاهده و EKF است ولی این موضوع برای تمامی نمونه داده ها صدق نمی کند و دلیل آن این است که در هنگام انتگرالگیری خطاهای مثبت و منفی جمع می شوند. به عبارتی با خطای کمتر در سرعت زاویه ای، شاید خطای زاویه ای بیشتری وجود داشته باشد. بیشنیه خطای زاویه ای در سازیوی سرعت ثابت در حالت ناهم زمان و در مناریوی سرعت می می ماند و در سناریوی سرعت متغیر نیز بیشنیه خطای زاویه ای در محدوده ۴ درجه باقی می ماند که می توان نتیجه گرفت فیلتر AEKF مملکرد بهتری دارد.

مراجع

- Xing-cheng, L. I., and Z. H. A. N. G. Shuang-biao. "Stability study of spiral motion based on calculated flight data." Transactions of Beijing Institute of Technology 12,006, 2012.
- [2] Algrain, Marcelo C. "Accelerometer-based platform stabilization." *Acquisition, Tracking, and Pointing V.* Vol. 1482. International Society for Optics and Photonics, 1991.

- [15] Mu, S. Z., et al. "Research on inertial measurement unit of high rotation vehicle." J. Ballistics 8, pp. 88-88, 2006.
- [16] Wu, Qingya, et al. "A novel high precision inertial measurement scheme and its optimization method for high-speed rotating ammunition." Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering 228.13, pp. 2553-2566, 2014.
- [17] Akeila, Ehad, Zoran Salcic, and Akshya Swain. "Implementation, calibration and testing of GFINS models based on six-accelerometer cube." TENCON 2008-2008 IEEE Region 10 Conference. IEEE, 2008.
- [18] Lim, Geunwon, et al. "Estimation of angular velocity and acceleration by using 2 linear acceleration sensors." *IFAC Proceedings Volumes* 39.16, pp. 549-553, 2006.
- [19] Zhao, J. B., Marcos Netto, and Lamine Mili. "A robust iterated extended Kalman filter for power system dynamic state estimation." *IEEE Trans. Power Syst* 32.4, pp. 3205-3216, 2017.
- [20] Fathabadi, Vahid, et al. "Comparison of adaptive kalman filter methods in state estimation of a nonlinear system using asynchronous measurements." *Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science*. Vol. 2. 2009.
- [21] La Scala, Barbara F., and Robert R. Bitmead. "Design of an extended Kalman filter frequency tracker." *IEEE Transactions on Signal Processing* 44.3, pp. 739-742, 1996.
- [22] Dhaouadi, Rached, Ned Mohan, and Lars Norum. "Design and implementation of an extended Kalman filter for the state estimation of a permanent magnet synchronous motor." *IEEE Transactions on Power Electronics* 6.3, pp. 491-497, 1991.



Journal of Control

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



A Joint Publication of the Iranian Society of Instrument and Control Engineers and the Industrial Control Center of Excellence of K.N. Toosi University of Technology, Vol. 13, No. 2, Summer 2019.

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. Alireza Fatehi, Dr. Mahdi Aliyari Shoorehdeli Executive Director: Dr. Mahdi Aliyari Shoorehdeli, Tel: 84062403, Email: aliyari@kntu.ac.ir

Editorial Board:

Prof. A. Khaki-Sedigh, Prof. I. Goodarznia, Prof. H. Khaloozadeh, Prof. P. Jabedar-Maralani, Prof. A. Ghafari, Dr. H.R. Momeni (Associate Prof), Prof. S.K. Nikravesh, Prof. M. Shafiee, Prof. B. Moshiri.

Advisory Board:

Dr. H.R. Momeni, Prof. B. Moshiri, Prof. M. Shafiee, Prof. A. Khaki-Sedigh, Prof. P. Jabedar-Maralani, Prof. A. Ghaffari, Prof. H. Khaloozadeh, Prof. H.R. Taghirad, Dr. K. Masroori, Dr. M.T. Bathaei, Dr. M.T. Hamidi-Beheshti, Dr. F. Jafarkazemi, Dr. R. Amjadifard, Prof. S.A. Moosavian, Prof. M. Teshnelab, Prof. M. Haeri, Prof. S.A. Safavi, Prof. H. Seyfi, Dr. A. Fatehi, Prof. M.R. Akbarzadeh- Toutounchi, Prof. M. Golkar, Prof. N. Pariz, Dr. M. Javadi, Dr. J. Heirani-Nobari, Prof. F. Hossein- Babaei, Dr. B. Moaveni, Dr. M. Aliyari Sh., Dr. M. Arvan, Prof. M. Tavakoli-Bina, Dr. F. Farivar, Dr. M. Ayati, Dr. M. Mansouri, Dr. R. Havangi, Dr. A. Ramezani, Dr. A. Ghasemi, Prof. M. Farrokhi, Dr. Y. Batmani.

Website Manager: Nasibeh Farahani



Journal of Control

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



A Joint Publication of the Iranian Society of Instrument and Control Engineers and the Industrial Control Center of Excellence of K.N. Toosi University of Technology

Vol. 13, No. 2, Summer 2019

Contents

Optimal Robust Control for a Series Elastic Actuator assisting Knee Joint Hadi Sabbaghi Kondori, Ali Karsaz	1
Designing fuzzy-sliding mode controller with adaptive sliding surface for vector control of induction motors considering structured and non-structured uncertainties Majid Moradi Zirkohi , Saeed Khorashadizade	13
Robust Controller Design Based on Sliding Mode Observer in The Presence of Uncertainties and Actuator Saturation Tahereh Binazadeh , Majid Bahmani	23
Design and implementation of an automatic car turning system Ehsan Khalili , Jafar Ghaisari, Mohammad Danesh	33
Design Supplementary Controller Based on Stabilizing Effect of Delay for Damping Inter Area Oscillations in a Power System Rasool Asghari, S. Babak Mozafari , Touraj Amraee	43
Identification and Adaptive Position and Speed Control of Permanent Magnet DC Motor with Dead Zone Characteristics Based on Support Vector Machines Mahmoud Hasanpour Dehnavi, Seyed Kamal Hosseini sani	53

Implementation of Roll Angle and Angular Velocity Estimation Algorithm for a67High-Speed Projectile Using Accelerometers Output Data

Ali Asghari, Saeed Nasrollahi, Nematollah Ghahremani

www.joc-isice.ir