



مجله کنترل

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



قطب علمی کنترل صنعتی
دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

نشریه علمی - پژوهشی

انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق ایران - قطب علمی کنترل صنعتی دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی
جلد ۱۱، شماره ۲، تابستان ۱۳۹۶

فهرست مقالات

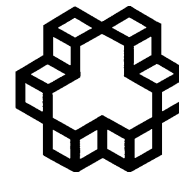
- ۱ ارائه روشی جدید برای کاهش مجموعه مدل‌های محلی در روش مدل‌های چندگانه مبتنی بر
آستانه پایداری پیشینه و Gap Metric
مهدی احمدی، محمد حائری
- ۹ توسعه کنترلر هوشمند چراغ‌های راهنمایی بر پایه یادگیری تقویتی حالت پیوسته در محیط
ترافیکی میکروسکوپی
محمد اصلانی، محمد سعدی مسگری
- ۲۳ پایدار سازی سیستم‌های چندجمله‌ای غیرخطی در معرض نویز سیستم و اعوجاج کمی سازی
علی رضا فرهادی
- ۳۱ طراحی و کنترل ژنراتور مغناطیس دائم شار محور بدون هسته جهت استحصال بیشترین توان از
توربین بادی سرعت متغیر
علی دقیق، سیده مهناز ابراهیمی، حمید جوادی
- ۴۳ کنترل فیدبک حالت جزئی برای ردیابی مسیر شناور زیرسطح خودگردان تحریک ناقص با
استفاده از کنترل سطح دینامیکی تطبیقی - عصبی
ساناز فقیه، خوشنام شجاعی
- ۵۵ طراحی و پیاده سازی دبی سنج فراصوت چهارمسیره با استفاده از روش تفاضل زمانی
محمد عروتنی نیا، عباس غریبی



مجله کنترل

ISSN (print) 2008-8345

ISSN (online) 2538-3752



قطب ملی کنترل صنعتی
دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

نشریه علمی - پژوهشی، انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق ایران - قطب کنترل صنعتی دانشگاه صنعتی
خواجه نصیرالدین طوسی، جلد ۱۱، شماره ۲، تابستان ۱۳۹۶

پست الکترونیک: control@isice.ir

صاحب امتیاز: انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق ایران

مدیر مسئول: پروفسور ایرج گودرزنیا

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

آدرس محل کار: خیابان دکتر شریعتی، پل سیدخندان، دانشکده 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 ۸۴۰۶۲۴۰۳ - پست الکترونیکی aliyari@kntu.ac.ir

هیأت تحریریه:

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

هیأت مشاوران:

دکتر حمیدرضا مومنی، پروفسور بهزاد مشیری، پروفسور مسعود شفیعی، پروفسور علی خاکی صدیق، پروفسور پرویز جبه دار
مارالانی، پروفسور علی غفاری، پروفسور حمید خالوزاده، پروفسور حمیدرضا تقی راد، دکتر کیوان مسروری، دکتر محمدتقی
بطحایی، دکتر محمدتقی بهشتی، دکتر فرزاد جعفر کاظمی، دکتر رویا امجدی فرد، پروفسور سید علی اکبر موسویان، پروفسور
محمد تشنه لب، پروفسور محمد حایری، پروفسور سید علی اکبر صفوی، پروفسور حسین سیفی، دکتر علیرضا فاتحی، دکتر
محمد رضا اکبرزاده توتونچی، دکتر مسعود علی اکبر گلکار، دکتر ناصر پریز، دکتر مهرداد جوادی، دکتر جعفر حیرانی نوبری،
پروفسور فرامرز حسین بابایی، دکتر بیژن معاونی، دکتر مهدی علیاری شوره دلی، دکتر محمد عاروان، پروفسور محمد توکلی
بینا، دکتر فائزه فریور، دکتر موسی آیتی، دکتر محمد منثوری، دکتر رمضان هاونگی، دکتر امین رضائی، دکتر عبدالرسول
قاسمی، پروفسور محمد فرخی، دکتر یزدان باتمانی.

مدیر سایت: مهندس نسیمه فراهانی

صفحه آرا: کیان خالوزاده

فهرست مقالات

- ۱ ارائه روشی جدید برای کاهش مجموعه مدل‌های محلی در روش مدل‌های چندگانه مبتنی بر
آستانه پایداری بیشینه و Gap Metric
مهدی احمدی، محمد حائری
- ۹ توسعه کنترلر هوشمند چراغ‌های راهنمایی بر پایه یادگیری تقویتی حالت پیوسته در محیط
ترافیکی میکروسکوپی
محمد اصلانی، محمد سعدی مسگری
- ۲۳ پایدار سازی سیستم‌های چند جمله‌ای غیر خطی در معرض نویز سیستم و اعوجاج کمی سازی
علی رضا فرهادی
- ۳۱ طراحی و کنترل ژنراتور مغناطیس دائم شار محور بدون هسته جهت استحصال بیشترین توان از
توربین بادی سرعت متغیر
علی دقیق، سیده مهناز ابراهیمی، حمید جوادی
- ۴۳ کنترل فیدبک حالت جزئی برای ردیابی مسیر شناور زیر سطح خودگردان تحریک ناقص با
استفاده از کنترل سطح دینامیکی تطبیقی - عصبی
ساناز فقیه، خوشنام شجاعی
- ۵۵ طراحی و پیاده سازی دبی سنج فراصوت چهارمسیره با استفاده از روش تفاضل زمانی
محمد عروتنی نیا، عباس غریبی

مجله کنترل، مجله‌ای علمی - پژوهشی است که دربرگیرنده تازه‌ترین نتایج تحقیقات نظری و کاربردی در علوم مختلف مرتبط با مهندسی کنترل و ابزار دقیق می‌باشد. مقالات ارسالی به مجله کنترل می‌بایست به زبان فارسی و دارای چکیده انگلیسی باشند. از میان مباحث مورد نظر این مجله می‌توان به موارد زیر اشاره نمود:

- (۱) مدلسازی، شناسایی، شبیه‌سازی، پیش‌بینی، بهینه‌سازی و پایش عملکرد سیستم‌ها.
- (۲) تحلیل و طراحی سیستم‌های کنترل پیشرفته از قبیل سیستم‌های کنترل خطی و غیرخطی، سیستم‌های کنترل تطبیقی، کنترل مقاوم و کنترل بهینه، سیستم‌های کنترل هوشمند، سیستم‌های کنترل تصادفی، سیستم‌های کنترل گسسته پیشامد و ترکیبی، سیستم‌های ابعاد وسیع، سیستم‌های کنترل چندمتغیره.
- (۳) مکاترونیک و رباتیک.
- (۴) ابزار دقیق و سیستم‌های ترکیب داده و اطلاعات سنسوری.
- (۵) اتوماسیون صنعتی از قبیل سیستم‌های کنترل گسترده، رابط انسان - ماشین، سیستم‌های ایمنی و تشخیص عیب، تحلیل و طراحی سیستم‌های کنترل کسری، شناسایی، تشخیص و جبران عیب در سیستم‌ها، سیستم‌های کنترل پیچیده، سیستم‌های زمان حقیقی و سیستم‌های کنترل تحت نظارت، کنترل مدل چندگانه.

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

- (۱) سیستم‌های هدایت و ناوبری.
- (۲) فرآیندهای صنعتی شامل فرآیندهای شیمیایی و بیوتکنولوژی.
- (۳) تولید و توزیع نیروی برق.
- (۴) انرژی‌های تجدیدپذیر.
- (۵) مهندسی محیط زیست و هواشناسی.
- (۶) سیستم‌های اقتصادی و مالی.
- (۷) سیستم‌های اطلاعاتی، مخابراتی و شبکه‌های صنعتی.
- (۸) مهندسی پزشکی، مهندسی زیستی و سامانه‌های زیستی.
- (۹) نانو کنترل.
- (۱۰) پردازش داده.
- (۱۱) مهندسی خودرو.
- (۱۲) سیستم‌های حمل و نقل.

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

شیوه تدوین

متن مقالات شامل چکیده، بدنه مقاله، مراجع و زیرنویس‌ها باید با فونت ۱۲ B Zar و با فاصله double میان خطوط، در صفحات A4 یک ستونی و تحت 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 مستقلى چاپ و به همراه مقاله ارسال گردد.

چکیده

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

تصاویر و عکس‌ها

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

مراجع

به کلیه مراجع باید در متن ارجاع داده شده باشد. مراجع باید با شماره مشخص گردند و جزئیات آنها به شرح زیر در پایان مقاله به ترتیب حروف الفبای نویسندگان ظاهر گردد:

مقالات

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

کتابها

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

واحدها

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

طول مقالات

حداکثر تعداد صفحات مقاله ۱۵ صفحه است که معادل حدود ۷۵۰۰ واژه است. برای چاپ صفحات بیشتر و یا رنگی لازم است هزینه‌ای معادل ۱۰۱۰۰۰۰ ریال (۲۵ دلار آمریکا) برای هر صفحه پرداخت گردد.

فرآیند ارسال مقاله

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

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

حق کپی

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

ارائه روشی جدید برای کاهش مجموعه مدل‌های محلی در روش مدل‌های چندگانه مبتنی بر آستانه پایداری بیشینه و Gap Metric

مهدی احمدی^۱، محمد حائری^۲

^۱ دانشجوی دکتری مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی شریف، mahdiahmadi@ee.sharif.edu

^۲ استاد، دانشکده مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی شریف، haeri@sharif.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۶/۲/۲۷، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۶/۴/۵)

چکیده: در این مقاله، کنترل سیستم‌های خطی نامتغیر با زمان دارای عدم قطعیت گسترده با استفاده از روش مدل‌های چندگانه مورد توجه واقع شده و روشی جدید، موثر و سراسر برای یافتن مجموعه مدل‌های محلی پیشنهاد می‌شود. در تعیین مدل‌های محلی، از ابزار gap metric برای اندازه‌گیری فاصله میان مدل‌ها و از آستانه پایداری برای شبکه‌بندی و تعیین حداکثر فاصله مجاز میان مدل‌ها استفاده شده است. روش پیشنهادی، اصلاح آستانه پایداری بیشینه مدل‌های محلی را تضمین می‌دهد که بر کاهش تعداد مدل‌های محلی و در نتیجه کاهش حجم محاسبات تاثیر مستقیم می‌گذارد. برای ارزیابی عملکرد روش پیشنهادی، کنترل سیستم معیار جرم-فرد-دمپر مورد مطالعه قرار گرفته و نشان داده می‌شود که با استفاده از الگوریتم ارائه شده در این پژوهش، تنها یک مدل محلی کافی است. این در حالی است که در روش‌های موجود پنج مدل محلی برای کنترل این سیستم بکار رفته است.

کلمات کلیدی: آستانه پایداری بیشینه، gap metric، سیستم‌های خطی دارای عدم قطعیت گسترده، سیستم‌های غیرخطی، فیدبک حالت.

A New Method to Reduce the Multi-Model Set Based on Maximum Stability Margin and Gap Metric

Mahdi Ahmadi, Mohammad Haeri

Abstract: In this paper the multiple model control of linear time invariant systems with wide uncertainty is studied and a new straightforward and systematic method is proposed to select the local models. The gap metric is used to measure the distance between local models and the maximum stability margin is employed to grid the uncertainty space and measure the permissible distance between local models. The proposed method guarantees the improvement of the maximum stability margin which has direct influence on the reduction of the number of local models and computational complexity loads. To evaluate performance of the proposed method, control of a mass-spring-dashpot system is considered and it is shown that based on our algorithm only a single local model is adequate to control this system while the existing methods in the literature require five local models.

Keywords: maximum stability margin, gap metric, linear time invariant systems with a wide uncertainty, nonlinear systems, state feedback.

۱- مقدمه

مختلف مانند مدل‌سازی و شناسایی [۱-۴]، کنترل سیستم‌های غیرخطی [۵-۱۰]، کنترل سیستم‌های با عدم قطعیت گسترده [۱۱-۱۴] و تشخیص و تحمل‌پذیری عیب [۱۵-۱۹] می‌باشد. مهم‌ترین ویژگی روش مدل‌های چندگانه، تبدیل مسائل پیچیده به مجموعه‌ای از مسائل ساده و استخراج حل مساله اصلی از روی حل مسائل ساده است [۱]. بدین ترتیب به راحتی می‌توان از روش‌های شناخته شده برای سیستم‌های خطی مانند PID، MPC، LQR، کنترل مقاوم و دیگر استراتژی‌های موجود برای سیستم‌های

سیستم‌های موجود در دنیای واقعی دارای رفتار غیرخطی، عدم قطعیت گسترده، شرایط کاری مختلف و فعالیت در یک ناحیه کاری گسترده هستند. بررسی درست رفتار و یا طراحی کنترل‌کننده موثر برای این سیستم‌ها براساس یک مدل خطی و یا غیرخطی، عموماً مشکل‌زا و در مواردی امکان‌پذیر نخواهد بود. در همین راستا، روش مدل‌های چندگانه روشی بسیار کارآمد بوده و مورد توجه بسیاری از محققین در زمینه‌های

پیچیده مذکور استفاده کرد [۲۰-۲۲].

طراحی کنترل کننده مبتنی بر روش مدل‌های چندگانه شامل دو مرحله است. ابتدا سیستم اصلی به مجموعه‌ای از مدل‌های محلی تقسیم شده و سپس کنترل کننده جامع از ترکیب کنترل کننده‌های محلی (طراحی شده برای تک تک مدل‌های محلی) ساخته می‌شود. بدین ترتیب تعیین تعداد مدل‌های محلی، مکان و درجه اعتبار آن‌ها سوال‌های کلیدی این روش هستند که تاکنون به شکل جامع پاسخ داده نشده‌اند [۱، ۲۳ و ۲۴]. از آنجایی که افزونگی مدل‌ها بر روی حجم و پیچیدگی محاسبات تاثیر مستقیم دارد، فراهم آوردن مجموعه مدل‌های محلی با تعداد مناسب از مسائل مهم در این زمینه است. باید توجه داشت که استفاده از تعداد زیاد مدل‌های محلی می‌تواند به اندازه تعداد کم آن‌ها تاثیر مخرب داشته باشد [۲۵]. در سال‌های اخیر، ابزار gap metric به عنوان وسیله‌ای برای سنجش فاصله میان مدل‌های محلی مورد توجه محققین قرار گرفته است.

در [۲۳]، از gap metric برای تحلیل ارتباط بین مدل‌های محلی و طراحی کنترل کننده H_∞ برای سیستم‌های غیرخطی استفاده شده است. در ادامه، محققین روشی را برای انتخاب مدل‌های محلی به صورت همزمان با طراحی کنترل کننده به روش باز شکل دهی حلقه ارائه داده‌اند [۲۴]. این روش، پایداری و عملکرد مقاوم حلقه بسته را تضمین می‌دهد اما به دانش اولیه در تشکیل مجموعه مدل‌های محلی نیاز دارد. در [۲۶]، مدل‌های محلی با استفاده از یک فاصله از پیش منظور شده بین مدل‌ها تعیین می‌شوند که انتخاب آستانه تاثیر بسزایی در تعداد و محل مدل‌ها دارد. همچنین این روش در [۲۷] به سیستم‌های چند ورودی-چند خروجی توسعه یافته است. از آنجایی که انتخاب آستانه بر اساس تجربه و دانش اولیه صورت می‌گیرد، روش ارائه شده، قاندهمند نیست. برای رفع این ایراد، محققین در [۷ و ۲۸] از آستانه پایداری و آستانه پایداری پیشینه برای تعیین مدل‌های محلی استفاده کرده‌اند که منجر به انتخاب خودکار مدل‌های محلی می‌گردد. این مراجع تنها کنترل کننده مقاوم H_∞ را مورد استفاده قرار داده‌اند در حالیکه دیگر استراتژی‌های کنترلی می‌توانند منجر به سادگی کنترل کننده نهایی گردند. همچنین تنها سیستم‌های غیرخطی مورد بررسی قرار گرفته‌اند. در کنار این مراجع، ابزار gap metric برای سیستم‌های دارای عدم قطعیت گسترده نیز مورد توجه واقع شده است [۲۹]. در این مرجع، دو روش برای تعیین مدل‌های محلی پیشنهاد شده است که وابستگی به آستانه از پیش تعیین شده برای تشکیل مجموعه مدل‌های محلی، و افزونگی مدل‌های محلی از جمله ایرادات روش پیشنهادی در این مرجع است.

در پژوهش حاضر، انتخاب و کاهش مجموعه مدل‌های محلی در سیستم‌های خطی دارای عدم قطعیت گسترده مورد توجه قرار می‌گیرد. ابتدا برای کاهش تعداد مدل‌های محلی، یک فیدبک حالت طراحی می‌شود تا مقادیر آستانه پایداری پیشینه اصلاح گردند. در این حالت، طراحی کنترل کننده‌های محلی با آستانه پایداری بزرگتر میسر می‌گردد که بر روی تعداد مدل‌های محلی تاثیر مستقیم می‌گذارد. در ادامه، برای انتخاب مجموعه مدل‌های محلی برای سیستم اصلاح شده یک الگوریتم

قاندهمند براساس آستانه پایداری ارائه می‌شود. همچنین کنترل کننده‌های محلی با ساختار PI و متناظر با مدل‌های محلی طراحی می‌شوند. بدین ترتیب، پایداری و عملکرد سیستم‌های خطی با عدم قطعیت گسترده تضمین می‌شود.

در ادامه، ابتدا پیش‌زمینه‌ای از ابزار gap metric و روش مدل‌های چندگانه در بخش ۲ ارائه می‌شود. سپس در بخش ۳ روش معرفی شده در این مقاله برای انتخاب مجموعه مدل‌های محلی مورد بحث قرار می‌گیرد. بخش ۴ نتایج شبیه‌سازی روش پیشنهاد شده را بیان می‌کند. در پایان، نتیجه‌گیری در بخش ۵ ارائه می‌گردد.

۲- پیش زمینه

۲-۱- معرفی مختصر gap metric

مفهوم gap metric توسط Zames و El-Sakkary به عنوان ابزاری برای مطالعه عدم قطعیت در سیستم‌های فیدبک معرفی شد. در مراجع [۳۰ و ۳۱] نشان داده شده است که برای اندازه‌گیری فاصله بین دو سیستم، روش gap metric نسبت به دیگر روش‌های مبتنی بر نرم بهتر است. این فاصله در فضای مدل‌های خطی تعریف می‌شود. فرض کنید $P(s)$ ماتریس تابع تبدیل گویا و دارای نمایش کسری-ماتریسی نرمالیزه شده به فرم

$$P = NM^{-1}, \text{ with } \tilde{M}M + \tilde{N}N = I \quad (1)$$

است که در آن $(\cdot)$ بیانگر عملگر مزدوج مختلط است یعنی $\tilde{M}(s) = M^T(-s)$. گراف P یک زیرفضای بسته از فضای H_2 است که به صورت

$$\mathcal{G}(P) = \begin{bmatrix} M \\ N \end{bmatrix} H_2 \quad (2)$$

تعریف می‌شود و شامل تمام زوج‌های (u, y) است به گونه‌ای که $y = Pu$. فاصله بین دو سیستم خطی P_1 و P_2 با بعد محدود و تعداد یکسان ورودی و خروجی به صورت

$$\delta(P_1, P_2) = \|\Pi_{\mathcal{G}(P_1)} - \Pi_{\mathcal{G}(P_2)}\| \quad (3)$$

تعریف می‌شود که در آن $\Pi_{\mathcal{G}(P)}$ تصویر متعامد بر روی $\mathcal{G}(P)$ است. در [۳۱] نشان داده شده است که می‌توان رابطه (۳) را با استفاده از رابطه

$$\delta(P_1, P_2) = \max\{\tilde{\delta}(P_1, P_2), \tilde{\delta}(P_2, P_1)\} \quad (4)$$

محاسبه کرد که در آن $P_1 = N_1 M_1^{-1}$ و $P_2 = N_2 M_2^{-1}$ است و $\tilde{\delta}(P_1, P_2)$ فاصله جهت دار بوده و به صورت

$$\tilde{\delta}(P_1, P_2) = \inf_{Q \in H_\infty} \left\| \begin{bmatrix} M_1 \\ N_1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} M_2 \\ N_2 \end{bmatrix} Q \right\|_\infty \quad (5)$$

تعیین می‌گردد. بدین ترتیب رابطه (۴) را می‌توان به صورت

$$\delta(P_1, P_2) = \max \left\{ \inf_{Q \in H_\infty} \left\| \begin{bmatrix} M_1 \\ N_1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} M_2 \\ N_2 \end{bmatrix} Q \right\|_\infty, \inf_{Q \in H_\infty} \left\| \begin{bmatrix} M_2 \\ N_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} M_1 \\ N_1 \end{bmatrix} Q \right\|_\infty \right\}$$

بازنویسی کرد. بنابراین محاسبه فاصله بین دو سیستم به محاسبه دو نرم H_∞ تبدیل شده است. فاصله اندازه‌گیری شده $\delta(P_1, P_2)$ دارای چهار ویژگی کلیدی به شرح زیر است [۳۱].

۱. $0 \leq \delta(P_1, P_2) \leq 1$. همچنین، اگر $\delta(P_1, P_2) < 1$ ، آنگاه

$$\sin^{-1} b_{p,K} \geq \sin^{-1} r_1 + \sin^{-1} r_2 \quad (9)$$

اثبات: در [۳۱] آمده است.

حال با در نظر گرفتن $r_1 = r$ و $r_2 = 0$ نتیجه زیر حاصل می‌شود.

نتیجه ۱ [۳۱]. فرض کنید سیستم فیدبک با زوج (P, K) پایدار باشد و $P_\Sigma = \{P_\Delta | \delta(P, P_\Delta) < r_1\}$ تعریف شود. آنگاه سیستم فیدبک با زوج (P_Δ, K) برای تمامی $P_\Delta \in P_\Sigma$ نیز پایدار است اگر و تنها اگر $b_{p,K} \geq r > \delta(P, P_\Delta)$. (۱۰)

مشابه با آستانه پایداری، برای آستانه پایداری پیشینه نیز می‌توان نتیجه زیر را بدست آورد.

نتیجه ۲ [۲۸]. اگر P و P_Δ ماتریس‌های تابع تبدیل گویا با نمایش کسری-ماتریسی به فرم $P = NM^{-1}$ و $P_\Delta = N_\Delta M_\Delta^{-1}$ باشند. کنترل‌کننده پایدارساز K برای P و P_Δ وجود دارد اگر و تنها اگر $\delta_p = \delta(P, P_\Delta) \leq b_{opt}(P)$. (۱۱)

۳-۲- روش مدل‌های چندگانه

سیستم‌های خطی دارای عدم قطعیت گسترده به فرم کلی

$$\begin{cases} \dot{x} = A(\theta_p)x + B(\theta_p)u \\ y = C(\theta_p)x + D(\theta_p)u \end{cases} \quad (12)$$

را در نظر بگیرید که در آن $x \in X \subseteq \mathbb{R}^n$ بردار حالت، $u \in U \subseteq \mathbb{R}^m$ و $y \in Y \subseteq \mathbb{R}^p$ بردار بترتیب بردار ورودی‌ها و بردار خروجی‌ها می‌باشند. θ_p بردار پارامترهای نامعلوم در سیستم بوده و فرض می‌شود که متعلق به یک فضای فشرده با محدوده‌های معلوم می‌باشد یعنی $\theta_p \in \mathcal{S}_\theta = \{\theta_p : \theta_p \leq \bar{\theta}_p\}$. اکنون برای یک نقطه θ_{pi} در فضای $\mathcal{S}_\theta$ مدل محلی M_i به صورت

$$\begin{cases} \dot{x} = A_i x + B_i u \\ y = C_i x + D_i u \end{cases} \quad (13)$$

بازنویسی می‌شود که در آن $A_i = A(\theta_{pi})$ ، $B_i = B(\theta_{pi})$ ، $C_i = C(\theta_{pi})$ و $D_i = D(\theta_{pi})$ می‌باشند. هر کدام از مدل‌های محلی M_i تنها در بخشی از فضای $\mathcal{S}_\theta$ معتبر بوده و نمی‌توانند به تنهایی رفتار سیستم (۱۲) را در تمامی $\mathcal{S}_\theta$ توصیف کنند. بدین ترتیب اگر مدل‌های محلی به گونه‌ای انتخاب شوند که $\mathcal{S}_\theta \subset \cup \mathcal{S}_{\theta_i}$ ، آنگاه می‌توان رفتار جامع سیستم (۱۲) را به صورت ترکیب مناسبی از رفتار مدل‌های محلی بدست آورد. در ترکیب بدست آمده، ضرایب وزنی بیان‌کننده میزان نزدیکی دو رفتار توصیف شده توسط سیستم اصلی و مدل محلی متناظر خواهند بود. حال اگر فرض شود که تعداد مدل‌های محلی برابر N_s می‌باشد، مدل کلی می‌تواند از ترکیب محدب مدل‌های محلی، به صورت

$$\begin{cases} \dot{x} = \sum_{i=1}^{N_s} \omega_i(t) (A_i x + B_i u) \\ y = \sum_{i=1}^{N_s} \omega_i(t) (C_i x + D_i u) \end{cases} \quad (14)$$

ساخته شود که در آن $\omega_i(t)$ تابع وزنی وابسته به زمان و متناظر با مدل محلی i ام می‌باشد. برای ایجاد ترکیب محدب، لازم است که تابع وزنی $\omega_i(t)$ دارای شرایط زیر باشد [۵].

$$\sum_{i=1}^{N_s} \omega_i(t) = 1, \text{ where } 0 \leq \omega_i(t) \leq 1. \quad (15)$$

در حالت کلی، روش مدل‌های چندگانه دارای سه چالش اصلی تعداد N_s محل مدل‌های محلی (A_i, B_i) و میزان اعتبار ω_i هر کدام از آن‌ها در

$$\delta(P_1, P_2) = \delta(P_2, P_1)$$

۲. مقادیر $\delta(P_1, P_2)$ نزدیک به صفر بیان‌گر نزدیکی دو سیستم و مقادیر نزدیک به یک بیان‌گر دوری آن‌ها در حالت حلقه بسته می‌باشد.

۳. یک فاصله کوچک بین دو سیستم نشان می‌دهد کنترل‌کننده‌ای وجود دارد که می‌تواند هر دو را پایدار کند و همچنین فاصله بین دو سیستم در حالت حلقه بسته در مفهوم H_∞ کوچک است.

۴. gap metric فاصله میان سیستم‌ها را در مفهوم حلقه بسته محاسبه می‌کند. بدین ترتیب می‌تواند برای سیستم‌های انتگرالی و ناپایدار مورد استفاده قرار گیرد.

نشان داده شده است که ناحیه عدم قطعیت در مفهوم gap metric معادل با ناحیه عدم قطعیت در نمایش کسری-ماتریسی نرمالیزه شده است. قضیه ۱ این موضوع را بیان می‌کند.

قضیه ۱ [۳۱]. اگر $P(s)$ ماتریس تابع تبدیل گویا بوده و دارای نمایش کسری-ماتریسی نرمالیزه شده به فرم $P = NM^{-1}$ باشد، آنگاه برای همه $0 \leq \varepsilon < 1$ خواهیم داشت

$$\{P_1 : \delta(P_1, P) < \varepsilon\} = \left\{P_1 : P_1 = (N + \Delta_N)(M + \Delta_M)^{-1}, \Delta_N, \Delta_M \in H_\infty, \left\| \begin{bmatrix} \Delta_N \\ \Delta_M \end{bmatrix} \right\|_\infty < \varepsilon\right\}. \quad (6)$$

اثبات: در [۳۱] داده شده است.

بنابراین مشاهده می‌شود که مقدار gap metric مستقیماً با میزان عدم قطعیت در نمایش کسری-ماتریسی در ارتباط است. برای حالات دیگر عدم قطعیت، می‌توان از ایده ساختار مدل‌های چندگانه استفاده کرد که از ترکیب مدل‌های خطی استفاده می‌کند چنانکه از این روش برای سیستم‌های غیرخطی در [۷، ۲۴، ۲۸، ۳۲ و ۳۳] استفاده شده است.

۲-۲- ارتباط gap metric و پایداری

اگر P ماتریس تابع تبدیل گویا و K یک کنترل‌کننده پایدارساز برای آن باشد. آستانه پایداری و آستانه پایداری پیشینه سیستم خطی P به صورت

$$b_{p,K} = \left\| \begin{bmatrix} I \\ K \end{bmatrix} (I + PK)^{-1} \begin{bmatrix} I & P \end{bmatrix} \right\|_\infty^{-1} \quad (7)$$

$$b_{opt}(P) = \left\{ \inf_{K \text{ stabilizing}} \left\| \begin{bmatrix} I \\ K \end{bmatrix} (I + PK)^{-1} \begin{bmatrix} I & P \end{bmatrix} \right\|_\infty \right\}^{-1} = \sqrt{1 - \|\bar{N} \bar{M}\|_H^2} < 1 \quad (8)$$

تعریف می‌شوند که در آن $\bar{N}$ و $\bar{M}$ مقسوم‌علیه‌های اول چپ نمایش کسری-ماتریس P هستند یعنی $P = \bar{M}^{-1} \bar{N}$. همچنین $\|\cdot\|_H$ بیانگر نرم هنکل است. روابط (۷) و (۸) بیانگر این موضوع هستند که آستانه پایداری به کنترل‌کننده طراحی شده و خود سیستم ارتباط دارد در حالی که آستانه پایداری پیشینه تنها به خود سیستم بستگی دارد. این ویژگی b_{opt} مورد توجه محققین واقع شده و از آن برای شبکه‌بندی فضای تعادل استفاده کرده‌اند.

قضیه ۲ [۳۱]. فرض کنید سیستم فیدبک با زوج (P, K) پایدار باشد و $P_\Sigma = \{P_\Delta | \delta(P, P_\Delta) < r_1\}$ و $K_\Sigma = \{K | \delta(K, K_\Delta) < r_2\}$ تعریف شوند. آنگاه سیستم فیدبک با زوج (P_Δ, K_Δ) برای تمامی $P_\Delta \in P_\Sigma$ و $K_\Delta \in K_\Sigma$ نیز پایدار است اگر و تنها اگر

هر لحظه می‌باشد. در این مقاله، بررسی دو چالش ابتدایی مدنظر می‌باشند.

۳- انتخاب مدل‌های محلی

در این مقاله می‌خواهیم از نتیجه‌های ۱ و ۲ برای تعیین مدل‌های محلی در روش مدل‌های چندگانه کمک بگیریم. در [۲۹] از ایده gap metric برای تعیین مدل‌های محلی در سیستم‌های خطی دارای عدم قطعیت گسترده استفاده شده است. در این مرجع، دو روش برای تعیین مدل‌های محلی بکار رفته است که در روش اول با استفاده از یک آستانه از پیش تعیین شده برای فاصله بین مدل‌های محلی، فضای تغییرات پارامترها شبکه‌بندی می‌شود. بدین ترتیب، مدل‌های محلی یافته شده در این روش کاملاً به آستانه موردنظر مرتبط هستند. در روش دوم، مدلی به عنوان مدل نامی P^* انتخاب می‌شود که دارای بیشترین یا کمترین آستانه پایداری پیشینه است. سپس با استفاده از نتیجه ۲، مدل‌های محلی دیگر در اطراف مدل نامی بگونه‌ای یافت می‌شوند که رابطه (۱۱) برقرار باشد $(\delta(P^*, P) \leq b_{opt}(P^*))$. بدین ترتیب در پایان، فضای پارامتری به چندین بازه افزای می‌شود که در هر بازه یک مدل محلی نماینده سیستم اصلی (۱۲) است. بنابراین، انتخاب مدل محلی نامی در این روش، در تعداد و مکان مدل‌های محلی بسیار موثر است. در پژوهش پیش رو، روشی موثر برای انتخاب مجموعه مدل‌های محلی براساس آستانه پایداری و gap metric بیان می‌گردد. همچنین برای کاهش تعداد مدل‌های محلی، ایده اصلاح آستانه پایداری پیشینه مطرح می‌شود که تاثیر به سزایی در تعداد مدل‌های محلی دارد.

۳-۱- اصلاح آستانه پایداری پیشینه

با دقت در رابطه (۸)، ملاحظه می‌گردد که آستانه پایداری پیشینه b_{opt} یک صفت ذاتی برای سیستم است و به مقسوم علیه چپ تابع تبدیل در نمایش کسری-ماتریسی P وابسته است. حال اگر با استفاده از روشی مناسب، سیستم مورد مطالعه بگونه‌ای تغییر یابد که مقدار b_{opt} آن بزرگ شود، طراحی کنترل‌کننده با آستانه پایداری بزرگتر امکان‌پذیر می‌شود. بنابراین با استفاده از نتیجه ۱ می‌توان دریافت که تعداد مدل‌های محلی بیشتری را می‌توان در یک دسته قرار داد. بدین ترتیب افزایش گام شبکه‌بندی برای کاهش تعداد مدل‌های محلی ایده این پژوهش است. برای این منظور، می‌توان از روش‌های شکل‌دهی حلقه و یا فیدبک حالت کمک گرفت. در این مقاله، متغیر کنترل به صورت $u = -Lx + \bar{u}$ در نظر گرفته می‌شود که در آن L بهره فیدبک حالت بوده و وظیفه اصلاح آستانه پایداری پیشینه را دارد. همچنین از $\bar{u}$ برای کنترل سیستم اصلاح شده بکار می‌رود که می‌توان از دیگر استراتژی‌های کنترل مانند PID، IMC و ... استفاده کرد.

برای اصلاح آستانه پایداری پیشینه، روش بدترین حالت به کار برده شده و مدل محلی متناظر با کمترین b_{opt} برای طراحی فیدبک حالت مورد استفاده واقع می‌شود. الگوریتم ۱ روش اصلاح را به تفصیل ارائه می‌دهد. با استفاده از الگوریتم ۱ می‌توان به بیان روش تعیین مدل‌های

محلی نامی پرداخت. در این روش، مدل نامی دارای بیشترین فاصله از مدل‌های مجموعه بوده و برای تضمین پایداری از نتیجه ۱ استفاده می‌شود. روش انتخاب مجموعه مدل‌های محلی در الگوریتم ۲ ارائه شده است.

تذکر ۱. با استفاده از این الگوریتم، مجموعه مدل‌های محلی $\bar{M}$ به N_s زیرمجموعه دسته‌بندی می‌شود که برای هر زیرمجموعه، یک کنترل‌کننده ($\bar{u}$) براساس مدل نامی متناظر $\bar{P}^*$ طراحی می‌شود. بدین ترتیب برای سیستم اصلی به تعداد N_s کنترل‌کننده محلی طراحی می‌شود.

تذکر ۲. مقادیر gap metric تحت تاثیر اعمال فیدبک قرار می‌گیرند اما همواره مقادیری بین صفر و یک دارند. بدین ترتیب بدلیل استفاده از مقادیر اصلاح شده b_{opt} در الگوریتم ارائه شده، تعداد مدل‌های محلی کاهش می‌یابد. همچنین مجموعه مدل‌های محلی یافت شده تضمین پایداری می‌دهند.

تذکر ۳. الگوریتم ذکر شده برای انتخاب مدل‌های نامی، مشابه با [۲۹]، تنها برای حالتی است که یکی از پارامترهای سیستم دارای عدم قطعیت بوده و یا اینکه تنها یکی از آن‌ها تاثیرگذار است. در حالتی که تعداد پارامترهای عدم قطعیت تاثیرگذار بیش از یک باشد شیوه جست و جو متفاوت خواهد بود و موضوع کارهای آتی این تیم تحقیقاتی می‌باشد.

تذکر ۴. برای طراحی فیدبک حالت L می‌توان از روش‌های جابجایی قطب و یا LQR استفاده کرد. برای طراحی $\bar{u}$ از تمامی استراتژی‌های کنترل از قبیل PID، IMC، مقاوم، پیش‌بین و ... می‌توان استفاده کرد که در این پژوهش کنترل‌کننده PI مدنظر است.

الگوریتم ۱: اصلاح آستانه پایداری پیشینه

گام ۱. فضای تغییرات پارامترها δ_θ را شبکه‌بندی کنید و مدل‌های محلی را در نقاط مورد نظر بیابید.

گام ۲. مقدار b_{opt} را برای مدل‌های محلی با استفاده از رابطه (۸) بیابید.

گام ۳. مدل محلی با کمترین b_{opt} را به عنوان کاندید انتخاب کرده و فیدبک حالت L را برای آن طراحی کنید.

گام ۴. متغیر کنترل را به صورت $u = -Lx + \bar{u}$ در نظر بگیرید و گام‌های ۱ و ۲ را مجدداً برای سیستم اصلاح شده انجام دهید. در صورت عدم تغییر در مقادیر b_{opt} به گام ۳ برگردید و فیدبک حالت را مجدداً طراحی کنید.

مدل محلی نام و بردار حالت سیستم واقعی کمترین باشد. از آنجایی که $\rho_i(t) \geq 0$ برای تمامی زمان‌ها صادق است، رابطه (۱۷) شرایط ارائه شده برای ترکیب محدب در رابطه (۱۵) را برآورده می‌سازد. شکل ۱ روش ارائه شده در این پژوهش را به صورت خلاصه نمایش می‌دهد.

۴- نتایج شبیه‌سازی

سیستم مورد مطالعه در این پژوهش، سیستم تک ورودی-تک خروجی 1 MSD است که در شکل ۲ نشان داده شده است [۲۹]. در این جا فرض شده است که جرم m_1 دارای عدم قطعیت بوده و مابقی المان‌ها مشخص هستند. معادلات فضای حالت این سیستم عبارت هستند از

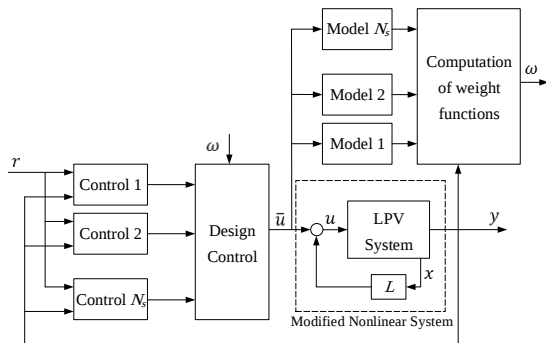
$$\begin{cases} \dot{x} = A(\theta)x + B(\theta)u \\ y = Cx \end{cases} \quad (19)$$

که در آن، بردار حالت‌ها به صورت

$$x^T(t) = [x_1(t) \ x_2(t) \ \dot{x}_1(t) \ \dot{x}_2(t)]^T \quad (20)$$

است و ماتریس‌های سیستم به صورت زیر بدست می‌آیند.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\frac{k_1}{m_1} & \frac{k_1}{m_1} & -\frac{b_1}{m_1} & \frac{b_1}{m_1} \\ \frac{k_1}{m_2} & -\frac{(k_1+k_2)}{m_2} & \frac{b_1}{m_2} & -\frac{(b_1+b_2)}{m_1} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{m_1} \\ 0 \end{bmatrix}, C = [0 \ 1 \ 0 \ 0]$$

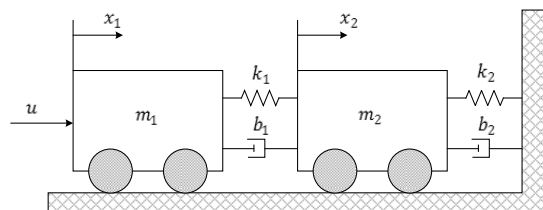


شکل ۱: نمایش روش ارائه شده در این پژوهش.

فرض می‌شود به جز m_1 بقیه پارامترهای سیستم دارای مقادیر ثابت زیر هستند.

$$b_1 = b_2 = 0.1, \quad k_1 = 1, \quad k_2 = 0.15, \quad m_2 = 1 \quad (21)$$

همچنین ناحیه تغییرات پارامتر δ_θ برای سیستم MSD عبارت است از $\delta_\theta = \{m_1: 0.5 \leq m_1 \leq 1.5\}$.



شکل ۲: سیستم جرم-فنر-دمپر.

الگوریتم ۲: انتخاب مجموعه مدل‌های محلی

گام ۱. فضای تغییرات پارامترها δ_θ را به N نقطه شبکه‌بندی کنید و مدل‌های محلی را در نقاط مورد نظر یافته و مجموعه $\mathcal{M} = \{P_i, i = 1, \dots, N\}$ را تشکیل دهید.

گام ۲. ماتریس‌های $\Delta = [\Delta_{i,j}] = [\delta(P_i, P_j)]_{N \times N}$ و $B_{opt} = [b_{opt,i}]_{N \times 1}$ را تشکیل دهید.

گام ۳. با استفاده از الگوریتم اصلاح، فیدبک حالت L را طراحی و معادله سیستم را به صورت $\dot{x} = A(\theta_p)x + B(\theta_p)(-Lx + \bar{u})$ بنویسید.

گام ۴. با شبکه‌بندی مجدد فضای تغییرات پارامترها δ_θ به N نقطه، مجموعه مدل‌های محلی جدید $\bar{\mathcal{M}} = \{\bar{P}_i, i = 1, \dots, N\}$ را تشکیل دهید.

گام ۵. ماتریس‌های $\bar{\Delta} = [\bar{\Delta}_{i,j}] = [\delta(\bar{P}_i, \bar{P}_j)]_{N \times N}$ و $\bar{B}_{opt} = [\bar{b}_{opt,i}]_{N \times 1}$ را تشکیل دهید.

گام ۶. قرار دهید $i = 1$.

گام ۷. قرار دهید $\varepsilon = 0.8$.

گام ۸. قرار دهید $j = i + 1$.

گام ۹. بهترین مدل محلی جدید را از i تا j با استفاده از تعریف

$$\bar{P}^* \triangleq \left\{ \bar{P}_k \mid \min_{i \leq k \leq j} \left(\max_{i \leq m \leq j} \delta(\bar{P}_m, \bar{P}_k) \right) \right\}$$

بیابید.

گام ۱۰. برای $\bar{P}^*$ بیشترین فاصله موجود را با استفاده از تعریف

$$\delta^* = \max_{i \leq m \leq j} \delta(\bar{P}^*, \bar{P}_m)$$

بیابید.

گام ۱۱. اگر $\delta^* < \varepsilon$ ، آنگاه قرار دهید $j = j + 1$ و به گام ۹ بروید و در غیر این صورت به گام ۱۲ بروید.

گام ۱۲. قرار دهید $j = j - 1$ و با استفاده از گام ۹ و $\bar{P}^*$ و δ^* را محاسبه کنید. سپس برای $\bar{P}^*$ کنترل کننده محلی K را طراحی کنید. اگر $\delta^* \geq \varepsilon$ ، قرار دهید $i = j - 1$ و به گام ۷ بروید. در غیر این صورت ε را کاهش داده و به گام ۸ بروید و این روند را آنقدر تکرار کنید تا تمامی مدل‌های محلی دسته‌بندی گردند.

۳-۲- طراحی کنترل کننده چندگانه

با فرض اینکه سیستم (۱۲) به N_s مدل محلی افزاز شده و N_s کنترل کننده محلی طراحی شده است، کنترل کننده جامع به صورت

$$u(t) = -Lx(t) + \sum_{i=1}^{N_s} \omega_i(t) \bar{u}_i(t) \quad (16)$$

بدست می‌آید که در آن $\bar{u}_i(t)$ کنترل کننده طراحی شده براساس مدل محلی نام است و $\omega_i(t)$ تابع وزنی متناظر با مدل محلی نام در لحظه t است. بدین ترتیب، کنترل کننده جامع ترکیبی وزن‌دار از کنترل کننده‌های محلی است. برای تعیین وزن‌ها از رابطه

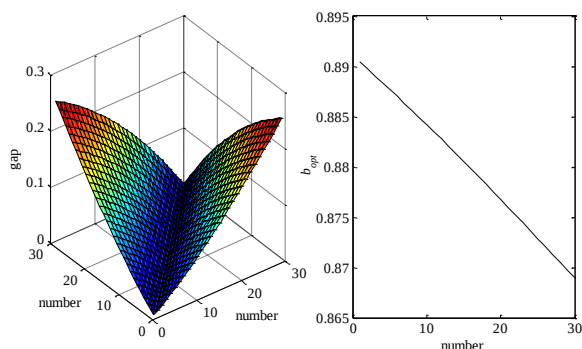
$$\omega_i(t) = \frac{\rho_i(t)}{\sum_{i=1}^{N_s} \rho_i(t)} \quad (17)$$

استفاده می‌شود که در آن $\rho_i(t)$ بیانگر درجه اعتبار مدل محلی نام بوده و از رابطه

$$\rho_i(t) = e^{-\left(x(t) - x_{m_i}(t)\right)^T \Sigma \left(x(t) - x_{m_i}(t)\right)} \quad (18)$$

قابل محاسبه است. در این رابطه Σ ماتریس کواریانس خطا بوده و از تجربیات قبلی بدست می‌آید و $x_{m_i}(t)$ بردار حالت متناظر با مدل محلی نام است. براساس رابطه (۱۸)، در کنترل جامع (۱۶) در هر لحظه کنترل کننده محلی نام بیشترین تاثیر را دارد اگر خطای بین بردار حالت

¹ Mass-Spring-Dashpot

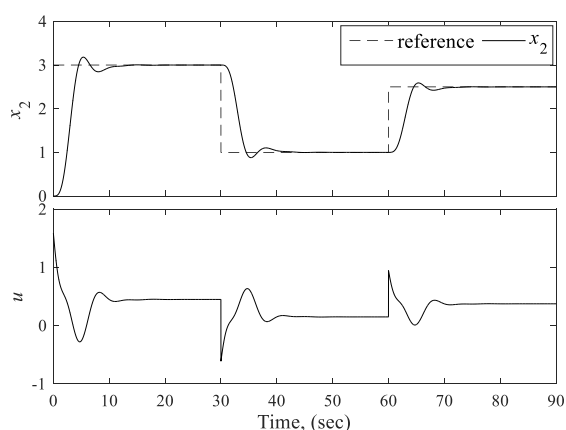


شکل ۴: فاصله میان مدل‌های محلی اصلاح شده (چپ) و منحنی $\bar{b}_{opt}$ برای سیستم (۱۹) (راست).

برای ردیابی ورودی مرجع، کنترل‌کننده با ساختار ساده PI $(K(s) = k_p + \frac{k_i}{s})$ مورد استفاده قرار می‌گیرد. کنترل‌کننده محلی بر اساس مدل محلی بدست آمده در $m_1 = 1.09$ برای سیستم اصلاح شده تنظیم می‌شود. برای تنظیم ضرایب کنترل‌کننده از روش بهینه‌سازی و تابع هزینه زیر استفاده شده است.

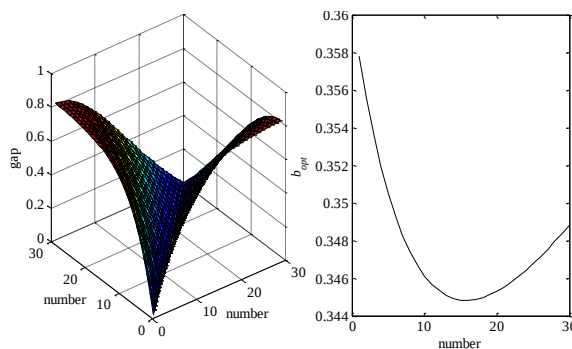
$$ITAE = \int_0^{\infty} t|e(t)|dt \quad (23)$$

پس از انجام بهینه‌سازی، ضرایب کنترل‌کننده به صورت $k_p = 0.53$ و $k_i = 0.52$ بدست می‌آیند. شکل ۵ نتایج شبیه‌سازی را برای ردیابی ورودی مرجع نشان می‌دهد. با دقت در شکل ۵ مشاهده می‌شود که سیستم (۱۹) در حالت نامی ($m_1 = 1.09$) توانسته است ورودی مرجع را با حداکثر بالادگی ۵٪ و با زمان نشست ۱۰.۷ ثانیه ردیابی کند. همچنین ورودی کنترل نیز روان و قابل دسترس است.



شکل ۵: ردیابی ورودی مرجع در حالت نامی ($m_1 = 1.09$).

حال برای بررسی عملکرد کنترل‌کننده طراحی شده، آن را به سیستم (۱۹) در مقادیر مختلف m_1 اعمال می‌کنیم و ردیابی ورودی مرجع را در این حالت‌ها مورد بررسی توجه قرار می‌دهیم. نتیجه این شبیه‌سازی در شکل ۶ نشان داده شده است. با دقت در شکل ۶ مشاهده می‌شود که سیستم MSD توانسته است ورودی مرجع را در بدترین حالت با حداکثر بالادگی ۱۰٪ و زمان نشست ۱۳ ثانیه دنبال کند. همچنین در تمامی حالت‌ها سیگنال ورودی کنترل بسیار روان و قابل دسترس است. نتیجه اعمال اغتشاش‌های ورودی و خروجی در شکل ۷ نشان داده شده است.



شکل ۳: فاصله میان مدل‌های محلی (چپ) و منحنی b_{opt} برای سیستم (۱۹) (راست).

با شبکه‌بندی ناحیه تغییرات پارامتر δ_θ به ۳۰ نقطه، منحنی آستانه پایداری پیشینه b_{opt} و فاصله میان مدل‌های محلی در شکل ۳ نشان داده شده است. با دقت در این شکل مشاهده می‌شود که فاصله میان مدل‌های محلی به ۰.۸۱ می‌رسد که بیان‌گر دوری مدل‌های محلی از یکدیگر است. از طرفی مقادیر کم آستانه پایداری پیشینه منجر به افزایش تعداد مدل‌های محلی می‌گردند. با استفاده از روش دوم ارائه شده در [۲۹] و با انتخاب بزرگترین مقادیر b_{opt} به عنوان آستانه، ۵ مدل محلی پیشنهاد می‌شود که مدل‌های محلی در مقادیر $m_1 = \{0.5, 0.64, 0.81, 1.05, 1.4\}$ بدست می‌آیند. همچنین اگر کوچکترین مقدار b_{opt} به عنوان آستانه انتخاب شوند، ۴ مدل محلی پیشنهاد می‌شود که مدل‌های محلی به ازای مقادیر $m_1 = \{0.56, 0.74, 0.98, 1.3\}$ بدست می‌آیند.

برای اجرای الگوریتم ارائه شده در این پژوهش، مدل محلی بدست آمده به ازای کوچکترین b_{opt} مورد توجه قرار می‌گیرد و با استفاده از روش LQR فیدبک حالت طراحی می‌شود. کوچکترین مقدار b_{opt} به ازای $m_1 = 0.98$ اتفاق می‌افتد. ماتریس‌های سیستم در این نقطه عبارت هستند از

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -1.02 & 1.02 & -0.102 & 0.102 \\ 1 & -1.15 & 0.1 & -0.2 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1.02 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

با در نظر گرفتن ماتریس‌های $Q = \text{diag}\{1 \ 1 \ 1 \ 1\}$ و $R = 1$ بهره فیدبک حالت به صورت $K = [1.21 \ -0.02 \ 1.81 \ 0.91]$ بدست می‌آید. منحنی‌های اصلاح شده $\bar{b}_{opt}$ و فاصله میان مدل‌های محلی جدید در شکل ۴ نشان داده شده است.

با دقت در شکل ۴ مشاهده می‌شود که مقادیر آستانه پایداری پیشینه برای سیستم اصلاح شده $\dot{x} = A(\theta_p)x + B(\theta_p)(-Kx + \bar{u})$ دارای مقادیری در محدوده $\bar{b}_{opt} \in [0.87 \ 0.89]$ هستند که نسبت به حالت قبل $b_{opt} \in [0.34 \ 0.36]$ افزایش تقریباً سه برابری داشته است. با اجرای الگوریتم انتخاب مجموعه مدل‌های محلی برای سیستم اصلاح شده، مدل نامی به ازای تنها $m_1 = 1.09$ بدست می‌آید که در این نقطه

ماتریس‌های سیستم عبارت هستند از

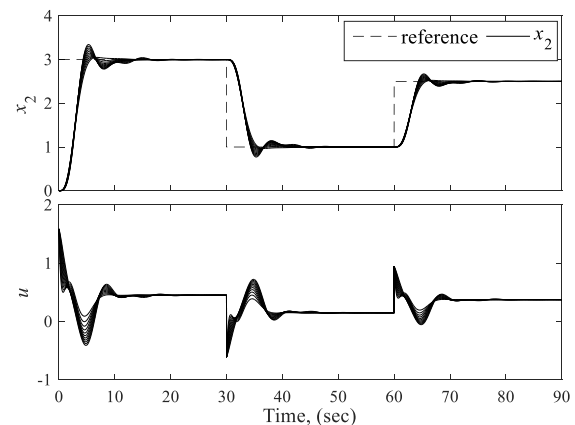
$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -0.92 & 0.92 & -0.09 & 0.09 \\ 1 & -1.15 & 0.1 & -0.2 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0.92 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

ترکیب درست آن‌ها است. در این پژوهش، انتخاب مجموعه مدل‌های محلی برای سیستم‌های خطی دارای عدم قطعیت مدنظر واقع شده است. در همین راستا، روشی با عملکرد بهتر برای انتخاب مدل‌های محلی مبتنی بر پایداری ارائه شده است. همچنین برای کاهش تعداد مدل‌های محلی ایده اصلاح آستانه پایداری پیشینه معرفی شده است. برای این منظور، پیشنهاد شده است که از روش طراحی فیدبک حالت استفاده گردد. در سیستم اصلاح شده، آستانه پایداری مدل‌های محلی به عنوان معیار دسته‌بندی مورد استفاده واقع شده است. نمونه شبیه‌سازی شده به خوبی نشان می‌دهد که روش اصلاحی تاثیر بسزایی در تعداد مدل‌های محلی و متناظراً حجم محاسبات دارد. برای ردیابی ورودی مرجع، کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی طراحی شده است که البته می‌توان از دیگر استراتژی‌ها نیز استفاده نمود. مجموعه کنترل‌کننده طراحی شده، پایداری سیستم اصلی و کاهش تعداد مدل‌های محلی را تضمین می‌دهد.

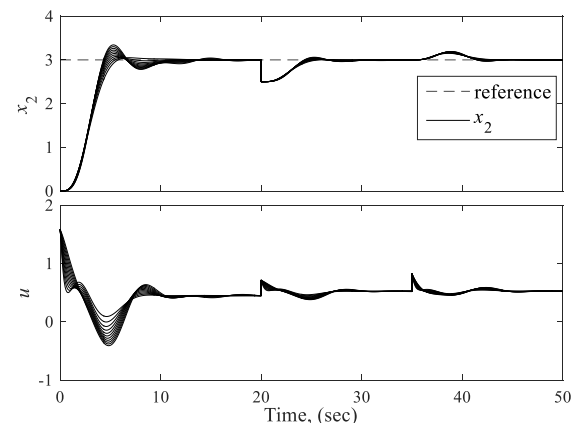
مراجع

- [1] R. Murray-Smith and T. Johansen, Multiple-Model Approaches to Nonlinear Modelling and Control, Taylor & Francis, 1997.
- [2] M. Rewienski and J. White, "A trajectory piecewise-linear approach to model order reduction and fast simulation of nonlinear circuits and micromachined devices," IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, vol. 22, no. 2, pp. 155-170, 2003.
- [3] M. Rewienski and J. White, "Model order reduction for nonlinear dynamical systems based on trajectory piecewise-linear approximations," Linear Algebra and its Applications, vol. 415, pp. 426-454, 2006.
- [4] L. Chen and F. Liu, "Recursive parameter identification for fermentation processes with the multiple model technique," Applied Mathematical Modelling, vol. 36, pp. 2275-2285, 2012.
- [5] G. Angelis, System Analysis, Modelling and Control with Polytopic Linear Models, PHD Thesis, Eindhoven University of Technology, Eindhoven, 2001.
- [6] W. Chen, J. Sun, C. Chen, and J. Chen, "Adaptive control of a class of nonlinear systems using multiple models with smooth controller," International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2013.
- [7] J. Du and T.A. Johansen, "Integrated multimodel control of nonlinear systems based on gap metric and stability margin," Industrial & Engineering Chemistry Research, vol. 53, no. 24, pp. 10206-10215, 2014.
- [8] J. Du, C. Song, and P. Li, "Multilinear model control of Hammerstein-like systems based on an included angle dividing method and the MLD-MPC strategy," Industrial & Engineering Chemistry Research, vol. 48, no. 8, pp. 3934-

اغتشاش خروجی با دامنه -0.5 در ثانیه بیستم و اغتشاش ورودی با دامنه 0.3 در ثانیه ۳۵ ام به سیستم اعمال شده‌اند.



شکل ۶: ردیابی ورودی مرجع برای مقادیر مختلف m_1 ($0.5 \leq m_1 \leq 1.5$).



شکل ۷: دفع اثر اغتشاش ورودی و خروجی برای مقادیر مختلف m_1 ($0.5 \leq m_1 \leq 1.5$).

برای بررسی بهتر موضوع، نتیجه اعمال اغتشاش برای مقادیر مختلف m_1 بررسی شده است. مشاهده می‌شود که کنترل‌کننده طراحی شده توانسته است در مدت زمان مناسبی و با بالازدگی کوچکی اثر اغتشاش را به خوبی دفع کند. همچنین ورودی کنترلی اعمال شده به سیستم مناسب بوده و روان می‌باشد. بدین ترتیب کنترل‌کننده طراحی شده با استفاده از الگوریتم ارائه شده در این پژوهش در کنار تضمین پایداری سیستم حلقه‌بسته، عملکرد مناسبی را ارائه داده است. از سوی دیگر، تنها یک مدل محلی برای طراحی کنترل‌کننده نیاز است که تاثیر بسزایی در کاهش حجم محاسبات دارد. نکته دیگری که لازم است توجه شود سادگی کنترل‌کننده طراحی شده است. بدین ترتیب کنترل‌کننده LQR+PI ارائه شده در این پژوهش عملکرد مناسبی را ارائه داده است.

۵- نتیجه‌گیری

روش مدل‌های چندگانه روشی مناسب برای مقابله با عدم قطعیت و غیرخطی بودن سیستم است. این روش بدلیل استفاده از روش‌های کنترل مبتنی بر سیستم‌های خطی، به ابزاری مناسب در میان محققین بدل شده است. مهم‌ترین نکته در این روش انتخاب مناسب مدل‌های محلی و

- reduced dimension by the Loop Shaping Design Procedure and decomposition based on Laguerre functions,” Transactions of the Institute of Measurement and Control, pp. 1-25, 2015.
- [22] A.A. Haj Salah, T. Garna J. Ragot, and H. Messaoud, “Transition and control of nonlinear systems by combining the loop shaping design procedure and the gap metric theory,” Transactions of the Institute of Measurement and Control, pp. 1-17, 2015.
- [23] O. Galán, J.A. Romagnoli, A. Palazoğlu, and Y. Arkun, “Gap metric concept and implications for multilinear model-based controller design,” Industrial & Engineering Chemistry Research, vol. 42, pp. 2189-2197, 2003.
- [24] W. Tan, H.J. Marquez, T. Chen, and J. Liu, “Multimodel analysis and controller design for nonlinear processes,” Computers & Chemical Engineering, vol. 28, pp. 2667-2675, 2004.
- [25] X.R. Li, “Multiple-model estimation with variable structure: some theoretical considerations,” in Proceedings of the 33rd IEEE Conference on Decision and Control, vol.2, pp. 1199-1204, 1994.
- [26] J. Du, C. Song, and P. Li, “Application of gap metric to model bank determination in multilinear model approach,” Journal of Process Control, vol. 19, no. 2, pp. 231-240, 2009.
- [27] J. Du, C. Song, Y. Yao, and P. Li, “Multilinear model decomposition of mimo nonlinear systems and its implication for multilinear model-based control,” Journal of Process Control, vol. 23, no. 3, pp. 271-281, 2013.
- [28] J. Du, C. Song, and P. Li, “Multimodel control of nonlinear systems: An integrated design procedure based on gap metric and H_∞ loop shaping,” Industrial & Engineering Chemistry Research, vol. 51, no. 9, pp. 3722-3731, 2012.
- [29] H. Mahdianfar, S. Ozgoli, and H.R. Momeni, “Robust multiple model adaptive control: Modified using v-gap metric,” International Journal of Robust and Nonlinear Control, vol. 21, pp. 2027-2063, 2011.
- [30] A. El-Sakkary, “The gap metric: Robustness of stabilization of feedback systems,” IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 30, pp. 240-247, 1985.
- [31] K. Zhou and J.C. Doyle, Essentials of Robust Control, Prentice Hall, 1998.
- [32] J. Du and T.A. Johansen, “Integrated multilinear model predictive control of nonlinear systems based on gap metric,” Industrial & Engineering Chemistry Research, vol. 54, pp. 6002-6011, 2015.
- [33] X. Tao, D. Li, Y. Wang, N. Li, and S. Li, “Gap metric based multiple model predictive control with polyhedral stability region,” Industrial & Engineering Chemistry Research, 2015.
- 3943, 2009.
- [9] A.A. Jalali and H. Golmohammad, “An optimal multiple-model strategy to design a controller for nonlinear processes: A boiler-turbine unit,” Computers & Chemical Engineering, vol. 46, pp. 48-58, 2012.
- [10] L. Özkan and M.V. Kothare, “Stability analysis of a multi-model predictive control algorithm with application to control of chemical reactors,” Journal of Process Control, vol. 16, no. 2, pp. 81-90, 2006.
- [11] K.S. Narendra and A.M. Annaswamy, Stable Adaptive Systems, Dover Publications, 2012.
- [12] K.S. Narendra and Z. Han, “The changing face of adaptive control: The use of multiple models,” Annual Reviews in Control, vol. 35, no. 1, pp. 1-12, 2011.
- [13] K.S. Narendra and H. Zhuo, “Location of models in multiple-model based adaptive control for improved performance,” in American Control Conference (ACC), pp. 117-122, 2010.
- [14] K.S. Narendra and H. Zhuo, “Discrete-time adaptive control using multiple models,” in American Control Conference (ACC), pp. 2921-2926, 2011.
- [15] Y.Y. Guo and B. Jiang, “Multiple model-based adaptive reconfiguration control for actuator fault,” Acta Automatica Sinica, vol. 35, pp. 1452-1458, 2009.
- [16] R. Hallouzi, Multiple-Model Based Diagnosis for Adaptive Fault-Tolerant Control, PHD Thesis, Mechanical Maritime and Materials Engineering, Delft University of Technology, Netherlands, 2008.
- [17] N. Meskin, E. Naderi, and K. Khorasani, “A multiple model-based approach for fault diagnosis of jet engines,” IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 21, pp. 254-262, 2013.
- [18] M. Rodrigues, M. Sahnoun, D. Theilliol, and J.C. Ponsart, “Sensor fault detection and isolation filter for polytopic LPV systems: A winding machine application,” Journal of Process Control, vol. 23, no. 6, pp. 805-816, 2013.
- [19] S.M. Kargar, K. Salahshoor, and M.J. Yazdanpanah, “Integrated nonlinear model predictive fault tolerant control and multiple model based fault detection and diagnosis,” Chemical Engineering Research and Design, vol. 92, no. 2, pp. 340-349, 2014.
- [20] C. Song, B. Wu, J. Zhao, and P. Li, “An integrated state space partition and optimal control method of multi-model for nonlinear systems based on hybrid systems,” Journal of Process Control, vol. 25, pp. 59-69, 2015.
- [21] A.A. Haj Salah, T. Garna J. Ragot, and H. Messaoud, “Synthesis of a robust controller with

توسعه کنترلر هوشمند چراغ‌های راهنمایی بر پایه یادگیری تقویتی حالت پیوسته در محیط ترافیکی میکروسکوپی

محمد اصلانی^۱، محمد سعدی مسگری^۲

^۱ گروه مهندسی GIS، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، maslani@mail.kntu.ac.ir

^۲ دانشیار، گروه مهندسی GIS، قطب علمی مهندسی فناوری اطلاعات مکانی، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، mesgari@kntu.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۶/۲/۳۰، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۶/۴/۱۶)

چکیده: افزایش روزافزون تعداد خودروها و در پی آن ترافیک‌های سنگین شهری چالش بزرگی را برای کنترل بهینه ترافیک شهری برای مهندسين ایجاد کرده است. روش مناسب برای کنترل بهینه ترافیک هرچه باشد یقیناً باید وفق پذیر بوده تا بتواند ترافیک شهری را که دارای طبیعت پویا، پیچیده و تغییرپذیر است را به‌خوبی مدیریت نماید. در این راستا تمرکز اصلی تحقیق حاضر کنترل هوشمند و توزیع یافته چراغ‌های راهنمایی بر پایه یادگیری تقویتی است. کنترل هوشمند چراغ‌های راهنمایی بر پایه یادگیری تقویتی نیاز به یادگیری و تصمیم‌گیری در فضای حالت بزرگ (پیوسته) را دارد. همین امر باعث می‌شود که روش‌های رایج یادگیری تقویتی (حالت گسسته) برای چنین مسائلی (با فضای حالت بزرگ) به‌خوبی قابل بسط نباشند. هدف تحقیق حاضر حل این چالش در مسئله کنترل ترافیک میکروسکوپی است. در همین راستا نوآوری تحقیق حاضر را می‌توان توسعه کنترلر هوشمند چراغ‌های راهنمایی بر پایه یادگیری تقویتی حالت پیوسته برای حل چالش بزرگ بودن فضای حالت برشمرد. یادگیری تقویتی حالت پیوسته از شباهت سنجی حالات برای تخمین ارزش آن‌ها استفاده می‌کند. در این تحقیق به‌منظور اعتبار سنجی، دو روش یادگیری Q و عملگر-نقاد حالت گسسته نیز پیاده‌سازی و عملکرد آن‌ها با روش پیشنهادی مقایسه شدند. نتایج نشان می‌دهند که روش پیشنهادی منجر به کاهش ۱۶٪ و ۱۳٪ زمان سفر در مقایسه با دو روش عملگر-نقاد و یادگیری Q می‌شود.

کلمات کلیدی: یادگیری تقویتی پیوسته، یادگیری Q ، عملگر-نقاد، ناحیه بندی فضا و کنترل میکروسکوپی ترافیک.

Developing Adaptive Traffic Signal Controller based on Continuous Reinforcement Learning in a Microscopic Traffic Environment

Mohammad Aslani, Mohammad Saadi Mesgari

Abstract: The daily increase of a number of vehicles in big cities poses a serious challenge to efficient traffic control. The suitable approach for optimum traffic control should be adaptive in order to successfully content with the urban traffic that has the dynamic and complex nature. Within such a context, the major focus of this research is developing a method for adaptive and distributed traffic signal control based on reinforcement learning (RL). RL as a promising approach for generating, evaluating, and improving traffic signal decision-making solutions is beneficial and synergetic. RL-embedded traffic signal controller has the capability to learn through experience by dynamically interacting with the traffic environment in order to reach its goals. Traffic signal control often requires dealing with continuous state defined by means of continuous variables. Conventional RL methods do not scale well to problems with continuous state space or very large state space because they require storing distinct estimations of each state value in lookup tables. The contribution of the present research is developing adaptive traffic signal controllers based on continuous state RL for handling the big state space challenge arises in traffic control. The

performance of the proposed method is compared with Q-learning and actor-critic and the results reveal that the proposed method outperforms others.

Keywords: Continuous State Reinforcement Learning, Q-Learning, Actor-Critic, Microscopic Traffic Control.

۱- مقدمه

با افزایش روزافزون تقاضا برای حمل‌ونقل در مسیرهای درون‌شهری، ازدحام و ترافیک در شهرها تبدیل به یکی از پدیده‌های رایج روزمره شده است. افزایش زمان سفر و در نتیجه افزایش آلودگی ناشی از سوخت‌های فسیلی از پیامدهای عمده این افزایش تقاضا به شمار می‌روند [۱]. از آنجائی که راه‌حل‌های بلندمدت برای این مشکل مستلزم سرمایه‌گذاری و فرهنگ‌سازی گسترده است، استفاده از راه‌کارهای سریع برای کاهش این مشکل ضروری به نظر می‌رسند. در این میان کنترل بهینه چراغ‌های راهنمایی نقش مهمی را در مدیریت و کاهش ترافیک ایفا می‌نماید [۲]. از آنجائی که در طول یک شبانه‌روز شاهد انواع ترافیک‌ها در یک تقاطع خاص هستیم، استفاده از یک زمان‌بندی ثابت و از پیش تعریف‌شده برای یک چراغ راهنمایی، نه تنها باعث کنترل ترافیکی مناسبی نمی‌شود، بلکه به‌نوعی عامل افزایش آن نیز خواهد بود. امروزه با پیشرفت فناوری در علوم کامپیوتر و مهندسی برق و کنترل، با نصب چند سنسور در تقاطع‌ها و به‌کارگیری کنترلرهای هوشمند، به‌راحتی می‌توان مدیریت چراغ‌های راهنمایی را به یک سیستم هوشمند سپرد و از به‌دردرفتن زمان افراد و سوخت خودروها در پشت چراغ‌قرمزها و همچنین افزایش آلودگی هوا جلوگیری کرد. چراغ راهنمایی هوشمند، سیستمی است که با توجه به حجم خودروهای ورودی به یک تقاطع هم‌سطح، زمان فازهای مختلف چراغ راهنمایی را به‌صورت عادلانه مدیریت می‌کند. در سال‌های اخیر روش‌های یادگیری ماشین از جمله منطق فازی [۳، ۴]، شبکه عصبی [۵، ۶] و یادگیری تقویتی [۷-۹] پتانسیل‌های بالایی را برای طراحی کنترلرهای هوشمند چراغ‌های راهنمایی از خود نشان داده‌اند.

در این تحقیق یادگیری تقویتی به دلیل توانایی برخط آن جهت بهبود تدریجی عملکردش، توانایی وفق‌پذیری‌اش با نوسانات ترافیکی و توانایش در کنترل بدون دانستن مدل محیط ترافیکی مورد استفاده قرار گرفت [۱۰، ۱۱]. به بیان ساده‌تر، کنترلر مبتنی بر یادگیری تقویتی از طریق تعامل هوشمند با محیط ترافیکی که دارای روندهای غیرخطی و اتفاقی^۱ است تجربه‌اندوزی کرده و برای رسیدن به اهدافش اعمال لازمه را انتخاب می‌نماید. در این راستا، عبدالهای و کاتان در سال ۲۰۰۳ مزیت‌های به‌کارگیری یادگیری تقویتی، به‌طور خاص یادگیری Q ^۲، را برای کنترل یک چراغ راهنمایی با دو فاز بررسی کردند. نتایج کار آن‌ها نشان داد که کنترلر یادگیری Q دارای عملکرد نسبتاً بهتری در مقایسه با

کنترلر غیرهوشمند زمان ثابت است [۱۲]. ون و همکاران در سال ۲۰۰۷، کنترلر هوشمندی را بر اساس روش سارسا^۳ برای کنترل یک تقاطع ایزوله توسعه دادند. عملکرد کنترلر پیشنهادی با کنترلرهای زمان ثابت و القایی [۱۳] مقایسه شد و نتایج نشان دادند که کنترلر پیشنهادی برای کنترل ترافیک، خصوصاً حالت‌های اشباع ترافیک، دارای عملکرد به‌مراتب بهتری است [۱۴]. در [۱۵]، روش یادگیری Q برای کنترل یک تقاطع ایزوله در شهر تورنتو کانادا توسعه داده شد. در این تحقیق محققین تأثیر تعاریف مختلف برای حالات محیط را بر روی عملکرد کنترلر بررسی کردند. آن‌ها نشان دادند که کنترلر مبتنی بر یادگیری Q صرف‌نظر از نوع تعریف حالت محیط بهتر از کنترلر زمان ثابت عمل می‌نماید. در [۷]، محققین کار قبلی خود را توسعه دادند و عملکرد دو الگوریتم یادگیری Q و سارسا را در کنترل چراغ‌های راهنمایی یک شبکه ترافیکی در شهر تورنتو بررسی کردند. آن‌ها نشان دادند که روش پیشنهادی به‌راحتی برای تعداد زیادی از چراغ‌های راهنمایی قابل توسعه است. همچنین سه تعریف مختلف از حالت محیط و چهار تعریف از تابع پاداش ارائه و مقایسه شدند. نتایج نشان دادند که تعداد خودروهای ورودی به تقاطع و طول صف به‌عنوان بهترین تعریف حالت محیط و مجموع منفی زمان تأخیر خودروهای منتظر در تقاطع به‌عنوان بهترین تابع پاداش می‌باشند. آن‌ها نشان دادند که یادگیری Q دارای عملکرد بهتری در مقایسه با سارسا است. همچنین در تحقیق ایشان تأثیر عملکرد مناسب کنترلر چراغ راهنمایی بر کاهش آلایندگی CO تولیدشده بررسی شد و نتایج نشان دادند که کنترلر هوشمند مبتنی بر یادگیری Q منجر به کاهش ۲۸٪ آلایندگی CO در مقایسه با کنترلر غیرهوشمند می‌شود. در تحقیق [۱۶]، از یادگیری Q برای کنترل یک شریان ترافیکی متشکل از ۵ تقاطع استفاده شد. در این تحقیق هر چراغ راهنمایی علاوه بر مشاهده تعداد خودروهای منتظر در تقاطع تحت کنترل خود تعداد خودروهای منتظر در تقاطع‌های مجاور را نیز در تصمیم‌گیری لحاظ می‌نماید. نتایج کار ایشان نشان داد که در وضعیت اشباع ترافیکی، کنترلر مبتنی بر یادگیری تقویتی منجر به تعداد توقف‌های کمتری در مقایسه با کنترلر زمان ثابت شده است. سرعت‌پایین یادگیری از نقاط ضعف این تحقیق بشمار می‌رود. در [۱۷] محققین به توسعه یادگیری Q در سیستم‌های چند عامله هولونی برای کنترل چراغ‌های راهنمایی در یک شبکه ترافیکی متشکل از ۵۰ تقاطع پرداختند. سازمان هولونی به‌صورت مجموعه‌ای از سلسله‌مراتب در هم آمیخته‌ای از عامل‌ها دیده می‌شود. از جمله ویژگی‌های این ساختار می‌توان به خود متشابهی و پویایی آن اشاره نمود. در مرحله اول تقاطع‌ها

^۳ SARSA

^۱ Stochastic

^۲ Q-learning

جزئیات رفتاری خودروها و تعامل آن‌ها با یکدیگر در مدل‌سازی لحاظ می‌شود. لازم به ذکر است که عامل‌های خودرو از نوع واکنشی بوده و فاقد توانایی یادگیری می‌باشند. در این مقاله در بخش ۲ به بررسی یادگیری تقویتی حالت پیوسته پرداخته می‌شود. بخش ۳ به پیاده‌سازی اختصاص داده شده است که در آن شبیه‌سازی میکروسکوپی ترافیک و طراحی کنترلر مبتنی بر یادگیری تقویتی پیوسته تشریح می‌شوند. در بخش ۴ نتایج حاصل از پیاده‌سازی ارائه می‌شوند، در بخش ۵ به اعتبار سنجی نتایج پرداخته می‌شود و نهایتاً بخش ۶ به نتیجه‌گیری اختصاص داده شده است.

۲- یادگیری تقویتی حالت پیوسته

طیف گسترده‌ای از مسائل کنترل ترافیک از جمله کنترل هوشمند چراغ‌های راهنمایی، کنترل نرخ جریان ورودی به بزرگراه‌ها و اعمال محدودیت سرعت برای خودروها نیاز به تصمیم‌گیری در فضای حالت بزرگ (پیوسته) را دارند [۲۱]. در این مسائل به‌کارگیری کنترلرهای هوشمند برپایه روش‌های یادگیری تقویتی رایج (حالت گسسته) می‌تواند منجر به افزایش تعداد تکرارهای موردنیاز برای یادگیری شود [۲۲]. به بیان ساده‌تر، غالباً روش‌های یادگیری تقویتی حالت گسسته دارای مشکل سرعت همگرایی آهسته هستند زیرا هرچه تعداد حالات افزایش یابد ابعاد جدول ذخیره‌سازی ارزش حالات (جدول Q) به‌صورت نمایی افزایش می‌یابد. همچنین جهت کاهش ابعاد جدول Q ، اگر گسسته‌سازی متغیرهای فضای حالت به‌صورت درشت‌تری انجام پذیرد یادگیری و درنهایت تصمیم‌گیری با دقت کافی انجام نخواهد پذیرفت. راه‌حل پیشنهادی برای این چالش استفاده از یادگیری تقویتی پیوسته است که از شباهت سنجی حالات برای تخمین ارزش آن‌ها استفاده می‌کند [۱۰]. به بیان دیگر هرچه دو حالت از محیط به یکدیگر شبیه‌تر باشند ارزش آن‌ها نیز به یکدیگر شبیه‌تر خواهد بود [۲۳]. بر این اساس کنترلر یادگیر تقویتی دیگر نیازی به تجربه‌اندوزی مستقیم در تمام حالات محیط را برای تخمین ارزش آن‌ها ندارد که این موضوع می‌تواند سرعت همگرایی را تا حد زیادی افزایش دهد. در یادگیری تقویتی پیوسته، تابع تقریب زن با جدول ذخیره‌سازی ارزش Q جایگزین می‌شود. تابع تقریب زن توانایی به‌کارگیری دانش به‌دست‌آمده را به حالت‌های دیده نشده دارا است. تابع تقریب زن ابتدا توسط تابع ویژگی^۲ حالت اولیه را به فضای ویژگی تصویر کرده و سپس ارزش حالات را در فضای ویژگی جدید توسط رابطه ۱ تخمین می‌زند [۱۰].

$$V(s) = \sum_{i=1}^N \varphi_i(s) \cdot \theta(i) \quad (1)$$

در رابطه ۱، θ پارامتر تنظیمی است که نشان‌دهنده بردار وزن برای ارزش حالات و $\varphi(s)$ تابع ویژگی است. یکی از توابع ویژگی معروف ناحیه بندی فضا است که حجم محاسباتی پایین و قدرت نمایش نسبتاً

از طریق یک الگوریتم گراف مبنا به تعدادی هولون طبقه‌بندی شدند که عامل‌ها در داخل هر هولون با یکدیگر به تبادل اطلاعات می‌پردازند و هر هولون توسط یک عامل سطح بالاتر کنترل می‌شود. نتایج این تحقیق نشان داد که روش پیشنهادی دارای عملکرد بهتری در مقایسه با کنترلر زمان ثابت است.

در [۱۸، ۱۹] چارچوب یادگیری تقویتی مدل مبنا برای کنترل چندین چراغ راهنمایی پیشنهاد شد. چارچوب پیشنهادی برخلاف تحقیقات فوق خودرو مبنا است بدین معنی که چراغ‌های راهنمایی بر اساس اطلاعات دریافتی از خودروها تصمیم‌گیری می‌نمایند. به عبارت بهتر هر خودرو زمان توقف خود را تخمین زده و به نزدیک‌ترین چراغ راهنمایی منتقل می‌نماید. هدف سیستم کنترل ترافیک مینیمم نمودن زمان توقف تمام خودروها در کل شبکه است. تابع ارزش^۱ که زمان توقف مورد انتظار خودروها را تخمین می‌زند توسط چراغ‌های راهنمایی و خودروها تخمین زده می‌شود. نتایج این تحقیق نشان دادند که سیستم پیشنهادی زمان توقف را ۲۲٪ در مقایسه با کنترلر زمان ثابت کاهش می‌دهد. خمیس و گوما در سال ۲۰۱۴ روش پیشنهادی در [۱۹، ۱۸] را با استفاده از تئوری بازی‌ن توسعه دادند. در این تحقیق تابع هدف تلفیق خطی چندین شاخص از جمله متوسط زمان توقف در طول سفر، متوسط زمان توقف در هر تقاطع، سرعت و امنیت است. روش پیشنهادی در این تحقیق با روش $TC-1$ در [۱۸] مقایسه و نتایج نشان دادند که روش پیشنهادی دارای عملکرد به‌مراتب بهتری است. نقطه‌ضعف اساسی در تحقیق ایشان غیرعملی بودن تشخیص متوسط زمان سفر، متوسط زمان توقف برای هر خودرو است. زیرا چنین تشخیصی در وهله اول نیاز به تشخیص هر خودرو به‌صورت مجزا در شبکه دارد. تشخیص هر خودرو و ردیابی آن در شبکه‌های ترافیکی بزرگ در عمل بسیار دشوار و نیازمند زیرساخت‌های بسیار قوی است [۲۰].

اگرچه روش‌های رایج یادگیری تقویتی (اشاره‌شده در تحقیقات فوق) دارای حجم محاسباتی پایینی هستند اما نیاز به تکرارهای بالایی برای یادگیری سیاست بهینه دارند. این روش‌ها برای مسائل کنترل ترافیک با فضای حالت بسیار بزرگ و پیوسته به‌خوبی قابل بسط نمی‌باشند زیرا آن‌ها برای هر زوج حالت-عمل یک مقدار مجزا را تخمین زده و ذخیره می‌کنند و این در حالی است که در اغلب مسائل کنترل ترافیک فضای حالت بسیار بزرگ بوده که این امر باعث عدم کارایی‌شان می‌شود. هدف تحقیق حاضر حل این چالش در مسئله کنترل ترافیک است. در همین راستا نوآوری تحقیق را می‌توان توسعه کنترلر هوشمند چراغ‌های راهنمایی بر پایه یادگیری تقویتی حالت پیوسته برای حل چالش بزرگ بودن فضای حالت برشمرد.

در این تحقیق محیط ترافیکی به‌صورت میکروسکوپی شبیه‌سازی شده است. در مدل‌سازی میکروسکوپی ترافیک، رفتار هر یک از رانندگان (خودروها) به‌تنهایی مدل می‌شود و در نتیجه عکس‌العمل و

² Feature function¹ Value function

تقاطع) برای رسیدن به یک سری اهداف خاص (به عنوان مثال، بیشترین تعداد ماشین‌های عبوری از تقاطع) بهینه می‌شوند. در این تحقیق به توسعه کنترلرهای هوشمند چراغ‌های راهنمایی برپایه یادگیری تقویتی در محیط ترافیکی میکروسکوپییک پرداخته شده است. در راستای رسیدن به این هدف، در این بخش ابتدا مختصراً شبیه‌سازی میکروسکوپییک انجام شده، که به نوعی نقش محیط را برای چراغ‌های راهنمایی بازی می‌کند، تشریح می‌شود و سپس به توسعه کنترلر وفق پذیر چراغ راهنمایی بر پایه یادگیری تقویتی پیوسته پرداخته می‌شود (شکل ۱). لازم به ذکر است که تمامی پیاده‌سازی‌ها در این تحقیق در زبان ++C انجام شده‌اند.

۳-۱- شبیه‌سازی ترافیک

در این تحقیق یک شبیه‌سازی میکروسکوپییک ترافیک به منظور بررسی عملکرد کنترلرهای چراغ راهنمایی توسعه داده شد. در این راستا می‌توان به تحقیقات انجام شده توسط ویرینگ در سال ۲۰۰۰ اشاره نمود که به منظور توسعه کنترلرهای هوشمند مبتنی بر یادگیری تقویتی ابتدا به توسعه شبیه‌سازی میکروسکوپییک پرداخت. در تحقیق ایشان برخلاف تحقیق حاضر خودروها فاقد رفتار تغییر خط، افزایش و کاهش شتاب هستند و فقط همانند مستطیل‌هایی در یک راستا و به صورت گسسته حرکت می‌کنند [۱۸]. در سال ۲۰۱۴ خمیس و گوما شبیه‌سازی میکروسکوپییک انجام شده توسط ویرینگ را به گونه‌ای توسعه دادند که خودروها توانایی افزایش و کاهش شتاب را به صورت پیوسته داشته باشند. اما همچنان در شبیه‌سازی ایشان همچنان خودروها فاقد توانایی سبقت گرفتن و تغییر خط خود هستند [۲۰]. در سال ۲۰۱۴، ال تانواوی و همکاران برای ارزیابی کنترلرهای پیشنهادی خود به انجام شبیه‌سازی ترافیکی در بخشی از شهر تورنتو با استفاده از نرم‌افزار Paramics پرداختند. در شبیه‌سازی ترافیکی انجام شده همانند مقاله حاضر خودروها توانایی افزایش شتاب، کاهش شتاب، تغییر خط و سبقت گرفتن را دارا هستند [۷].

هر شبیه‌سازی میکروسکوپییک ترافیک از چهار بخش اصلی شبکه ترافیکی، تقاضای ترافیکی، موجودیت‌های متحرک (نظیر خودرو، موتورسیکلت و اتوبوس) و موجودیت‌های کنترل ترافیک (نظیر تابلوهای محدودیت سرعت و چراغ‌های راهنمایی) تشکیل شده است (شکل ۱). شبکه ترافیکی نشان‌دهنده هندسه و توپولوژی خیابان‌ها و تقاطع‌ها است. به عبارت بهتر شبکه ترافیکی نشان‌دهنده ابعاد هر خیابان (طول و عرض) و تعداد خطوط آن است. در این تحقیق کنترل ترافیک برای یک شبکه ترافیکی ۳×۳ همگن (متقارن) متشکل از ۹ تقاطع و ۲۴ خیابان انجام می‌پذیرد. تمامی خیابان‌ها دوطرفه و دارای دو خط با ظرفیت ۴۰ خودرو

مناسب از جمله ویژگی‌های مثبت این روش به حساب می‌آیند [۲۴]. در این روش فضای حالت توسط مجموعه‌ای از شبکه‌ها به ناحیه‌های کوچک‌تری تقسیم می‌شود که به هر شبکه یک *Tiling* و به هر ناحیه داخل شبکه یک *Tile* گفته می‌شود. در صورت به کارگیری یک لایه *Tiling*، در هر حالت محیط فقط ارزش یک *Tile* به روز می‌شود اما در صورت استفاده از چندین لایه *Tiling* در هر حالت محیط ارزش چندین *Tile* به روز می‌شود که این امر باعث افزایش سرعت همگرایی می‌شود. در روش تقسیم‌بندی فضا مقدار عضویت هر حالت از محیط به *Tile* های مختلف توسط تابع زیر تعیین می‌شود (رابطه ۲). در این رابطه، s حالت محیط و $\varphi_i(s)$ مقدار عضویت حالت محیط s به $tile_i$ است.

$$\varphi_i(s) = \begin{cases} 0 & \text{if } s \notin tile_i \\ 1 & \text{if } s \in tile_i \end{cases} \quad (2)$$

در طول یادگیری مقدار بهینه بردار θ باید به گونه‌ای تعیین شود که تابع هزینه زیر مینیمم شود (رابطه ۳).

$$C = E[(r + \gamma \sum_{i=1}^N \varphi_i(s') \cdot \theta(i) - \sum_{i=1}^N \varphi_i(s) \cdot \theta(i))^2] \quad (3)$$

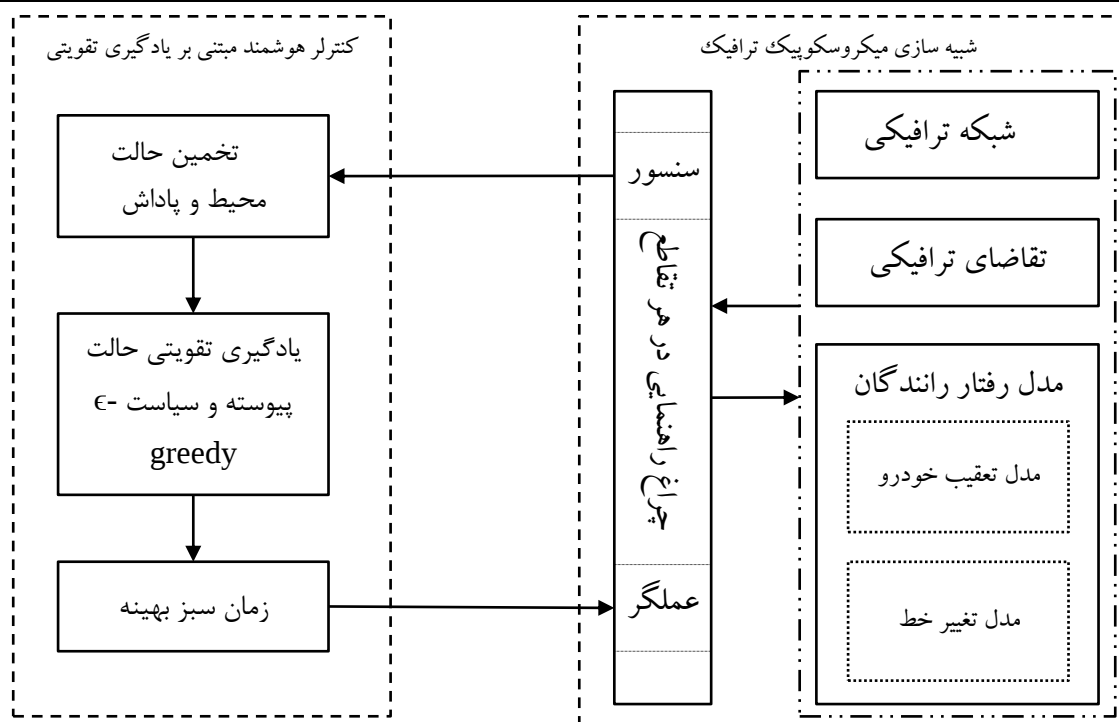
در رابطه ۳، C تابع هزینه، E امید ریاضی، r پاداش لحظه‌ای، γ نرخ تخفیف و s' نیز حالت بعدی محیط از دید عامل است. با اعمال روش گرادیان نزولی بر روی تابع هزینه به روزرسانی بردار θ در طول یادگیری بر اساس رابطه ۴ صورت می‌پذیرد [۱۰].

$$w_{t+1} = \gamma \lambda w_t + \varphi(s) \\ \theta_{t+1} = \theta_t - \alpha (r_t + \gamma \theta_t^T \cdot \varphi(s') - \theta_t^T \cdot \varphi(s)) w_{t+1} \quad (4)$$

در رابطه ۴، λ میزان تأثیرپذیری ارزش حالات ابتدایی ایزود از ارزش حالات و سیگنال‌های انتهایی ایزود است و α نیز نرخ یادگیری است. در این تحقیق ارزش حالات-اعمال بر پایه یادگیری Q حالت پیوسته به روزرسانی می‌شوند و خوانندگان برای جزئیات بیشتر در این باره می‌توانند به منابع [۱۰، ۲۲] مراجعه نمایند.

۳-۲ پیاده سازی

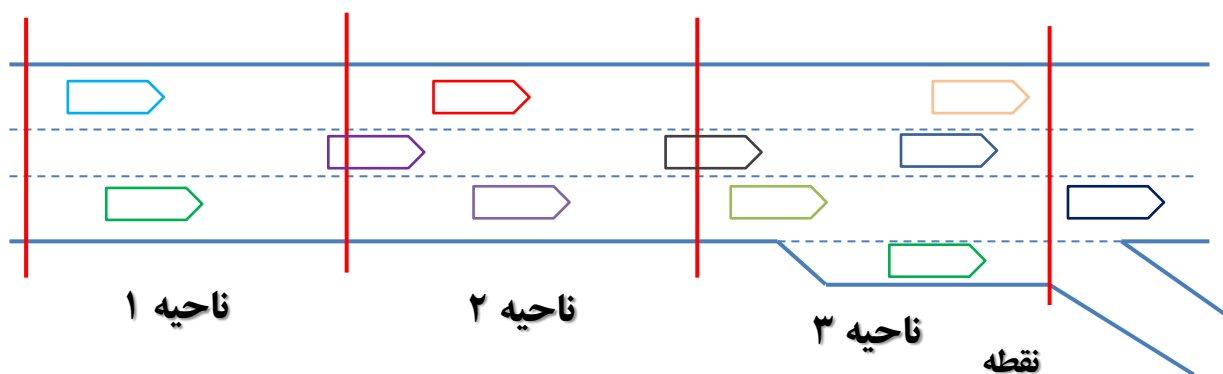
توسعه شهرنشینی و پیشرفت فن‌آوری منجر به افزایش روزافزون تعداد سفرهای درون شهری و خودروها و در نتیجه آن ترافیک شهری شده است. یکی از روش‌های کاهش معضل ترافیک احداث راه‌های جدید است. اما این راه‌حل خود مستلزم هزینه‌های بالای اجرایی است. راه‌حل دیگر که به صرفه‌تر و سریع‌تر نیز است توسعه سیستم‌های حمل‌ونقل هوشمند و به طور خاص چراغ‌های راهنمای هوشمند است. در چراغ‌های راهنمایی هوشمند پارامترهای زمان‌بندی چراغ‌های هوشمند با توجه به شرایط ترافیکی موجود (به عنوان مثال، تعداد ماشین‌های منتظر در



شکل ۱. اجزاء مختلف در پیاده سازی



شکل ۲. الگوریتم به کارگیری دو مدل تغییر خط و تعقیب خودرو



شکل ۳. ناحیه های ترافیکی در هر خیابان

محدودیت سرعت) مانع از رسیدن آن‌ها به سرعت مطلوب می‌شود. در هر گام شبیه‌سازی موقعیت و سرعت هر خودرو توسط دو مدل تعقیب خودرو و تغییر خط به‌روز می‌شوند (شکل ۲) [۲۵، ۲۶]. مدل تغییر خط یک‌روند تصمیم‌گیری است که دو مسئله امکان تغییر خط و نیاز به تغییر خط (رفتن به خط گردش و رسیدن به سرعت رانندگی بهتر) را در نظر می‌گیرد.

در هر طرف می‌باشند. طول هر خیابان نیز ۲۵۰ متر با حداکثر سرعت مجاز ۵۰ کیلومتر بر ساعت است. همچنین فرض می‌شود که ۳۳٪ از خودروها مسیر مستقیم، ۳۳٪ گردش به‌چپ و ۳۳٪ گردش به‌راست را در صورت مواجه با تقاطع انجام می‌دهند. همواره خودروها در طول مسیر حرکت خود تمایل دارند تا به سرعت مطلوب برسند اما محیط پیرامونشان (خودروی جلویی، خودروهای مجاور، چراغ راهنمایی و تابلوهای

```

Z←Current zone of the vehicle
TL← Turning lane
V←Current speed of the vehicle
VD← Desired speed of the driver
L← Current driving lane
If (Z==1)
    V'←calculate the future speed of the vehicle in the desired driving lane
    If (|V'-VD|<|V-VD|)
        If (there is enough gap in the desired driving lane)
            Change the driving lane
        Endif
    Endif
Endif
If (Z==2)
    If (TL <> L)
        If (there is enough gap in the desired driving lane)
            Change the driving lane
        Endif
    Endif
Endif
If (Z==3)
    If (TL <> L)
        If (there is enough gap in the desired driving lane)
            Change the driving lane
        Elseif
            Decrease the speed by using normal deceleration
        Endif
    Endif
Endif

```

شکل ۴. الگوریتم تغییر خط

سعی می‌کند که فاصله‌اش را از خودروی جلوی در حدی نگه دارد که در صورت توقف ناگهانی از جانب خودروی جلویی بتواند بدون هیچ‌گونه برخوردی با خودروی جلویی به توقف کامل برسد. رابطه ۵ مدل کاهش شتاب بکار رفته در این تحقیق را نشان می‌دهد [۲۶]. در این رابطه n شماره خودروی جلوی، $n+1$ شماره خودروی عقبی، t زمان فعلی شبیه‌سازی، V_{n+1} سرعت خودروی $n+1$ ام، V_n سرعت خودروی n ام، T گام زمانی و همچنین زمان واکنش راننده، b_{n+1} شتاب کاهشی خودروی عقبی، $x_n(t)$ محل خودروی n در زمان t ، $x_{n+1}(t)$ محل خودروی $n+1$ ام در زمان t و L_n کمترین سرفاصله^۴ است. لازم به ذکر است که زمان واکنش راننده عبارت است از مدت زمانی که طول می‌کشد تا راننده به تغییرات سرعت خودروی جلویی واکنش نشان دهد. در این تحقیق میزان این زمان برابر ۱ ثانیه در نظر گرفته شد.

$$V_{n+1}^D(t+T) \leq T b_{n+1} + (T^2 b_{n+1}^2(t) - b_{n+1}[2(x_n(t) - x_{n+1}(t) - L_n)] - T V_{n+1}(t) - \frac{V_n^2(t)}{b_n})^{0.5} \quad (5)$$

رابطه ۶ نیز برای افزایش شتاب مورد استفاده قرار گرفت [۲۶]. در این رابطه a_{n+1} حداکثر شتاب افزایشی خودروی $n+1$ و $V_{n+1}^*(t)$ سرعت مطلوب خودروی $n+1$ در زمان t هستند.

مدل تغییر خط یک‌روند تصمیم‌گیری است که دو مسئله امکان تغییر خط و نیاز به تغییر خط (رفتن به خط گردش و رسیدن به سرعت رانندگی بهتر) را در نظر می‌گیرد. برای دستیابی به یک نمایش دقیق‌تری از رفتار رانندگان در روند تصمیم‌گیری تغییر خط، هر خیابان به سه ناحیه تقسیم می‌شود (شکل ۳) که در هر ناحیه انگیزه راننده جهت تغییر خط متفاوت است (شکل ۴). در ناحیه ۱، انگیزه تغییر خط، رسیدن به شرایط ترافیکی بهتر (سرعت رانندگی نزدیک‌تر به سرعت مطلوب) است. در ناحیه ۲، انگیزه تغییر خط نزدیک شدن به خط گردش^۱ است و در ناحیه ۳ نیز انگیزه نزدیک شدن به خط گردش است با این تفاوت که در ناحیه ۳ در صورت نبودن فضا در خط مقصد راننده باید سرعت خود را جهت پیدا نمودن فضای مناسب در خط مقصد کاهش دهد (شکل ۴).

در این تحقیق مدل تعقیب خودروی ارائه‌شده توسط گپس مورد استفاده قرار گرفت [۲۷، ۲۸]. این مدل از دو جزء کاهش شتاب^۲ و افزایش شتاب^۳ تشکیل شده است. جزء اول دربرگیرنده محدودیت‌های سرعت اعمال‌شده توسط خودروی جلویی و جزء دوم دربرگیرنده قصد خودرو برای رسیدن به سرعت مطلوبش است. ایده مدل‌سازی کاهش شتاب بر اساس اجتناب از تصادف است. بدین معنی که راننده همواره

¹ Turning lane² Deceleration³ Acceleration⁴ Minimum Headway

$$Reward = \sum_{i=1}^w A_{i,k} - \sum_{i=1}^w A_{i,k+1} \quad (9)$$

در رابطه ۹، w تعداد خیابان‌های ورودی به تقاطع، $A_{i,k}$ تعداد خودروهای منتظر در تقاطع در گام زمانی k و $A_{i,k+1}$ تعداد خودروهای منتظر در تقاطع در گام زمانی $k+1$ است. پاداش دریافتی برای به‌روزرسانی ارزش اعمال که نشان‌دهنده کیفیت آن‌ها در راستای برآورده نمودن اهداف مسئله (کاهش زمان سفر) است مورد استفاده قرار می‌گیرد. ارزش اعمال در ابتدا صفر است که نشان‌دهنده عدم دانش چراغ‌های راهنمایی از محیط ترافیکی است. این ارزش‌ها در طول زمان به‌روزرسانی می‌شوند. از آنجائی که چراغ‌های راهنمایی در ابتدا هیچ‌گونه دانشی از محیط اطراف خود ندارند نیاز به کنکاش اعمال مختلف در حالت‌های مختلف محیط را دارند، بنابراین چراغ‌های راهنمایی با انتخاب اعمال مختلف و دریافت سیگنال‌های پاداش به تعامل با محیط اطراف خود می‌پردازند. ارزش اعمال-حالات محیط توسط روابط ۱ و ۴ به‌روزرسانی می‌شوند.

در یادگیری تقویتی پیوسته از تقریب زن‌های خطی بر پایه *Tile coding* استفاده شد. عملکرد روش *Tile coding* وابستگی زیادی به تعداد *Tile* ها و *Tiling* ها دارد و عدم انتخاب مناسب آن‌ها تأثیر بسزایی در کاهش عملکرد کنترلر هوشمند دارد. در این تحقیق مقادیر مختلف *Tile* ها و *Tiling* ها مورد بررسی قرار می‌گیرند و نتایج به ازای مقادیر مختلف ارائه و بررسی می‌شوند (به بخش ۴ مراجعه شود). شبیه‌سازی میکروسکوپی برای ۷۰۰ ساعت انجام و هر ساعت یک اپیزود در نظر گرفته می‌شود. هرچه تعداد اپیزودها افزایش یابد چراغ‌های راهنمایی کمتر به کنکاش محیط پرداخته و بیشتر به دانش به‌دست‌آمده خود اکتفا کرده و اعمالی را انتخاب می‌کنند که دارای ارزش بیشتری هستند. در حقیقت چراغ‌های راهنمایی یادگیر نیاز به برقراری تعادل میان اکتشاف و بهره‌برداری دارند. در این آزمایش از روش *ε-greedy* برای این منظور استفاده شد [۱۰]. پارامتری که عملکرد یادگیری تقویتی را تحت تأثیر قرار می‌دهد، نرخ یادگیری است. در صورتی که نرخ یادگیری کوچک باشد سرعت یادگیری کند و در صورتی که بزرگ باشد یادگیری منجر به واگرایی سیستم می‌شود. نرخ یادگیری در این تحقیق برابر ۰.۱ انتخاب شد. همچنین برای مقایسه عادلانه روش‌های مختلف از سه شاخص ارزیابی متوسط زمان سفر^۱ هر خودرو (*Sec/km*)، متوسط زمان توقف^۲ هر خودرو (*Sec/km*) و متوسط تعداد توقف‌ها (*#/veh/km*) استفاده شد. متوسط زمان سفر هر خودرو عبارت است از میانگین زمانی که یک خودرو نیاز دارد تا یک کیلومتر را در شبکه طی نماید و بدین صورت محاسبه می‌شود که ابتدا برای هر خودرو زمان سفر تعیین شده و بر کل تعداد خودروها میانگین‌گیری می‌شود. متوسط زمان توقف برای هر خودرو عبارت است از مجموع زمان توقف هر خودرو در هر کیلومتر. متوسط تعداد توقف‌ها عبارت است از متوسط تعداد

$$V_{n+1}^A(t+T) = V_{n+1}(t) + 2.5 a_{n+1} T \left(1 - \frac{V_{n+1}(t)}{V_{n+1}^*(t)} \right) \sqrt{0.025 + \frac{V_{n+1}(t)}{V_{n+1}^*(t)}} \quad (6)$$

سرعت نهایی خودرو در زمان $t+T$ مینیمم سرعت خودرو در دو حالت افزایش شتاب و کاهش شتاب است (رابطه ۷).

$$V_{n+1}^{Final}(t+T) = \min\{V_{n+1}^A(t+T), V_{n+1}^D(t+T)\} \quad (7)$$
لازم به ذکر است که رفتار و ویژگی خودروها توسط پارامترهای حداکثر سرعت، حداکثر شتاب افزایشی و حداکثر شتاب کاهشی قابل توصیف هستند. در این تحقیق حداکثر سرعت، حداکثر شتاب افزایشی و حداکثر شتاب کاهشی هر خودرو به ترتیب از توابع توزیع گوسین با میانگین‌های ۱۱۰ کیلومتر بر ساعت، ۳ و ۶ متر بر مجذور ثانیه و انحراف از معیارهای ۱۰ کیلومتر بر ساعت، ۰.۲ متر بر مجذور ثانیه و ۰.۵ متر بر مجذور ثانیه انتخاب می‌شوند.

سرعت مطلوب یک خودرو بر اساس سه فاکتور حداکثر سرعت خودرو، حداکثر سرعت مجاز خیابان‌ها و میزان تبعیت از حداکثر سرعت مجاز خیابان‌ها تعیین می‌شود. به‌عنوان مثال فرض نمایید که حداکثر سرعت خودرو ۱۵۰ کیلومتر بر ساعت، حداکثر سرعت مجاز خیابان نیز ۶۰ کیلومتر بر ساعت و میزان تبعیت از حداکثر سرعت مجاز ۱.۲ باشد. سرعت مطلوب خودرو توسط رابطه ۸، ۷۲ کیلومتر بر ساعت محاسبه می‌شود. در این تحقیق میزان تبعیت از حداکثر سرعت مجاز خیابان‌ها به تصادف برای هر خودرو از یک تابع توزیع گوسین با میانگین ۱.۱ و انحراف ۰.۱ انتخاب می‌شود.

$$V^* = \min(150, 1.2 \times 60) = 72 \text{ (km/h)} \quad (8)$$

۳-۲- کنترلر هوشمند چراغ راهنمایی بر پایه یادگیری

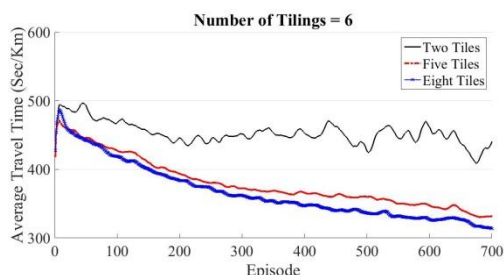
تقویتی پیوسته

در شروع هر فاز، چراغ راهنمایی وضعیت ترافیکی محلی (حالت محیط) را که توسط بردار $[Ph, A_1, A_2, \dots, A_w]$ نمایش داده می‌شود را مشاهده می‌کند. در این بردار، Ph شماره فاز جاری چراغ راهنمایی، w تعداد خیابان‌های ورودی به تقاطع و $A_1, A_2, \dots, A_w$ تعداد خودروهای منتظر در خیابان‌های ورودی به تقاطع هستند. برای مثال فضای حالت برای یک تقاطع که دارای ۴ خیابان ورودی است ۵ بعدی می‌باشد. بعد از مشاهده وضعیت محیط، چراغ راهنمایی یک مدت زمان سبز را از میان مقادیر $[۲۰, ۳۰, ۴۰, ۵۰, ۶۰, ۷۰, ۸۰, ۹۰]$ ثانیه انتخاب می‌کند. بعد از انتخاب زمان سبز، چراغ راهنمایی تا انتهای فاز که مجموع زمان سبز و زرد (زمان زرد ۵ ثانیه) است صبر کرده و سپس سیگنال پاداش را که نشان‌دهنده میزان مطلوبیت عمل انتخاب‌شده از محیط است را دریافت می‌نماید. این سیگنال پاداش توسط رابطه ۹ تعریف می‌شود.

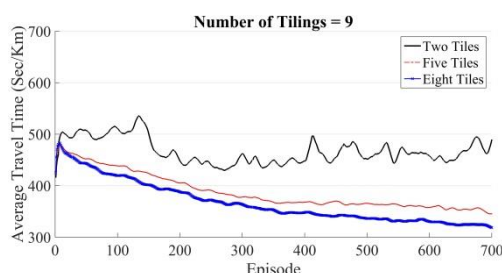
¹ Travel Time

² Stop Time

نمودارهای یادگیری کنترلرهای وفق پذیر به ازای شش *Tiling* نشان داده شده‌اند. همانند اشکال ۵ و ۶ هیچ گونه یادگیری به ازای دو *Tile* صورت نپذیرفته است. اما اختلاف عملکرد یادگیری به ازای پنج و هشت *Tile* در مقایسه با اشکال ۵ و ۶ محسوس تر است.



شکل ۷. نمودار یادگیری کنترلرهای یادگیر تقویتی پیوسته به ازای شش *Tiling* و تعداد *Tile* های ۲، ۵ و ۸



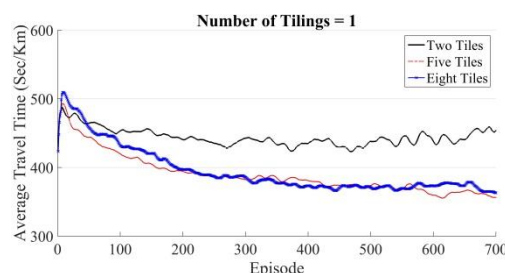
شکل ۸. نمودار یادگیری کنترلرهای یادگیر تقویتی پیوسته به ازای نه *Tiling* و تعداد *Tile* های ۲، ۵ و ۸

در شکل ۸ نیز نمودارهای یادگیری به ازای نه *Tiling* نشان داده شده‌اند. واضح است که کنترلر یادگیر به ازای هشت *Tile* دارای بهترین عملکرد است. با بررسی اشکال ۵ تا ۸ می‌توان فهمید که افزایش تعداد *Tile* ها در صورتی منجر به بهبود عملکرد خواهد شد که تعداد *Tiling* ها نیز بالا باشد. در شکل ۵ به دلیل اینکه فقط از یک *Tiling* استفاده شده بود الگوریتم به ازای هشت *Tile* عملکرد مناسبی ندارد، زیرا در هر حالت محیط فقط ارزش یک *Tile* به روز می‌شود اما در اشکال ۷ و ۸ چون در هر حالت عمل ارزش چندین *Tile* به روزسانی می‌شود الگوریتم به ازای هشت *Tile* دارای عملکرد مناسبی است. در جدول ۱ متوسط عملکرد کنترلرهای یادگیر مختلف در ۵۰ اپیزود انتهایی نشان داده شده‌اند. در این جدول منظور از $Tiling(x,y)$ ، روش *Tile coding* با تعداد *Tiling* x و *Tile* y است. همان‌طور که مشخص است اختلاف نسبتاً زیادی بین بهترین کنترلر به ازای یک *Tiling* با بهترین کنترلر ها به ازای سه، شش و نه *Tiling* وجود دارد. دلیل این امر انعطاف پذیری پایین و سرعت یادگیری پایین به علت استفاده کردن از یک *Tiling* است. همچنین افزایش تعداد *Tiling* ها از یک به سه منجر به افزایش نسبتاً قابل ملاحظه‌ای در سرعت یادگیری شده است اما با افزایش تعداد *Tiling* ها به شش و نه تغییر چندانی در سرعت یادگیری اتفاق نیافتاده و فقط تعداد پارامترهای θ افزایش یافته است.

توقف‌هایی که هر خودرو در هر کیلومتر دارد. شایان ذکر است که ماکزیمم کردن پاداش عامل‌ها با مینیمم کردن معیارهای ارزیابی همبستگی دارد.

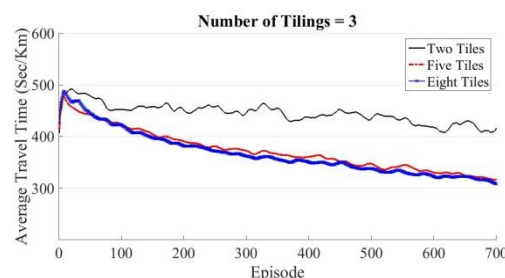
۴- نتایج

تعداد *Tiling* ها و *Tile* ها در عملکرد کنترلر یادگیر بسیار تأثیرگذار هستند بنابراین در این بخش عملکرد کنترلرهای یادگیر مختلف به ازای مقادیر مختلف *Tiling* ها و *Tile* ها ارائه و مقایسه می‌شوند تا در نهایت مقادیر بهینه آن‌ها تعیین شوند. در شکل ۵، متوسط زمان سفر به ازای یک *Tiling* و مقادیر مختلف *Tile* ها (۲، ۵ و ۸) نشان داده شده است. در این شکل نمودارهای یادگیری از میانگین گیری ۵ بار اجرای الگوریتم و میانگین گیری در بازه‌های ۹ ساعته به دست آمده‌اند. در تمام این نمودارها محور افقی نشان‌دهنده اپیزود و محور قائم نشان‌دهنده شاخص ارزیابی است.



شکل ۵. نمودار یادگیری کنترلرهای یادگیر تقویتی پیوسته به ازای یک *Tiling* و تعداد *Tile* های ۲، ۵ و ۸

همان‌طور که مشخص است کنترلر یادگیر به ازای دو *Tile* در تمام شاخص‌های ارزیابی فاقد رفتار یادگیری است و نمودار نشان‌دهنده عملکرد آن دارای نوسانات زیادی است. همچنین کنترلرهای یادگیر به ازای پنج و هشت *Tile* دارای عملکردهای نزدیک به هم هستند. همچنین اختلاف محسوس میان نمودارهای یادگیری میان دو *Tile* و پنج و هشت *Tile* نشان از تأثیر زیاد تعداد *Tile* ها بر روی عملکرد یادگیری دارد.



شکل ۶. نمودار یادگیری کنترلرهای یادگیر تقویتی پیوسته به ازای سه *Tiling* و تعداد *Tile* های ۲، ۵ و ۸

در شکل ۶، عملکرد کنترلرهای یادگیر به ازای سه *Tiling* و مقادیر مختلف *Tile* ها (۲، ۵ و ۸) نشان داده شده است. افزایش تعداد *Tile* ها از پنج به هشت تأثیر قابل توجهی در یادگیری نداشته است. در شکل ۷،

جدول ۱. متوسط عملکرد کنترلرهای یادگیر به ازای مقادیر مختلف *Tile* ها و *Tiling* ها در ۵۰ اپیزود انتهایی

متوسط تعداد توقف‌ها (#/veh/km)	متوسط زمان توقف (sec/km)	متوسط زمان سفر (sec/km)	کنترلر یادگیر
۵۰۵۴±۰.۱۲۳	۳۶۲.۸۸±۱۴.۸۴	۴۵۱.۶۲±۱۵.۱۱	Tile Coding (۱,۲)
۴۰۳۶۴±۰.۰۶۴	۲۷۴.۸۵±۶.۵۷	۳۶۱.۹۹±۶.۷۴	Tile Coding (۱,۵)
۴۰۳۸۰±۰.۰۷۷	۲۷۹.۱۱±۷.۵۷	۳۶۶.۱۸±۷.۷۶	Tile Coding (۱,۸)
۴۰۹۹۶±۰.۱۵۲	۳۲۷.۲۴±۱۷.۰۷	۴۱۵.۴۳±۱۷.۴۷	Tile Coding (۳,۲)
۴۰۱۸۶±۰.۰۴۲	۲۳۴.۲۸±۴.۲۸	۳۲۰.۷۶±۴.۴۳	Tile Coding (۳,۵)
۴۰۱۴۶±۰.۰۴۹	۲۳۰.۷۹±۵.۶۰	۳۱۷.۱۷±۵.۷۵	Tile Coding (۳,۸)
۵۰۱۵۹±۰.۱۵۸	۳۳۶.۷۴±۱۸.۷۷	۴۲۵.۰۲±۱۹.۱۲	Tile Coding (۶,۲)
۴۰۲۹۶±۰.۰۵۶	۲۴۶.۸۲±۵.۷۰	۳۳۳.۶۲±۵.۸۵	Tile Coding (۶,۵)
۴۰۱۶۳±۰.۰۶۴	۲۳۳.۳۱±۶.۳۹	۳۱۹.۷۰±۶.۵۶	Tile Coding (۶,۸)
۵۰۳۹۹±۰.۱۹۷	۳۸۴.۳۷±۲۳.۰۰	۴۷۳.۰۵±۲۳.۳۱	Tile Coding (۹,۲)
۴۰۴۱۲±۰.۰۶۰	۲۶۵.۵۶±۶.۲۱	۳۵۲.۶۶±۶.۳۹	Tile Coding (۹,۵)
۴۰۱۸۰±۰.۰۴۷	۲۳۷.۶۱±۴.۲۱	۳۲۴.۰۴±۴.۳۴	Tile Coding (۹,۸)

در رابطه ۱۰، r پاداش لحظه‌ای، γ ضریب تخفیف، α ضریب یادگیری و $Q(s,a)$ ارزش انجام عمل a در حالت s را نشان می‌دهند. ضریب تخفیف و مقدار ضریب یادگیری برای روش یادگیری Q در این تحقیق به ترتیب برابر ۰.۹۹ و ۰.۰۱ انتخاب شدند. روش عملگر-نقاد یک روش *on-policy* است بدین معنی که سیاستی که عامل با آن زندگی می‌کند با سیاستی که ارزش آن را تخمین می‌زند یکی است [۲۹]. در این روش یادگیری، ساختار حافظه جداگانه‌ای هم برای سیاست و هم برای تابع ارزش در نظر گرفته می‌شود. در این روش یادگیری ساختار سیاست به‌عنوان عملگر و ساختار تابع ارزش به‌عنوان نقاد شناخته می‌شوند. ارزش حالت‌های مختلف محیط در روش عملگر-نقاد توسط روابط ۱۱ و ۱۲ به‌روز می‌شوند.

$$V(s) \leftarrow V(s) + \alpha[r_{t+1} + \gamma V(s_{t+1}) - V(s_t)]e_{t+1}(s) \quad (11)$$

$$e_{t+1}(s) = \begin{cases} \gamma \lambda e_t(s), & \text{if } s \neq s_t \\ \gamma \lambda e_t(s) + 1, & \text{if } s = s_t \end{cases} \quad 0 \leq \gamma, \lambda \leq 1 \quad (12)$$

در روابط ۱۱ و ۱۲، α نرخ یادگیری در عملگر، γ نرخ تخفیف، λ میزان تأثیرپذیری ارزش حالت‌های ابتدایی اپیزود از ارزش حالت‌ها و سیگنال‌های انتهایی محیط هستند. مقدار نرخ یادگیری، ضریب تخفیف و λ در عملگر به ترتیب برابر ۰.۰۱، ۰.۹ و ۰.۸۵ انتخاب شدند.

همچنین با مقایسه انحراف از معیار بهترین کنترلرهای یادگیر به ازای *Tiling* های مختلف مشخص می‌شود که افزایش تعداد *Tiling* ها منجر به کاهش نوسانات نمودار یادگیری (انحراف از معیار) شده است. از لحاظ متوسط عملکرد، کنترلر یادگیر بر پایه (۸ و ۳) *Tile Coding* دارای بهترین عملکرد و از منظر انحراف از معیار کنترلر یادگیر بر پایه (۸ و ۹) *Tile Coding* دارای بهترین عملکرد است.

۵- بحث و تحلیل نتایج

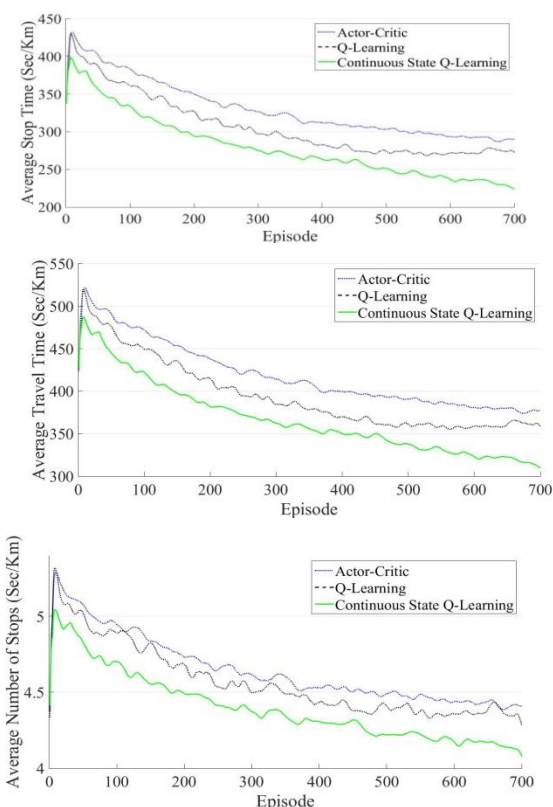
روش‌های یادگیری تقویتی گسسته جزء روش‌های بسیار رایج در کنترلر وفق‌پذیر چراغ‌های راهنمایی هستند که در تحقیقات مختلفی [۸، ۱۷] مورد استفاده قرار گرفته‌اند. در این بخش به‌منظور اعتبار سنجی نتایج، دو روش یادگیری Q و عملگر-نقاد حالت گسسته [۱۰] پیاده‌سازی و نتایج آن با روش پیشنهادی مقایسه شدند. روش یادگیری Q یک روش *off-policy* است بدین معنی که سیاستی که با آن زندگی می‌کند ممکن است با آنچه بهبود می‌دهد متفاوت باشد. برای یادگیری تابع Q می‌توان از جدولی استفاده کرد که هر سطر آن یک زوج $\langle s,a \rangle$ به همراه تقریبی است که یادگیر از مقدار واقعی Q به دست آورده است. نحوه به‌روزرسانی ارزش حالات-اعمال در یادگیری Q مطابق رابطه ۱۰ است.

$$Q(s,a) \leftarrow Q(s,a) + \alpha[r + \gamma \max_{a'} Q(s',a') - Q(s,a)] \quad (10)$$

جدول ۲. نحوه گسسته سازی حالت هر تقاطع

ابعاد جدول Q	تعداد حالات	مرزبندی حالات محیط
۶×۶×۶×۶×۴×۸	۶	{۵-۲۰-۳۵-۵۰-۶۵}
	۶	{۵-۲۰-۳۵-۵۰-۶۵}
	۶	{۵-۲۰-۳۵-۵۰-۶۵}
	۶	{۵-۲۰-۳۵-۵۰-۶۵}
	۴	{۱ و ۲ و ۳ و ۴}
		فاز

آلایندگی برای هر خودرو چهار حالت توقف کامل، کاهش شتاب، افزایش شتاب و حرکت با سرعت ثابت در نظر گرفته شده است و برای هر حالت میزان مصرف سوخت و میزان تولید آلاینده‌ها (CO ، NO_x و HC) به صورت مجزا معرفی می‌شود. در طول شبیه‌سازی بر اساس سرعت هر خودرو و مسافتی که در شبکه طی می‌نماید میزان آلاینده‌ها و مصرف سوخت محاسبه می‌شوند [۳۰]. شکل ۱۰ میزان مصرف سوخت و انتشار آلاینده‌های مختلف را برای کنترلرهای مبتنی بر یادگیری Q ، عملگر-نقاد حالت گسسته و بهترین کنترلر مبتنی بر یادگیری Q حالت پیوسته نشان می‌دهد.

شکل ۹. مقایسه عملکرد روش پیشنهادی با دو روش یادگیری Q و عملگر-نقاد

تقویت کردن و یا ضعیف کردن تمایل برای انتخاب هر عمل در عملگر می‌تواند توسط افزایش یا کاهش $P(s_t, a_t)$ در زمان‌های مختلف انجام شود (رابطه ۱۳).

$$P(s, a) \leftarrow P(s, a) + \beta[r_{t+1} + \gamma V(s_{t+1}) - V(s_t)]e_{t+1}(s) \quad (13)$$

در رابطه ۱۳، β پارامتر طول گام^۱ بوده و دارای یک مقدار مثبت (۰.۱) می‌باشد. این دو روش نیاز به گسسته سازی حالات محیط دارند برای این منظور تعداد ماشین‌های موجود در خیابان‌های منتهی به هر تقاطع مطابق جدول ۲ گسسته سازی می‌شوند.

همچنین از سیاست ϵ -greedy جهت برقراری تعادل میان اکتشاف و بهره‌برداری استفاده شد که مقدار ϵ به صورت خطی در طول یادگیری از ۰.۸ تا صفر کاهش می‌یابد. شکل ۹ عملکرد کنترلرهای مبتنی بر یادگیری Q و عملگر-نقاد حالت گسسته را با بهترین کنترلر مبتنی بر یادگیری Q حالت پیوسته ($Tile Coding$ (۳ و ۸)) در سه معیار متوسط زمان سفر، متوسط زمان توقف و متوسط تعداد توقف‌ها مقایسه می‌نماید.

همان‌طور که از شکل ۹ مشخص است روش پیشنهادی دارای عملکرد بهتری است. به منظور ارزیابی دقیق‌تر، متوسط عملکرد این سه کنترلر یادگیر در ۵۰ اپیزود انتهایی بر اساس سه معیار متوسط زمان سفر، متوسط زمان توقف و متوسط تعداد توقف‌ها در جدول ۳ نشان داده شده‌اند. همان‌طور که مشخص است استفاده از کنترلر یادگیر پیشنهادی منجر به بهبود ۱۶٪ زمان سفر در مقایسه با کنترلر عملگر-نقاد و بهبود ۱۳٪ زمان سفر در مقایسه با کنترلر یادگیر Q شده است.

به منظور فراهم آوردن درک ملموس‌تری از میزان تأثیر عملکرد کنترلر چراغ راهنمایی، میزان مصرف سوخت (lit) و انتشار آلاینده‌های CO ، HC و NO_x (kg) برای کنترلرهای هوشمند مختلف بررسی می‌شوند. هدف از انجام چنین بررسی برقراری ارتباط میان مهندسی ترافیک، یادگیری ماشین و محیط‌زیست است. در شبیه‌سازی میکروسکوپیک ترافیک، به منظور محاسبه میزان مصرف سوخت و

^۱Step-Size

جدول ۳. مقایسه روش پیشنهادی با دو روش یادگیری Q و عملگر-نقاد

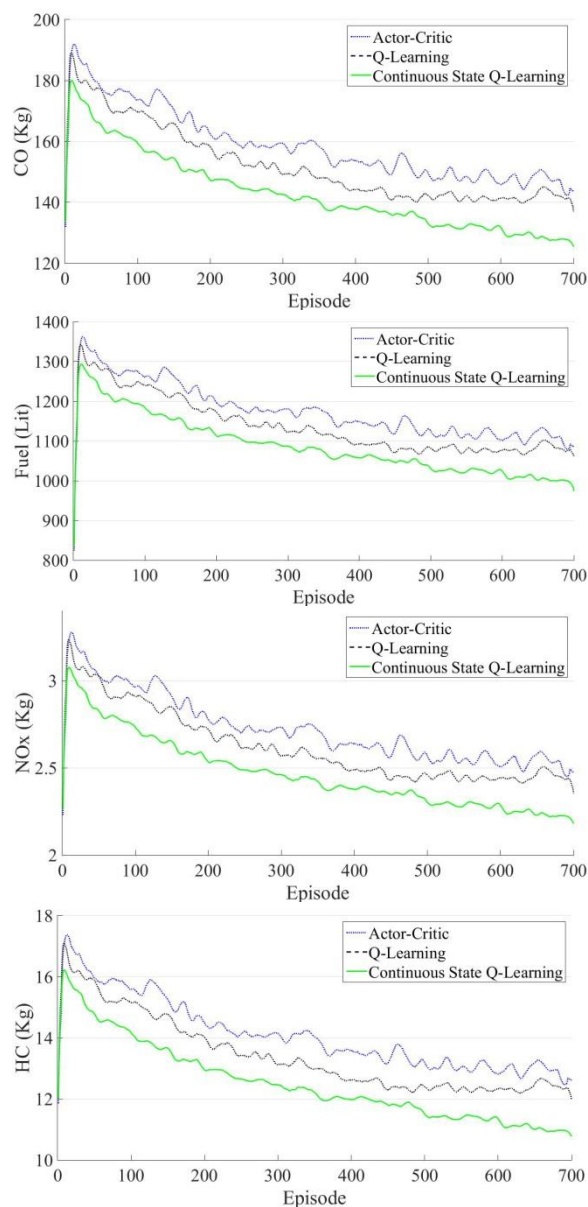
کنترلر	متوسط زمان سفر (sec/km)	متوسط زمان توقف (sec/km)	متوسط تعداد توقف‌ها (#/veh/km)
عملگر-نقاد	377.09 ± 5.02	289.99 ± 5.07	4.42 ± 0.06
یادگیری Q	363.37 ± 8.05	276.33 ± 7.79	4.38 ± 0.09
روش پیشنهادی	317.17 ± 5.75	230.79 ± 5.60	4.15 ± 0.049
٪ بهبود روش پیشنهادی در مقایسه با عملگر-نقاد	۱۵.۹	۲۰.۴	۶.۱
٪ بهبود روش پیشنهادی در مقایسه با یادگیری Q	۱۲.۷	۱۶.۵	۵.۴

لازم به ذکر است در این جدول منظور از CO ، HC و NO_x به ترتیب میزان متوسط آلاینده CO ، HC و NO_x تولیدشده در هر ساعت است. همان‌طور که مشخص است مجموع میزان سوخت مصرفی و آلاینده‌های مختلف در طول یادگیری دارای روند کاهشی بوده که این موضوع نشان‌دهنده یادگیری چراغ‌های راهنمایی و نزدیک شدن آن‌ها به سیاست بهینه است. همچنین کنترلر پیشنهادی بر اساس تمام معیارهای میزان مصرف سوخت و انتشار آلاینده‌ها دارای عملکرد بهتری است.

به منظور ارزیابی دقیق‌تر، متوسط عملکرد این سه کنترلر یادگیر در ۵۰ اپیزود انتهایی بر اساس معیارهای فوق در جدول ۴ نشان داده شده‌اند. همان‌طور که مشخص است استفاده از کنترلر یادگیر پیشنهادی منجر به بهبود ۱۰٪ میزان مصرف سوخت و ۱۲٪ انتشار آلاینده NO_x در مقایسه با کنترلر عملگر-نقاد و بهبود ۸٪ میزان مصرف سوخت و ۱۲٪ انتشار آلاینده NO_x در مقایسه با کنترلر یادگیر Q شده است.

۶- نتیجه‌گیری

طراحی و پیاده‌سازی کنترلرهای چراغ‌های راهنمایی به دلیل نوسانات و پیچیدگی‌های ترافیکی ساده و عاری از چالش نیست. طراحی کنترلرهای چراغ راهنمایی بر اساس یادگیری تقویتی، توانایی وفق‌پذیری و انعطاف‌پذیری آن‌ها را با شرایط مختلف ترافیکی فراهم می‌آورد. در این تحقیق کنترلر یادگیر تقویتی بر اساس تقریب زن خطی *Tile Coding* به منظور کنترل چراغ راهنمایی طراحی و پیاده‌سازی شد. در یادگیری تقویتی حالت پیوسته از مفهوم تعمیم استفاده می‌شود بدین معنی که برخلاف یادگیری تقویتی گسسته عامل برای تقریب زدن ارزش تمام حالات یا حالات-اعمال نیازی به تجربه‌اندوزی مستقیم ندارد و ارزش یک حالت-عمل از روی شباهت سنجی با سایر حالات-اعمال مشابه تخمین زده می‌شود. هرچه دو حالت از محیط به هم شبیه‌تر باشند ارزش آن‌ها نیز به هم نزدیک‌تر خواهد بود.



شکل ۱۰. مقایسه عملکرد روش پیشنهادی با دو روش یادگیری Q و عملگر-نقاد با معیارهای میزان مصرف سوخت و آلاینده‌ها

جدول ۴. مقایسه روش پیشنهادی با دو روش یادگیری Q و عملگر-نقاد

کنترلر	میزان مصرف سوخت در هر ساعت (lit)	CO (kg)	HC (kg)	NO _x (kg)
عملگر-نقاد	۱۱۰۷±۴۳	۱۴۶.۷±۶.۴	۱۲.۹±۰.۵۹	۲.۵۲±۰.۱۱
یادگیری Q	۱۰۸۷±۳۲	۱۴۳.۰±۴.۵	۱۲.۵±۰.۴۰	۲.۴۷±۰.۰۸
روش پیشنهادی	۱۰۰۰±۲۴	۱۲۷.۹±۳.۲	۱۱.۰±۰.۲۹	۲.۲۲±۰.۰۶
% بهبود روش پیشنهادی در مقایسه با عملگر-نقاد	۹.۶	۱۲.۸	۱۴.۹	۱۱.۹
% بهبود روش پیشنهادی در مقایسه با یادگیری Q	۸.۰	۱۰.۶	۱۲.۲	۱۱.۳

- [6] K.-H. Chao, R.-H. Lee, and M.-H. Wang, "An Intelligent Traffic Light Control Based on Extension Neural Network," KES '08 Proceedings of the 12th international conference on Knowledge-Based Intelligent Information and Engineering Systems, Part I, I. Lovrek, R. J. Howlett, and L. C. Jain (eds), Springer, Berlin, Heidelberg, pp. 17-24, 2008.
- [7] S. El-Tantawy, B. Abdulhai, and H. Abdelgawad, "Design of Reinforcement Learning Parameters for Seamless Application of Adaptive Traffic Signal Control," Journal of Intelligent Transportation Systems: Technology, Planning, and Operations vol. 18, no. 3, pp. 227-245, 2014.
- [8] M. Abdoos, N. Mozayani, and A. L. C. Bazzan, "Traffic Light Control in Non-stationary Environments based on MultiAgent Q-learning," 14th International IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems, Washington, DC, USA, pp. 1580-1585, 2011.
- [9] C. Jacob and B. Abdulhai, "Automated Adaptive Traffic Corridor Control Using Reinforcement Learning: Approach and Case Studies," Transportation Research Record: Journal of the Transportation Research Board, vol. 1959, no. 1, pp. 1-8, 2006.
- [10] R. S. Sutton and A. G. Barto, Reinforcement Learning: An Introduction. MIT Press, Cambridge, 1998.
- [11] L. P. Kaelbling, M. L. Littman, and A. W. Moore, "Reinforcement Learning: A Survey," Journal of Artificial Intelligence Research, vol. 4, pp. 237-285, 1996.
- [12] B. Abdulhai and L. Kattan, "Reinforcement learning: Introduction to theory and potential for transport applications," Canadian Journal of Civil Engineering, vol. 30, no. 6, pp. 981-991, 2003.
- [13] R. P. Roess, E. S. Prassas, and W. R. McShane, Traffic Engineering. Pearson Higher Education, New Jersey, 2010.

همچنین در این تحقیق به منظور اعتبار سنجی، عملکرد یادگیری تقویتی حالت پیوسته با دو روش یادگیری Q و عملگر-نقاد حالت گسسته مقایسه شد و نتایج نشان دادند که یادگیری تقویتی حالت پیوسته به مراتب دارای عملکرد بهتری است.

مراجع

- [1] A. Stevanovic, J. Stevanovic, K. Zhang, and S. Batterman, "Optimizing traffic control to reduce fuel consumption and vehicular emissions: Integrated approach with VISSIM, CMEM, and VISGAOST," Transportation Research Record: Journal of the Transportation Research Board, vol. 2128, no. 2128, pp. 105-113, 2009.
- [2] S. F. Smith, G. J. Barlow, X.-F. Xie, and Z. B. Rubinstein, "Smart Urban Signal Networks: Initial Application of the SURTRAC Adaptive Traffic Signal Control System," Proceedings of the Twenty-Third International Conference on Automated Planning and Scheduling, Rome, Italy, pp. 434-442, 2013.
- [3] M. C. Choy, D. Srinivasan, and R. L. Cheu, "Cooperative, hybrid agent architecture for real-time traffic signal control," IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics - Part A: Systems and Humans, vol. 33, no. 5, pp. 597-607, 2003.
- [4] P. G. Balaji and D. Srinivasan, "Type-2 fuzzy logic based urban traffic management," Engineering Applications of Artificial Intelligence, vol. 24, no. 1, pp. 12-22, 2011.
- [5] D. Srinivasan, M. C. Choy, and R. L. Cheu, "Neural Networks for Real-Time Traffic Signal Control," IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, vol. 7, no. 3, pp. 261-272, 2006.

- [22] C. Szepesvári, Algorithms for Reinforcement Learning. Morgan & Claypool Publishers, 2010.
- [23] L. Busoniu, R. Babuska, B. D. Schutter, and D. Ernst, Reinforcement Learning and Dynamic Programming Using Function Approximators. CRC Press, Florida, 2010.
- [24] J. S. Albus, "A New Approach to Manipulator Control: the Cerebellar Model Articulation Controller (CMAC)," Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, vol. 97, pp. 220-227, 1975.
- [25] A. Kesting, M. Treiber, and D. Helbing, "General Lane-Changing Model MOBIL for Car-Following Models," Transportation Research Record: Journal of the Transportation Research Board, vol. 1999, pp. 86-94, 2004.
- [26] J. Casas, J. L. Ferrer, D. Garcia, J. Perarnau, and A. Torday, "Traffic Simulation with Aimsun," Fundamentals of Traffic Simulation, J. Barceló (ed), Springer New York, New York, NY, pp. 173-232, 2010.
- [27] P. G. Gipps, "A behavioural car-following model for computer simulation," Transportation Research Part B: Methodological, vol. 15, no. 2, pp. 105-111, 1981.
- [28] P. G. Gipps, "Multsim: a model for simulating vehicular traffic on multi-lane arterial roads," Mathematics and Computers in Simulation, vol. 28, no. 4, pp. 291-295, 1986.
- [29] I. Grondman, L. Busoniu, G. A. D. Lopes, and R. Babuska, "A Survey of Actor-Critic Reinforcement Learning: Standard and Natural Policy Gradients," IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews), vol. 42, no. 6, pp. 1291-1307, 2012.
- [30] AIMSUN, "Microsimulator and Mesosimulator in Aimsun 6 User's Manual," 2009.
- [14] K. Wen, S. Qu, and Y. Zhang, "A stochastic adaptive control model for isolated intersections," IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics, ROBIO 2007, pp. 2256-2260, 2007.
- [15] S. El-Tantawy and B. Abdulhai, "An agent-based learning towards decentralized and coordinated traffic signal control," 13th International IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems (ITSC), pp. 665-670, 2010.
- [16] J. C. Medina, A. Hajbabaie, and R. F. Benekohal, "Arterial traffic control using reinforcement learning agents and information from adjacent intersections in the state and reward structure," 13th International IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems (ITSC), Funchal, 2010.
- [17] M. Abdoos, N. Mozayani, and A. L. C. Bazzan, "Holonc multi-agent system for traffic signals control," Engineering Applications of Artificial Intelligence, vol. 26, no. 5-6, pp. 1575-1587, 2013.
- [18] M. Wiering, "Multi-agent reinforcement learning for traffic light control," 17th International Conference on Machine Learning, Stanford, CA, pp. 1151-1158, 2000.
- [19] M. Wiering, J. Vreeken, J. V. Veenen, and A. Koopman, "Simulation and optimization of traffic in a city," IEEE Intelligent Vehicles symposium, pp. 453 - 458, 2004.
- [20] M. A. Khamis and W. Gomaa, "Adaptive multi-objective reinforcement learning with hybrid exploration for traffic signal control based on cooperative multi-agent framework," Engineering Applications of Artificial Intelligence, vol. 29, pp. 134-151, 2014.
- [21] M. Abdoos, N. Mozayani, and A. L. C. Bazzan, "Hierarchical control of traffic signals using Q-learning with tile coding," Applied Intelligence, vol. 40, no. 2, pp. 201-213, 2014.

پایدار سازی سیستم های چند جمله ای غیر خطی در معرض نویز سیستم و اعوجاج کمی سازی

علی رضا فرهادی

استادیار، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی شریف، afarhadi@sharif.edu

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۶/۳/۴، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۶/۴/۱۸)

چکیده: این مقاله به مسئله پایدار سازی سیستم های چند جمله ای غیر خطی در معرض نویز سیستم هنگامی که انتقال از حسگر به کنترل کننده از طریق یک کانال مخابراتی دیجیتال بدون نویز صورت می گیرد، می پردازد. یک تکنیک پایدار سازی متشکل از یک انکودر، دیکودر و کنترل کننده جهت پایدار سازی مجانبی باند محدود با احتمال یک، ارائه می شود. در صورت فقدان نویز سیستم نشان داده می شود که این تکنیک پایدار سازی منجر به پایداری مجانبی می شود. عملکرد رضایت بخش این تکنیک برای پایدار سازی مجانبی باند محدود با احتمال یک و نیز پایداری مجانبی یک سیستم چند جمله ای غیر خطی بر روی کانال مخابراتی دیجیتال بدون نویز با استفاده از شبیه سازی کامپیوتری نمایش داده می شود.

کلمات کلیدی: سیستم کنترل شبکه ای، سیستم غیر خطی چند جمله ای، کانال مخابراتی دیجیتال بدون نویز

Stabilization of Nonlinear Polynomial Systems Subject to System Noise and Quantization Distortion

Alireza Farhadi

Abstract: This paper is concerned with the stability of nonlinear polynomial dynamic systems subject to system noise when transmission from sensor to controller is via the digital noiseless channel. A stabilizing technique consisting of an encoder, decoder and a controller is presented for almost sure asymptotic bounded stability of nonlinear polynomial systems subject to system noise over the digital noiseless channel. In the absence of system noise it is shown that the proposed stabilizing technique results in asymptotic stability. The satisfactory performance of the proposed technique for almost sure asymptotic bounded stability and asymptotic stability of a polynomial dynamic system over the digital noiseless channel is illustrated using computer simulations.

Keywords: Networked control system, Polynomial nonlinear system, Digital noiseless channel

۱- مقدمه

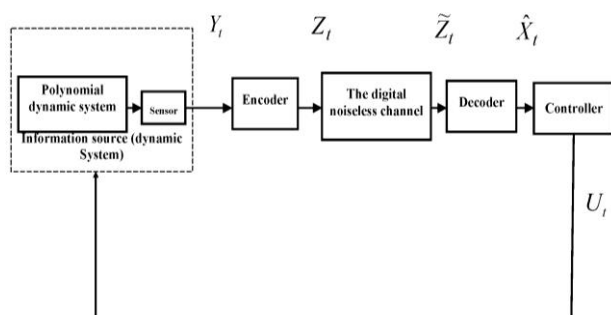
۱-۱- پیشینه و انگیزش

سیستم حفاری هوشمند چاه نفت، سیستم پایش میادین نفتی و سامانه خودکار انتقال آب کشاورزی. از این رو این مقاله به پایدار سازی سیستم های چند جمله ای غیر خطی بر روی یک کانال مخابراتی در معرض خطای مخابراتی می پردازد.

در این مقاله به مسئله پایدار سازی مجانبی باند محدود با احتمال یک دسته ای خاص از سیستم های چند جمله ای غیر خطی در معرض نویز سیستم بر روی یک کانال مخابراتی دیجیتال بدون نویز پرداخته می

یک دسته مهم از سیستم های غیر خطی، سیستم های غیر خطی چند جمله ای است زیرا انواع دیگر سیستم های غیر خطی با هر نوع غیر خطی پیوسته ایستا می تواند بوسیله این دسته از سیستم های غیر خطی توصیف گردد [۱]. از طرف دیگر، یکی از مسائل نوظهور کنترل آن است که چگونه می توان یک سیستم دینامیکی را بر روی یک کانال مخابراتی که در معرض خطاهای مخابراتی (نظیر اعوجاج کمی سازی) است پایدار نمود [۲-۱۶]. مثال هایی از این سیستم ها که نیاز به پایدار سازی و/یا تخمین در معرض خطاهای مخابراتی دارند عبارتند از

احتمال یک و پایداری مجانبی با استفاده از شبیه سازی کامپیوتری نمایش داده می شود.



شکل ۱- یک سیستم چند جمله ای غیر خطی که بر روی کانال مخابراتی دیجیتال بدون نویز کنترل می شود

۳-۱- ساختار مقاله

ساختار این مقاله بصورت زیر است: در بخش ۲، فرموله بندی مسئله ارائه می شود. بخش ۳ به نتایج پایدار سازی اختصاص می یابد در این بخش انکودر، دیکودر و کنترل کننده ای برای پایدار سازی مجانبی باند محدود با احتمال یک ارائه می شود. نتایج شبیه سازی در بخش ۴ آورده شده است و مقاله در بخش ۵ نتیجه گیری می شود.

۲- فرموله بندی مسئله

در سراسر مقاله از نمادگذاری های زیر استفاده می شود: $\|\cdot\|$ قدرمطلق را نشان می دهد و $\|\cdot\|_0$ نرم اقلیدسی را نشان می دهد. $\hat{X}_t$ به معنای "بر مبنای تعریف معادل است با" می باشد. $[X]_t$ معرف t امین عنصر بردار X و $\mathbb{R}$ مجموعه اعداد حقیقی است. $\hat{A}$ ترانزاد ماتریس A و A^{-1} معکوس ماتریس مربعی A می باشد.

این مقاله به مسئله پایدار سازی مجانبی باند محدود با احتمال یک دسته ای از سیستم های چند جمله ای غیر خطی بر روی کانال مخابراتی دیجیتال بدون نویز می پردازد که در بلوک دیاگرام شکل ۱ نشان داده شده است. اجزای سازنده این بلوک دیاگرام در زیر تشریح شده است.

سیستم دینامیکی: سیستم دینامیکی یک سیستم چند جمله ای غیر خطی زمان گسسته است که بصورت زیر توصیف می شود

$$\begin{cases} X_{t+1} = P_p(X_t) + U_t + W_t, & X_0 = \xi \\ Y_t = X_t \end{cases} \quad t \in \mathbb{N}_+ \triangleq \{0, 1, 2, \dots\} \quad (1)$$

که در اینجا $X_t \in \mathbb{R}^n$ حالت سیستم است و Y_t اندازه گیری انجام شده از سیستم در زمان t است. ξ متغیر تصادفی بوده که معرف مقدار

شود. بلوک دیاگرام این مسئله در شکل ۱ نشان داده شده است. بلوک دیاگرام های مشابهی در بسیاری از مقالات تحقیقاتی که به بررسی اثرات خطاهای مخابراتی در انتقال داده از حسگر به کنترل کننده می پردازند، مورد توجه قرار گرفته است (نظیر [۴] و [۷]). برخی نتایج اساسی در تخمین و/یا پایدار سازی سیستم های دینامیکی بر روی کانال های مخابراتی در معرض خطاهای مخابراتی در مقالات [۲-۱۶] یافت می شوند. در مرجع [۱۰] محققان به مسئله تخمین یک سیستم کنترل نشده لپشیتز غیر خطی بدون نویز سیستم بر روی کانال مخابراتی دیجیتال بدون نویز با میانگین مجذور خطای تخمین صفر می پردازند. [۱۳] به مسئله تخمین یک سیستم کنترل نشده لپشیتز توزیع شده که در معرض نویز های سیستم و اندازه گیری است می پردازد و [۷] به مسئله پایدار سازی سیستم های غیر خطی فاقد نویز بر روی کانال مخابراتی دیجیتال بدون نویز می پردازد. به علاوه در مرجع [۱۶] به مسئله پایدار سازی سیستم های دینامیکی غیر خطی دارای عدم قطعیت بر روی یک شبکه مخابراتی بدون نویز که در معرض تاخیر مخابراتی و محدودیت های ایجاد شده ناشی از اشتراک شبکه با سایر کاربران است، پرداخته شده است. اما این مرجع اثرات اعوجاج کمی سازی را مورد توجه قرار نمی دهد.

۲-۱- نوآوری های مقاله

از آنجائیکه تاکنون مسئله پایدار سازی سیستم های چند جمله ای غیر خطی در معرض نویز سیستم و اعوجاج کمی سازی در اندازه گیری های انجام شده از سیستم مورد بررسی قرار نگرفته است در این مقاله به این مسئله پرداخته می شود (شکل ۱ را ببینید). در بلوک دیاگرام شکل ۱ اندازه گیری های انجام شده از سیستم، مقادیر حقیقی دارند و از این رو برای انتقال آنها از طریق یک کانال مخابراتی دیجیتال باید کمی شوند و به صورت یک بسته داده باینری با طول مشخص (مثلا R بیت) ارائه شوند. این امر منجر به اعوجاج در اندازه گیری های سیستم هنگامی که آنها دوباره در کنترل کننده باز سازی می شوند، می گردد. برخلاف این عدم قطعیت ها (یعنی نویز سیستم و اعوجاج ناشی از کمی سازی) یک تکنیک پایدار سازی که شامل یک انکودر، دیکودر و کنترل کننده است، ارائه می شود که منجر به پایدار سازی مجانبی باند محدود با احتمال یک برای سیستم های چند جمله ای غیر خطی در معرض نویز سیستم می شود. در صورت عدم وجود نویز سیستم نشان داده می شود که این تکنیک پایدار سازی منجر به پایداری مجانبی می شود. عملکرد رضایت بخش این تکنیک برای پایدار سازی مجانبی باند محدود با

(۵)

$$U_t = -P_p(\hat{X}_t).$$

هدف این مقاله طراحی یک انکودر و دیکودر به گونه ای است که پایدار سازی مجانبی باند محدود با احتمال یک، که بصورت زیر تعریف می شود، را حاصل نماید.

تعریف ۱- (پایدار سازی مجانبی باند محدود با احتمال

یک): بلوک دیاگرام شکل ۱ را در نظر بگیرید که بوسیله سیستم دینامیکی غیر خطی (۱) بر روی کانال مخابراتی دیجیتال بدون نویز که در بالا شرح داده شد، توصیف شده است. این سیستم دارای پایداری مجانبی باند محدود با احتمال یک است اگر و فقط اگر یک انکودر، دیکودر و کنترل کننده و یک مجموعه باند محدود بسته $\Delta \subset \mathbb{R}^n$ وجود داشته باشد که شرط زیر را تامین نماید:

$$\Pr(\lim_{t \rightarrow \infty} X_t \in \Delta) = 1. \quad (۶)$$

تکته ۱: برای $\Delta = \{0\}$ نوع پایداری مجانبی است.

۳- نتایج پایدار سازی

در این بخش برای کنترل کننده (۵)، اینکودر و دیکودری ارائه می شود که اقدام به پایدار سازی مجانبی باند محدود با احتمال یک سیستم دینامیکی (۱) در بلوک دیاگرام شکل ۱ می نماید. اجازه دهید که $E_t \triangleq X_t - \hat{X}_t$ با عناصر $E_t^{(i)}$ ، معرف خطای تخمین باشد. تحت تاثیر بردار کنترل $U_t = -P_p(\hat{X}_t)$ سیستم دینامیکی (۱) بصورت زیر باز نویسی می شود

$$X_{t+1} = P_p(X_t) - P_p(\hat{X}_t) + W_t \quad (۷)$$

از این رو برای هر $i = \{1, 2, \dots, n\}$ فرمول زیر را برای هر $X_{t+1}^{(i)}$ داریم:

$$\begin{aligned} X_{t+1}^{(i)} &= P_p^{(i)}(X_t) - P_p^{(i)}(\hat{X}_t) + W_t^{(i)} \\ &= \sum_{j=1}^n (P_p^{(ij)}(X_t^{(j)}) - P_p^{(ij)}(\hat{X}_t^{(j)})) + W_t^{(i)} \end{aligned} \quad (۸)$$

$$\begin{aligned} \text{حال با جایگزینی } \hat{X}_t^{(j)} &= X_t^{(j)} - E_t^{(j)} \text{ در رابطه بالا داریم} \\ X_{t+1}^{(j)} &= \sum_{e=1}^n (P_{pe}^{(ij)}(E_t^{(e)}) + L^{(ij)}(X_t^{(j)}, E_t^{(j)})) + W_t^{(i)} \end{aligned} \quad (۹)$$

بطوریکه

$$P_{pe}^{(ij)} = \sum_{k=1}^p (-1)^{k+1} \alpha_{ijk} (E_t^{(j)})^k \quad (۱۰)$$

و

حالت اولیه است که برای کنترل کننده مقدارش نامعلوم است و U_t بردار کنترل است. $P_p(\cdot) \in \mathbb{R}^n$ یک تابع پیوسته غیر خطی با عناصر $P_p^{(i)}(\cdot)$ است که هر کدام از این عناصر چند جمله ای از درجه p می باشد. در سراسر مقاله فرض می شود که حالت اولیه X_0 با عناصر $X_0^{(i)} i = \{1, 2, \dots, n\}$ وجود دارد به گونه ای که

$$\Pr(X_0^{(i)} \in [-L_0^{(i)}, L_0^{(i)}]) = 1. \quad (۲)$$

بنابراین برای هر $X_0^{(i)}$ بازه مشخص $[-L_0^{(i)}, L_0^{(i)}]$ وجود دارد به گونه ای که با احتمال یک داریم:

$$X_0^{(i)} \in [-L_0^{(i)}, L_0^{(i)}]. \quad (۳)$$

همچنین داریم: $P_p^{(i)}(X_t) = \sum_{j=1}^n P_p^{(ij)}(X_t^{(j)})$ که $P_p^{(ij)}(X_t^{(j)})$ یک چند جمله ای از درجه p می باشد. یعنی

$$P_p^{(ij)}(X_t^{(j)}) = \sum_{e=0}^p \alpha_{ije} (X_t^{(j)})^e, \alpha_{ije} \in \mathbb{R}$$

در سیستم دینامیکی (۱)، $W_t \in \mathbb{R}^n$ با عناصر $W_t^{(i)}$ بردار نویز سیستم است. در سراسر مقاله فرض می شود که $W_t^{(i)}$ ها متغیر تصادفی با توزیع یکنواخت در محدوده $[-\omega^{(i)}, \omega^{(i)}]$ هستند.

کانال مخابراتی: کانال مخابراتی بین سیستم و کنترل کننده، کانال مخابراتی دیجیتال بدون نویز با نرخ انتقال R بیت است. این کانال یک بسته داده باینری بطول R بیت را در هر بار استفاده کانال انتقال می دهد. از آنجائیکه اندازه گیری های انجام شده از سیستم دارای مقادیر حقیقی هستند جهت انتقال آنها از طریق کانال مخابراتی دیجیتال بدون نویز، این اندازه گیری ها باید بصورت بسته های داده باینری با طول R بیت کمی سازی شوند. این امر بوسیله یک اینکودر در بلوک دیاگرام شکل ۱ انجام می شود. از طرف دیگر دیکودر، اندازه گیری های انجام گرفته و کمی سازی شده را در گیرنده باز تولید می نماید. توصیف انکودر و دیکودر در زیر آورده شده است.

انکودر: اینکودر یک عملگر علی است که بوسیله $Z_t = \mathcal{E}(Y_t)$ نشان داده می شود که خروجی سیستم را به ورودی کانال Z_t نگاشت می کند که یک رشته باینری با طول R بیت است.

دیکودر: دیکودر نیز یک عملگر علی است که بوسیله $\tilde{X}_t = D(\tilde{Z}_t)$ نشان داده می شود که خروجی کانال را به $\tilde{X}_t$ (تخمین متغیر حالت در دیکودر) نگاشت می کند.

کنترل کننده: کنترل کننده به فرم زیر است:

دریافت شد برای هر i دیکودر شاخص زیربازه ای که شامل $Y_1^{(i)}$ است را تشخیص می دهد و مقدار این شاخص بصورت تخمین $\hat{Y}_1^{(i)} = \hat{X}_1^{(i)}$ انتخاب می شود. بنابراین حد بالای خطای تخمین در این حالت عبارت است از $\frac{L_1^{(i)}}{2R_i}$

با دنبال کردن دستورالعمل مشابه توالی های $\hat{X}_0$ و $\hat{X}_1$ و $\hat{X}_2$ و $\hat{X}_3$ و در دیکودر بازسازی می گردند. حد بالای خطای تخمین جهت بازسازی $X_t^{(i)}$ عبارت است از

$$|X_t^{(i)}| \leq L_t^{(i)} \\ L_t^{(i)} = \omega^{(i)} + \sum_{j=1}^n \left(\sum_{k=1}^p |\alpha_{ijk}| \left(\frac{L_{t-1}^{(j)}}{2R_j} \right)^k + \sum_{h=0}^{p-2} \sum_{k=1}^{p-h-1} |\alpha_{ijp-h}| \left(\frac{(p-h)(p-h-1)\dots(k+1)}{(p-h-k)!} \right) (L_{t-1}^{(j)})^k \left(\frac{L_{t-1}^{(j)}}{2R_j} \right)^{p-h-k} \right) \quad (13)$$

حال با در نظر گرفتن بردار Z_t به صورت زیر

$$Z_t = \begin{pmatrix} L_t^{(1)} \\ L_t^{(2)} \\ \vdots \\ L_t^{(n)} \end{pmatrix}, \quad (14)$$

و با در نظر گرفتن فرمول بالا برای $L_t^{(i)}$ ها داریم:

$$Z_{t+1} = F(Z_t, \tilde{R}, \alpha) + \omega \quad (15)$$

که در اینجا $F(Z_t, \tilde{R}, \alpha)$ یک بردار چندجمله ای از Z_t است و

$$\tilde{R} = \begin{pmatrix} R_1 \\ R_2 \\ \vdots \\ R_n \end{pmatrix}, \alpha = \begin{pmatrix} \alpha_{110} \\ \alpha_{111} \\ \vdots \\ \alpha_{nnp} \end{pmatrix}, \omega = \begin{pmatrix} \omega^{(1)} \\ \omega^{(2)} \\ \vdots \\ \omega^{(n)} \end{pmatrix} \quad (16)$$

حال فرض نمایید که تبدیل $H_t = Z_t + \eta$ وجود دارد که سیستم

دینامیکی بالا را به سیستم زیر تبدیل می نماید

$$H_{t+1} = G(H_t, \tilde{R}, \alpha), \quad G(0, \tilde{R}, \alpha) = 0 \quad (17)$$

این بدان معنا است که با بکارگیری تبدیل بالا، سیستم (۱۵) به سیستم

(۱۷) تبدیل می شود که بردار صفر را به عنوان نقطه تعادلش دارد.

اکنون برای چک کردن پایداری مجانبی سیستم چند جمله ای

(۱۷) و یافتن شرایطی بر نرخ R_i برای پایدارسازی مجانبی می توان از

$$L^{(ij)}(X_t^{(j)}, E_t^{(j)}) = \sum_{h=0}^{p-2} \sum_{k=0}^{p-h-1} (-1)^{p-h-k+1} \frac{(p-h)(p-h-1)\dots(k+1)}{(p-h-k)!} \alpha_{ijp-h} (X_t^{(j)})^k (E_t^{(j)})^{p-h-k}. \quad (11)$$

حال برای کنترل کننده (۵) از انکودر و دیکودر زیر استفاده می کنیم.

تکنیک اینکودینگ و دیکودینگ: در زمان $t = 0$ برای

هر $i = \{1, 2, \dots, n\}$ بازه $[-L_0^{(i)}, L_0^{(i)}]$ به 2^{R_i} زیر بازه با

اندازه یکسان غیرهمپوشان تقسیم بندی می شود و مرکز هر زیر بازه به

عنوان شاخص آن بازه انتخاب می شود. برای هر $i = \{1, 2, \dots, n\}$ به محض مشاهده $Y_0 (= X_0)$ ، شاخص زیربازه ای که شامل

$Y_0^{(i)}$ است به R_i بیت اینکود می شود. سپس یک بسته با طول $R_1 + R_2 + \dots + R_n$

$R = R_1 + R_2 + \dots + R_n$ بیت شامل اطلاعاتی مربوط به اندازه گیری اولیه Y_0

از طریق کانال منتقل می شود. هنگامی که دیکودر این R بیت را

دریافت کرد برای هر i ، شاخص زیر بازه ای که $Y_0^{(i)}$ در آن قرار

گرفته است را تشخیص می دهد و مقدار شاخص به عنوان

$\hat{Y}_0^{(i)} = \hat{X}_0^{(i)}$ انتخاب می شود (تخمین $\hat{X}_0^{(i)}$ می باشد).

بنابراین باند بالای خطای تخمین بصورت $\frac{L_0^{(i)}}{2R_i}$

ارائه می شود.

در زمان $t = 1$ از تعریف سیستم غیرخطی برای هر $i =$

$\{1, 2, \dots, n\}$ یک باند بالا برای $X_1^{(i)}$ بصورت زیر محاسبه می شود

$|X_1^{(i)}| = |P_p^{(i)}(X_0) + [U_0]_i + W_0^{(i)}| =$

$|P_p^{(i)}(X_0) - P_p^{(i)}(\hat{X}_0) + W_0^{(i)}|$

$\leq \sum_{j=1}^n \left(\sum_{k=1}^p |\alpha_{ijk}| \left(\frac{L_0^{(j)}}{2R_j} \right)^k + \sum_{h=0}^{p-2} \sum_{k=1}^{p-h-1} |\alpha_{ijp-h}| \left(\frac{(p-h)(p-h-1)\dots(k+1)}{(p-h-k)!} \right) (L_0^{(j)})^k \left(\frac{L_0^{(j)}}{2R_j} \right)^{p-h-k} \right) +$

$\omega^{(i)} \doteq L_1^{(i)}. \quad (12)$

سپس مشابه با زمان قبلی، در این بازه برای هر $i = \{1, 2, \dots, n\}$ بازه

$[-L_1^{(i)}, L_1^{(i)}]$ به 2^{R_i} زیر بازه با اندازه یکسان و غیرهمپوشان تقسیم

بندی می شود و مرکز هر زیر بازه نیز به عنوان شاخص آن بازه انتخاب

می شود. بدین ترتیب برای هر i به محض مشاهده $Y_1 (= X_1)$

شاخص زیر بازه ای که شامل $Y_1^{(i)}$ است به R_i بیت کد شده و سپس

$R = R_1 + R_2 + \dots + R_n$ بیت شامل اطلاعات مربوط به اندازه گیری

Y_1 از طریق کانال مخابراتی منتقل می شود. هنگامی که این R بیت

$$\Delta = [-L_{\infty}^{(1)}, L_{\infty}^{(1)}] \times [-L_{\infty}^{(2)}, L_{\infty}^{(2)}] \times \dots \times [-L_{\infty}^{(n)}, L_{\infty}^{(n)}], L_{\infty}^{(i)} = -\eta^{(i)}. \quad (19)$$

اثبات: هر نرخ $R_1, R_2, \dots, R_n$ که سیستم چندجمله

ای (۱۷) را حول مبدأ به صورت مجانبی پایدارسازی می نماید، انتخاب نمایید. اکنون با بکارگیری تکنیک های اینکدینگ و دیکدینگ بالا و کنترل کننده $U_t = -P_p(\hat{X}_t)$ داریم $0 \rightarrow H_t$ از اینرو از عبارت مقابل $Z_t = H_t + \eta$ داریم که $Z_t \rightarrow -\eta$ حال از آنجائیکه هر عنصر بردار Z_t یعنی $Z_t^{(i)}$ با احتمال یک، یک حد بالا برای هر عنصر بردار X_t (یعنی $X_t^{(i)}$) است نتیجه گرفته می شود که $X_t \rightarrow \Delta$ یا بطور معادل $\Pr(\lim_{t \rightarrow \infty} X_t \in \Delta) = 1$ در جایی که

$$\Delta = [-L_{\infty}^{(1)}, L_{\infty}^{(1)}] \times [-L_{\infty}^{(2)}, L_{\infty}^{(2)}] \times \dots \times [-L_{\infty}^{(n)}, L_{\infty}^{(n)}],$$

$$L_{\infty}^{(i)} = -\eta^{(i)}.$$

(۲۰)

نکته ۲: برای هر سیستم دینامیک فاقد نویز سیستم (یعنی هنگامی

که $W_t = 0$) داریم $\eta = 0$ و از این رو تحت فرضیات قضیه بالا با بکارگیری کنترل کننده و تکنیک اینکدینگ و دیکدینگ پیشنهادی داریم: $X_t \rightarrow 0$

۴- نتایج شبیه سازی

در این بخش به منظور نمایش کارایی روش پیشنهادی، دیکدر، اینکدر و کنترل کننده پیشنهاد شده در بخش قبل را به بلوک دیاگرام شکل ۱ که توسط سیستم چندجمله ای غیرخطی زیر توصیف می شود، اعمال می نماییم.

$$\begin{cases} X_{t+1} = \alpha_2 X_t^2 + \alpha_1 X_t + \alpha_0 + U_t + W_t \\ Y_t = X_t \end{cases} \quad (21)$$

که در اینجا $X_0 \in [-L_0, L_0]$ حالت اولیه نامعلوم و متغیر تصادفی W_t دارای توزیع یکنواخت در بازه $[-\omega, \omega]$ است (یعنی $W_t \in [-\omega, \omega]$). توجه نمایید که L_0 و ω مشخص می باشند.

به منظور پایدارسازی این سیستم ورودی کنترل بصورت مقابل $U_t = \alpha_2 \hat{X}_t^2 - \alpha_1 \hat{X}_t - \alpha_0$ انتخاب می گردد. با اعمال این ورودی کنترل، سیستم تحت کنترل در بلوک دیاگرام شکل ۱ دارای توصیف زیر است:

$$\begin{aligned} X_{t+1} &= \alpha_2 X_t^2 + \alpha_1 X_t + \alpha_0 - \alpha_2 \hat{X}_t^2 - \alpha_1 \hat{X}_t - \alpha_0 + W_t \\ &= \alpha_2 (X_t^2 - \hat{X}_t^2) + \alpha_1 E_t + W_t, \quad E_t = X_t - \hat{X}_t \\ &= \alpha_2 E_t (2X_t - E_t) + \alpha_1 E_t + W_t \end{aligned}$$

بسته نرم افزاری QEPCAD که توسط Collin, Hong و سایر همکاران [۱۷-۱۸] توسعه یافته است، استفاده کرد. QEPCAD یک بسته نرم افزار محاسباتی سمبولیک است. ورودی آن عباراتی شامل معادلات و نامعادلات چندجمله ای است. با بکارگیری این بسته نرم افزاری برای خانواده ای از توابع لیاپانوف می توان مجموعه از چند جمله ای مقید را یافت که پایدار سازی مجانبی سیستم (۱۷) را بر اساس تئوری لیاپانوف تضمین می کند. برای نمونه برای سیستم چندجمله ای (۱۷) ما خانواده توابع درجه دوم لیاپانوف $V(Q, H) = \hat{Q}H$ را انتخاب می نماییم که در آن $Q \in \mathbb{R}^{n \times n}$ یک ماتریس دلخواه مثبت معین است. اکنون برای بدست آوردن مجموعه ای از چند جمله ای های مقید که پایدار سازی مجانبی سیستم (۱۷) را تضمین می نماید از بسته نرم افزار QEPCAD با دستور ورودی زیر استفاده می گردد:

$$\begin{aligned} (\exists D)(\forall H)(D > 0 \wedge 0 < \|H\| < D \wedge \\ V(Q, G(H, \tilde{R}, \alpha)) - V(Q, H) < 0) \end{aligned} \quad (18)$$

خروجی این دستور، یک مجموعه از چندجمله ای های مقید شامل ماتریس Q و بردار $\tilde{R}$ است که برای α داده شده تضمین می کند که شرط $V(Q, G(H, \tilde{R}, \alpha)) - V(Q, H) < 0$ برای هر $0 \leq \|H_0\| < D$ حاصل شده است. توجه کنید که شرط $V(Q, G(H, \tilde{R}, \alpha)) - V(Q, H) < 0$ پایدار سازی مجانبی سیستم (۱۷) را تضمین می کند.

با توجه به این موضوع، قضیه زیر را برای پایدارسازی سیستم دینامیک (۱) در بلوک دیاگرام شکل ۱ با بکارگیری کنترل کننده (۱) و تکنیک اینکدینگ و دیکدینگ ذکر شده در بالا داریم.

قضیه ۱- سیستم کنترلی شکل ۱ را که بوسیله سیستم

چندجمله ای غیر خطی (۱) بر روی کانال مخابراتی دیجیتال بدون نویز که پیشتر توصیف شد را در نظر بگیرید. فرض کنید که در اینجا بردار $\eta \in \mathbb{R}^n$ وجود دارد که با استفاده از تبدیل $Z_t = H_t + \eta$ سیستم (۱۵) را به سیستم (۱۷) با بردار صفر به عنوان نقطه تعادلش تبدیل می کند. همچنین فرض نمایید که $R_1, R_2, \dots, R_n$ اعداد صحیح غیر منفی هستند که سیستم (۱۷) را حول بردار صفر پایدار مجانبی می نماید. حال با بکارگیری تکنیک های اینکدینگ و دیکدینگ پیشنهادی و کنترل کننده $U_t = -P_p(\hat{X}_t)$ ، یک مجموعه باند محدود بسته $\Delta \subset \mathbb{R}^n$ وجود دارد که با احتمال یک داریم: $X_t \rightarrow \Delta$ که

$$|\beta_2 H_0| < 1$$

با احتمال یک داریم که $X_t \rightarrow \Delta$ که $\Delta = [-\eta, \eta]$.

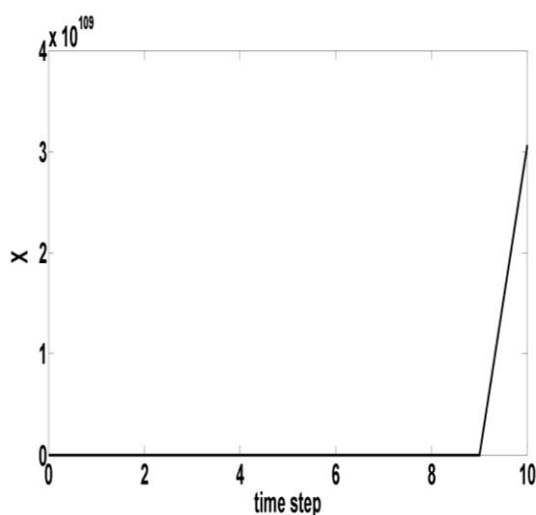
اکنون فرض کنید که $\omega = 1$ ، $\alpha_2 = \frac{1}{9}$ ، $\alpha_1 = 2$ ، $\alpha_0 = 3$ و $L_0 = 4$ است. برای سیستم (۲۱) که بوسیله این پارامترها توصیف شده است اگر $R = 2$ بیت انتخاب شود داریم که $\frac{1}{16} = \beta_2$ و بنابراین $\beta_1 = \frac{1}{2}$ ، β_2

$$(\beta_1 - 1)^2 - |\beta_2 H_0| = \frac{1}{2} < 1, \beta_1 - 1 = -\frac{1}{2} < 0$$

$$4\beta_2\omega = 0$$

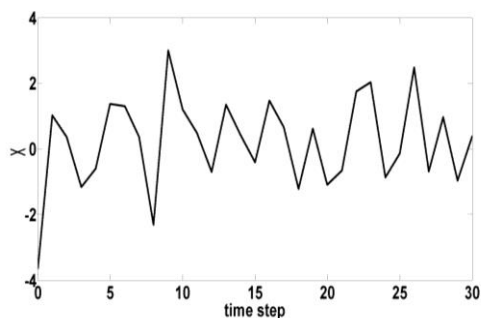
(۳۰)

برقرار است. از این رو همچنانکه در بالا بحث شد برای سیستم (۲۱) که بوسیله پارامترهای بالا توصیف می شود با احتمال یک داریم $X_t \rightarrow \Delta$ که در آن $\Delta = [-4, 4]$ است.



شکل ۲- مسیر حالت بدون ورودی کنترل

شکل ۲ مسیر حالت سیستم (۲۱) را نشان می دهد که بوسیله پارامترهای بالا توصیف شده است و $U_t = 0$ می باشد. همچنانکه از شکل بالا واضح است بدون ورودی کنترل، سیستم نا پایدار است.



شکل ۳- مسیر حالت سیستم کنترل شده

$$= -\alpha_2 E_t^2 + 2\alpha_2 E_t X_t + \alpha_1 E_t + W_t \quad (22)$$

بنابراین برای سیستم (۲۱) بر روی کانال مخابراتی دیجیتال بدون نویز با نرخ R بیت با بکارگیری کنترل کننده و تکنیک اینکودینگ و دیکدینگ پیشنهادی، حد بالای زیر را برای $|X_{t+1}|$ داریم:

$$|X_{t+1}| \leq |L_{t+1}|$$

$$L_{t+1} = |\alpha_2| \left(\frac{L_t}{2R}\right)^2 + 2|\alpha_2| \frac{L_t^2}{2R} + |\alpha_2| \frac{L_t}{2R} + \omega$$

$$= \beta_2 L_t^2 + \beta_1 L_t + \omega, \quad \beta_2 = \frac{|\alpha_2|}{2^{2R}} + 2\frac{|\alpha_2|}{2^R}, \quad \beta_1 = \frac{|\alpha_1|}{2^R} \quad (23)$$

اکنون اجازه دهید که $\eta \leq 0$ جواب معادله زیر باشد

$$\beta_2 \eta^2 + (1 - \beta_1)\eta + \omega = 0 \rightarrow$$

$$\eta_{1,2} = \frac{(\beta_1 - 1) \pm \sqrt{(\beta_1 - 1)^2 - 4\beta_2\omega}}{2\beta_2}, \quad ((\beta_1 - 1)^2 - 4\beta_2\omega > 0). \quad (24)$$

سپس η - نقطه تعادل سیستم (۲۳) است و تبدیل $H_t = L_t + \eta$ سیستم (۲۳) را به سیستم زیر تبدیل می کند

$$H_{t+1} = \beta_2 H_t^2 + (\beta_1 - 2\beta_2\eta)H_t$$

$$H_0 = L_0 + \eta \quad (25)$$

توجه کنید که نقطه تعادل سیستم دینامیک (۲۵) صفر است. اکنون برای ساده سازی تحلیل پایدار سازی سیستم (۲۵) فرض کنید که یک نرخ R وجود دارد به گونه ای که رابطه زیر برقرار است:

$$\beta_1 - 1 \leq 0$$

$$(\beta_1 - 1)^2 - 4\beta_2\omega = 0, \quad (26)$$

تحت این فرضیات سیستم (۲۵) به سیستم زیر ساده می شود:

$$H_{t+1} = \beta_2 H_t^2 \quad (27)$$

اکنون با توسعه سیستم دینامیکی بالا داریم که

$$H_t = \frac{1}{\beta_2} (\beta_2 H_0)^{2^t}. \quad (28)$$

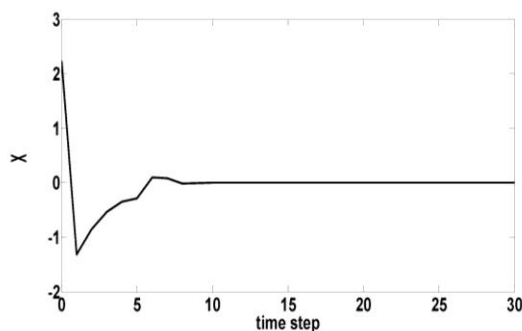
بنابراین تحت فرض $|\beta_2 H_0| < 1$ (و با فرض اینکه مقدار اولیه سیستم به گونه ای است که در ناحیه جذب نقطه تعادل پایدار سیستم (۲۱) قرار دارد) با احتمال یک داریم که $H_t \rightarrow 0$. در نتیجه با احتمال یک داریم که $-\eta \geq 0$ این بدان معنا است که تحت فرضیات بالا برای سیستم (۲۱) بر روی کانال مخابراتی دیجیتال بدون نویز با نرخ R بیت که شرایط مقابل را ارضا می نماید:

$$(29)$$

$$\beta_1 - 1 \leq 0$$

$$(\beta_1 - 1)^2 - 4\beta_2\omega = 0,$$

که در معرض نویز های سیستم و اندازه گیری است پرداخته می شود. [۷] به مسئله پایدارسازی سیستم های غیرخطی فاقد نویز بر روی کانال مخابراتی دیجیتال بدون نویز می پردازد. این در حالی است که این مقاله به مسئله پایدارسازی سیستم های غیر خطی نویزی می پردازد. به علاوه در مرجع [۱۶] به مسئله پایدارسازی سیستم های دینامیکی غیرخطی دارای عدم قطعیت بر روی یک شبکه مخابراتی بدون نویز که در معرض تاخیر مخابراتی و محدودیت های ایجاد شده ناشی از اشتراک شبکه با سایر کاربران است، پرداخته است، اما این مرجع اثرات اعوجاج کمی سازی را مورد توجه قرار نمی دهد. حال آنکه در این مقاله نقل و انتقال اطلاعات در معرض اعوجاج کمی سازی قرار دارد. پایدارسازی با احتمال یک سیستم های دینامیکی بر روی کانالهای مخابراتی در مقالات محدودی و برای مثال در [۱۹] و برای سیستم های دینامیکی خطی بررسی شده است. برای سیستم های دینامیکی خطی فاقد نویز، تکنیک ارائه شده در این مقاله به تکنیک ارائه شده در [۱۹] تقلیل می یابد.

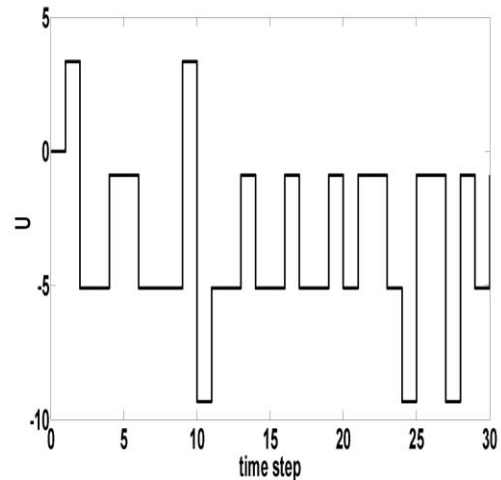


شکل ۶- مسیر حالت سیستم کنترل شده

۵- نتیجه گیری

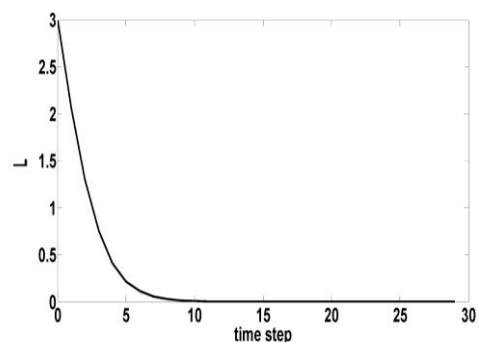
این مقاله به مسئله پایدارسازی دسته خاصی از سیستم های چندجمله ای غیر خطی در معرض نویز سیستم که در آنها انتقال داده های اندازه گیری شده از سیستم توسط حسگر به کنترل کننده از طریق یک کانال مخابراتی دیجیتال بدون نویز صورت می گیرد، پرداخت. یک تکنیک پایدارسازی متشکل از یک انکودر، دیکودر و کنترل کننده جهت پایدارسازی مجانبی باند محدود با احتمال یک، برای این مسئله ارائه شد. در صورت فقدان نویز سیستم نشان داده شد که این تکنیک پایدارسازی منجر به پایداری مجانبی می شود. عملکرد رضایت بخش این تکنیک برای پایدارسازی مجانبی باند محدود با احتمال یک و نیز پایداری مجانبی یک سیستم چندجمله ای غیر خطی بر روی کانال مخابراتی دیجیتال بدون نویز با استفاده از شبیه سازی کامپیوتری نمایش

شکل ۳ مسیر حالت سیستم (۲۱) را که تحت تاثیر تکنیک پیشنهاد شده پایدار شده است را نشان می دهد.



شکل ۴- سیگنال کنترل

شکل ۴ سیگنال کنترل را برای این حالت نشان می دهد هنگامی که انکودر، دیکودر و کنترل کننده پیشنهادی با نرخ $R = 2$ مورد استفاده قرار می گیرد. از شکل ۳ واضح است که مسیر حالت سیستم همچنانکه انتظار می رود در بازه $[-4, 4]$ علی رغم وجود نویز سیستم و اعوجاج کمی سازی قرار دارد. حال برای $\omega = 0$ داریم: $\eta = 0$ و

$$L_{t+1} = \frac{1}{16}L_t^2 + \frac{1}{2}L_t$$


شکل ۵

شکل ۵، L_t را بر حسب زمان برای این حالت نشان می دهد. از این شکل واضح است که با افزایش زمان داریم: $L_t \rightarrow 0$. از شکل ۶ هم واضح است که همانگونه که انتظار می رود برای این حالت داریم که $X_t \rightarrow 0$.

تکته ۳: در مرجع [۱۰] محققان به مسئله تخمین یک سیستم کنترل نشده لیشتر غیرخطی بدون نویز سیستم بر روی کانال مخابراتی دیجیتال بدون نویز با میانگین مجذور خطای تخمین صفر می پردازند و در [۱۳] به مسئله تخمین یک سیستم کنترل نشده لیشتر توزیع شده

[10] G. N. Nair and R. J. Evans, "State estimation via a capacity limited communication channel," IEEE Conf. Decision Contr., pp. 866-871, 1997.

[11] C. D. Charalambous and A. Farhadi, "LQG optimality and separation principle for general discrete time partially observed stochastic systems over finite capacity communication channels," Automatica, 44(12), pp. 3181-3188, 2008.

[12] C. D. Charalambous, A. Farhadi and S. Z. Denic, "Control of continuous-time linear Gaussian systems over additive Gaussian wireless fading channels: a separation principle," IEEE Transactions on Automatic Control, 53(4), pp. 1013-1019, 2008.

[13] A. Farhadi and N. U. Ahmed, "Tracking nonlinear noisy dynamic systems over noisy communication channels," IEEE Transactions on Communications, 59(4), pp. 955-961, 2011.

[14] A. Farhadi, "Feedback channel in linear noiseless dynamic systems controlled over the packet erasure network," International Journal of Control, 88(8), pp. 1490-1503, 2015.

[15] A. Farhadi, J. Domun and C. Canudas de Wit, "A supervisory control policy over an acoustic communication network," International Journal of Control, 88(5), pp. 946-958, 2015.

[16] W. P. M. H. Heemels, A. R. Teel, N. Van de Wouw and D. Nesic, "Networked control systems with communication constraints: tradeoffs between transmission intervals, delays and performance," IEEE Transactions on Automatic Control, 55(8), pp. 1781-1796, 2010.

[17] G. E. Collins, "Quantifier elimination for real closed fields by cylindrical algebraic decomposition," Lect. Notes Comp. Sci., 33, pp. 134-183, 1975.

[18] G. E. Collins and H. Hong, "Partial cylindrical algebraic decomposition for quantifier elimination," J. Symbolic Comp., pp. 174-200, 1998.

[19] S. Tatikonda and S. Mitter, "Control over noisy channels," IEEE Trans. Automat. Contr., 49(7), pp. 1196-1201, 2004.

داده شد. برای تحقیقات آینده سعی می شود که این تکنیک برای کلاس وسیعتری از سیستم های چند جمله ای توسعه یابد.

مراجع

[1] D. Nesic, "Dead-beat control for polynomial systems," PhD thesis, the Australian National University, 1996.

[2] N. Elia, "When Bode meets Shannon: control-oriented feedback communication schemes," IEEE Trans. Automat. Contr., 49(9), pp. 1477-1488, 2004.

[3] N. Elia and J. N. Eisenbeis, "Limitations of linear control over packet drop networks," IEEE Trans. Automat. Contr., 56(4), pp. 826-841, 2011.

[4] N. C. Martins, A. Dahleh and N. Elia, "Feedback stabilization of uncertain systems in the presence of a direct link," IEEE Trans. Automat. Contr., 51(3), pp. 438-447, 2006.

[5] P. Minero, M. Franceschetti, S. Dey and N. Nair, "Data rate theorem for stabilization over time-varying feedback channels," IEEE Trans. Automat. Contr., 54(2), pp. 243-255, 2009.

[6] P. Minero, L. Coviello and M. Franceschetti, "Stabilization over Markov feedback channels: the general case," IEEE Trans. Automat. Contr., 58(2), pp. 349-362, 2013.

[7] G. N. Nair, R. J. Evans, I. M. Y. Mareels and W. Moran W, "Topological feedback entropy and nonlinear stabilization," IEEE Trans. Automat. Contr., 49(9), pp. 1585-1597, 2004.

[8] G. N. Nair and R. J. Evans, "Stabilizability of stochastic linear systems with finite feedback data rates," SIAM J. Control Optimization, 43(3), pp. 413-436, 2004.

[9] C. Canudas de Wit, F. Gomez-Estern and F. Rodrigues Rubio, "Delta-modulation coding redesign for feedback-controlled systems," IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56(7), pp. 2684-2696, 2009.

طراحی و کنترل ژنراتور مغناطیس دائم شار محور بدون هسته جهت استحصال بیشترین توان از توربین بادی سرعت متغیر

علی دقیق^۱، سیده مهناز ابراهیمی^۲، حمید جوادی^۳

^۱ گروه مهندسی برق، واحد شبستر، دانشگاه آزاد اسلامی، a_daghigh@iaushab.ac.ir

^{۲،۳} دانشکده مهندسی برق، پردیس فنی مهندسی شهید عباسپور - دانشگاه شهید بهشتی، h_javadi@sbu.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۶/۳/۱۷، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۶/۵/۵)

چکیده: در این مقاله طراحی و کنترل ژنراتور سنکرون آهنربای دائم شار محور بدون هسته جهت کاربرد توربین بادی سرعت متغیر ارائه شده است. تاثیر تغییرات پارامترهای اصلی طراحی بر هزینه مواد فعال مصرفی و مشخصه‌های عملکردی ژنراتور با استفاده از روش آنالیز حساسیت مورد بررسی قرار گرفته و مقادیر مناسب پارامترهای طراحی انتخاب شده‌اند. ژنراتور طراحی شده با استفاده از نرم افزار اجزاء محدود سه بعدی مدل سازی شده و صحت طراحی آن مورد ارزیابی قرار گرفته است. استراتژی کنترلی در جهت استحصال بیشترین توان از توربین بادی سرعت متغیر است که با محاسبه مقدار گشتاور بهینه به ازای سرعت‌های مختلف باد صورت می‌گیرد. به منظور مدل‌سازی هر چه دقیق‌تر سیستم و اتصال مستقیم مدل ژنراتور در حوزه FEM به سیستم کنترلی مورد استفاده در نرم افزار Matlab، از نرم افزار واسطه Simplorer استفاده شده است. استفاده از این نرم افزار و مدل واقعی ژنراتور در حوزه FEM نتایج دقیق‌تر و مناسب‌تری را نتیجه می‌دهد. نتایج حاصل نشان می‌دهد که سیستم کنترلی مورد استفاده قابلیت ردیابی سریع نقطه کار ژنراتور در جهت تولید ماکزیمم توان را دارد.

کلمات کلیدی: ژنراتور آهنربای دائم شار محور، توربین بادی، بدون هسته، ردیابی حداکثر توان، روش اجزاء محدود.

Design and Control of a Coreless Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Generator to Extract the Maximum Power from the Variable Speed Wind Turbine

Ali Daghigh, Mahnaz Ebrahimi, Hamid Javadi

Abstract: This paper presents design and control of a coreless axial flux permanent magnet synchronous generator for variable speed wind turbine application. The effect of design main parameters variation on the active material cost of the generator and its performance characteristics are investigated using sensitivity analysis, and the proper values of design parameters are chosen. The generator is modeled with 3-D Finite Element Method (FEM) and the validity of the design is evaluated. In the control method, the optimum torque values for different wind speeds are calculated to extract the maximum power from the variable speed wind turbine. In order to accurate modeling of the system and direct connection of the generator model in FEM to control system in Matlab-Simulink, the simplorer software is used. Using this software and the real model of the generator in FEM, are lead to more accurate results. The results show that the control system tracks the generator maximum power point with good dynamic response.

Keywords: Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Generator, wind turbine, coreless, Maximum power point tracking, Finite Element Method.

۱- مقدمه

در سال‌های اخیر استفاده از توربین‌های بادی سائز کوچک در نقاط دور از شبکه مورد توجه خاصی قرار گرفته است. این توربین‌ها از نظر سائز، توان تولیدی و سرعت چرخش با توربین‌های سائز بزرگ متفاوت هستند. استفاده از سیستم‌های با کوپل مستقیم توربین و ژنراتور [۱]، عملکرد سیستم در سرعت‌های پایین باد را بهبود داده و در کل باعث افزایش بازده و قابلیت اطمینان سیستم شده است. از نظر طراحی باید ژنراتور مورد استفاده در توربین سرعت پایین دارای تعداد قطب‌های بیشتری بوده و کمترین میزان گشتاور دندانه را داشته باشد تا عملکرد مناسب توربین در سرعت‌های پایین را مهیا سازد [۲]. ژنراتورهای سنکرون آهنربای دائم شار محور AFPM (Axial Flux Permanent Magnet) با توجه به دارا بودن حجم کم و نسبت بالای توان به وزن، انتخاب مناسبی جهت عملکرد در سرعت پایین و کاربرد توربین‌های بادی می‌باشند [۳]. با توجه به اینکه در ژنراتورهای بادی با در نظر گرفتن محل بهره‌برداری و سرعت باد، احتمال گردش ژنراتور در سرعت‌های پایین زیاد است لذا انتخاب ساختار بدون هسته از جهت حذف گشتاور دندانه و کاهش سرعت شروع به کار ژنراتور مناسب است [۴].

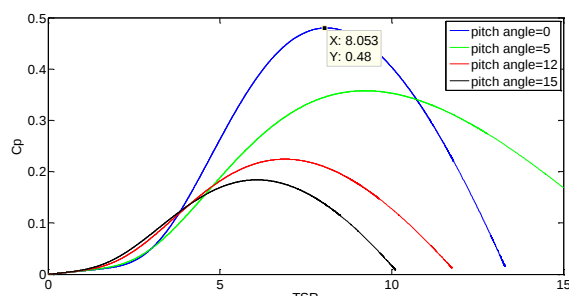
در توربین‌های بادی سرعت متغیر با کوپل مستقیم به علت تغییرات سرعت باد فرکانس و دامنه ولتاژ خروجی ژنراتور در حال تغییر بوده و ناگزیر به استفاده از مبدل‌های الکترونیک قدرت هستیم [۵]. با استفاده از سیستم‌های کنترلی مناسب، استحصال حداکثر توان از باد در سرعت‌های مختلف آن امکان پذیر است. جهت کسب حداکثر توان از باد، به کارگیری سیستم ردیابی نقطه حداکثر توان (MPPT) ضروری می‌باشد. در این روش، سرعت روتور با کنترل مبدل‌های به کار گرفته شده در سمت ژنراتور و مطابق با تغییرات سرعت باد به گونه‌ای تغییر داده می‌شود که بیشترین میزان توان از سیستم توربین بادی دریافت گردد [۶]. امروزه مطالعات زیادی در خصوص طراحی مناسب ژنراتور و بهره‌گیری از سیستم‌های کنترلی بهبود یافته در کاربرد توربین بادی صورت گرفته است.

طراحی و ساخت یک ژنراتور مغناطیس دائم شار محوری با هسته هوایی جهت استفاده در توربین بادی و آبی در [۴] مورد توجه قرار گرفته است. در [۲] مدل ژنراتور AFPM با کوپل مستقیم به توربین بادی ارائه شده است. ساختار به کار گرفته شده به نحوی است که قابلیت کاربرد در دو نوع توربین بادی با محور افقی و عمودی را دارد. استفاده از استاتور بدون هسته در این ساختار باعث حذف نیروهای محوری وارده بین روتور و استاتور و تلفات هسته شده است. بررسی و آنالیز تاثیر ساختار ماشین AFPM و وزن قسمت‌های غیر فعال ماشین در روند طراحی قسمت‌های فعال در مرجع [۷] ارائه شده است. بررسی‌های انجام شده در این مقاله نشان می‌دهد که بیش از ۶۰ درصد وزن کل ماشین AFPM، شامل وزن قسمت‌های غیر فعال ماشین است. در بیشتر تحقیقات صورت گرفته هدف اصلی تغییر ساختار و پارامترهای طراحی ماشین در جهت نیل به شرایط

عملکردی دلخواه است. در بسیاری از مطالعات مرتبط با ماشین‌های AFPM، مقدار توان خروجی، بازده و یا نسبت گشتاور خروجی به وزن ماشین مورد توجه قرار گرفته است [۸-۱۰]. امروزه بحث هزینه مواد مصرفی ماشین به عنوان یک هدف اصلی در طراحی، بیشتر مورد توجه قرار می‌گیرد. در [۱۱] یک طراحی بهینه از ماشین AFPM هسته دار در جهت کاهش هزینه مواد مصرفی ارائه شده است. آنالیز مقدماتی از تغییرات پارامترهای اصلی طراحی و چگونگی تاثیر آنها بر مشخصه‌های ژنراتور و هزینه آن در [۱۲] آورده شده است. در تحقیقات صورت گرفته بحث کاهش هزینه در ماشین‌های AFPM بدون هسته کمتر مورد توجه قرار گرفته است. اگرچه هزینه این ماشین‌ها بیشتر از مشابه هسته‌دار آن است، لیکن در برخی از کاربردها به دلیل پارامترهایی همچون وزن و رپل گشتاور کم انتخاب مناسبی هستند [۱۳].

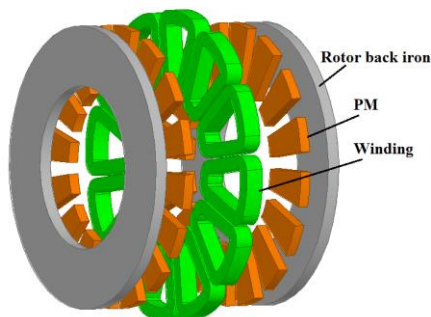
روش‌های کنترلی مختلفی جهت استحصال ماکزیمم توان از توربین بادی سرعت متغیر در مراجع ارائه شده است [۱۴] که از جمله آنها می‌توان به روش کنترل نسبت سرعت نوک (TSR)، کنترل سیگنال توان بازگشتی (PSF) و روش جستجوی تپه صعود (HCS) اشاره کرد. در [۱۵] سه روش مختلف برای ردیابی حداکثر توان توربین بادی برای ژنراتور کم توان سرعت متغیر مورد ارزیابی قرار گرفته و با هم مقایسه شده‌اند. یک سیستم ردیابی حداکثر توان توربین بادی، متشکل از یک مدل dc/dc نوع باک و یک میکروکنترلر در [۶] ارائه شده است. از جمله مزایای روش ارائه شده، عدم نیاز به مشخصه توان بهینه سیستم بادی و یا اندازه‌گیری سرعت باد می‌باشد. در [۱۶] یک روش کنترلی گشتاور مستقیم جهت استحصال حداکثر توان از ژنراتور IPM ارائه شده و نتایج شبیه‌سازی بر مبنای معادلات دینامیکی ماشین آورده شده است. در [۱۷] یک سیستم تبدیل انرژی بادی متشکل از ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم شار محوری به صورت دینامیکی مدل شده و مقادیر پارامترهای مورد نیاز به منظور مدل‌سازی دینامیکی از طریق مدل‌سازی سه بعدی ماشین در نرم افزار المان محدود محاسبه شده است.

در مطالعات پیشین صورت گرفته در خصوص ژنراتور بدون هسته AFPM، طراحی و کنترل ژنراتور به طور مجزا مورد بحث و بررسی قرار گرفته‌اند. اکثر سیستم‌های کنترلی طراحی شده بر مبنای معادلات دینامیکی ماشین بوده و نتایج شبیه‌سازی‌ها در محیط Matlab-Simulink ارائه شده است. در این تحقیق جهت مدل‌سازی هر چه دقیق‌تر سیستم و اتصال مستقیم مدل ژنراتور در حوزه FEM به سیستم کنترلی مورد استفاده در نرم افزار Matlab، از نرم افزار واسطه Simplorer استفاده شده است. به عبارت دیگر به جای مدل‌سازی ژنراتور در Matlab-Simulink که بر مبنای معادلات حالت است از مدل واقعی آن در حوزه FEM استفاده شده است. در همین راستا ابتدا با هدف کاهش هزینه مواد مصرفی ژنراتور و با در نظر گرفتن مشخصات عملکردی آن، طراحی مناسبی از ژنراتور بدون هسته AFPM بر مبنای روابط تحلیلی و با استفاده از نتایج آنالیز حساسیت پارامترهای اصلی ژنراتور صورت گرفته است.

شکل ۱: منحنی تغییرات C_p نسبت به λ و β

۳- طراحی ژنراتور AFPM

در این مقاله ساختار ژنراتور مورد مطالعه به صورت ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم شار محور دوطرفه با دوروتور و یک استاتور بدون هسته میانی در نظر گرفته شده است. استاتور دارای سیم پیچی سه فاز سیم پیچی متمرکز دولایه بوده و در درون یک ماده غیر فرومغناطیسی جای داده شده است. مواد مغناطیس دائم مورد استفاده بر روی روتور از جنس NdFeB می باشد. در این ماشین به دلیل ساختار غیر مغناطیسی استاتور، طول فاصله هوایی موثر زیاد بوده و مواد مغناطیس دائم روی دیسک های روتور قرار داده می شوند. شکل ۲ نمای باز شده ای از ژنراتور را نشان می دهد.



شکل ۲: نمای باز شده ای از ژنراتور AFPM بدون هسته

۳-۱- معادلات طراحی ژنراتور

با در نظر گرفتن مقادیر اولیه مناسب برای نسبت قطر داخلی به قطر خارجی (k_a)، ضریب پهنای نسبی آهن ربا (α)، ماکزیمم چگالی شار در فاصله هوایی (B_{mg})، ماکزیمم مقدار بارگذاری الکتریکی (A_m) و بازده ژنراتور (η)، مقدار توان خروجی ژنراتور (P_{out}) و قطر خارجی آن (D_{out}) از طریق (۵) به هم مرتبط می شوند [۱۹].

$$P_{out} = \frac{\pi^2 \sqrt{2}}{32} \alpha_i k_{w1} n_s D_{out}^3 B_g A_g (1 + k_a)^2 (1 - k_a) \eta \cos(\phi) \quad (5)$$

که در آن k_{w1} ضریب سیم پیچی مربوط به هارمونیک اصلی، n_s سرعت گردش برحسب رادیان بر ثانیه و $\cos(\phi)$ ضریب توان ماشین است. مقدار

صحت طراحی تحلیلی صورت گرفته با استفاده از مدل سازی ۳ بعدی ژنراتور در نرم افزار Maxwell-3D ارزیابی شده و سپس مدل کنترلی MPPT در جهت استحصال ماکزیمم توان از توربین سرعت متغیر در حوزه زمان ارائه شده و با استفاده از نرم افزار واسط Simplorer عملکرد سیستم کنترلی و ژنراتور به صورت یکجا شبیه سازی شده است.

۲- مدل توربین بادی

توربین های بادی عمل تبدیل انرژی باد به توان مکانیکی را انجام می دهند و میزان توان خروجی از شفت یک توربین بادی با (۱) بیان می گردد.

$$P_m = 0.5 \rho C_p(\lambda, \beta) A v_w^3 \quad (1)$$

به طوری که P_m توان خروجی مکانیکی از توربین، C_p ضریب توان توربین، ρ چگالی هوا، A سطح جاروب توربین، v_w سرعت باد، λ نسبت سرعت نوک توربین (TSR) و β زاویه گام توربین می باشد. رابطه C_p برحسب مشخصات توربین در (۲) و (۳) بیان شده است [۱۸].

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_1} - c_3 \beta - c_4 \right) e^{-\frac{c_5}{\lambda_1}} + c_6 \lambda \quad (2)$$

$$\frac{1}{\lambda_1} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (3)$$

مقادیر ضرایب c_1 الی c_6 عبارتند از: $c_1=0.5176$, $c_2=116$, $c_3=0.4$, $c_4=5$, $c_5=21$, $c_6=0.0068$. با توجه به مشخصات توربین مد نظر قرار گرفته شده که در جدول ۱ ارائه شده است. ماکزیمم مقدار ضریب توان برابر با $C_{pmax}=0.48$ است که به ازای مقادیر $\beta=0$ و $\lambda=8$ به دست خواهد آمد. در واقع میزان بازدهی تبدیل توان در توربین به نسبت سرعت نوک وابسته است. نسبت سرعت نوک (TSR) طبق (۴) محاسبه می گردد.

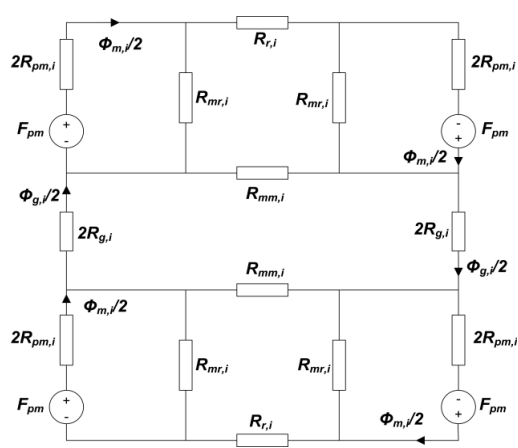
$$\lambda = \frac{\omega_m R_b}{v_w} \quad (4)$$

در (۴)، R_b طول پره توربین و ω_m سرعت زاویه ای شفت می باشد. توربین بادی در صورتی می تواند بیشترین توان مکانیکی را تولید کند که مقدار ضریب توان در ماکزیمم مقدار خود قرار داشته باشد. بنابراین لازم است که سرعت روتور به گونه ای تنظیم شود که نسبت سرعت نوک λ در مقدار بهینه خود λ_{opt} قرار داشته باشد. در شکل ۱ منحنی تغییر C_p بر حسب λ در مقادیر زاویه گام (β) مختلف نشان داده شده است.

جدول ۱: پارامترهای توربین در سیستم بادی مورد نظر

پارامترها	مقدار	واحد
چگالی هوا	۱/۰۲	Kg/m ³
سطح جاروب پره های توربین	۱۴/۱۱	m ²
ضریب توان بهینه $C_{p,opt}$	۰/۴۸	
نسبت سرعت نوک بهینه λ_{opt}	۸	
سرعت باد نامی	۸/۳	m/s

نشی فاصله هوایی است. در شکل ۳ $R_{g,i}$ ، $R_{r,i}$ و $R_{pm,i}$ به ترتیب رلوکتانس فاصله هوایی، رلوکتانس آهن پشی روتور و رلوکتانس آهنربا هستند. $R_{mm,i}$ و $R_{mr,i}$ نیز رلوکتانس های نشی آهنربا به روتور و آهنربا به آهنربا می باشند.



شکل ۳: مدار معادل مغناطیسی ژنراتور برای نصف زوج قطب

همانطور که گفته شد، با توجه به ساختار بدون هسته استاتور و تغییرات کم چگالی شار در محل روتور، از مقدار تلفات هسته صرف نظر شده است. در مقابل با توجه به قرار داشتن سیم پیچی ها در معرض مستقیم میدان مغناطیسی فاصله هوایی، مقدار تلفات گردابی سیم پیچی قابل توجه است. مقادیر تلفات مسی استاتور (ΔP_{cu}) و تلفات گردابی سیم پیچی (ΔP_e) در شرایطی که نحوه خنک کاری ژنراتور به صورت تهویه طبیعی در نظر گرفته شده طبق (۱۱) و (۱۲) بدست می آید [۱۹].

$$\Delta P_{cu} = m I_a^2 R_{ac} \quad (11)$$

$$\Delta P_e = \frac{\pi^2}{4} \frac{\sigma}{\rho} f^2 d^2 m_{con} [B_{mx}^2 + B_{mz}^2] h_d^2 \quad (12)$$

در روابط بالا R_{ac} مقدار مقاومت هر فاز، m تعداد فازهای استاتور، d قطر هادی، ρ ضریب مشخصه چگالی هادی، m_{con} وزن هادی های استاتور بدون اتصالات انتهایی و عایق، f فرکانس جریان استاتور، B_{mx} و B_{mz} به ترتیب مؤلفه های مماسی و محوری ماکزیمم چگالی شار مغناطیسی و η_d ضریب پراکندگی است. مقاومت سیم پیچی استاتور به ازای هر فاز نیز با استفاده از (۱۳) محاسبه می شود.

$$R_{ac} = \frac{K_{IR} N_1 L_{lav}}{a_p a_w \sigma S_a} \quad (13)$$

در معادله فوق، L_{lav} طول متوسط یک دور، K_{IR} ضریب اثر پوستی، a_p تعداد مسیرهای موازی جریان، σ هدایت الکتریکی هادی آرمیچر در یک دمای معین و S_a سطح مقطع هادی می باشد. برای ماشین های کوچک با هادی های گرد و فرکانس تغذیه ۵۰ تا ۶۰ هرتز می توان با تقریب مناسب و قابل قبولی مقدار آن را برابر ۱ در نظر گرفت. تلفات مکانیکی در دو بخش کلی تلفات بادخوری و تلفات اصطکاک یا تاقان ها در نظر

نیروی محرکه الکتریکی القایی در سیم پیچ استاتور به وسیله تحریک روتور با استفاده از (۶) به دست می آید.

$$E_f = \frac{\pi \sqrt{2}}{4} k_w n_s N_1 B_{mg} D_{out}^2 (1 - k_d^2) \quad (6)$$

سیم پیچی استاتور مورد استفاده تقریباً دوزنقه ای شکل بود و تعداد آن در بهترین حالت برابر با $3/4$ تعداد قطب های ماشین است [۴]. تعداد دور در هر فاز (N_1) و سطح مقطع هر کویل (S_w) با استفاده از (۷) و (۸) قابل محاسبه هستند.

$$N_1 = \frac{\pi a_w D_{out} A_m (1 + \lambda)}{4 \sqrt{2} m I_a} \quad (7)$$

$$S_w = \frac{2 m N_1 I_a}{K_f Q_c a_w J_a} \quad (8)$$

در روابط بالا I_a جریان فاز، J_a چگالی جریان، a_w تعداد هادی های موازی و K_f ضریب پرشدگی است. حال می توان عرض کلاف و طول محوری کلاف (طول محوری استاتور) را با استفاده از سطح مقطع آن به دست آورد. در استاتورهای بدون هسته، جهت کاهش ضخامت هسته استاتور و طول فاصله هوایی مؤثر بین دو روتور تا حد امکان عمق سیم پیچی را کمتر و عرض آن را زیادتر انتخاب می کنند. محدود شدن فضای لازم جهت قرارگیری اتصالات انتهایی ماشین در شعاع داخلی، مهم ترین عامل محدودکننده افزایش عرض سیم پیچی به شمار می آید. جهت ایجاد مقاومت مکانیکی مناسب، در محاسبه مقدار ضخامت سیم پیچی در شعاع داخلی ماشین، ضریبی تحت عنوان ضریب فضا (k_g) [۲] در نظر گرفته شده است. حداقل مقدار طول محوری سیم پیچی در حالت متمرکز دولایه و در شعاع داخلی به صورت (۹) قابل محاسبه است.

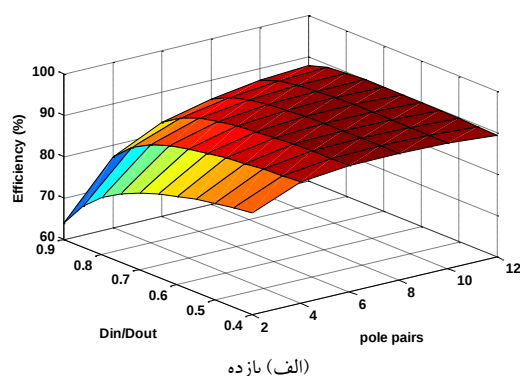
$$L_s = \frac{2 S_w Q_c}{k_g \pi D_{in}} \quad (9)$$

مشخصات ابعادی آهنرباها نیز با توجه به طول فاصله هوایی مؤثر بین دو آهنربا در روتورهای روبرو و مشخصات مغناطیسی آن ها به صورت (۱۰) قابل دستیابی است [۲۰].

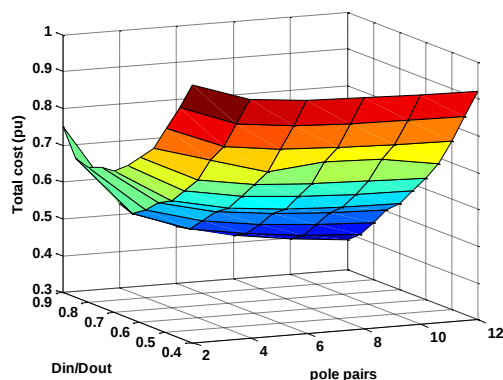
$$L_{pm} = \frac{\mu_r B_{mg} (L_s + 2g)}{2(0.95 B_r - \frac{B_{mg}}{K_{pm}})} \quad (10)$$

که در آن L_{pm} طول محوری آهنربا، L_s طول محوری استاتور، g طول فاصله هوایی بین استاتور و آهنربا، μ_r گذردهی نسبی آهنربا، B_r چگالی شار پسماند و K_{pm} نسبت شار فاصله هوایی به شار خروجی از آهنربا (ضریب نشی شار) است. مقدار ضریب شار نشی با استفاده از محاسبه پارامترهای مدار معادل مغناطیسی آن قابل محاسبه است. شکل ۳ مدار معادل مغناطیسی ماشین مورد نظر را برای یک زوج قطب نشان می دهد. در ماشین های بدون هسته بر خلاف ماشین های هسته دار [۲۱]، به دلیل ساختار بدون شیار استاتور و طول فاصله هوایی مؤثر زیاد، مولفه شار نشی از طریق دندانه ها وجود نداشته و شار نشی آهنرباها فقط شامل شار

محور بدون هسته، افزایش مقدار بارگذاری الکتریکی و مغناطیسی به سبب افزایش حجم آهنربا مورد نیاز باعث افزایش هزینه تمام شده ژنراتور می‌شوند. در شکل ۵ تغییرات هزینه مواد مصرفی ژنراتور به ازای تغییرات بارگذاری الکتریکی، در مقادیر ثابت تعداد قطب و نسبت قطر ارائه شده است. افزایش مقدار بارگذاری الکتریکی باعث افزایش طول محوری استاتور و طول فاصله هوایی موثر شده و با توجه به افزایش مقدار شار نشتی آهنرباها در این حالت سبب افزایش مقدار آهنربای لازم جهت تامین چگالی شار مورد نظر در فاصله هوایی خواهد شد. انتخاب مقدار مناسب بارگذاری الکتریکی در جهت کاهش هزینه و دستیابی به مقدار بازده مورد قبول اهمیت فراوانی دارد.

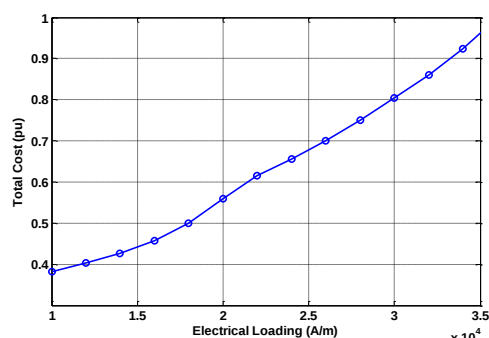


(الف) بازده



(ب) هزینه مواد مصرفی

شکل ۴: تغییرات بازده و هزینه مواد مصرفی ژنراتور، به ازای تغییرات تعداد قطب و نسبت قطر



شکل ۵: تغییرات هزینه مواد فعال مصرفی ژنراتور، به ازای تغییر بارگذاری الکتریکی

گرفته‌شده و طبق روابط ارائه شده در [۱۹] محاسبه شده است. پس از محاسبه پارامترهای ماشین می‌توان وزن مواد فعال مصرفی m_{tot} و هزینه C_{tot} آن‌ها را به ترتیب از (۱۴) و (۱۵) به دست آورد.

$$m_{tot} = m_{cu} + m_{Fe} + m_{PM} \quad (14)$$

$$C_{tot} = C_{cu} m_{cu} + C_{Fe} m_{Fe} + C_{PM} m_{PM} \quad (15)$$

در معادلات بالا C_{cu} , m_{cu} , C_{Fe} , m_{Fe} و C_{PM} , m_{PM} به ترتیب نشان‌دهنده وزن و هزینه مس، آهن، آهنربا هستند. شایان ذکر است که مقدار وزن هر ماده با محاسبه حجم و مقدار چگالی آن قابل محاسبه است.

۲-۳-۲- آنالیز حساسیت پارامترهای اصلی طراحی

در این بخش جهت انتخاب مقادیر مناسب پارامترهای ژنراتور AFPM بدون هسته، در جهت کاهش هزینه مواد فعال مصرفی و برآورده سازی مشخصات عملکردی موردنظر، یک برنامه کامپیوتری بر اساس روابط تحلیلی استخراج شده و تأثیر تغییر پارامترهای اصلی ماشین بر روی معیارهای مدنظر طراحی، مورد مطالعه قرار گرفته است.

۳-۲-۱- تعداد قطب و نسبت قطر داخلی به خارجی

انتخاب تعداد قطب‌های ژنراتور در کاربرد توربین بادی به سرعت گردش توربین و رنج فرکانسی قابل قبول بستگی دارد. در توربین بادی با اتصال مستقیم به ژنراتور، تعداد قطب‌های بالا ترجیح داده می‌شود. با افزایش تعداد قطب در ماشین‌های شار محور و بخصوص در رنج پایین توان، محدودیت عملی جای‌گیری قطب‌ها در سطح روتور مطرح می‌شود.

در شکل ۴ (الف) تغییرات بازده ماشین به ازای تغییرات تعداد قطب و نسبت قطر داخلی به قطر خارجی آورده شده است. همان‌طور که از شکل ۴ مشخص است، با افزایش تعداد قطب‌ها، مقدار بازده به سبب کاهش تلفات مسی افزایش می‌یابد. برای تعداد قطب کم، مقادیر کم نسبت قطر، و برای تعداد قطب زیاد مقادیر نسبت قطر در بازه ۰/۵۵ تا ۰/۶۵ بیشترین مقادیر بازده با رنج تغییرات کم را به همراه دارد. در شکل ۴ (ب)، تغییرات هزینه مواد مصرفی ماشین به ازای تغییرات تعداد قطب و نسبت قطر ژنراتور ارائه شده است. افزایش نسبت قطر تأثیر زیادی در کاهش هزینه مواد فعال آن دارد. با افزایش مقدار D_{out} قطر خارجی ماشین و حجم کلی آن افزایش می‌یابد. از طرفی مقدار $D_{out}-D_{in}$ کاهش یافته و در نتیجه مقدار آهنربای مصرفی کم می‌شود. با توجه به قیمت بالای آهنربا در سال‌های اخیر، آهنربا نقش اصلی را در تعیین قیمت تمام شده ژنراتور دارد.

۳-۲-۲- بارگذاری الکتریکی و مغناطیسی ویژه

در حالت کلی و در بحث طراحی ماشین الکتریکی، جهت کاهش حجم و هزینه ماشین، مقادیر بارگذاری الکتریکی و مغناطیسی در بیشترین مقادیر ممکن انتخاب می‌گردند [۲۲]. لیکن در مورد ژنراتور شار

نیز علی رغم مستقل بودن از منحنی‌های مشخصه سیستم و عدم نیاز به تخمین سرعت باد، به دلیل سرعت پاسخ پایین و بازده پایین تحت سرعت‌های باد به شدت نوسانی، ضعیف عمل خواهد نمود. با توجه به دلایل بیان شده، در این مقاله از روش کنترل گشتاور بهینه (OTC) که نیازی به اندازه‌گیری سرعت باد نداشته و دینامیک پاسخ مناسبی نیز دارد استفاده شده است.

۴-۱- روش کنترل گشتاور بهینه

با استفاده از (۱) و (۴) ماکزیمم توان توربین بادی در سرعت‌های مختلف باد را می‌توان به صورت (۱۶) نوشت.

$$P_{m-max} = K_{opt} \omega_{opt}^3 \quad (16)$$

به طوری که در رابطه (۱۶) مقدار K_{opt} و ω_{opt} مطابق (۱۷) و (۱۸) خواهد بود.

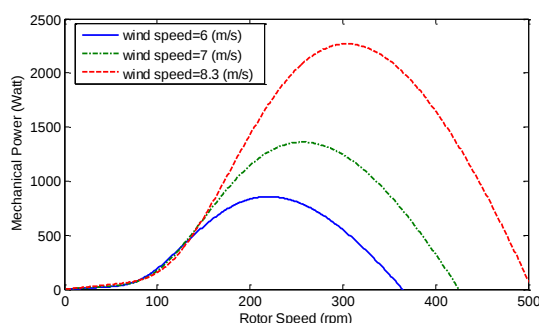
$$K_{opt} = \frac{\pi \rho C_{p-max} R_b^5}{2 \lambda_{opt}^3} \quad (17)$$

$$\omega_{opt} = \frac{\lambda_{opt} v_w}{R_b} \quad (18)$$

با توجه به رابطه توان و گشتاور ماکزیمم مکانیکی سیستم و با در نظر گرفتن (۱۶)، مقدار گشتاور بهینه مطابق (۱۹) تعیین می‌شود [۲۳].

$$T_{opt} = K_{opt} \omega_{opt}^2 \quad (19)$$

در شکل ۸ توان مکانیکی تولید شده توسط توربین به صورت تابعی از سرعت روتور برای سرعت‌های مختلف باد ارائه شده است. هدف از طراحی کنترل‌کننده حفظ عملکرد توربین بر روی نقاط ماکزیمم منحنی‌های شکل ۸ در سرعت‌های متغیر باد است. اگر کنترل‌کننده بتواند به صورت مناسب این نقاط را دنبال کند آنگاه توربین بادی قادر خواهد بود که در هر سرعتی در محدوده‌ی مجاز بیشترین توان را تولید نماید.



شکل ۸: توان مکانیکی تولیدی به صورت تابعی از سرعت روتور در سرعت‌های مختلف باد

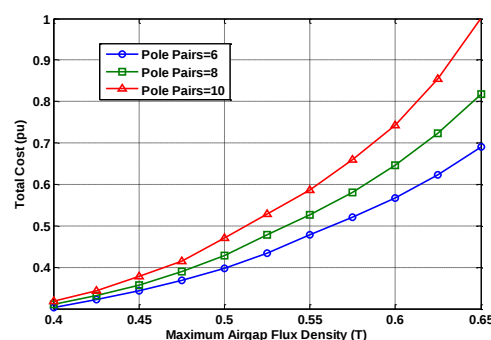
۴-۲- ساختار سیستم کنترلی

در این مقاله جهت مدل‌سازی هر چه دقیق‌تر سیستم و اتصال مستقیم مدل ژنراتور در حوزه FEM به سیستم کنترلی مورد استفاده در نرم افزار

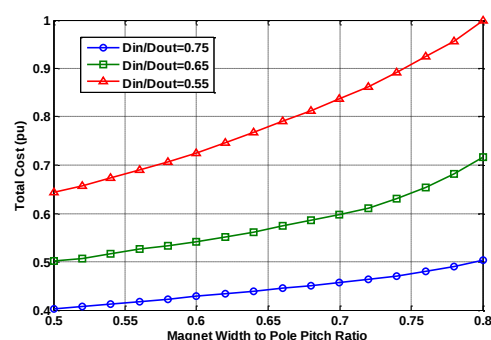
در شکل ۶ تغییرات هزینه مواد مصرفی به ازای تغییرات مقدار بارگذاری مغناطیسی و در مقادیر مختلف تعداد قطب نشان داده شده است. همانطور که از شکل مشخص است، با افزایش مقدار بارگذاری مغناطیسی هزینه افزایش یافته است. البته شیب افزایش هزینه با تعداد قطب‌ها متناسب بوده و به ازای مقادیر بالای تعداد قطب بیشتر است.

۳-۲-۳- نسبت عرض آهنربا به گام قطب

یکی دیگر از پارامترهای تاثیر گذار در طراحی ژنراتور مقدار نسبت عرض آهنربا به گام قطب است. تغییرات هزینه مواد مصرفی به ازای تغییر نسبت عرض آهنربا به گام قطب برای مقادیر مختلف نسبت قطر در شکل ۷ ارائه شده است. افزایش نسبت عرض آهنربا به گام قطب باعث کاهش قطر خارجی ماشین شده و از طرفی به سبب افزایش شار نشتی بین آهنرباها سبب افزایش طول محوری آنها شده است. شیب افزایش هزینه به ازای مقادیر کم نسبت قطر بیشتر است.



شکل ۶: تغییرات هزینه مواد فعال مصرفی به ازای تغییر بارگذاری مغناطیسی برای تعداد قطب مختلف

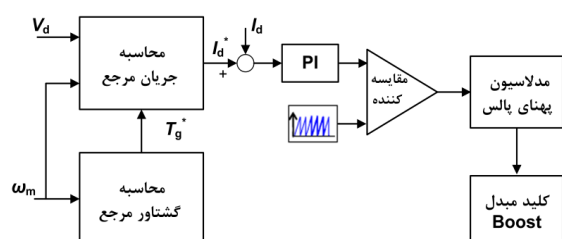


شکل ۷: تغییرات هزینه مواد فعال مصرفی به ازای تغییر نسبت عرض آهنربا به گام قطب برای مقادیر مختلف نسبت قطر

۴-۳- روش کنترلی جهت استحصال بیشترین توان

همانطور که در بخش مقدمه گفته شد روش‌های مختلفی جهت ردیابی حداکثر توان تولیدی (MPPT) در توربین‌های بادی ارائه شده است. که از آن بین روش TSR علی‌رغم دارا بودن دینامیک سریع نیارمند یک بادسنج جهت اندازه‌گیری سرعت باد می‌باشد. که باعث افزایش قیمت و همچنین پیچیدگی سیستم کنترلی می‌گردد. روش HCS

ژنراتور با اختلاف بین گشتاور توربین (T_m) و گشتاور ژنراتور (T_g) مشخص می‌شود. اگر سرعت ژنراتور کمتر از سرعت بهینه باشد، گشتاور توربین بیشتر از گشتاور ژنراتور بوده و در نتیجه سرعت ژنراتور افزایش خواهد یافت و در صورتی که سرعت ژنراتور بیشتر از سرعت بهینه باشد با اعمال روش کنترلی مقدار سرعت کاهش خواهد یافت. در نهایت گشتاور توربین و گشتاور ژنراتور در هر سرعت باد، مقدار بهینه گشتاور (T_{opt}) را دنبال می‌نمایند و توربین بادی در نقطه توان ماکزیم بهره‌برداری می‌شود. از مهمترین مزایای روش به کار رفته عدم نیاز به اندازه‌گیری و یا تخمین سرعت باد است که پیاده‌سازی آن در عمل را نیز ساده می‌کند.



شکل ۱۰: استراتژی کنترل یکسوز ساز و مبدل بوست

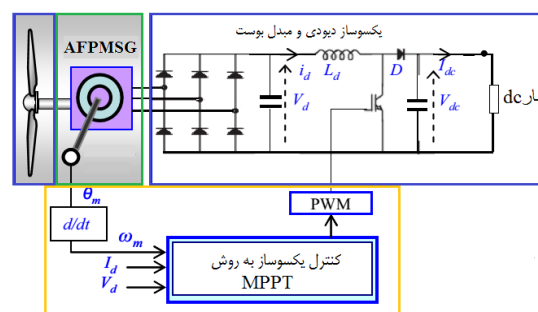
۵- نتایج FEM و شبیه‌سازی سیستم کنترلی

همانطور که گفته شد در این مقاله با استفاده از نرم افزار واسطه Simpleror، مدل ژنراتور در حوزه FEM به سیستم کنترلی مورد استفاده در نرم افزار Matlab به طور مستقیم متصل شده است. این از استفاده شده است. نرم‌افزار Simpleror از مجموعه نرم‌افزارهای شرکت Ansoft بوده که به صورت تخصصی بر روی مدل‌سازی عناصر الکترونیک قدرت کار کرده و قابلیت ارتباط مستقیم با نرم افزار طراحی ماشین Ansoft Maxwell و همچنین Matlab-Simulink را دارد. ارتباط این نرم‌افزار با دو نرم‌افزار دیگر (Maxwell و Simulink) به صورت همزمان است، به این معنی که هر سه نرم‌افزار به صورت همزمان اجرا شده و داده‌های تنظیم شده را برای یکدیگر ارسال می‌کنند تا نرم‌افزار مقصد، از این اطلاعات در شبیه‌سازی خود استفاده کرده و نتیجه‌های مشخص شده را برای نرم‌افزارهای دیگر ارسال نماید. در ادامه ابتدا مدل طراحی شده ماشین ارائه شده و توسط نرم افزار Maxwell-3D مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. سپس در قسمت بعدی نحوه عملکرد سیستم کنترلی بررسی می‌شود.

۵-۱- نتایج FEM سه بعدی

در این بخش مطابق روابط طراحی تحلیلی ارائه شده در بخش ۳-۱ و با توجه به نتایج آنالیز حساسیت صورت گرفته در بخش ۳-۲، نتایج طراحی بهبود یافته ژنراتور AFPM جهت کاربرد توربین بادی با کوپل مستقیم ارائه شده است. یک مدل سه بعدی از ژنراتور با استفاده از نرم‌افزار Maxwell-3D ساخته شده و صحت فرضیات طراحی و

Matlab، از نرم افزار واسطه Simpleror استفاده شده است. به عبارت دیگر به جای مدل‌سازی ژنراتور در Matlab-Simulink که بر مبنای معادلات حالت است از مدل واقعی در حوزه FEM استفاده شده است. توضیحات بیشتر در این خصوص در بخش بعدی ارائه می‌گردد. شکل ۹ ساختار کنترلی ژنراتور AFPMMSG مبتنی بر توربین بادی سرعت متغیر را نشان می‌دهد به طوری که شامل یک توربین بادی، ژنراتور AFPMMSG، یکسوز ساز دیودی، مبدل بوست و یک بار dc است. همانطور که در شکل نیز مشخص شده است مدل توربین و سیستم کنترلی در Matlab-Simulink، مدل ژنراتور در Maxwell و مدل مبدل و بار در نرم افزار Simpleror مدل‌سازی شده‌اند. خروجی ژنراتور AFPMMSG با توجه به تغییرات سرعت باد دارای دامنه و فرکانس متغیر می‌باشد بنابراین مقدار ولتاژ dc ثابتی برای استفاده مستقیم، ذخیره‌سازی و یا تبدیل به حالت ac از طریق یک اینورتر، مورد نیاز است. مقدار خروجی مبدل سمت ژنراتور با کنترل دوره زمانی سوئیچ به کار رفته در مبدل بوست، قابل کنترل است.



شکل ۹: ساختار کنترلی یک توربین بادی سرعت متغیر همراه با ژنراتور

AFPMMSG

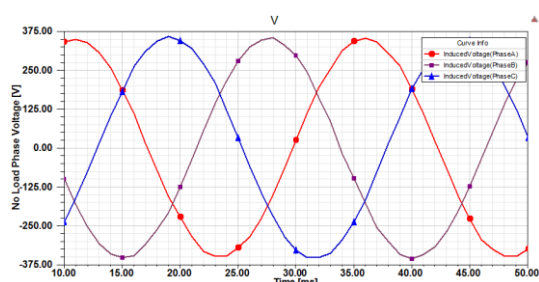
ساختار روش کنترلی بکار گرفته شده برای یکسوز ساز دیودی و مبدل بوست در شکل ۱۰ ارائه شده است. هدف از این روش کنترلی، کنترل دوره زمانی کلید مورد استفاده در ساختار مبدل بوست، به منظور جذب حداکثر توان از توربین بادی سرعت متغیر و انتقال آن به بار مورد نظر می‌باشد [۲۳]. همانطور که از شکل ۱۰ مشخص است، در سیستم کنترلی ابتدا با اندازه‌گیری سرعت ژنراتور مقدار گشتاور مرجع (T_g^*) با استفاده از رابطه (۲۰) محاسبه شده و سپس مقدار جریان مرجع با اندازه‌گیری ولتاژ خروجی یکسوز ساز (V_d) مطابق (۲۱) بدست می‌آید.

$$T_g^* = K_{opt} \omega_m^2 \quad (20)$$

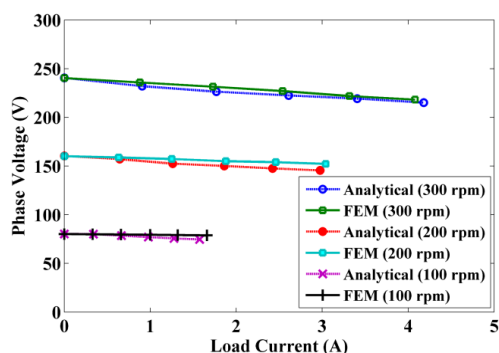
$$I_d^* = \frac{T_g^* \omega_m}{V_d} \quad (21)$$

اختلاف بین جریان مرجع dc و جریان dc اندازه‌گیری شده از طریق یک کنترل‌کننده PI، به منظور تغییر دوره زمانی کلید و تنظیم خروجی مبدل و گشتاور ژنراتور استفاده می‌شود. افزایش و یا کاهش سرعت

آنالیز دینامیکی نرم افزار ماکسول، جهت محاسبه ولتاژ و جریان تولیدی ژنراتور در سرعت نامی ۳۰۰ دور در دقیقه مورد استفاده قرار گرفته است. جهت مش‌زنی از دو روش Cylindrical Gap و Length based نرم افزار ماکسول استفاده شده و تعداد المان‌های مش‌زنی برابر با ۱۱۷۰۷۲ المان می‌باشد. همچنین با توجه به ساختار دو طرفه روتور و به منظور تحلیل هر چه راحت‌تر مساله مشخصات حرکتی به استاتور اعمال شده است. در شکل ۱۳ ولتاژ القایی بی‌باری ژنراتور نشان داده شده است. مشخصه ولتاژ خروجی ژنراتور بر اساس تغییرات جریان بار و به ازای مقادیر مختلف سرعت گردش ژنراتور در شکل ۱۴ ارائه شده است. همانطور که در شکل ۱۴ مشخص است نتایج FEM سه بعدی با درصد خطای قابل قبولی نتایج تحلیلی حاصل را تایید می‌کند.



شکل ۱۳: ولتاژ پایانه ژنراتور AFPM تحت بار نامی با ضریب توان ۰/۹



شکل ۱۴: تغییرات ولتاژ خروجی ژنراتور AFPM بر اساس تغییرات جریان بار و به ازای مقادیر مختلف سرعت گردش ژنراتور

۵-۲- نتایج شبیه‌سازی سیستم کنترلی

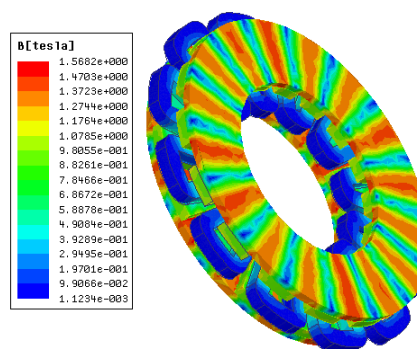
با عنایت به اجرا همزمان هر سه نرم‌افزار و مشکلات ناشی از طولانی شدن زمان اجرا برنامه، ساختار ژنراتور AFPMMSG با استفاده از مدل دو بعدی Maxwell نیز ساخته شده است. استفاده از مدل دوبعدی ژنراتور زمان محاسباتی و اجرا برنامه را تا حد زیادی کاهش می‌دهد.

توربین بادی در صورتی می‌تواند بیشترین توان مکانیکی را تولید کند که مقدار ضریب توان C_p در ماکزیمم مقدار خود قرار داشته باشد. بنابراین لازم است که سرعت روتور به گونه‌ای تنظیم شود که نسبت سرعت نوک λ برابر با مقدار بهینه λ_{opt} باشد. شکل ۱۵ (الف) منحنی تغییرات سرعت باد مرجع را برای مقادیر ۶/۸ و ۷ متر بر ثانیه نشان

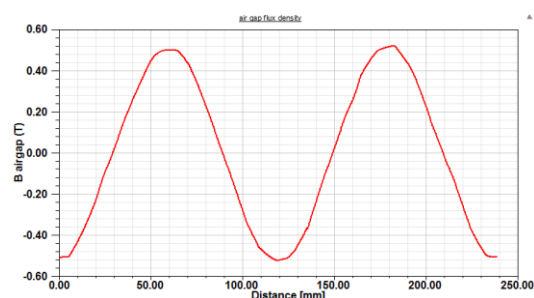
پارامترهای ژنراتور مورد بررسی قرار گرفته است. مقادیر نامی ژنراتور AFPM بهبود یافته به همراه پارامترهای ابعادی آن در جدول ۲ ارائه شده است. در شکل ۱۱ مدل ژنراتور پیشنهادی در محیط نرم‌افزار Maxwell ارائه شده و مقدار چگالی شار در قسمت‌های مختلف مشخص شده است. ماکزیمم مقدار چگالی شار در آهن پشته روتور رخ داده که مقدار آن حدود ۱/۵ تسلا است. در شکل ۱۲ اندازه چگالی شار در شعاع متوسط فاصله هوایی و در ربع دور ماشین ارائه شده است که ماکزیمم مقدار آن حدود ۰/۵ T می‌باشد.

جدول ۲: مشخصات ژنراتور AFPM طراحی شده

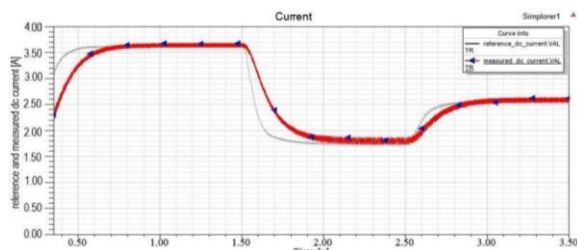
پارامتر	مقدار
توان نامی P_{out}	۲ kW
سرعت نامی n_m	۳۰۰ rpm
ولتاژ موثر نامی فاز V_n	۲۲۰ V
تعداد جفت قطب p	۸
تعداد کویل سیم‌پیچی Q_c	۱۲
تعداد دور سیم‌پیچی هر کویل N_c	۲۳۴
ماکزیمم مقدار بارگذاری مغناطیسی B_{mg}	۰/۵ T
ماکزیمم مقدار چگالی شار در روتور B_{cr}	۱/۵ T
نسبت قطر داخلی به خارجی λ	۰/۶
ضریب پهنای نسبی آهن‌ربا α_i	۰/۶۴
بازده η	۹۰٪
قطر خارجی D_{out}	۳۸۴ mm
فاصله هوایی فیزیکی g	۲ × ۱/۵ mm
ضخامت آهن‌رباها L_m	۱۷ mm



شکل ۱۱: توزیع چگالی شار در ژنراتور AFPM بدون هسته

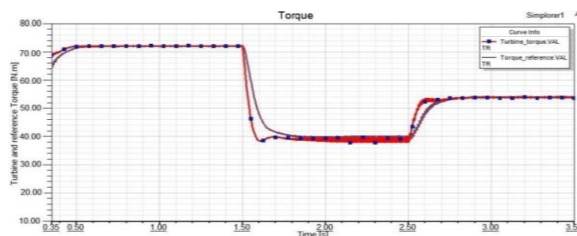


شکل ۱۲: چگالی شار مغناطیسی در شعاع متوسط فاصله هوایی

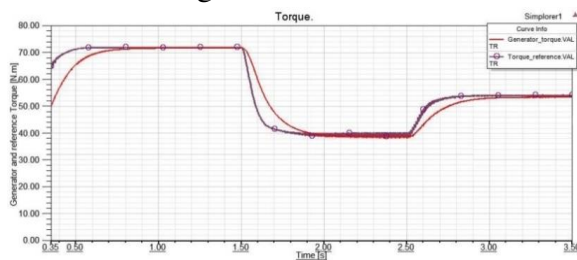


شکل ۱۶: تغییرات جریان dc مرجع و اندازه گیری شده با توجه به تغییرات سرعت باد

در شکل های ۱۷ (الف) و (ب) نیز به ترتیب منحنی تغییرات گشتاور مرجع و گشتاور توربین نسبت به زمان و همچنین تغییرات گشتاور مرجع و گشتاور ژنراتور نسبت به زمان نمایش داده شده است. همانطور که در شکل ها مشخص است با تغییر سرعت باد مقدار گشتاور توربین تغییر یافته و سپس با اعمال روش کنترلی مقدار گشتاور مرجع به روز می گردد. نتایج نشان می دهد که گشتاور ژنراتور به خوبی از گشتاور مرجع پیروی می کند.



(الف) گشتاور توربین - مرجع



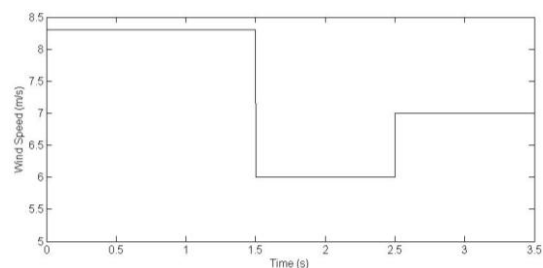
(ب) گشتاور مرجع - ژنراتور

شکل ۱۷: منحنی تغییرات گشتاور توربین - مرجع و گشتاور مرجع - ژنراتور با توجه به تغییرات سرعت باد

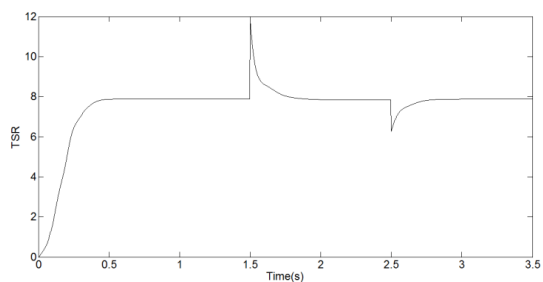
از جمله اهداف کنترل ردیابی حداکثر توان، دریافت ماکزیمم توان از توربین در سرعت های مختلف باد است. در سیستم بادی سرعت متغیر با تغییر سرعت باد، سرعت چرخش توربین و ژنراتور نیز تغییر می کند و در یک سرعت چرخش مشخص، توربین بادی حداکثر توان را تولید خواهد نمود. با توجه به منحنی های توان-سرعت ارائه شده در شکل ۸ بخش ۴، می توان مشاهده نمود که در هر سرعت باد مقدار سرعت بهینه چرخش توربین و ژنراتور و همچنین حداکثر توان توربین یک مقدار معینی را خواهد داشت. در شکل ۱۸ منحنی سرعت ژنراتور و در شکل ۱۹ منحنی توان مکانیکی توربین نمایش داده شده است. از نتایج مشخص

می دهد. با توجه به مشخصات سیستم بادی مورد استفاده که در بخش ۲ مطرح شد، حداکثر مقدار ضریب توان توربین به ازای $\beta=0$ و $\lambda=8$ بدست می آید و مقدار آن برابر با ۰/۴۸ است. در شکل های ۱۵ (ب) و ۱۵ (ج) منحنی تغییرات λ و ضریب توان به ازای تغییرات سرعت باد نشان داده شده است. پارامتر λ با سرعت باد طبق معادله ۴ رابطه عکس داشته و در نتیجه با کاهش سرعت باد در ثانیه ۱/۵ به طور گذرا افزایش یافته و با افزایش سرعت باد در ثانیه ۲/۵ به طور گذرا کاهش می یابد. همانطور که از شکل ها مشخص است با تغییر سرعت باد مقادیر C_p و λ از مقدار بهینه خود فاصله می گیرند ولی با اعمال کنترل ردیابی حداکثر توان به طور مجدد به مقدار بهینه خود بازمی گردند.

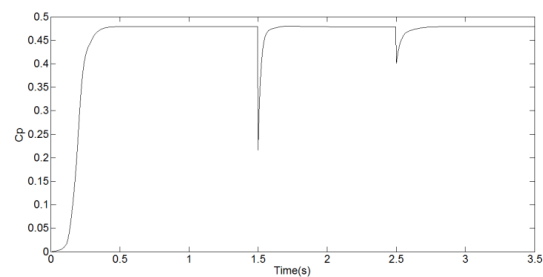
همانطور که در بخش ۴-۱ بیان گردید، در روش کنترل گشتاور بهینه، گشتاور ژنراتور مرجع و جریان dc مرجع محاسبه شده و سعی می شود که با اعمال روش کنترلی، جریان dc و گشتاور ژنراتور واقعی از مقادیر مرجع خود پیروی نمایند. در شکل ۱۶ منحنی تغییرات جریان dc مرجع و جریان dc اندازه گیری شده ارائه شده است. با کاهش سرعت باد مقدار جریان dc کاهش یافته و با افزایش سرعت باد مقدار جریان افزایش می یابد. از شکل مشخص است که در سرعت های مختلف باد جریان اندازه گیری شده از جریان مرجع پیروی می نماید.



(الف)



(ب)



(ج)

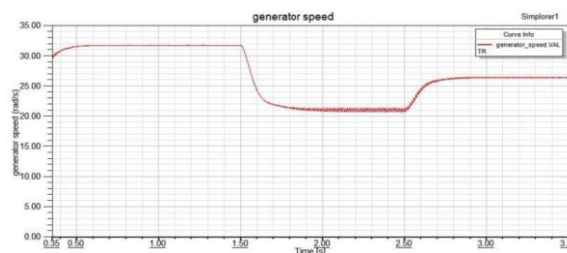
شکل ۱۵: منحنی تغییرات (الف) سرعت باد مرجع (ب) نسبت سرعت نوک (ج) ضریب توان توربین

واقعی ژنراتور در حوزه FEM امکان تولید مستقیم مولفه‌های ولتاژ از توزیع شار را مهیا ساخته و نتایج دقیق‌تر و مناسب‌تری را نتیجه می‌دهد. نتایج حاصل از شبیه‌سازی، عملکرد مناسب سیستم کنترلی در انتخاب مقادیر مناسب گشتاور مرجع، سرعت ژنراتور و دنبال کردن نقاط متناظر با ماکزیمم توان را با توجه به مشخصه توربین و تغییرات سرعت باد مرجع نشان می‌دهد.

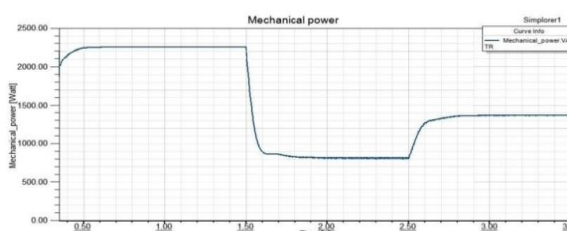
مراجع

- [1] P. Lampola, "Directly Driven, Low-Speed Permanent-Magnet Generators for Wind Power Applications," Dissertation for the degree of Doctor of Science in Technology, Department of Electrical Engineering, Helsinki University of Technology, Finland, 2000.
- [2] T. F. Chan, and L. L. Lai, "An Axial-Flux Permanent-Magnet Synchronous Generator for a Direct-Coupled Wind-Turbine System," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 1, pp. 86-94, 2007.
- [3] D. Bang, H. Polinder, G. Shrestha, and J. A. Ferreira, *Review of Generator Systems for Direct-Drive Wind Turbines*, Delft University of Technology, The Netherlands, 2008.
- [4] J. R. Bumby, and R. Martin, "Axial-flux permanent-magnet air-cored generator for small-scale wind turbines," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 152, no. 5, pp. 1065-1075, 2005.
- [5] H. Polinder, F. F. A. van der Pijl, G.-J. de Vilder, and P. J. Tavner, "Comparison of direct-drive and geared generator concepts for wind turbines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 3, pp. 725 - 733 Sept, 2006.
- [6] E. Koutroulis, and K. Kalaitzakis, "Design of a maximum power tracking system for wind-energy-conversion applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 2, pp. 486-494, 2006.
- [7] Z. Zhang, A. Chen, A. Matveev, R. Nilssen, and A. Nysveen, "High-power generators for offshore wind turbines," *Energy Procedia*, vol. 35, pp. 52-61, 2013.
- [8] W. Rong-Jie, M. J. Kamper, K. Van der Westhuizen, and J. F. Gieras, "Optimal design of a coreless stator axial flux permanent-magnet generator," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 41, no. 1, pp. 55-64, 2005.
- [9] H. Vansompel, P. Sergeant, and L. Dupre, "Optimized Design Considering the Mass Influence of an Axial Flux Permanent-Magnet Synchronous Generator With Concentrated Pole

است که مقادیر سرعت و توان در شکل‌های ۱۸ و ۱۹ با مقادیر منحنی توان-سرعت ارائه شده در ۸ مطابقت می‌نماید.



شکل ۱۸: تغییرات سرعت ژنراتور نسبت به زمان



شکل ۱۹: منحنی تغییرات توان مکانیکی نسبت به زمان

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله ردیابی حداکثر توان در یک سیستم بادی سرعت متغیر و مجهز به ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم شار محور بدون هسته، با استفاده از کوپل مستقیم مدل FEM ژنراتور به ادوات الکترونیک قدرت و سیستم کنترلی ارائه شد. در همین راستا ابتدا طراحی بهبودیافته‌ای از ژنراتور آهنربای دائم شار محور بدون هسته، با استفاده از روش آنالیز حساسیت پارامترهای اصلی ماشین و با هدف کاهش هزینه مواد فعال مصرفی و لحاظ نمودن مشخصات فنی مورد نظر صورت گرفته است. نتایج حاصل از آنالیز حساسیت نشان داد که با توجه به تاثیر زیاد قیمت آهنربا در قیمت تمام شده ژنراتور، برخلاف ژنراتورهای هسته دار، مقدار بار گذاری مغناطیسی و الکتریکی باید در مقادیر کم انتخاب شود. تعداد جفت قطب‌های ژنراتور با توجه به کاربرد مورد نظر و تغییرات بازده برابر ۸ و مقدار نسبت قطر داخلی به خارجی ژنراتور نیز در بیشترین مقدار ممکن جهت کاهش هزینه و برآورده سازی حداقل مقدار بازده مورد قبول، برابر ۰/۶ لحاظ شده است. بررسی مدل ۳ بعدی ژنراتور در نرم‌افزار Maxwell با درصد خطای کمی فرضیات در نظر گرفته شده در طراحی تحلیلی را تأیید می‌کند.

از روش کنترل گشتاور بهینه (OTC) جهت ردیابی حداکثر توان توربین بادی استفاده شده است. در این روش به اندازه‌گیری و یا تخمین سرعت باد نیاز نبوده و الگوریتم کنترلی حداکثر توان قابل جذب از توربین بادی را با اندازه‌گیری سرعت روتور و محاسبه مقدار گشتاور بهینه حاصل می‌کند. ارتباط مستقیم بین مدل ژنراتور در نرم‌افزار Maxwell و سیستم کنترلی ژنراتور در محیط Matlab-Simulink، با استفاده از نرم‌افزار واسطه Simplorer صورت گرفته است. استفاده از این نرم‌افزار و مدل

- IPM Synchronous Generator-Based Gearless Variable Speed Wind Turbine,” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 5, no. 2, pp. 354-362, 2014.
- [17] V. Behjat, and M. Hamrahi, “Dynamic modeling and performance evaluation of axial flux PMSG based wind turbine system with MPPT control,” *Ain Shams Engineering Journal*, vol. 5, no. 4, pp. 1157-1166, 2014.
- [18] C.-M. Hong, C.-H. Chen, and C.-S. Tu, “Maximum power point tracking-based control algorithm for PMSG wind generation system without mechanical sensors,” *Energy conversion and management*, vol. 69, pp. 58-67, 2013.
- [19] J. F. Gieras, R. J. Wang, and M. J. Kamper, *Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines*, 2nd ed., New York: Springer, 2008.
- [20] J. L. S. Huang, F. Leonardi, T. A. Lipo, “A Comparison of Power Density for Axial Flux Machines Based on General Purpose Sizing Equations,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 2, pp. 185-192, June, 1999.
- [21] Q. Ronghai, and T. A. Lipo, “Analysis and modeling of air-gap and zigzag leakage fluxes in a surface-mounted permanent-magnet Machine,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 1, pp. 121-127, 2004.
- [22] نقی رستمی، “طراحی بهبود یافته ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم شار محوری با کوپلاژ مستقیم به توربین بادی” دانشگاه تبریز، پایان نامه دکتری، ۱۳۹۱.
- [23] M. Haque, M. Negnevitsky, and K. Muttaqi, “A Novel Control Strategy for a Variable-Speed Wind Turbine With a Permanent-Magnet Synchronous Generator,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 1, pp. 331-339, 2010.
- Windings,” *IEEE Transactions on Magnetism*, vol. 46, no. 12, pp. 4101-4107, 2010.
- [10] S. Eriksson, and H. Bernhoff, “Loss evaluation and design optimisation for direct driven permanent magnet synchronous generators for wind power,” *Applied Energy*, vol. 88, no. 1, pp. 265-271, 2011.
- [11] N. Rostami, M. R. Feyzi, J. Pyrhonen, A. Parviainen, and V. Behjat, “Genetic Algorithm Approach for Improved Design of a Variable Speed Axial-Flux Permanent-Magnet Synchronous Generator,” *IEEE Transactions on Magnetism*, vol. 48, no. 12, pp. 4860-4865, 2012.
- [12] علی دقیق، حمید جوادی و حسین ترکمن، “طراحی بهبود یافته ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم شار محور بدون هسته باهدف کاهش هزینه و با در نظر گرفتن محدودیت‌های مکانیکی،” بیست و سومین کنفرانس مهندسی برق ایران، تهران، ایران، ۲۰۱۵.
- [13] Z. Zhaoqiang, A. Matveev, R. Nilssen, and A. Nysveen, “Ironless Permanent-Magnet Generators for Offshore Wind Turbines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 3, pp. 1835-1846, 2014.
- [14] M. Abdullah, A. Yatim, C. Tan, and R. Saidur, “A review of maximum power point tracking algorithms for wind energy systems,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 16, no. 5, pp. 3220-3227, 2012.
- [15] C. Patsios, A. Chaniotis, M. Rotas, and A. G. Kladas, “A comparison of maximum-power-point tracking control techniques for low-power variable-speed wind generators,” in 8th International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems & Electric Drives Joint Symposium, (ELECTROMOTION 2009) 2009, pp. 1-6.
- [16] M. E. Haque, Y. C. Saw, and M. M. Chowdhury, “Advanced Control Scheme for an

کنترل فیدبک حالت جزئی برای ردیابی مسیر شناور زیر سطح خودگردان تحریک ناقص با استفاده از کنترل سطح دینامیکی تطبیقی - عصبی

ساناز فقیه^۱، خوشنام شجاعی^۲

^۱ فارغ التحصیل کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی برق، واحد نجف آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، S.faghih@sel.iaun.ac.ir

^۲ استادیار، دانشکده مهندسی برق، واحد نجف آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، shojaei@pel.iaun.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۶/۳/۲۵، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۶/۵/۱۶)

چکیده: در این مقاله، کنترل ردیابی مسیر زمانی شناور زیر سطح خودگردان تحریک ناقص بدون اندازه گیری سرعت، در فضای سه بعدی و در حضور نامعینی ها و اغتشاشات نامعلوم ناشی از امواج و جریانات اقیانوسی مبتنی بر روش کنترل سطح دینامیکی برای اولین بار مورد بررسی قرار می گیرد. به منظور تخمین نامعینی های پارامتری ناشی از مدل دینامیکی شناور زیر سطح، تکنیک تقریب شبکه های عصبی تابع پایه شعاعی پیشنهاد شده است. همچنین، مسئله کنترل فیدبک خروجی با بهره گیری از یک ریتگر بهره بالا به منظور تخمین حالت های غیر قابل اندازه گیری مورد نیاز برطرف می گردد. پایداری کنترل کننده پیشنهادی به صورت تحلیلی و بر اساس تئوری لیاپانوف بررسی می گردد و پایداری یکنواخت نهایتاً کران دار حالت ها و همگرایی خطاهای ردیابی به کران کوچکی اطراف مبدأ تضمین می شود. در نهایت، عملکرد ردیابی طرح کنترل پیشنهادی با شبیه سازی های کامپیوتری تأیید شده است.

کلمات کلیدی: شناور زیر سطح خودگردان، شبکه عصبی تابع پایه شعاعی، کنترل سطح دینامیکی، ریتگر بهره بالا، پایداری لیاپانوف

Partial State Feedback Control for Trajectory Tracking of Underactuated Autonomous Underwater Vehicle by Using Neural Adaptive Dynamic Surface Control

Sanaz Faghih, Khoshnam Shojaei

Abstract: In this paper, the trajectory tracking control of underactuated autonomous underwater vehicle without measuring velocity in three-dimensional space and in the presence of unknown disturbances caused by waves and ocean currents is studied based on dynamic surface control for the first time. In order to estimate parametric uncertainties with underwater vehicle dynamic model, radial basis function neural network approximation technique has been proposed. Also, the output feedback control problem is resolved by employing a high-gain observer to estimate the required unmeasurable states. The stability of the proposed controller is investigated by an analysis based on Lyapunov theory and uniform ultimate boundedness stability of states and convergence of tracking errors to a small bound around the origin are guaranteed. Finally, the tracking performance of the proposed control scheme has been verified via computer simulations.

Keywords: Autonomous underwater vehicle, dynamic surface control, high-gain observer, Lyapunov stability, radial basis function neural network

۱- مقدمه

کنترل شناورهای زیرسطح خودگردان (AUVs)^۱ به دلیل کاربردهای مهمی نظیر کاربردهای نظامی، فراساحلی، نقشه برداری از محیط‌های اقیانوسی، بازرسی کابل‌های زیر دریا و نصب لوله‌ها، تجهیزات نفتی و غیره به عنوان زمینه تحقیقاتی فعال در مهندسی کنترل محسوب می‌گردد. در شناورهای زیرسطح خودگردان تحریک ناقص همان‌گونه که از نامشان پیداست، به دلیل کم‌تر بودن تعداد ورودی‌های کنترل یا به عبارتی تعداد عملگرهای مستقل از تعداد درجات آزادی مورد نیاز برای پایداری، با محدودیت‌ها و پیچیدگی‌هایی مواجه می‌شویم که در حضور نامعینی‌ها شامل نامعینی‌های پارامتری در مدل سیستم و نامعینی‌های غیرپارامتری نظیر دینامیک‌های مدل نشده، نیروهای کریولیس و جانب مرکز، نیروهای هیدرودینامیکی ناشی از امواج دریا و دیگر اغتشاشات خارجی تشدید می‌شوند [۱]. به عبارت دیگر، محیط‌های اقیانوسی نامعینی‌های بسیاری را در ارتباط با مدل دینامیکی وارد می‌کنند. همین امر سبب ایجاد انگیزه محققان برای مطالعه طرح‌های کنترل غیرخطی برای شناورهای زیرسطحی به صورت انفرادی و دسته جمعی [۲]-[۴] گردیده است. کنترل حرکت شناورهای زیرسطحی تحریک ناقص به سه دسته پایدارسازی، ردیابی مسیرهای زمانی و تعقیب مسیر تقسیم می‌شوند که در این مقاله هدف کنترل ردیاب مسیرهای زمانی شناور زیرسطح خودگردان تحریک ناقص می‌باشد.

تاکنون روش‌های گوناگونی در زمینه کنترل رفتار زیردریایی‌ها نظیر کنترل مد لغزشی [۵] و [۶]، کنترل مقاوم [۷] و [۸]، کنترل فازی [۹] و [۱۰]، کنترل تطبیقی [۱۱] و غیره مطرح شده است. در مرجع [۱۲]، به دلیل وجود نامعینی در سیستم از ترکیب شیوه کنترل غیرخطی پس‌گام با کنترل کننده تطبیقی-عصبی برای کنترل زیردریایی در حرکت عمقی استفاده می‌شود. در مرجع [۱۳]، یک کنترل کننده با روش مد لغزشی ارائه شده که روش جدیدی برای حذف پدیده نوسانات ناخواسته در حضور اغتشاشات ناخواسته معرفی نموده است. عیب این روش پدیده نوسانات ناخواسته است که در اثر کلید زنی‌های متعدد حول سطح سوئیچینگ، بروز می‌کند. در مرجع [۱۴]، از کنترل کننده تطبیقی-عصبی مبتنی بر روش خطی‌سازی با فیدبک برای ردیابی مسیرهای زمانی شناور زیرسطح خودگردان تحریک ناقص استفاده شده است که برای جبران نامعینی‌های پارامتری از شبکه عصبی تابع پایه شعاعی (RBFNN)^۲ و برای تخمین اغتشاشات ناشی از امواج و جریانات اقیانوسی از یک کنترل مقاوم‌ساز با تابع تانژانت هاپرپولیک استفاده کرده است. یک روش کنترل مقاوم بر مبنای تئوری لیاپانوف با در نظر گرفتن نامعینی مدل و اغتشاش در مرجع [۱۵] ارائه شده است. روش کنترل مقاوم، اغلب به خوبی بر نامعینی‌ها فائق می‌آید اما ایراد این روش این است که بدترین حالت نامعینی را در نظر می‌گیرد و نتیجه آن سیگنال‌های کنترلی ناهموار

می‌باشد که در عمل ممکن است به عملگرها آسیب برساند. در مرجع [۱۶]، از یک کنترل کننده مد لغزشی-فازی برای طراحی کنترل کننده زیردریایی استفاده شده که در آن، کنترل مد لغزشی از الگوریتم فازی-تطبیقی برای جبران و خنثی‌سازی اغتشاشات بهره برده است. در این مقاله، کنترل کننده تطبیقی-عصبی تابع پایه شعاعی مبتنی بر روش کنترل سطح دینامیکی (DSC)^۳ مسیرهای زمانی در فضای سه بعدی، به گونه‌ای انجام می‌شود که AUV بتواند هر نوع مسیر مرجع تولید شده توسط شناور زیرسطح مجازی را به صورت مجانبی ردیابی نماید. روش کنترلی ارائه شده در این مقاله، دارای مزیت‌هایی نسبت به کارهای قبلی [۱]-[۱۶] است که عبارتند از:

(۱) اغلب کارهای قبلی در کنترل زیردریایی‌های تحریک ناقص برای پیاده‌سازی کنترل کننده به حسگرهای سرعت در تمام جهات نیازمند هستند. درحالی‌که حسگرهای سرعت وزن، حجم و هزینه سیستم را افزایش می‌دهند. در این مقاله، برای اولین بار یک کنترل کننده مبتنی بر یک ریتگر بهره بالا برای تخمین مؤلفه‌های سرعت در جهات تحریک شده برای یک شناور زیردریایی در فضای سه بعدی پیشنهاد می‌شود. متأسفانه، کنترل کننده‌های فیدبک خروجی با ریتگر بهره بالا در مراجع [۲۰]-[۲۲] تنها برای شناورهای سطحی و کشتی‌های تحریک کامل طراحی شده‌اند و قابل اعمال به کنترل زیردریایی‌های تحریک ناقص در فضای سه بعدی در این مقاله نیستند.

(۲) اغلب کنترل کننده‌های قبلی نظیر [۱۷]-[۲۲] متحمل انفجار پیچیدگی در به کارگیری کنترل پس‌گام هستند که این پیچیدگی‌ها و حجم محاسباتی بالا ناشی از تکرار مشتقات کنترل‌های مجازی در هر مرحله است. برای حل این مشکل تکنیک کنترل سطح دینامیکی با انتخاب یک فیلتر پایین‌گذر مرتبه اول به منظور جلوگیری از محاسبه مشتقات سیگنال‌های کنترل مجازی در هر مرحله و کاهش محاسبات، مزیت روش کنترلی ارائه شده در این مقاله است.

(۳) از شبکه عصبی تابع پایه شعاعی به منظور تخمین توابع غیرخطی شامل نامعینی‌های پارامتری، استفاده می‌شود. مزیت اصلی استفاده از شبکه‌های عصبی تابع پایه شعاعی در سیستم‌های کنترل این است که می‌توان عدم قطعیت‌های مدل شده موجود در دینامیک سیستم را حتی بدون داشتن اطلاعات کافی از اثر میرایی هیدرودینامیکی و نیروهای جانب مرکز شناورها، به سادگی و با دقت بالایی تخمین زد. مضاف بر این مزیت، ویژگی‌هایی چون ساختار توزیع یکسان، یادگیری، تطبیق و امکان به روز رسانی ضرایب و

¹ Autonomous Underwater Vehicles² Radial Basis Function Neural Network³ Dynamic Surface Control

اجسام و در نظر گرفتن نیروهای وارده می‌پردازد. در ابتدا، برای بیان معادلات سینماتیک و دینامیک شناور زیرسطح، از مدل ریاضی شناور زیرسطحی پنج درجه آزادی در حال حرکت در صفحه افقی کمک می‌گیریم. در این مدل، از عبارات میرایی هیدرودینامیکی غیرخطی و حرکت غلتش چشم پوشی شده، استفاده می‌شود که به شرح زیر بیان می‌گردد [۲۳]:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= u \cos(\psi) \cos(\theta) - v \sin(\psi) + w \sin(\theta) \cos(\psi) \\ \dot{y} &= u \sin(\psi) \cos(\theta) + v \cos(\psi) + w \sin(\theta) \sin(\psi) \\ \dot{z} &= -u \sin(\theta) + w \cos(\theta)\end{aligned}\quad (1)$$

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= q \\ \dot{\psi} &= \frac{r}{\cos(\theta)}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\dot{u} &= \frac{m_{22}}{m_{11}}vr - \frac{m_{33}}{m_{11}}wq - \frac{d_{11}}{m_{11}}u + \frac{1}{m_{11}}\tau_u - \frac{1}{m_{11}}\tau_{wu}(t) \\ \dot{v} &= -\frac{m_{11}}{m_{22}}ur - \frac{d_{22}}{m_{22}}v - \frac{1}{m_{22}}\tau_{wv}(t)\end{aligned}\quad (2)$$

$$\begin{aligned}\dot{w} &= \frac{m_{11}}{m_{33}}uq - \frac{d_{33}}{m_{33}}w - \frac{1}{m_{33}}\tau_{ww}(t) \\ \dot{q} &= \frac{m_{33} - m_{11}}{m_{55}}uw - \frac{d_{55}}{m_{55}}q - \frac{\rho g \nabla G M_L \sin(\theta)}{m_{55}} \\ &\quad + \frac{1}{m_{55}}\tau_q - \frac{1}{m_{55}}\tau_{wq}(t)\end{aligned}$$

$$\dot{r} = \frac{m_{11} - m_{22}}{m_{66}}uv - \frac{d_{66}}{m_{66}}r + \frac{1}{m_{66}}\tau_r - \frac{1}{m_{66}}\tau_{wr}(t)$$

که α, γ, θ و ψ به ترتیب نشان دهنده موقعیت‌های حرکت طولی، عرضی، عمقی و جهت‌های زاویه‌ای پیچش و چرخش در مختصات زمین هستند که به وسیله بردار $\eta = [x, y, z, \theta, \psi]^T$ نشان داده می‌شوند. طبق شکل (۱) سیگنال‌های u, v و w بیانگر سرعت‌های خطی طولی، عرضی و عمقی، q و r بیانگر سرعت‌های زاویه‌ای پیچش و چرخش در مختصات بدنه هستند که به وسیله بردار $\nu = [u, v, w, q, r]^T$ نشان داده می‌شوند. $\tau_{wr}, \tau_{wq}, \tau_{ww}, \tau_{wv}, \tau_{wu} \in R$ اغتشاشات متغیر با زمان کران‌دار هستند که ناشی از امواج و جریانات اقیانوسی می‌باشند. نیروهای کنترلی عرضی و عمقی، در دینامیک‌های عرضی و عمقی قابل دسترس نبوده و تنها ورودی‌های کنترل در دسترس τ_u, τ_q و τ_r می‌باشند. بنابراین، شناور زیرسطحی تحریک ناقص محسوب می‌شود. $m_{ii}, i = 1, \dots, 5$ پارامترهای اینرسی و $d_{ii}, i = 1, \dots, 5$ ضرایب میرایی هستند. ضرایب و نمادهای دیگر در مراجع [۲۳] و [۲۴] آورده شده‌اند.

برای طراحی کنترل کننده در بخش بعدی، مدل سینماتیکی (۱) را می‌توان به صورت زیر بیان کرد:

$$\dot{\eta} = S(\eta)v + \delta(\eta, w) \quad (3)$$

تخمین نامعینی‌های غیرخطی نسبت به پارامترها از قابلیت‌های شبکه عصبی در طراحی‌ها می‌باشند.

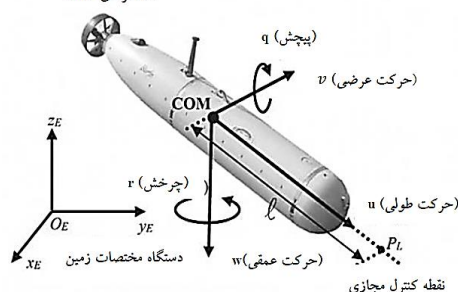
ساختار مقاله چنان است که ابتدا در بخش ۲ شرح مسأله و فرض‌های مورد نیاز بیان می‌گردد و سپس بر مبنای آن‌ها، معادلات سینماتیکی و دینامیکی شناور زیرسطح پنج درجه آزادی ارائه می‌شود. در بخش ۳، به بیان شبکه‌های عصبی تابع پایه شعاعی و رونیترگر بهره بالا می‌پردازیم. در بخش ۴، یک کنترل کننده بر مبنای روش کنترل سطح دینامیکی طراحی کرده و در بخش ۵ با انتخاب تابع لیاپانوف مناسب پایداری سیستم حلقه بسته تضمین می‌گردد. نهایتاً، عملکرد کنترل کننده پیشنهادی در بخش ۶ با شبیه‌سازی‌های کامپیوتری نشان داده می‌شود و بخش ۷ از مقاله نتیجه‌گیری خواهد کرد.

۲- مدل سازی شناور زیرسطح

مدل‌سازی یک شناور بدون سرنشین بر مبنای مکانیک، اصول استاتیکی و دینامیکی می‌باشد. استاتیک، در ارتباط با معادلات بدنه وسیله ساکن یا متحرک با سرعت ثابت می‌باشد درحالی‌که دینامیک وسیله، مربوط به معادلات بدنه وسیله دارای حرکت شتاب‌دار است که از نیروهای کنترلی یا اغتشاشات حاصل می‌شود.

به‌طور کلی می‌توان گفت که برای یک وسیله زیرسطح با شش درجه آزادی، شش مختصات مستقل برای تعیین موقعیت و جهت آن مورد نیاز است. سه مختصات اول (x, y, z) و مشتقات مرتبه اول آن‌ها (u, v, w) ، موقعیت و سرعت خطی وسیله، در راستای محورهای x, y و z را بیان می‌کنند و سه مختصات (φ, θ, ψ) و مشتقات مرتبه اول آن‌ها (p, q, r) ، بیانگر جهت و سرعت زاویه‌ای وسیله می‌باشند. انواع حرکات شش درجه آزادی با نام‌های طولی، عرضی، عمقی، غلتش، پیچش و چرخش تعریف می‌شوند. در شکل (۱)، مدل ریاضی پنج درجه آزادی شناور با صرف‌نظر کردن از حرکت غلتش و عبارت میرایی هیدرودینامیکی غیرخطی، در نظر گرفته می‌شود.

عملگرهای AUV



شکل ۱: شناور زیرسطحی و درجات آزادی آن در فضای سه بعدی [۱۴]

۱-۲ معادلات سینماتیک و دینامیک AUV

معادلات حرکت شناورها را می‌توان به دو بخش تقسیم کرد: سینماتیک که حرکت اجسام را بدون در نظر گرفتن نیروهای عامل حرکت بررسی می‌کند و دینامیک یا سینتیک که به بررسی حرکت

فرض ۱: حرکات عرضی و عمقی شناور کرن دار منفعل هستند، به این معنا که $\sup_{t \geq 0} \|w(t)\| < B_w$ می باشد.

تذکر ۱: با نظر به این امر که در عمل نیروهای میرایی هیدرودینامیکی در معادله (۷) مربوط به دینامیک تحریک نشده در راستای حرکات جانبی شناور، یعنی در امتداد محورهای عرضی و عمقی، نیروهای غالب هستند، می توان گفت این نیروها توانایی میرا کردن سرعت در این راستاها را دارند [۲۵].

فرض ۲: بردار اغتشاشات $\tau_{w1}(t) \in R^3$ و $\bar{\tau}_{w1}(t) \in R^2$ کران دار هستند به طوری که $\|\bar{\tau}_{w1}(t)\| \leq \bar{\lambda}_{w11}$ و $\|\tau_{w1}(t)\| \leq \lambda_{w11}$ هستند که $\bar{\lambda}_{w11}$ و λ_{w11} کران های بالای اغتشاشات و ثابت های مثبت می باشند.

فرض ۳: زاویه پیچش کران دار است به طوری که $|\theta(t)| \leq \theta_{max}$ و $\pi/2$ برای جلوگیری از هر تکیلی ممکن در تجزیه و تحلیل پایداری می باشد.

تذکر ۲: با توجه به مرجع [۲۳]، به دلیل نیروهای بازگرداننده، AUV ها نمی توانند به همسایگی $\theta = \pm \pi/2$ وارد شوند.

فرض ۴: بردار سرعت $w = [v, w]^T$ را در اختیار داریم اما بردار سرعت $v = [u, q, r]^T$ را در دسترس نداریم که برای تخمین آن از رؤیتگر بهره بالا استفاده می کنیم.

۲-۲ نمایش فضای حالت

مدل سینماتیک (۳) و معادله دینامیکی (۶) را می توان به فرم فضای حالت به صورت زیر نشان داد:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{\eta} \\ \dot{v} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s(\eta)v \\ 0 \end{bmatrix} + M_1 \begin{bmatrix} 0 \\ M_1^{-1}(\eta) \end{bmatrix} \tau_a + \begin{bmatrix} \delta(\eta, w) \\ N(\eta, v, w) - M_1^{-1} \tau_{w1}(t) \end{bmatrix} \quad (10)$$

$f(x)$ $g(x)$ $q(x)$

حالت، بردار $x = [\eta, v]^T \in R^8$

سیستم $N(\eta, v, w) = -M_1^{-1}(\eta)(C_1(w)v + D_1v + G_1(\eta))$

نامی به کمک میدان های برداری هموار $f(x)$ و $g(x)$ تعریف شده است و $q(x)$ نیز بردار اغتشاشات سینماتیکی و دینامیکی است.

معادله حالت مسیر مرجع زمانی مطلوب هموار و کران دار $y_d(t): [0, \infty) \rightarrow R^3$ را به شکل زیر تعریف می کنیم:

$$\dot{x}_d = \begin{bmatrix} s(\eta_d)v \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} \tau_{ad}, \quad y_d = h(\eta_d) \quad (11)$$

۳-۲ مقدمات ریاضی

تعریف ۱ [۲۶]: پاسخ معادله حالت $\dot{x} = f(t, u)$ به طور یکنواخت نهایتاً کران دار (UUB) با کران نهایی b است، چنانچه ثابت های مثبت b و $c \in (0, c)$ وجود داشته باشد و برای هر $t_0 \geq 0$ مستقل از t_0 یک

که $v = [u, q, r]^T$ و $w = [v, w]^T$ به ترتیب به عنوان بردارهای سرعت جدید در جهات تحریک و فاقد تحریک در نظر گرفته شده اند.

$S(\eta) \in R^5$ و $\delta(\eta, w) \in R^5$ به معنی ماتریس و بردار اغتشاشات سینماتیک هستند و به صورت زیر تعریف می شوند:

$$S(\eta) = \begin{bmatrix} \cos(\psi) \cos(\theta) & 0 & 0 \\ \sin(\psi) \cos(\theta) & 0 & 0 \\ -\sin(\theta) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\cos \theta} \end{bmatrix}, \quad \delta(\eta, w) = \begin{bmatrix} -v \sin(\psi) + w \sin(\theta) \cos(\psi) \\ v \cos(\psi) + w \sin(\theta) \sin(\psi) \\ w \cos(\theta) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

معادله دینامیکی شناور نیز به شکل زیر قابل بیان است:

$$M(\eta)\dot{v} + C(w)v + Dv + G(\eta) + \tau_w(t) = \tau_a \quad (5)$$

اگر رابطه (۵) را به صورت تفکیک شده در دو راستای تحریک و فاقد تحریک بازنویسی کنیم، به ترتیب روابط زیر را خواهیم داشت:

$$M_1(\eta)\dot{v} + C_1(w)v + D_1v + G_1(\eta) + \tau_{w1}(t) = \tau_a \quad (6)$$

$$\bar{M}_1(\eta)\dot{w} + \bar{C}_1(v)v + \bar{D}_1w + \bar{\tau}_{w1}(t) = 0 \quad (7)$$

که در رابطه (۶)، $\tau_a = [\tau_u, \tau_q, \tau_r]^T$ بیانگر بردار ورودی های کنترل، $M_1(\eta) \in R^{3 \times 3}$ نشان دهنده ماتریس اینرسی، $C_1(w) \in R^{3 \times 3}$ ماتریس کریولیس، $D_1 \in R^{3 \times 3}$ ماتریس میرایی هیدرودینامیکی، $G_1(\eta) \in R^{3 \times 3}$ بردار ناشی از نیروهای گرانشی و $\tau_{w1}(t) \in R^3$ نشان دهنده اغتشاشات ثابت و متغیر با زمان ناشی از امواج و جریانات اقیانوسی می باشند که به صورت زیر تعریف می شوند:

$$M_1(\eta) = \begin{bmatrix} m_{11} & 0 & 0 \\ 0 & m_{55} & 0 \\ 0 & 0 & m_{66} \end{bmatrix}, \quad C_1(w) = \begin{bmatrix} 0 & m_{33}w & -m_{22}v \\ (m_{11} - m_{33})w & 0 & 0 \\ (m_{22} - m_{11})v & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$G_1(\eta) = \begin{bmatrix} 0 \\ \rho g \nabla G M_L \sin(\theta) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad D_1 = \begin{bmatrix} d_{11} & 0 & 0 \\ 0 & d_{55} & 0 \\ 0 & 0 & d_{66} \end{bmatrix}$$

$$\tau_{w1}(t) = \begin{bmatrix} \tau_{wu}(t) \\ \tau_{wq}(t) \\ \tau_{wr}(t) \end{bmatrix} \quad (8)$$

و طبق رابطه (۷) نیز داریم:

$$\bar{M}_1(\eta) = \begin{bmatrix} m_{22} & 0 \\ 0 & m_{33} \end{bmatrix}, \quad \bar{C}_1(v) = \begin{bmatrix} m_{11}r & 0 & 0 \\ 0 & -m_{11}u & 0 \end{bmatrix}$$

$$\bar{D}_1(\eta) = \begin{bmatrix} d_{22} & 0 \\ 0 & d_{33} \end{bmatrix}, \quad \bar{\tau}_{w1}(t) = \begin{bmatrix} \tau_{wv}(t) \\ \tau_{ww}(t) \end{bmatrix} \quad (9)$$

¹ Uniformly Ultimately Bounded

که $L_q h(x) = \nabla h q$ و $L_g h(x) = \nabla h g$ ، $L_f h(x) = \nabla h f$ می‌باشد. L به معنی مشتقات h در امتداد جهت بردارهای q و g می‌باشد [۲۷] و ∇h نشان دهنده گرادیان h است. در نهایت، ماتریس‌های $J(\eta)$ و $J_\delta(\eta, w)$ به صورت زیر قابل محاسبه هستند:

$$J(\eta) = J_h(\eta)S(\eta) = \begin{bmatrix} \cos(\psi)\cos(\theta) & -\ell\sin(\theta)\cos(\psi) & -\ell\sin(\psi) \\ \sin(\psi)\cos(\theta) & -\ell\sin(\theta)\sin(\psi) & \ell\cos(\psi) \\ -\sin(\theta) & -\ell\cos(\theta) & 0 \end{bmatrix}$$

$$J_\delta(\eta, w) = J_h(\eta)\delta(\eta, w) = \begin{bmatrix} -v\sin(\psi) + w\sin(\theta)\cos(\psi) \\ v\cos(\psi) + w\sin(\theta)\sin(\psi) \\ w\cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (۱۵)$$

در رابطه فوق، $J_h(\eta) := \partial h(\eta)/\partial \eta$ بیانگر ماتریس ژاکوبین و $J_\delta(\eta, w)$ بیانگر نگاشت ورودی-خروجی از اغتشاشات $\delta(\eta, w)$ هستند.

۳- شبکه‌های عصبی تابع پایه شعاعی و رؤیتگر بهره بالا

در این مقاله، برای تخمین نامعینی‌های پارامتری از شبکه عصبی تابع پایه شعاعی و برای تخمین بردار سرعت از یک رؤیتگر بهره بالا استفاده می‌کنیم که در این بخش شرح مختصری از آن‌ها آورده می‌شود.

۳-۱ شبکه‌های عصبی تابع پایه شعاعی

دو ویژگی اصلی ساختار تقریب کلی و توانایی یادگیری در شبکه‌های عصبی تابع پایه شعاعی، آن‌ها را از حیث کاربرد نسبت به دیگر شبکه‌های عصبی متمایز و برجسته می‌سازد. این دو خصوصیت سبب می‌شوند که وزن‌ها و پارامترهای قابل تنظیم دائماً در حال بهنگام سازی باشند که این امر منجر به افزایش دقت تقریب و بهبود عملکرد کنترل کننده می‌شود. همچنین، ویژگی اول، ویژگی اصلی می‌باشد که ساختار مناسب‌تری از شبکه‌های غیرخطی برای کنترل ربات‌ها نسبت به کنترل کننده‌های تطبیقی ایجاد می‌کند. خروجی یک شبکه عصبی تابع پایه شعاعی با m ورودی و l گره در لایه پنهان، به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$y(t) = (W_{RBFNN}(t))^T \varphi(X) \quad (۱۶)$$

که در آن $X \in R^m$ بردار ورودی از شبکه‌های عصبی و $W \in R^l$ ماتریس وزنی است. به‌طوری‌که l تعداد گره‌ها در لایه پنهان و $\varphi(X) : R^m \rightarrow R^l$ بردار تابع پایه است. طبق مرجع [۲۸]، هر تابع پیوسته غیرخطی $f(X) : \Omega_X \rightarrow R$ را می‌توان به صورت زیر تعریف کرد:

$$f(X) = W^{*T} \varphi(X) + E(X) \quad (۱۷)$$

که در رابطه فوق، $X = [x_1, \dots, x_m]^T \in \Omega_X$ یک مجموعه‌ی بهم پیوسته در R^m است، $E(X)$ خطای تخمین و

ثابت مثبت $T = T(a, b)$ مستقل از $t_0 \geq 0$ وجود داشته باشد به‌طوری‌که به ازای $t \geq t_0 + T$ ، همواره شرایط زیر برقرار باشد:

$$\|x(t_0)\| < a \Rightarrow \|x(t)\| \leq b \quad (۱۲)$$

حل اثبات پایداری به‌منظور کنترل ردیابی مسیرهای زمانی در این مقاله به صورت گفته شده در تعریف (۱) است.

تذکره ۳: هدف کنترلی مورد بحث در این مقاله، طراحی یک قانون کنترل برای ردیابی AUV تحریک ناقص، طبق معادلات (۱) و (۲) تحت عدم قطعیت مدل است به‌طوری‌که باعث ایجاد خطای ردیابی به صورت $e(t) = y(t) - y_d(t) \in R^3$ شود که به صورت UUB در فضای سه بعدی هستند. $y(t) \in R^3$ نشان دهنده موقعیت یک نقطه کنترل مجازی در مقابل AUV است که در بخش بعدی به آن اشاره می‌کنیم.

فرض ۵: مسیر زمانی مطلوب $y_d(t)$ طوری انتخاب شده است که $\dot{y}_d(t)$ و $\ddot{y}_d(t)$ سیگنال‌های کران‌دار باشند به نحوی که $\sup_{t \geq 0} \|\dot{y}_d(t)\| < \beta_{dv}$ ، $\sup_{t \geq 0} \|y_d(t)\| < \beta_{dp}$ و $\sup_{t \geq 0} \|\ddot{y}_d(t)\| < \beta_{da}$ و β_{da} ، β_{dp} و β_{dv} کران‌های بالای مسیر زمانی مطلوب و ثابت‌های کران‌دار می‌باشند.

۴-۲ تبدیل مختصات

در این مقاله، به‌منظور ردیابی AUV از روش نگاه به جلو^۱ در فضای سه بعدی استفاده می‌کنیم. به این ترتیب که به جای این که بخواهیم موقعیت مرکز جرم (COM) را کنترل کنیم، یک نقطه مجازی (P_L) که وجود خارجی ندارد مطابق شکل (۱) مقابل ربات در نظر گرفته و آن را کنترل می‌کنیم و یک مختصات موقعیت در جهت‌های x ، y و z در مختصات ثابت زمین باید انتخاب گردد. اما چنانچه مرکز جرم به عنوان نقطه کنترل انتخاب شود، دو مشکل زیر قابل توجه است:

(۱) بر اساس مدل ارائه شده، کنترل کننده هیچ اغتشاشی در

جهت‌های پیچش و چرخش احساس نخواهد کرد.

(۲) موقعیت مرکز جرم تحت تأثیر ورودی‌های کنترلی پیچش و

چرخش قرار نخواهد گرفت.

بنابراین، تبدیل متغیر را به صورت زیر به‌طوری‌که شامل همه درجات آزادی در تمام جهات باشد تا تمام ورودی‌های کنترلی را درگیر کند، تعریف می‌کنیم [۱۴]:

$$y = h(\eta) = [x + \ell \cos(\theta) \cos(\psi), y + \ell \cos(\theta) \sin(\psi), z - \ell \sin(\theta)]^T \quad (۱۳)$$

در رابطه فوق، ℓ یک پارامتر ثابت مثبت است که طبق شکل (۱) برابر فاصله مرکز جرم تا نقطه کنترلی می‌باشد. با مشتق گرفتن از رابطه (۱۳) و جایگذاری رابطه (۳) در آن، نتیجه زیر حاصل می‌شود:

$$\dot{y} = L_f h(x) + L_g h(x) \tau_a + L_q h(x) = J(\eta)v + J_\delta(\eta, w) \quad (۱۴)$$

¹ Look-Ahead Control

و مشتقات k -ام آن کراندار هستند. بنابراین، $\frac{\pi_{k+1}}{\epsilon}$ به ازای $k = 1, 2, \dots, m$ یک رویتگر مناسب به منظور تخمین مشتقات خروجی تا مرتبه m -ام می‌باشد.

۴- طراحی کنترل کننده

در این بخش، یک کنترل کننده مبتنی بر تکنیک کنترل سطح دینامیکی با بهره‌گیری از یک رویتگر بهره بالا و شبکه عصبی تابع پایه شعاعی، برای معادلات سینماتیک (۱۴) و دینامیک (۶) به صورت زیر طراحی می‌کنیم.

گام اول: ابتدا بردار خطای موقعیت S_1 به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$S_1 = y - y_d \quad (24)$$

با مشتق‌گیری از رابطه (۲۴) و جایگذاری رابطه (۱۴) در آن، معادله زیر بدست می‌آید:

$$\dot{S}_1 = \dot{y} - \dot{y}_d = Jv + J_\delta - \dot{y}_d \quad (25)$$

در رابطه فوق، v به عنوان ورودی کنترل مجازی در نظر گرفته می‌شود. سپس، کنترل میانی بردار r_2 را به صورت زیر انتخاب می‌کنیم:

$$r_2 = -J^{-1}(k_1 S_1 + J_\delta - \dot{y}_d) \quad (26)$$

در رابطه فوق، $k_1 = k_1^T \in R^{3 \times 3}$ ماتریس قطری مثبت می‌باشد. فیلتر پایین‌گذر مرتبه اول مناسب که در آن یک بردار حالت جدید است (کنترل مجازی فیلتر شده) بین دو گام به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$T\dot{a}_2 + a_2 = r_2, \quad \dot{a}_2 = \frac{r_2 - a_2}{T} = \frac{-p_2}{T} \quad (27)$$

در رابطه فوق، T یک اسکالر مثبت و ثابت زمانی از فیلتر است. همچنین، مقدار اولیه a_2 به صورت $a_2(0) = r_2(0)$ می‌باشد.

گام دوم: بردار خطای سرعت S_2 را به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$S_2 = v - a_2 \quad (28)$$

سپس، از رابطه فوق مشتق می‌گیریم و طرفین رابطه را در M_1 ضرب می‌کنیم:

$$M_1 \dot{S}_2 = M_1 \dot{v} - M_1 \dot{a}_2 \quad (29)$$

از طرفی طبق معادله دینامیکی شناور، $M_1 \dot{v} = -C_1 v - D_1 v - G_1 - \tau_{w1} + \tau_a$ است که با جایگذاری در رابطه (۲۹)، رابطه زیر حاصل می‌شود:

$$M_1 \dot{S}_2 = -C_1 v - D_1 v - G_1 - \tau_{w1} + \tau_a - M_1 \dot{a}_2 \quad (30)$$

با توجه به لم ۲، برای تخمین $\dot{a}_2$ از یک رویتگر بهره بالا به صورت زیر استفاده می‌گردد:

$$\hat{y} = \frac{\pi_2}{\epsilon} \quad (31)$$

همچنین، با توجه به معادله (۱۴)، تخمین بردار سرعت شناور زیرسطحی را می‌توان به صورت زیر تعریف کرد:

$$\hat{v} = J^{-1} \left(\frac{\pi_2}{\epsilon} - J_\delta \right) \quad (32)$$

$\varphi = [\varphi_1(X), \varphi_2(X), \dots, \varphi_l(X)]^T$ تابع با پایه گوسی است و l تعداد گره‌ها در لایه مخفی می‌باشد که به صورت زیر بیان می‌شود [۲۹]:

$$\varphi_i(X) = \exp \left[-\frac{(X - \mu_i)^T (X - \mu_i)}{c_i^2} \right], \quad i = 1, \dots, l \quad (18)$$

در رابطه فوق، $\mu_i = [\mu_{i1}, \mu_{i2}, \dots, \mu_{il}]^T$ بیانگر بردار میانگین تابع گوسی و c_i معرف انحراف از معیار تابع گوسی است. تخمین جمله‌های غیرخطی نامعلوم به صورت $\hat{f}(X) = \hat{W} \varphi(X)$ نشان داده می‌شوند که $\hat{W}$ بیانگر تخمین ماتریس وزنی است و توسط قوانین تطبیق به روز رسانی می‌گردد. وزن‌های ایده‌آل به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$W^* = \operatorname{argmin}_{W \in R^l} \{ \sup_{X \in \Omega_X} |f(X) - W^T \varphi(X)| \} \quad (19)$$

فرض ۲: به ازای $X \in \Omega_X$ ، ضرایب وزنی ایده‌آل شبکه عصبی W^* و خطای تخمین $E(X)$ کراندار هستند به نحوی که $\|W^*\|_F \leq W_M$ و $\|E(X)\| \leq E^*$ است که E^* و W_M ثابت‌های مثبت می‌باشند. به این علت که توابع وزنی ماتریس هستند، نرم فروبنیوس آن‌ها تخمین زده شده است که به صورت $\|W^*\|_F = \sqrt{\operatorname{tr}\{W^{*T} W^*\}}$ تعریف می‌شود.

لم ۱ [۲۸]: تابع گوسی $\hat{x} = x - \beta \bar{\varphi}$ را در نظر بگیرید. اگر $\beta > 0$ باشد و $\bar{\varphi}$ نیز یک بردار محدود باشد، آنگاه:

$$\varphi(\hat{x}) = \varphi(x) - \beta \varphi_t \quad (20)$$

که φ_t یک بردار تابع محدود است.

۲-۳ رویتگر بهره بالا

در این مقاله، بردار موقعیت خروجی AUV در دسترس و قابل اندازه‌گیری است اما طبق فرض (۴)، فرض می‌کنیم که بردار سرعت آن در همه جهات در دسترس نیست. بنابراین، از یک رویتگر بهره بالا به منظور تخمین بردار سرعت AUV برای کنترل فیدبک حالت جزئی استفاده می‌کنیم. برای درک بهتر این موضوع لم زیر مطرح می‌شود:

لم ۲ [۳۰]: سیستم خطی زیر را بررسی کنید:

$$\epsilon \dot{\pi}_i = \pi_{i+1}, \quad i = 1, \dots, n-1 \quad (21)$$

$$\epsilon \dot{\pi}_n = -\gamma_1 \pi_m - \gamma_1 \pi_{m-1} - \dots - \gamma_{m-1} \pi_2 - \pi_1 + y(t)$$

که π_i به ازای $i = 1, 2, \dots, n$ متغیرهایی از رویتگر هستند. $y(t)$ و مشتقات مرتبه m -ام آن کراندار هستند به این صورت که $\|y^k\| \leq Y_k$ می‌باشد. ϵ و γ_1 تا γ_{m-1} پارامترهای ثابت طراحی هستند و به گونه‌ای انتخاب شده که چند جمله‌ای $1 + \gamma_{m-1} S + \dots + \gamma_1 S^{m-1}$ هورویتر باشد و علاوه بر آن ویژگی‌های زیر نیز برقرار باشند:

$$\frac{\pi_k}{\epsilon^{k-1}} - y^{k-1} = -\epsilon \xi^{(k)}, \quad k = 2, 3, \dots, m \quad (22)$$

که در رابطه فوق، $\xi = \pi_m + \gamma_1 \pi_{m-1} + \dots + \gamma_{m-1} \pi_1$ و $\xi^{(k)}$ نشان دهنده k -امین مشتق از ξ است.

(۲) ثابت‌های مثبت t^* و h_k وجود دارند به طوری که

$$|\xi^{(k)}| \leq h_k, \quad k = 2, \dots, m, \quad \forall t > t^* \quad (23)$$

تذکر ۴: طبق ویژگی‌های (۱) و (۲) در لم ۲، می‌توان نتیجه گرفت که به طور مجانبی همگرا به y^k با یک ثابت زمانی کوچک است که y

در نهایت، کاندید مناسب تابع لیاپانوف را به صورت زیر انتخاب کرده و از آن مشتق گرفته می‌شود:

$$V = \frac{1}{2} S_1^T S_1 + \frac{1}{2} S_2^T M_1 S_2 + \frac{1}{2} p_2^T p_2 + \frac{1}{2} \tilde{W}^T \Gamma^{-1} \tilde{W} \quad (44)$$

$$\dot{V} = S_1^T \dot{S}_1 + S_2^T M_1 \dot{S}_2 + p_2^T \dot{p}_2 + \tilde{W}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{W}} \quad (45)$$

۵- تحلیل پایداری سیستم حلقه بسته

قضیه ۱: شناور زیرسطح خودگردان تحریک ناقص پنج درجه آزادی متحرک در صفحه افقی را در نظر بگیرید که معادلات سینماتیکی و دینامیکی آن بیان شده است. پس از برقراری فرض‌های ذکر شده، قانون کنترل و قانون تطبیق، کنترل کننده ردیابی تطبیقی - عصبی بر مبنای تکنیک کنترل سطح دینامیکی طراحی شده، تضمین می‌کند که تمامی سیگنال‌های حلقه بسته کران‌دار بوده و خطاهای ردیابی موقعیت و سرعت به صورت UUB می‌باشند و در نهایت به توپ کوچکی شامل مبدأ همگرا می‌شوند.

اثبات: در این بخش، پایداری سیستم حلقه بسته به کمک تئوری پایداری لیاپانوف بررسی می‌گردد. با توجه به معادلات (۲۵)، (۲۸)، و ویژگی $\|J\| = 1$ (به ازای $\ell = 0.35$ که ℓ همان فاصله مرکز جرم تا نقطه کنترلی است) رابطه زیر را می‌توان نتیجه گرفت:

$$S_1^T \dot{S}_1 = S_1^T (Jv + J_\delta - \dot{y}_d) = S_1^T (J(S_2 + a_2) + J_\delta - \dot{y}_d) \quad (46)$$

از طرفی، طبق رابطه (۳۷) می‌دانیم که $a_2 = p_2 + r_2$ می‌باشد که r_2 از رابطه (۲۶) بدست می‌آید. سپس، با جایگذاری در رابطه فوق و کمی ساده‌سازی روابط زیر را می‌توان نتیجه گرفت:

$$S_1^T \dot{S}_1 = S_1^T \left(J \left(S_2 + p_2 + (-J^{-1}(k_1 S_1 + J_\delta - \dot{y}_d)) \right) + J_\delta - \dot{y}_d \right)$$

$$S_1^T \dot{S}_1 \leq -S_1^T k_1 S_1 + \|S_1\| \|S_2\| + \|S_1\| \|p_2\|$$

$$S_1^T \dot{S}_1 \leq -S_1^T k_1 S_1 + \frac{\alpha_1 \|S_1\|^2}{2} + \frac{\|S_2\|^2}{2\alpha_1} + \frac{\alpha_2 \|S_1\|^2}{2} +$$

جمله پایدارساز

$$\frac{\|p_2\|^2}{2\alpha_2} \quad (47)$$

که α_1 و α_2 ثابت‌های مثبت می‌باشند. با توجه به روابط (۳۸) و (۳۹)، داریم:

$$p_2^T \dot{p}_2 = p_2^T \left(\frac{-p_2}{T} + \underbrace{j^{-1}(k_1 S_1 + J_\delta - \dot{y}_d) + j^{-1}(k_1 \dot{S}_1 + J_\delta - \ddot{y}_d)}_{Y_2} \right)$$

$$p_2^T \dot{p}_2 \leq \frac{-p_2^T p_2}{T} + Y_2 \|p_2\| \leq \frac{-p_2^T p_2}{T} + \frac{\alpha_3 \|p_2\|^2}{2} + \frac{M_2^2}{2\alpha_3},$$

$$M_2 = \sup\{Y_2\} \quad (48)$$

که α_3 یک مقدار ثابت مثبت است. با توجه به روابط (۴۰)، (۴۱) و با توجه به لم (۱) که $\varphi(\hat{Z}) - \varphi(Z) = -\beta \varphi_t$ است، رابطه زیر را خواهیم داشت:

که در رابطه فوق، بردار حالت π_2 را با استفاده از سیستم زیر می‌توان بدست آورد:

$$\begin{aligned} \epsilon \dot{\pi}_1 &= \pi_2 \\ \epsilon \dot{\pi}_2 &= -\gamma_1 \pi_2 - \pi_1 + y(t) \end{aligned} \quad (33)$$

طبق تذکر ۴ می‌توان نتیجه گرفت، به صورت $\frac{\pi_2}{\epsilon}$ به صورت مجانبی همگرا به $\dot{y}$ می‌باشد. سپس، خطای تخمین مرتبه اول از خروجی موقعیت دینامیکی شناور زیرسطح به شکل زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$\tilde{\xi}_2 = \hat{y} - \dot{y} \quad (34)$$

و طبق لم (۲)، مشخص است که

$$\tilde{\xi}_2^T \tilde{\xi}_2 \leq \epsilon^2 \delta_2^2 \quad (35)$$

که δ_2 یک مقدار ثابت مثبت است. از رابطه (۳۵) می‌توان فهمید که $\tilde{\xi}_2$ و در نتیجه خطای تخمین سرعت شناور زیرسطحی که به صورت $\tilde{v} = \hat{v} - v$ می‌باشد، کران‌دار است. با استفاده از رابطه (۳۲)، بردار خطای تخمین سرعت $\hat{S}_2$ به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\hat{S}_2 = \hat{v} - a_2 = J^{-1} \left(\frac{\pi_2}{\epsilon} - J_\delta \right) - a_2 \quad (36)$$

سپس، بردار خطای خروجی فیلتر p_2 به شکل زیر بیان می‌شود:

$$p_2 = a_2 - r_2 = a_2 + J^{-1}(k_1 S_1 + J_\delta - \dot{y}_d) \quad (37)$$

با توجه به روابط (۲۷) و (۳۷)، مشتق زمانی p_2 برابر است با

$$\dot{p}_2 = -\frac{p_2}{T} + j^{-1}(k_1 S_1 + J_\delta - \dot{y}_d) + J^{-1}(k_1 \dot{S}_1 + J_\delta - \ddot{y}_d) \quad (38)$$

بدیهی است که

$$\left\| \dot{p}_2 + \frac{p_2}{T} \right\| \leq Y_2(S_1, S_2, y_d, \dot{y}_d, \ddot{y}_d) \quad (39)$$

Y_2 یک تابع پیوسته است و دارای یک مقدار حداکثر در یک بازه محدود می‌باشد که به صورت $M_2 = \sup\{Y_2\}$ در نظر گرفته می‌شود.

در معادله دینامیکی (۶)، M_1 ، C_1 و D_1 (مجموع نامعینی‌های ساختار یافته‌ای که مربوط به عدم قطعیت در پارامترهاست) و τ_{W1} (نامعینی ساختار نیافته‌ای که ناشی از اغتشاش، نویز و دینامیک مدل نشده است) نامعین هستند که در این مقاله برای تخمین نامعینی‌های ساختار یافته از شبکه عصبی تابع پایه شعاعی به شکل زیر استفاده می‌گردد:

$$M_1 \dot{S}_2 = -W^{*T} \varphi(Z) - (E(Z) + \tau_{W1}) + \tau_a \quad (40)$$

حال، قانون کنترل زیر را در نظر بگیرید:

$$\tau_a = -k_2 \hat{S}_2 + \hat{W}^T \varphi(\hat{Z}) \quad (41)$$

که $\hat{Z} = [\eta, \hat{v}, \dot{a}_2]^T$ بردار ورودی شبکه عصبی است. به منظور افزایش دقت تقریب شبکه عصبی، توابع وزنی با قانون تطبیق به صورت زیر به روز رسانی می‌شود:

$$\dot{\hat{W}} = -\Gamma(\varphi \hat{S}_2 + \sigma \hat{W}) \quad (42)$$

که در رابطه فوق، σ یک ثابت مثبت کوچک، $\Gamma = \Gamma^T \in R^{l \times l}$ بهره تطبیق و $\hat{W} = \hat{W} - W^*$ سیگنال خطای وزن هستند. ماتریس وزنی شبکه عصبی تابع پایه شعاعی به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$W = \begin{bmatrix} W_{11} & W_{12} & \dots & W_{1l} \\ W_{21} & W_{22} & \dots & W_{2l} \\ W_{31} & W_{32} & \dots & W_{3l} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_1^T \\ W_2^T \\ W_3^T \end{bmatrix} \quad (43)$$

$$\alpha = \min \left\{ \begin{array}{l} 2 \left[\lambda_{\min}(k_1) - \left(\frac{\alpha_1}{2} + \frac{\alpha_2}{2} \right) \right], \\ 2 \left[\lambda_{\min}(k_2) - \left(\frac{1}{2\alpha_1} + 2 \right) \right], \\ 2 \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{2\alpha_2} - \frac{\alpha_3}{2} \right), \min \left(\frac{\sigma}{2\lambda_{\max}(\Gamma^{-1})} \right) \end{array} \right\} \quad (59)$$

$$C = \left(\frac{(\beta)^2 \|\varphi_t\|^2}{2} + \frac{\sigma}{2} \right) W_M^2 + \lambda_{\max}(0.5k_2k_2^T + 0.5\bar{\lambda})\epsilon^2\delta_2^2 + \frac{1}{2}(E^{*2} + \lambda_{W11}^2) + \frac{M_2^2}{2\alpha_3} \quad (60)$$

در رابطه فوق، k_1 ، k_2 و T به گونه‌ای انتخاب می‌شوند که شرایط زیر برقرار گردد:

$$\begin{aligned} \lambda_{\min}(k_1) - \left(\frac{\alpha_1}{2} + \frac{\alpha_2}{2} \right) &= 1.65 > 0, \\ \lambda_{\min}(k_2) - \left(\frac{1}{2\alpha_1} + 2 \right) &= 1.25 > 0, \\ \frac{1}{T} - \frac{1}{2\alpha_2} - \frac{\alpha_3}{2} &= 0.243 > 0 \end{aligned} \quad (61)$$

بنابراین، با توجه به رابطه (۵۸) و برقراری شرطهای (۶۱)، اکیداً منفی بودن $\dot{V}$ تضمین می‌گردد. همچنین، کنترل کننده تضمین می‌کند که سیستم موقعیت دینامیک حلقه بسته شناور زیر سطحی و خطاهای ردیابی به صورت UUB می‌باشند و در نهایت، به توپ کوچکی شامل مبدأ همگرا می‌شوند. با توجه به رابطه (۵۸)، رابطه زیر را می‌توان نتیجه گرفت:

$$0 \leq V(t) \leq \frac{C}{\alpha} + [V(0) - \frac{C}{\alpha}]e^{-\alpha t} \quad (62)$$

بنابراین، با توجه به رابطه (۴۴)، سیگنال‌های $\bar{W}_1$ ، $\bar{W}_2$ ، $\bar{W}_3$ ، S_2 ، S_1 ، p_2 ، $\bar{W}_1$ ، $\bar{W}_2$ ، $\bar{W}_3$ سیگنال‌های UUB هستند. به عبارت دیگر، می‌توان گفت y ، a_2 ، r_2 و خطای تخمین سرعت نیز UUB می‌باشند. طبق رابطه (۳۵) می‌توان نتیجه گرفت که $\dot{S}_2$ و همچنین طبق فرض ۶، $\bar{W}_1$ ، $\bar{W}_2$ و $\bar{W}_3$ نیز کراندار هستند. در نهایت، با توجه به قانون کنترل (۴۱) و قانون تطبیق (۴۲)، می‌توان گفت سیستم حلقه بسته پایدار است. با توجه به تابع لیاپانوف (۴۴) و رابطه (۶۲)، می‌توان به رابطه زیر رسید:

$$\|S_1\| \leq \sqrt{\frac{2C}{\alpha} + 2 \left[V(0) - \frac{C}{\alpha} \right] e^{-\alpha t}} \quad (63)$$

که به ازای هر $\mu_{S_1} > \sqrt{2C/\alpha}$ ، یک ثابت $T_{S_1} > 0$ وجود دارد به طوری که به ازای $t > T_{S_1}$ ، $\|S_1\| \leq \mu_{S_1}$ است. بنابراین، می‌توان به این نتیجه رسید که خطای ردیابی موقعیت S_1 همگرا به مجموعه بهم پیوسته زیر است:

$$\Omega_{S_1} = \{S_1 \in \mathbb{R}^3 | \|S_1\| \leq \mu_{S_1}\} \quad (64)$$

در نتیجه، S_1 کراندار است. بنابراین، خطاهای ردیابی و خطاهای تخمین حلقه بسته دارای همگرایی یکنواخت نهایتاً کراندار خواهند بود و به باند کوچکی شامل مبدأ میل می‌کنند.

۶- نتایج شبیه سازی

در این بخش، کارآمدی قانون کنترل (۴۱) با شبیه سازی‌های کامپیوتری نشان داده می‌شود. فرض بر این است که AUV برای فراهم

$$S_2^T M_1 \dot{S}_2 = -S_2^T k_2 \dot{S}_2 + S_2^T W^T [\underbrace{\varphi(\hat{Z}) - \varphi(Z)}_{-\beta\varphi_t}] + S_2^T \tilde{W} \varphi(\hat{Z}) - S_2^T (E(Z) + \tau_{w1}) \quad (49)$$

با توجه به این که $\dot{S}_2 = \tilde{S}_2 + S_2$ رابطه زیر را می‌توان نتیجه گرفت:

$$-S_2^T k_2 \dot{S}_2 \leq -S_2^T k_2 \tilde{S}_2 - S_2^T k_2 S_2 \leq \frac{1}{2} \|S_2\|^2 + \frac{1}{2} \|k_2 \tilde{S}_2\|^2 - \frac{S_2^T k_2 S_2}{2} \quad (50)$$

جمله پایدارساز

با توجه به این که $\dot{\tilde{W}} = \hat{\tilde{W}}$ ، پایداری قانون تطبیق (۴۲) مورد بررسی قرار می‌گیرد:

$$\tilde{W}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{W}} = \tilde{W}^T \Gamma^{-1} \hat{\tilde{W}} = \tilde{W}^T \Gamma^{-1} \left(-\Gamma(\varphi(\hat{Z})\tilde{S}_2 + \sigma\tilde{W}) \right) = -\tilde{W}^T [\varphi(\hat{Z})\tilde{S}_2 + \sigma\tilde{W}] \quad (51)$$

طبق فرض (۶)، می‌دانیم که $\|W^*\| \leq W_M$ است. پس، رابطه زیر را می‌توان نتیجه گرفت:

$$-\beta\varphi_t S_2 W^{*T} \leq \frac{(\beta)^2 \|\varphi_t\|^2 \|W^*\|^2}{2} + \frac{\|S_2\|^2}{2} \leq \frac{(\beta)^2 \|\varphi_t\|^2 W_M^{*2}}{2} + \frac{\|S_2\|^2}{2} \quad (52)$$

که φ_t یک تابع برداری محدود است و W_M کراندار می‌باشد. طبق فرض (۲) می‌دانیم $\|\tau_{w1}(t)\| \leq \lambda_{w11}$ و با توجه به فرض (۶) نیز $\|E(Z)\| \leq E^*$ است که E^* و τ_{w11} کراندار هستند و بر این اساس روابط زیر نتیجه می‌شود:

$$-S_2(E(Z) + \tau_{w1}) \leq \|S_2\|^2 + \frac{\|E(Z)\|^2}{2} + \frac{\|\tau_{w1}\|^2}{2} \leq \|S_2\|^2 + \frac{E^{*2}}{2} + \frac{\lambda_{w11}^2}{2} \quad (53)$$

$$-\tilde{W}^T \varphi(\hat{Z})\tilde{S}_2 \leq \frac{\sigma\|\tilde{W}\|^2}{4} + \frac{\|\varphi(\hat{Z})\|^2\|\tilde{S}_2\|^2}{\sigma} \quad (54)$$

$$-\sigma\tilde{W}^T \tilde{W} \leq \frac{-\sigma}{2} \|\tilde{W}^T\|^2 + \frac{\sigma}{2} \|W^{*T}\|^2 \leq \frac{-\sigma}{2} \|\tilde{W}^T\|^2 + \frac{\sigma}{2} W_M^2 \quad (55)$$

$$\|\varphi_i(\hat{Z})\| \leq \varphi_i^* \quad (56)$$

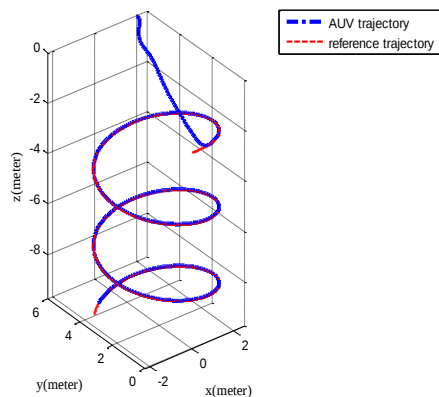
با در نظر گرفتن $\bar{\lambda} = \text{diag}([2\varphi_i^2/\sigma])$ به ازای $i = 1, 2, \dots, l$ و مطابق با مرجع [۲۸] که φ_i^* یک مقدار مثبت کراندار است و همچنین با توجه به رابطه (۵۶)، رابطه (۵۴) را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$-\tilde{W}^T \varphi(\hat{Z})\tilde{S}_2 \leq \frac{\sigma\|\tilde{W}\|^2}{4} + \frac{\bar{\lambda}\|\tilde{S}_2\|^2}{2} \leq \frac{\sigma\|\tilde{W}\|^2}{4} + \frac{1}{2} \tilde{S}_2^T \bar{\lambda} \tilde{S}_2 \quad (57)$$

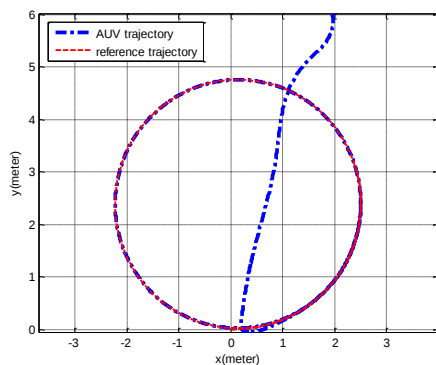
در نهایت، با توجه به معادلات (۴۶) تا (۵۷)، تابع لیاپانوف (۴۵) را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -S_1^T \left[k_1 - \left(\frac{\alpha_1}{2} + \frac{\alpha_2}{2} \right) I \right] S_1 + \frac{1}{2\alpha_1} \|S_2\|^2 + \\ & \left(\frac{1}{2\alpha_2} + \frac{\alpha_3}{2} - \frac{1}{T} \right) p_2^T p_2 + \frac{M_2^2}{2\alpha_3} - S_2^T k_2 S_2 + \frac{3}{2} \|S_2\|^2 + \\ & \frac{1}{2} \|k_2 \tilde{S}_2\|^2 + \left(\frac{(\beta)^2 W_M^2 \|\varphi_t\|^2}{2} + \frac{\|S_2\|^2}{2} \right) + \left(\frac{\sigma}{2} \|\tilde{S}_2\|^2 \right) + \\ & \frac{1}{2} (E^{*2} + \lambda_{w11}^2) - \frac{\sigma}{2} \|\tilde{W}\|^2 + \frac{\sigma}{2} W_M^2 \leq -\alpha V + C \end{aligned} \quad (58)$$

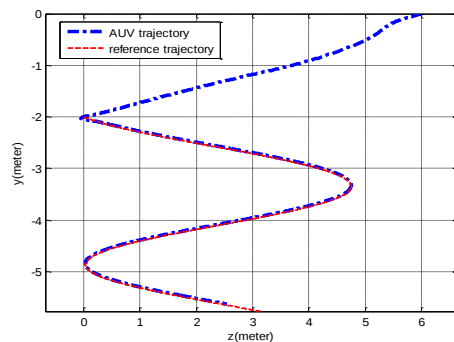
در رابطه فوق، مقادیر α و C به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود:



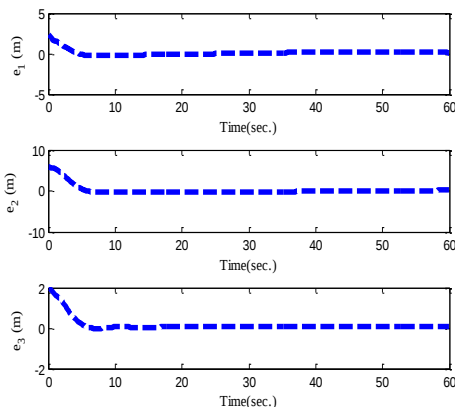
شکل ۲-الف: ردیابی منحنی مسیر مرجع در فضای سه بعدی



شکل ۲-ب: ردیابی منحنی مسیر مرجع در صفحه X-Y



شکل ۲-ج: ردیابی منحنی مسیر مرجع در صفحه Y-Z



شکل ۳: خطاهای ردیابی موقعیت

کردن نیروی میرایی خطی طولی، پیچش و چرخش به پروانه مجهز شده است. به منظور شبیه سازی از یک AUV واقعی، به معرفی پارامترهای فیزیکی به صورت زیر می پردازیم:

جرم در جهت طولی $m_{11} = 25kg$ جرم در جهت عرضی $m_{22} = 17.5kg$ جرم در جهت عمقی $m_{33} = 30kg$ لختی در جهت پیچش $m_{55} = 22.5kgm^2$ لختی در جهت چرخش $m_{66} = 15kgm^2$ نیروی میرایی خطی طولی $d_{11} = 30kgs^{-1}$ نیروی میرایی خطی عرضی $d_{22} = 20kgs^{-1}$ عمقی $d_{33} = 30kgs^{-1}$ نیروی میرایی خطی پیچشی $d_{55} = 20kgm^2s^{-1}$ چرخشی $d_{66} = 20kgm^2s^{-1}$ است. همچنین، $\rho g \nabla GM_L = 5$ ، $\ell = 0.35$ شرایط اولیه شناور مجازی $x_m = [0, 0, -2, 0, 0, 0, 0]^T$ و شرایط اولیه شناور زیرسطحی $x_v = [2, 6, 0, 0, 0, 0, 0]^T$ می باشد. تعیین این پارامترهای فیزیکی در عمل دشوار می باشد. در نتیجه، شناورهای زیرسطحی متحمل عدم قطعیت پارامتری هستند. علاوه بر آن، اغتشاشات محیطی را نیز می توان به صورت زیر شبیه سازی کرد:

$$\tau_{w1}(t) = 0.5 \text{sgn}(v) + 2[\sin(0.1t), \sin(0.1t), \sin(0.1t)]^T \quad (65)$$

$$\bar{\tau}_{w1}(t) = 0.5I_2 \text{sgn}(w) + [\sin(0.1t), \sin(0.1t)]^T \quad (66)$$

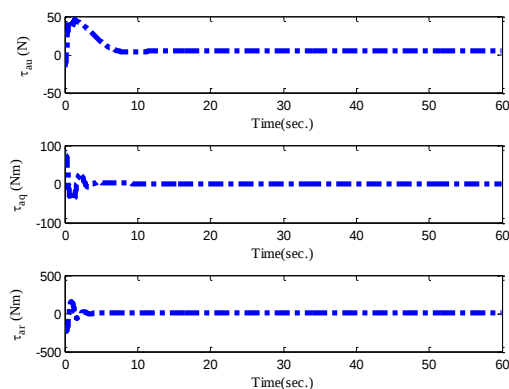
پارامترهای تطبیقی - عصبی هم به شکل زیر در نظر گرفته می شوند:

$c_i = 20$ ، $k_2 = \text{diag}([4.5, 4.5, 4.5])$ ، $k_1 = \text{diag}([2, 2, 2])$ ، $\sigma = 0.02$ شش گره در لایه پنهان $(l=6)$ ، $\Gamma = 10I_{6 \times 6}$ ، $T = 0.5$ ، $\pi_2(0) = [0, 0, 0]^T$ ، $\pi_1(0) = [10, 10, \pi/9]^T$ ، $\bar{y}_1 = 2$ و $\epsilon = 0.001$ ، $\mu_i = [-3, -2, -1, 1, 2, 3]^T$ برای برقراری شرایط (۶۱) می توان $\alpha_1 = 0.4$ ، $\alpha_2 = 0.3$ و $\alpha_3 = 0.18$ در نظر گرفت. پس از اعمال مقادیر ذکر شده به برنامه، شبیه سازی ها انجام می شوند و کارآمدی قانون کنترل بررسی می گردد. شکل های ۲ تا ۶ به ترتیب نشان دهنده ردیابی منحنی مسیر مرجع توسط شناور زیرسطحی مجازی در فضای سه بعدی و ردیابی منحنی مسیر مرجع در صفحه X-Y و صفحه Y-Z، خطاهای ردیابی، ورودی های کنترلی، وزن های شبکه عصبی که با استفاده از RBF تخمین زده شده اند و در هر لحظه با کمک قوانین تطبیق به روز رسانی شده اند، تا دقت ردیابی به بیشترین میزان ممکن افزایش یابد و تخمین خطاهای بردار سرعت هستند. با توجه به نتایج شبیه سازی، در شکل های ۲-الف، ۲-ب و ۲-ج مشاهده می شود که ردیابی منحنی مسیر مرجع در فضای سه بعدی، در صفحه X-Y و در صفحه Y-Z بسیار دقیق و رضایت بخش انجام گرفته است.

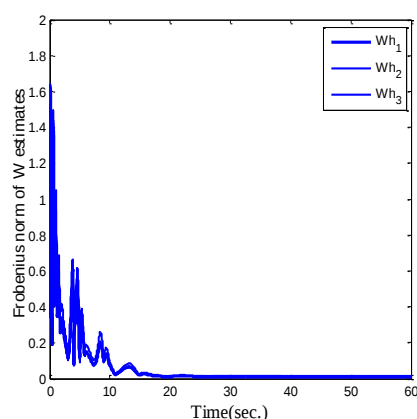
$\hat{S}_2$ و تخمین وزن های $\hat{W}$ به باند کوچکی نزدیک صفر همگرا می شوند و در نتیجه سیگنال کنترلی τ_a تدریجاً به کران کوچکی نزدیک مبدأ میل می کند. حال اگر زیردریایی لحظه ای از مسیر زمانی مطلوبش به هر دلیلی نظیر اغتشاش های محیطی خارج شود، خطای ردیابی $\hat{S}_2$ و تخمین وزن های $\hat{W}$ غیر صفر شده و مجدداً سیگنال کنترلی در جهتی مقدار می گیرد که خطای ردیابی را به صفر میل دهد و زیردریایی را به مسیر مطلوب برگرداند. بنابراین، سیگنال کنترل کننده باید در هر لحظه به زیردریایی اعمال شود. مطابق با شکل ۵ و بر طبق قانون تطبیق (۴۲)، تخمین وزن های شبکه عصبی نیز کران دار هستند و به باند بسیار کوچکی حول مبدأ همگرا شده اند. در واقع، علت این امر آن است که با گذشت زمان خطای ردیابی $\hat{S}_2$ در (۴۲) به کران کوچکی نزدیک صفر همگرا می شود و معادله $\dot{\hat{W}} + \sigma \Gamma \hat{W} \cong 0$ منجر خواهد شد. با توجه به اینکه σ و Γ پارامترهای اکیداً مثبت هستند، مشخص است که اندازه فروبنیوس $\hat{W}$ به سمت صفر همگرا می شود. در نهایت، شکل ۶ نشان دهنده این است که تخمین خطاهای بردار سرعت کران دار هستند و به صفر همگرا شده اند. همان گونه که مشخص است این تخمین ها به طور یکنواخت نهایتاً کران دار هستند. بنابراین، نتایج شبیه سازی عملکرد مطلوب کنترل کننده پیشنهادی را به خوبی برای کاربردهای دریایی واقعی تأیید می کنند.

۷- نتیجه گیری

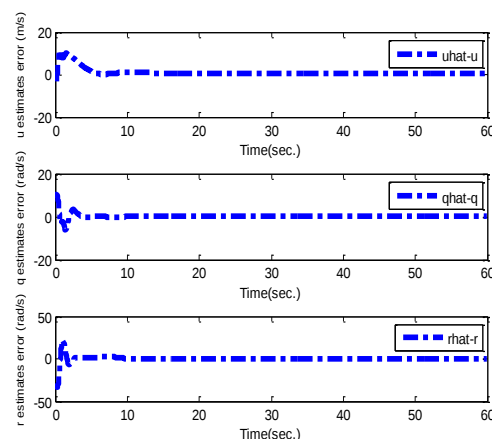
در این مقاله، یک کنترل کننده تطبیقی-عصبی با به کارگیری تکنیک کنترل سطح دینامیکی و یک رؤیتگر بهره بالا برای مدل پنج درجه آزادی یک زیردریایی در فضای سه بعدی پیشنهاد شد و کراندارای نهایی یکنواخت خطاهای ردیابی از طریق تئوری پایداری لیاپانوف اثبات گردید. خوشبختانه، به کارگیری یک فیلتر مرتبه اول نیاز به مشتق گیری کنترل کننده سینماتیکی را در طراحی کنترل کننده دینامیکی برطرف کرده است و در نتیجه کنترل کننده ساختار نسبتاً ساده تری دارد. همچنین، به کارگیری شبکه عصبی تابع پایه شعاعی لزوم برقراری فرض خطی در پارامتر برای مقابله با نامعینی های پارامتری در دینامیک زیردریایی را برطرف می کند. علی رغم استفاده از یک رؤیتگر بهره بالا برای حذف حسگرهای سرعت در جهات تحریک شده، پیاده سازی کنترل کننده هنوز وابسته به اندازه گیری سرعت های تحریک نشده می باشد و حل کامل مسئله فیدبک خروجی به کارهای آتی موکول خواهد شد. متأسفانه، نتایج شبیه سازی نشان می دهند که با افزایش شدت اغتشاش های محیطی و جریان های اقیانوسی عملکرد کنترل کننده پیشنهادی تا حدی تنزل می یابد. یک راه حل برای بهبود بیشتر عملکرد کنترل کننده در مقابله با اغتشاش های محیطی و خطای تقریب شبکه عصبی آن است که از یک کنترل کننده مقاوم نوع اشباع در کنترل کننده (۴۱) بهره بگیریم. البته، این امر باعث پیچیدگی ریاضی در طراحی کنترل



شکل ۴: ورودی های کنترل τ_r, τ_q, τ_u



شکل ۵: تخمین وزن های شبکه عصبی



شکل ۶: تخمین خطاهای بردار سرعت $(\hat{v} = \hat{v} - v)$

در شکل ۳ مشاهده می گردد که خطاهای ردیابی بدون مشاهده فراجهش در پاسخ ها و در مدت زمان کوتاهی پایداری سازی شده اند، به باند کوچکی حول مبدأ همگرا می گردد و در نهایت، سیستم حلقه بسته پاسخ گذرا و پاسخ ماندگار قابل قبولی را از خود نشان داده است. همان طور که از شکل ۴ مشخص است، ورودی های کنترلی کران دار و هموار هستند و در نتیجه برای کاربردهای واقعی عملی تر به نظر می رسند. به علاوه، با توجه به قانون کنترل در (۴۱)، با گذشت زمان خطای ردیابی

- [11] Qi, X.; "Adaptive coordinated tracking control of multiple autonomous underwater vehicles", Ocean Engineering, 2014, Vol. 91, pp. 84-90.
- [12] Bai, W.; Li, T.; Gao, X.; Myint, K. T.; "Neural network based direct adaptive backstepping method for fine stabilizer system", ISNN'13 Proceedings of the 10th international conference on Advances in Neural Networks, 2013, Vol. part II, pp. 212-219.
- [13] Zhou, H. Y.; Liu, K. Z.; Feng, X. S.; "State feedback sliding mode control without chattering by constructing Hurwitz matrix for AUV movement", International Journal of Automation and Computing, 2011, Vol. 8, No. 2, pp. 262-268.
- [14] Shojaei, K.; Arefi, M. M.; "On the neuro-adaptive feedback linearizing control of underactuated autonomous underwater vehicles in three-dimensional space", IET Control Theory and Applications, 2015, Vol. 9, pp. 1264-1273.
- [15] Narasimhan, M.; Singh, S. N.; "Adaptive optimal control of an autonomous underwater vehicle in the dive plane using dorsal fins", Ocean Engineering, 2006, Vol. 33, pp. 404-416.
- [16] Bessa, W. M.; Dutra, M. S.; Kreuzer, E.; "An adaptive fuzzy sliding mode controller for remotely operated underwater vehicles", Journal of Robotics and Autonomous Systems, 2010, Vol. 58, No. 1, pp. 16-26.
- [17] Rout, R.; Subudhi, B.; "A backstepping approach for the formation control of multiple AUVs using a leader-follower strategy", Journal of Marine Engineering and Technology, 2016, Vol. 15, No. 1, pp. 38-46.
- [18] Yimei, C.; "Adaptive target tracking for 6-degrees underactuated vehicle", International Conference on System Science, Engineering Design and Manufacturing Information, 2012, Vol. 2, pp. 68-71.
- [19] Wang, Y.; Zhang, M.; Wilson, P. A.; Liu, X.; "Adaptive neural network-based backstepping fault tolerant control for underwater vehicles with thruster fault", Ocean Engineering, 2015, Vol. 110, pp. 15-24.
- [20] Dai, S.-L.; Wang, M.; Wang, C.; Li, L.; "Learning from adaptive neural network output feedback control of uncertain ocean surface ship dynamics", International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, 2014, Vol. 28, No. 3-5, pp. 341-365.
- [21] Tee, K. P.; Ge, S. S.; "Control of Fully Actuated Ocean Surface Vessels Using a Class of Feedforward Approximators", IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2006, Vol. 14, No. 4, pp. 750-756.
- [22] Du, J.; Hu, X.; Liu, H.; Chen, C.L.P.; "Adaptive robust output feedback control for marine dynamic positioning system based on a high-gain
- کننده و تحلیل پایداری آن خواهد شد که به کارهای بعدی موکول می‌گردد.
- ## مراجع
- [1] Caharija, W.; Pettersen, K. Y.; Gravdahl, J. T.; Borhaug, E.; "Path following of underactuated autonomous underwater vehicles in the presence of ocean currents", IEEE 51st Annual Conference on Decision and Control (CDC), 2012, pp. 528-535.
- [2] Das, B.; Subudhi, B.; Pati, B.B.; "Cooperative formation control of autonomous underwater vehicles: An overview", International Journal of Automation and Computing, 2016, Vol. 13, No. 3, pp. 199-225.
- [3] Yang, H.; Wang, C.; Zhang, F.; "Brief paper: a decoupled controller design approach for formation control of autonomous underwater vehicles with time delays", IET Control Theory & Applications, 2013, Vol. 7, No. 15, pp. 1950-1958.
- [4] Millan, P.; Orihuela, L.; Jurado, I.; Rubio, F. R.; "Formation control of autonomous underwater vehicles subject to communication delays", IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2014, Vol. 22, No. 2, pp. 770-777.
- [5] Lu, W.; Zhang, L. J.; Jia, H. M.; Wang, H. B.; "Horizontal tracking control for AUV based on nonlinear sliding mode", International Conference on Information and Automation (ICIA), 2012, Vol. 7, pp. 460-463.
- [6] Rodrigues, L.; Travares, P.; Prado, M. G.; "Sliding mode control of an AUV in the diving and steering planes", Conference Proceedings Oceans. MTS/IEEE, 1996, Vol. 2, pp. 576-583.
- [7] Yang, H.; Zhang, F.; "Robust control of horizontal formation dynamics for autonomous underwater vehicles", IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA), 2011, Vol. 34, pp. 3364-3369.
- [8] Bian, X.; Zhou, J.; Jia, H.; Yan, Z.; Peng, S.; "Simulation research of h_{∞} Filter for the Pitch Control of AUV", Proceeding of the Chinese Control and Decision Conference, 2010, pp. 1788-1792.
- [9] Lee, W.; Kang, G.; "A fuzzy model-based controller of an underwater robotic vehicle under the influence of thruster dynamic", IEEE International Conference on Robotics and Automation, 1998, Vol. 1, pp. 750-755.
- [10] Nag, A.; Patel, S. S.; Akbar, S. A.; "Fuzzy logic based depth control of an autonomous underwater vehicle", IEEE International Multi-Conference on Automation, Computing, Communication, Control and Compressed Sensing, 2013, pp. 117-123.

-
- [26] Khalil, Hassan K.; Nonlinear systems, prentice-Hall, 3rd Edition, NJ, 2002.
- [27] Slotine, Jean Jacques; Li, Weiping; Applied nonlinear control, prentice-Hall, NJ, 1991.
- [28] Ge, Shuzhi Sam; Hang, Chang C.; Lee, Tong H.; Zhang Tao; Stable adaptive neural network control, MA: Kluwer, Boston, 2001.
- [29] Lewis, Frank L.; Dawson, Darren M.; Abdallah, Chaouki T.; Robot manipulator control theory and practice, 2nd Edition, Marcel Dekker, New York, 2004.
- [30] Behtash, S.; "Robust output tracking for nonlinear systems", International Journal Control, 1990, Vol. 54, pp. 1381-1407.
- observer," IEEE Transaction on Neural Networks and Learning Systems, 2015, Vol. 26, No. 11, pp. 2775-2786.
- [23] Do, Khac Duc; Pan, Jie; Control of ships and underwater vehicles: design for underactuated and nonlinear marine systems, Springer, London, 2009.
- [24] Fossen, Thor Inge; Marine control systems: guidance, navigation and control of ships, rigs and underwater vehicles, Marine Cybernetics Trondheim, 2002.
- [25] Li, J. H.; Lee, P. M.; Jun, B. H.; Lim, Y. K.; "Point-to-point navigation of underactuated ships", Automatica, 2008, Vol. 44, No. 12, pp. 3201-3205.

طراحی و پیاده سازی دبی سنج فراصوت چهارمسیره با استفاده از روش تفاضل زمانی

محمد عروتنی نیا^۱، عباس غریبی^۲

^۱ دانشیار، دانشکده مخابرات- وزارت ارتباطات و فناوری اطلاعات، orvatinia@ictfaculty.ir

^۲ شرکت پایانه های نفتی ایران- وزارت نفت، a.gharibi@nioc-iotc.com

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۶/۳/۲۹، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۶/۶/۲۴)

چکیده: یک دبی سنج فراصوت چهار مسیره با نصب فرستنده/گیرنده های امواج فراصوت بر روی یک لوله ۸ اینچی طراحی و ساخته شد. با عبور کنترل شده سیال از درون دبی سنج ساخته شده، سرعت سیال در چهار لایه مختلف با استفاده از روش تفاضل زمانی (Time-difference) اندازه گیری شد. با استفاده از روش انتگرال گیری عددی به روش گاوس-لژاندر و اعمال تقریب مهندسی، نرخ شارش سیال بدست آمد. با مقایسه پاسخ دبی سنج ساخته شده با پاسخ یک دبی سنج تجاری مرجع، صحت عملکرد سیستم در نرخ جریانهای مختلف مورد آزمایش قرار گرفت. همچنین با مقایسه پاسخ آن با پاسخ یک دبی سنج فراصوت تک مسیره معادل، خطای اندازه گیری آنها مقایسه گردید. نتیجه بیانگر خطای متوسط کمتر از ۳٪ در نرخ سرعت های بالاتر از ۰/۵ m/s و خطای متوسط ۱۵٪ در سرعت های کمتر از ۰/۳ m/s بود. متوسط خطای متوسط دبی سنج تک مسیره در تمام سرعت ها حدود ۲۰٪ بالاتر از خطای سرعت سنج چهار مسیره بود.

کلمات کلیدی: دبی سنج، فراصوت، روش تفاضل زمانی، روش گاوس-لژاندر.

Design and Fabrication of a Four-path Ultrasonic Flowmeter using the Time-difference Method

Mohammad Orvatinia, Abbas Gharibi

Abstract: A four-path ultrasonic flow meter was designed and fabricated by using of ultrasonic transmitter/receivers on an 8-inch pipe. By passing fluid through the flowmeter at a controlled rate, the velocity was measured in different layers using the time-difference method. Fluid flow rate was estimated by Gauss-Legendre numerical integration method and applying of the engineering approximation. By comparison of the results with the actual measurement done by a calibrated reference flow meter, the accuracy of the system was tested at various flow rates. It also was compared with the measurement of an equivalent one-path ultrasonic flowmeter, and the measurement errors were calculated. The test result represented that, the average error of measurement is less than 3% at the speeds of 0.5 m/s and more. The average error was more than 15% at the speeds below 0.3 m/s. The measurement error of the one-path flowmeter was 20% more than that of four path one.

Keywords: flow meter, ultrasonic, time difference method, method of Gauss-Legendre.

۱- مقدمه

مستمر بلند مدت و در حجم های بسیار بزرگ مثل صادرات نفت توجیه پذیر نیست.

کشور ما با توجه به صادرات قابل توجه نفت خام، گاز، میعانات گازی و سایر فراورده های نفتی از مصرف کنندگان عمده اینگونه دبی سنج ها می باشد [۷] که تماماً از منابع خارجی تامین می شوند. وابستگی به تامین کنندگان خارجی در کنار تحریم های بین المللی مشکل مضاعفی برای صنایع نفت و گاز کشور محسوب می شود. لذا پژوهش در این خصوص می تواند ضمن رفع وابستگی، صرفه جویی قابل توجهی در هزینه های انتقال و صادرات نفت، گاز و مشتقات آنها داشته باشد. اهمیت این حسگرها مد نظر محققین داخلی نیز بوده است و در این خصوص طراحی و ساخت یک دبی سنج فراصوت از نوع تک مسیره توسط محققین در داخل کشور گزارش شده است [۸]. لیکن در مورد دبی سنج چند مسیره گزارش داخلی مشاهده نگردید.

در این تحقیق مراحل طراحی و ساخت یک دبی سنج فراصوت چهار مسیره ارائه می گردد. انجام این کار برای اولین بار در کشور بوده و سابقه قبلی نداشته است. برای حصول به این هدف ابتدا مروری بر مبانی کار دبی سنج های فراصوت آورده می شود. در ادامه طراحی و ساخت یک دبی سنج چهار مسیره ادامه با استفاده از چهار زوج مبدل فراصوت که در مکانهای مناسبی از یک لوله ۸ اینچی قرار دارند، گزارش می شود. در مرحله بعد با پیاده سازی یک سیستم تست که قابلیت گردش جریان سیال با سرعت قابل کنترل داشته باشد، دقت اندازه گیری آن بررسی و با دقت سایر دبی سنج ها مقایسه شده است. این مقایسه محدودیت های بکارگیری این سیستم را مشخص می کند؛ که براساس آن می توان اقداماتی برای بهینه سازی و افزایش دقت بعمل آورد. نکته مهم در این مرحله بکارگیری تقریب های مهندسی برای محاسبه میزان جریان سیال است، چراکه غالباً روش محاسبه توسط سازندگان اینگونه تجهیزات محرمانه نگه داشته می شود. با توجه به تجربیات حاصل از این تحقیق می توان در مراحل بعدی اقدام به بهینه سازی و افزایش دقت سیستم مزبور نمود. دستاوردهای حاصل از انجام این مرحله تحقیق را می توان بصورت زیر خلاصه نمود:

الف- طراحی و ساخت عملی یک دبی سنج فراصوت چهار مسیره بر مبنای تفاضل زمانی

ب- بررسی صحت استفاده از تقریب های مهندسی برای محاسبه سرعت و میزان جریان سیال عبوری و مقایسه آن با مقدار واقعی که توسط دبی سنج مرجع دقیق اندازه گیری می شود. با اینکار خطای روشهای موجود مشخص خواهد شد.

دبی سنج های فراصوت (آلتراسونیک) بیش از ۴۰ سال است که در صنایع مختلف از جمله نفت، گاز، شیمی، مدیریت منابع آب و غیره به کار گرفته می شوند. در حال حاضر این دبی سنج ها به دلیل مزایای متعددی از نظر دقت، اندازه گیری بدون وقفه، نصب آسان، هزینه پایین و موارد دیگر، در حال تبدیل شدن به گزینه نخست برای اندازه گیری جریان سیالات می باشند. [۳-۱] پایداری و عدم استهلاک به دلیل نداشتن بخش مکانیکی یکی دیگر از ویژگیهای برجسته آنها است. اساس کار این دبی سنج ها برهم کنش بین امواج فراصوت و سیال متحرک است. برای استفاده از این دبی سنج ها ابتدا موج فراصوت را به محیط سیال تزریق نموده و پاسخ آن دریافت می گردد. برهم کنش با سیال باعث تغییر مشخصات امواج دریافتی می شود و مقدار تغییر وابسته به سرعت سیال است. بدین ترتیب با اندازه گیری تغییرات می توان سرعت حرکت سیال را محاسبه نمود. در صورت ثابت بودن سطح مقطع لوله، میزان جریان (دبی) سیال عبوری نیز با حاصلضرب سرعت در سطح مقطع بدست آید [۴].

دبی سنج های فراصوت به دو دسته دوپلری و تفاضل زمانی تقسیم بندی می شوند [۵]. مبنای کار دبی سنج های دسته اول اثر دوپلر است که در آن فرکانس موج دریافتی از منبع یا بازتابنده متحرک نسبت به ناظر تغییر می کند. برای استفاده از آنها باید سیال حاوی ذرات یا حباب گاز بازتابنده امواج صوتی باشد. این دبی سنج ها در مواردی که دقت مهم نباشد مناسب هستند. دسته دوم بر اساس تغییر سرعت موج صوتی درون محیط سیال متحرک کار می کنند و برای سیالات فاقد بازتابنده هم قابل استفاده هستند [۵]. همین ویژگی در کنار مزایای دیگری همچون پایداری و قابلیت اطمینان در اندازه گیری باعث شده است که دبی سنج های تفاضل زمانی مورد توجه خاصی در سیستم های اندازه گیری جریان سیالات با ارزش همچون نفت و گاز و مشتقات آنها باشند.

ملاحظات اقتصادی تولید کنندگان و مصرف کنندگان محصولات با ارزشی همچون نفت و گاز باعث شده است تا تحقیق و پژوهش به منظور افزایش دقت، قابلیت اطمینان و پایداری موضوع مورد علاقه برای سازندگان سیستم های اندازه گیری جریان باشد. حجم قابل توجه مبادلات نفتی در جهان و قیمت رو به رشد آن، صرف هزینه تحقیقاتی برای بهبود دقت این وسایل را توجیه پذیر می کند. در سالیان اخیر، ارتقای سخت افزارها و فناوریهای نوین پردازش سیگنال یکی از عوامل بهبود دقت اندازه گیری چنین سیستم هایی بوده است. در حال حاضر بالابردن دقت، نکته کلیدی در تحقیقات مربوط به دبی سنج های فراصوت است و تحقیق و پژوهش در این مورد همچنان ادامه دارد [۶]. لازم به ذکر است که دبی سنج های بسیار دقیق مکانیکی برای کاربرد کوتاه مدت و حجم سیالات کم هم اکنون در دسترس هستند، ولی به دلیل مشکلات نگهداری و تعمیرات و داشتن اجزاء مکانیکی متحرک، استفاده از آنها برای کار

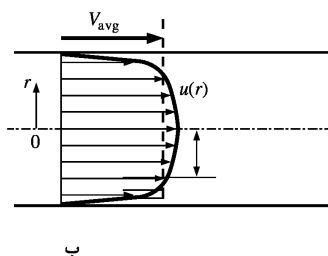
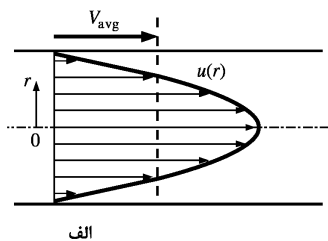
فوق علیرغم سادگی عملکرد، دقت مناسبی ندارد چرا که در آن تنها سرعت یک لایه از سیال که در برگرفته مسیر فراصوت است، اندازه گیری می شود. بررسی حرکت سیالات نشان می دهد که سرعت سیال در یک لوله ثابت نبوده و مطابق شکل ۲ از مقدار بیشینه در مرکز لوله تا سرعت صفر در بدنه آن متغیر است [۹]. بنابراین لازم است سرعت اندازه گیری شده از مرحله قبل با انجام تقریب مناسبی به سرعت متوسط V_{avg} تبدیل شود. متأسفانه محاسبه سرعت متوسط به سادگی امکان پذیر نبوده و به عوامل مختلفی مثل ویژگیهای سیال و لوله و حتی فشار و دمای محیط بستگی دارد [۱۰]. به عنوان مثال در جریان آرام (Laminar Flow) رابطه سرعت سیال در مقطع استوانه ای به فاصله r از مرکز لوله بصورت زیر است [۷].

$$v(r) = V_{max} \left[1 - (r/R)^2 \right] \quad (3)$$

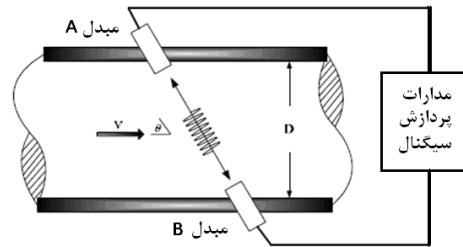
که در آن R شعاع لوله و V_{max} بیشینه سرعت در محور لوله است. اثبات می شود که در این حالت $V_{max}/V_{avg} = 2$ است. در حالی که در جریان آشفته (Turbulent Flow) رابطه سرعت با فاصله r از مرکز لوله بصورت رابطه ۴ است [۹]. گذر از جریان آرام به جریان آشفته به کمیتی بدون بعد نام عدد رینولدز بستگی دارد. این عدد وابسته به مشخصات سیال، سرعت آن و طول مجرا است. با توجه به متفاوت بودن مشخصات سیالات مختلف، سرعت لازم برای تبدیل جریان آرام به آشفته نیز به نوع سیال بستگی خواهد داشت.

$$v(r) = V_{max} \left[1 - (r/R) \right]^{1/n} \quad (4)$$

که در آن n عددی ثابت وابسته به عدد رینولدز است. بنابراین نسبت V_{max}/V_{avg} نیز به n بستگی پیدا می کند لذا به سادگی قابل محاسبه نیست [۱۱].



شکل ۲: توزیع جریان سیالات درون لوله در حالت (الف) جریان آرام و (ب) جریان آشفته



شکل ۱- نمای یک دبی سنج فراصوت تک مسیره

۲- مبانی نظری

نمایش کلی سیستم های غیرخطی افاین را در نظر بگیرید.

شمای دبی سنج تک مسیره فراصوت تفاضل زمانی در شکل ۱ نمایش داده شده است. در این شکل واحدهای مبدل، که مشتمل بر یک فرستنده/گیرنده فراصوت هستند، در نقاط مناسبی از جداره لوله حاوی سیال تعبیه می شوند که در شکل بصورت A و B نشان داده شده اند. برای انجام سنجش ابتدا مبدل A یک یا چند پریود از موج سینوسی فراصوت با دامنه ثابت را تولید و به سمت گیرنده B ارسال می کند. این امواج پس از عبور از سیال توسط گیرنده B دریافت شده و سیگنال پاسخ را تولید می کند. دامنه موج درون محیط ثابت نخواهد بود و در ابتدا به دلیل تداوم تحریک افزایشی بوده و در انتها به علت توقف تحریک بتدریج کاهش می شود، که نتیجه آن تشکیل موجی متناوب با دامنه متغیر می باشد. در مرحله بعد مبدل B امواج را تولید و متقابلاً به سمت A ارسال کرده و پاسخ آن در A دریافت می شود. زمان انتشار عبارت است از فاصله زمانی بین یک نقطه از موج تولید شده توسط فرستنده و نقطه متناظر آن در موجی است که توسط گیرنده دریافت می شود.

از آنجا که سرعت صوت در داخل سیال به جهت حرکت سیال بستگی دارد بنابراین زمان مربوط به رفت و برگشت سیگنال متفاوت بوده و به صورت زیر محاسبه می شود

$$t_{B \rightarrow A} = \frac{D}{u \cdot \sin(\theta) - V}, \quad t_{A \rightarrow B} = \frac{D}{u \cdot \sin(\theta) + V} \quad (1)$$

که در آن D قطر لوله، u سرعت امواج فراصوت و V سرعت حرکت سیال می باشد. با استفاده از رابطه ۱ اختلاف زمانی سیگنال رفت و برگشت بصورت زیر خواهد بود

$$T = t_{B \rightarrow A} - t_{A \rightarrow B} = D \frac{2V}{(u \cdot \sin(\theta))^2 - V^2} \quad (2)$$

این رابطه مبنای عملکرد دبی سنج های تفاضل زمانی است که در آن با اندازه گیری T و داشتن ابعاد لوله و محل قرار گیری مبدل های A و B سرعت سیال را محاسبه می نماید. برای عملکرد بهتر در روش تفاضل زمانی سیال باید عاری از حباب گاز و ذرات جامد معلق باشد. ساختار

$$Q = \int_{-R}^R 2\sqrt{R^2 - r^2} V(r) dr \quad (۸)$$

$$= \int_{-R}^R 2R^2 \sqrt{1 - (r/R)^2} \times V(r) d(r/R)$$

برای اینکار با تغییر متغیر $x=r/R$ و انجام عملیات ریاضی بر روی معادله ۷ می توان معادله و شرایط مرزی آن را بصورت زیر مناسب انتگرال گیری عددی به روش گوس-لژاندر تبدیل نمود [۱۲]

$$Q = \int_{-1}^1 2R^2 \sqrt{1 - x^2} \times V(xR) dx \quad (۹)$$

در اینصورت با اعمال ضرائب مربوطه می توان جریان کل سیال عبوری Q درون لوله استوانه ای را بصورت زیر تقریب زد:

$$Q \cong \sum_{i=1}^N W_i \times V(r_i) \quad (۱۰)$$

که در آن $V(r_i)$ سرعت اندازه گیری شده در لایه i ام به فاصله نسبی r_i از مرکز لوله است. N تعداد لایه های مورد نیاز برای تقریب بوده و W_i ها ضرائب وزنی انتگرال عددی هستند که از رابطه زیر بدست می آیند

$$W_i = 2R^2 \sqrt{1 - x_i^2} \times A_i \quad (۱۱)$$

در رابطه اخیر $x_i=r_i/R$ محل نصب مبدل i ام است که ریشه i ام تابع لژاندر مرتبه N یعنی $P_N(x)$ بوده و به N بستگی دارد. A_i ها نیز ضرائب ثابت مربوط به روش انتگرال گیری عددی گوس-لژاندر هستند که در منابع محاسبات عددی علاوه بر روابط ریاضی، بصورت جدول نیز در دسترس هستند [۱۳]. برای استفاده از این تقریب عددی لازم است که سرعت سیال در N لایه اندازه گیری شود. همانطور اشاره شد، محل لایه ها دلخواه نبوده و براساس الگوریتم انتگرال گیری عددی مورد نظر تعیین می گردند.

معادله ۱۰ مبنای اساسی پیاده سازی دبی سنج چند مسیره (Multi-Path) بصورت عملی است. انتخاب مسیرها و ضرائب وزنی به تعداد نقاط وابسته است و بر اساس روابط مشخص شده در روش گوس-لژاندر بدست می آیند [۱۴]. هرچه تعداد مسیرها بیشتر باشد دقت اندازه گیری سرعت و در نتیجه دقت سنجش میزان سیال عبوری بیشتر خواهد بود.

دبی سنج پیشنهادی در فعالیت تحقیقی حاضر، چهار مسیره است ($N=4$). جدول ۱ موقعیت نصب مبدلها و ضرائب وزنی مربوطه بر اساس تقریب فوق را مشخص نموده است. جزئیات محاسبات مربوط به تعیین مقادیر جدول خارج از بحث بوده و علاقمندان می توانند به مراجع مربوطه [۱۴ و ۴] مراجعه کنند.

برای محاسبه دبی سیال در حالت توزیع سرعت نامشخص مقطع لوله را بصورت شکل ۳ در نظر بگیرید. میزان سیال عبوری از یک لایه با ضخامت dr که در فاصله r از مرکز لوله قرار دارد، را بصورت زیر محاسبه می کنیم:

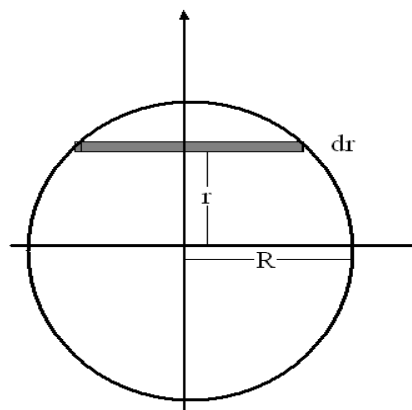
$$q(r) = D(r) \times V(r) \quad (۵)$$

که در آن $V(r)$ سرعت متوسط سیال در لایه مورد نظر بوده و $D(r)$ عرض لایه است که توسط رابطه زیر بدست می آید:

$$D(r) = 2\sqrt{R^2 - r^2} \quad (۶)$$

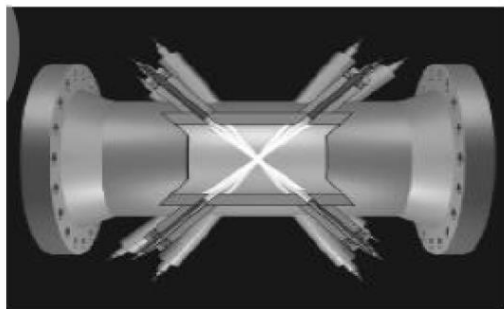
با انتگرال گیری از رابطه ۵ در کل سطح مقطع، دبی سیال عبوری از لوله محاسبه می شود:

$$Q = \int_{-R}^R q(r) dr = \int_{-R}^R D(r) V(r) dr \quad (۷)$$



شکل ۳: نمای جانبی لوله حاوی سیال

بر اساس معادله ۷ برای محاسبه نرخ عبور سیال بصورت عملی، لازم است سرعت $V(r)$ در تعداد زیادی از لایه های بهم پیوسته در فواصل مختلف از مرکز لوله اندازه گیری شود. در حالت حدی تعداد لایه های نهایی شده و تحقق این الزام را در عمل غیر ممکن می کند. راه حل عملی برای رفع این مشکل استفاده از تقریب های مهندسی است که در آن تعداد محدودی از لایه ها را انتخاب نموده و با استفاده از روشهای انتگرال گیری عددی نتیجه ای نزدیک به مقدار واقعی را بدست می آورند. روش مناسب برای انتگرال گیری عددی، روش گوس است. که در آن انتگرال معین را با ارزیابی تابع در نقاط خاصی، که بیشترین دقت را داشته باشد، تخمین می زنند. لازم به یادآوری است که روش گوس انواع مختلفی دارد که انتخاب هریک به شکل تابع مورد نظر وابسته است. همچنین بازه انتگرال گیری نیز باید دارای شرایط خاصی باشد [۱۲]. برای ادامه کار معادله ۷ را بصورت زیر تغییر می دهیم.



الف



ب

شکل ۴- الف: شمای دی سنس فضا صوت چهارمسیره. ب) تصویر واقعی از نمونه ساخته شده.

جدول ۲: موقعیت مکانی حسگرها و ضرایب انتگرال گیری عددی به روش گاوس لژاندر برای ۴ نقطه در لوله ۸ اینچی

شماره لایه i	فاصله از مرکز لوله (r_i)	ضریب وزنی W_i
1	8.7491448	0.003650891
2	3.454207	0.012661619
3	-3.454207	0.012661619
4	-8.749145	0.003650891

برای آزمایش عملی دی سنس ساخته شده یک سامانه تست طراحی و ساخته شد. نمودار بلوکی سامانه به همراه تصویر واقعی آن به ترتیب در شکل های ۵-الف و ۵-ب آورده شده است. این سامانه تست یک حلقه بسته گردش آب است که به یک مخزن ذخیره، یک پمپ چرخشی، شیر کنترل سیال و تعدادی دی سنس مجهز است. استفاده از آب برای تست دی سنس ها به دلیل سادگی کار و آلایندهی کم، در همه آزمایشگاهها و کارگاههای تابعه شرکت های تولید و توزیع نفت مرسوم می باشد. در این حلقه یک دی سنس مرجع دقیق مکانیکی بصورت متوالی با دی سنس چهار مسیره ساخته شده قرار گرفته است. دی سنس مرجع استفاده شده از نوع گردشی (مکانیکی) با نام تجاری LF4-S3 PRIME، محصول شرکت Smith MeterTM می باشد. بر اساس گزارش کالیبراسیون، آن دقت اندازه گیری این محصول ۰/۱٪ می باشد. این نوع

جدول ۱: موقعیت مکانی حسگرها و ضرایب انتگرال گیری عددی به روش گاوس لژاندر برای ۴ نقطه

شماره لایه i	فاصله از مرکز لوله (r_i)	ضریب وزنی W_i
1	0.8611363R	0.3536808R ²
2	0.3399810R	1.2265968R ²
3	-0.3399810R	1.2265968R ²
4	-0.8611363R	0.3536808R ²

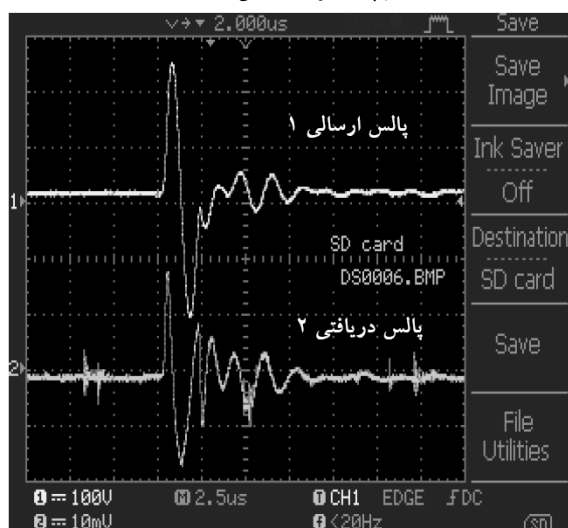
با جایگذاری مقادیر جدول ۱ در رابطه ۱۰ دی سیال در دی سنس چهار مسیره برابر است با:

$$Q = R^2[0.3536808 V(r_1) + 1.2265968 V(r_2) + 1.2265968 V(r_3) + 0.3536808 V(r_4)] \quad (12)$$

۳- طراحی سامانه و کار عملی

به منظور اعتبار سنجی مبانی نظری ارائه شده در بخش قبل، یک دی سنس فضا صوت ۴ مسیره با استفاده یک لوله ۸ اینچی (۲۰/۳۲cm) و چهار زوج مبدل فضا صوت تجاری از نوع OPTISONIC 6300. محصول شرکت KROHNE Messtechnik GmbH & Co ساخته شد. طرح جزئیات ساخت را در متون دیگر گزارش کرده ایم [۱۵] شمای وسیله ساخته شده به همراه تصویر آن در شکل ۴ ارائه گردیده است. با لحاظ نمودن قطر لوله استفاده شده جدول ۱، مکان نصب مبدلها برحسب فاصله عرضی از محور لوله مطابق جدول ۲ محاسبه می شود. برای طراحی مدارات پردازشی به منظور اندازه گیری و ثبت زمانهای انتشار، تمهیدات خاصی لازم است، چراکه که سرعت انتشار امواج فضا صوت در سیالات بسیار بالا بوده زمان انتشار آن در یک لوله ۲۰/۳۲cm بسیار کوتاه خواهد بود [۱۶-۱۷]. در شرایط آزمایشگاهی فراهم شده برای این فعالیت تحقیقی، به منظور رسیدن به دقت اندازه گیری ۰/۰۵٪ باید اختلاف زمانی قابل سنجش در حدود ۰/۱ μs باشد. این دقت لازم می دارد که فواصل زمانی نمونه برداری A/D از مرتبه چند ns باشد، بدین ترتیب دقت محاسبه اختلاف زمان رفت و برگشت امواج فضا صوت منتشر شده در مرتبه نانو ثانیه و یا حتی پیکو ثانیه می گردد. برای اینکار مدار مبدل آنالوگ به دیجیتال هشت کاناله (LM96511) با امکان کاربری سیگنال های التراسونیک و رزولوشن 12-bit، سرعت نمونه برداری 40~50 MSPS، توان مصرفی بسیار پایین به همراه مدار مجتمع قابل برنامه ریزی FPGA از نوع به کار گرفته می شود. جزئیات بیشتری از طراحی بخش الکترونیکی در مراجع [۱۵و۱۶] موجود است. همچنین در آینده مقاله مستقلی در این خصوص توسط مولفین منتشر خواهد شد.

با هر تغییر سرعت، مدت معینی جهت پایدار شدن گردش آب فرصت داده می‌شود؛ سپس با ارسال علائم فراصوت با فرکانس در حدود 400KHz درون سیال و دریافت پاسخ، زمانهای گذر اندازه گیری و ثبت می‌گردد. نمونه ای از پالسهای ارسالی و دریافتی که توسط اسیلواسکوپ دیجیتالی حافظه دار مدل (Scopix III, OX-7104) محصول شرکت Chauvin Arnoux Group ثبت شده، در شکل ۶ آورده شده است. امواج آلتراسونیک ارسالی سینوسی بوده و بر روی شانه ی موج مربعی سوار هستند. جزئیات پالسها در مرجع [۱۵] آمده است. به دلیل محدودیت تجهیزات ثبت و همچنین فاصله زمانی قابل توجه بین سیگنال های ارسال و دریافت، ثبت این پالس ها بصورت همزمان نبوده است. لذا در محورهای زمانی آنها مسئله تقدم و تاخر لحاظ نشده است؛ بلکه هر کدام جداگانه در حافظه اسکوپ ذخیره و نمایش داده شده اند.

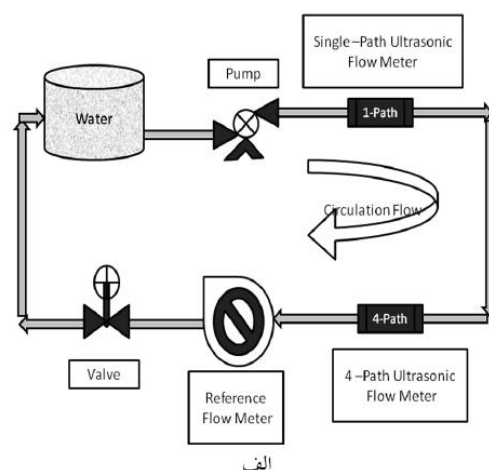


شکل ۶ شکل واقعی پالسهای فراصوت ارسالی و دریافتی

همانطور که دیده می‌شود دامنه سیگنال ارسالی از مرتبه ۱۰۰V بوده و دامنه سیگنال دریافتی از مرتبه ۱۰mV است. مبنای محاسبه زمان عبور می‌تواند هر نقطه از پالس ارسالی و نقطه متناظر آن در پالس دریافتی باشد. در تحقیق حاضر، زمان عبور از صفر پالسهای ارسالی و دریافتی مبنای محاسبه زمان هستند. لازم به ذکر است که هدف از ارائه تصویر پالسهای ارسالی و دریافتی، صرفاً نمایش شکل سیگنالها و زمانهای مربوطه است تا با توجه به آنها تمهیدات لازم برای طراحی سیستم ارسال، دریافت و ثبت داده‌ها پیش بینی شود. در عمل ثبت و محاسبه زمانها بصورت همزمان توسط مدارات A/D و پردازنده‌های سریع صورت می‌گیرد. زمانهای گذر بدست آمده برای محاسبه و ثبت سرعت سیال در لایه مختلف بکار می‌رود.

در شکل ۷ چند نمونه از سرعتهای محاسبه شده در لایه‌های چهارگانه آورده شده است. هر منحنی مربوط به یک سطح جریان سیال می‌باشد. در این شکل روش برازش منحنی برای تخمین سرعت سیال در کل مقطع استفاده شده است. نتیجه بیانگر آن است که در سرعتهای کم توزیع سرعت در لوله با دقت زیادی دارای تقارن سهمی شکل است. در

دی‌سنج‌ها علیرغم دقت بالا بعلت داشتن اجزای مکانیکی متحرک، دارای استهلاک و هزینه نگهداری بالایی هستند. لذا استفاده از آنها صرفاً برای اندازه گیری حجم شارش کم و در زمانهای کوتاه توجیه پذیر است؛ ولی در اندازه گیری بدون وقفه حجم شارش بالا مثل صادرات نفت توصیه نمی‌شود. نرخ عبور سیال از درون لوله با استفاده از شیر کنترلی نصب شده در سامانه کنترل می‌شود. فواصل بین اجزا در حد طول ورودی انتخاب می‌شود تا از پایداری سیال اطمینان حاصل شود [۱۱]. بدین ترتیب سیستم فوق توانایی به گردش درآوردن سیال پایدار با نرخ شارش متفاوت را خواهد داشت.



الف



ب

شکل ۵- الف) بلوک دیاگرام پکیج تست دی‌سنج آلتراسونیک . ب) تصویر سیستم واقعی

۳-۱ انجام تست و ثبت نتایج

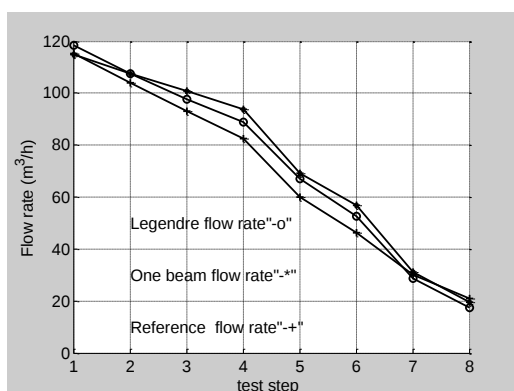
برای انجام عملیات تست ابتدا پمپ روشن می‌گردد تا آب را درون سیستم به گردش درآورد. سپس با استفاده از شیر کنترلی میزان گردش آب در حد معینی تثبیت می‌شود. در تحقیق حاضر میزان جریان سیال اعمالی به سیستم طی ۲۷ مرحله از $11 \text{ m}^3/\text{h}$ تا $117 \text{ m}^3/\text{h}$ افزایش داده شد. با توجه به ثابت بودن مقطع لوله ۸ اینچی (۲۰/۳۲cm) سرعت سیال متناظر از 0.1 m/s تا 1.01 m/s متغیر می‌گردد. با توجه به اینکه دقت اندازه گیری به فشار و دما بستگی دارد، سعی بر آن شد که تمام آزمایشات در محیط با فشار و دمای ثابت انجام گرفته و از اندک تغییرات احتمالی آنها صرف نظر شده است.

بعد از ثبت سرعت در لایه های مختلف با استفاده از رابطه ۱۰ نرخ شارش درهریک از مراحل فوق محاسبه گردید. نتایج محاسبات فوق به همراه نرخ شارش اندازه گیری شده توسط دی سنج مرجع و تک مسیره در شکل ۹ نشان داده شده است.

همانطور که مشاهده می شود. نتایج اندازه گیری سرعت توسط دی سنج ۴ مسیره نزدیکی قابل قبولی با نتایج حاصل از اندازه گیری توسط دی سنج مرجع دارد. در حالی که در دی سنج تک مسیره اختلاف خصوصاً در نرخ شارش کم بسیار قابل توجه است. خطای نسبی اندازه گیری را از رابطه زیر محاسبه می کنیم

$$e = \frac{f - f_r}{f_r} \times 100 \quad (10)$$

که در آن f نرخ شارش محاسبه شده و f_r نرخ شارش اندازه گیری شده توسط دی سنج مرجع می باشد. نتیجه محاسبه خطا در شکل ۱۰ آورده شده است. همانطور که مشاهده می شود، با افزایش نرخ شارش دقت اندازه گیری بهتر می شود. این خصوصیت مشترک در دی سنج هاست که دقت آنها با افزایش سرعت سیال بهبود می یابد. برای نرخ پایین باید تمهیدات دیگری اندیشیده شود [۱۷]. از طرف دیگر مقایسه دقت دی سنج ها نشان از بهبود قابل توجه دقت دی سنج چهار مسیره نسبت به تک مسیره دارد و این دقت اندازه گیری برای دی سنج چهار مسیره آلتراسونیک در حدود $\pm 3\%$ بدست آمد. در حالی که خطای دی سنج تک مسیره حدود ۲۰ درصد بیشتر است.

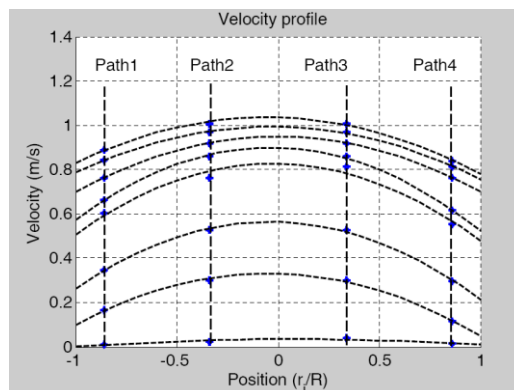


شکل ۹- نتایج اندازه گیری نرخ سیال در دی سنج های تک مسیره و چهار مسیره و مقایسه آنها با مقدار مرجع

۵- نتیجه گیری

در این تحقیق یک دی سنج فراصوت چهار مسیره برای اندازه گیری دی سیالات طراحی و ساخته شده است. بر اساس یک مدل ساده میزان سیال عبوری از لوله به صورت یک انتگرال معین بدست آمد که با توجه به شکل معادله بدست آمده، استفاده از روش گاوس - لژاندر برای تقریب عددی انتگرال پیشنهاد شد. سپس با استفاده از سرعت اندازه

سرعت های بالا توزیع سرعت به حالت جریان آشفته نزدیک تر می شود. اگرچه در روش انتگرال گیری عددی مورد استفاده، نیازی به دانستن نحوه توزیع سرعت نیست

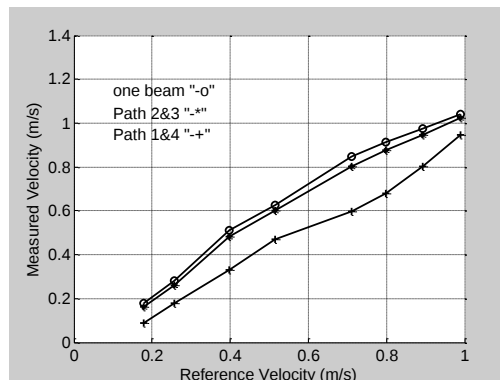


شکل ۷ نمونه ای از سرعت های ثبت شده از لایه های مختلف

به منظور مقایسه عملکرد سیستم با یک دی سنج تک مسیره، سرعت در مرکز لوله را با استفاده از درون یابی محاسبه می کنیم. با اینکار سرعت تقریبی دی سنج تک مسیره را نیز خواهیم داشت سرعت در چهار لایه فوق به عنوان ورودی به بخش پردازشگر سیستم وارد می شود و در آن میزان دی آب با استفاده از تقریب های گاوس - لژاندر محاسبه می گردد. بطور همزمان میزان دی آب اندازه گیری شده توسط دی سنج مرجع و تخمینی توسط دی سنج تک مسیره نیز ثبت می گردد. بدین ترتیب پاسخ هر سه دی سنج بطور همزمان قابل مقایسه خواهد بود.

۴- نتایج و بحث

سرعت های اندازه گیری شده توسط دی سنج ۴ مسیره در لایه های مختلف بصورت شکل ۸ می باشد. این سرعت ها با افزایش مرحله ای نرخ سیال از $11 \text{ m}^3/\text{h}$ تا $117 \text{ m}^3/\text{h}$ اندازه گیری شده است. برای مقایسه، سرعت اندازه گیری شده توسط دی سنج مرجع و سرعت تقریبی دی سنج تک مسیره نیز آورده شده است. هر نقطه از شکل با انجام چهار بار اندازه گیری و محاسبه متوسط بدست آمده است



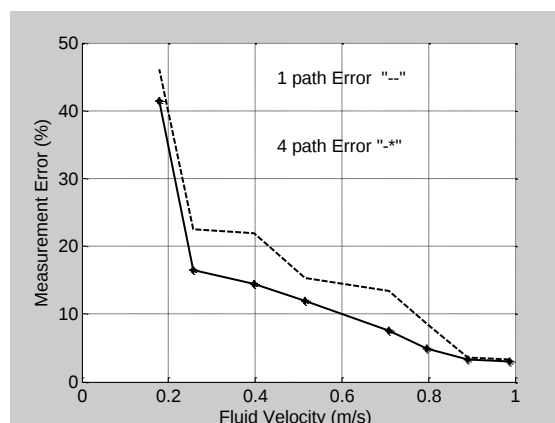
شکل ۸- کاهش چند مرحله ای نرخ سیال و ثبت سرعت های لایه های مختلف سیال عبوری

- [5] Liptak. B.G. "Instrument engineers handbook, Process measurement and analysis", Chap.2, CRC press, 1995
- [6] Mingwei L., Guosheng L. and Yanguo H., "Research on Improving the Accuracy of the Ultrasonic Flowmeter with time difference Method, International Conference on Electrical and Control Engineering, pp. 1704-1707, 2010.
- [۷]-یوسف حجت، علیرضا قانع، شاهد میرزامحمدی "طراحی و ساخت دبی سنج آلتراسونیک زمان عبوری"، مجله مهندسی مکانیک مدرس، دوره ۱۳ شماره ۳، ص ۱۵۳-۱۵۶، ۱۳۹۲.
- [۸] ابوالفضل وروانی فراهانی "اندازه گیری جریان سیال با استفاده از امواج آلتراسونیک" ماهنامه اکتشاف و تولید نفت و گاز، شماره ۹۸، ص ۴۵-۴۱، ۱۳۹۱
- [9] Çengel Y. A., Cimbala J. M., "Fluid mechanics : fundamentals and applications", 1th ed. McGraw-Hill, New York, NY, ch.8, 2006.
- [10] Yan-xia Wang., Zhi-hao Li, Ting-hu Zhang "Research of Ultrasonic Flow Measurement and Temperature Compensation System based on Neural Network", International Conference on Artificial Intelligence and Computational Intelligence, 268-271, 2010.
- [11] Massey B. and Smith J. W. "Mechanics of Fluids", 8th edition, Taylor & Francis Group, pp.273, 2005.
- [12] Milton Abramowitz, Iren A. Stegun, "Handbook of Math Functions", National bureau of standards USA, 10th print, pp. 887, 1972.
- [13] Burden R. L. and Faires J.D., "Numerical Analysis", 9th ed., Brooks/Cole, 2011.
- [14] Olver F.W.J., Lozier D.W., Boisvert R.F. and Clark C.W., "NIST Handbook of Mathematical Functions", Cambridge University Press, pp. 80, 2010.

[۱۵] عباس غریبی. "تحلیل و بررسی فلومتریهای آلتراسونیک و ارایه راهکارهایی برای بهینه سازی دقت اندازه گیری سیال" پایان نامه کارشناسی ارشد، دانشگاه آزاد بوشهر، ایران، ۱۳۹۱.

- [16] Xing-hong Zhang, Hui Zhang, Xian-quan Wang, Jiqin Feng, Wei Cai, "Design and Implementation of the A/D Conversion Circuit for the High-Accuracy Ultrasonic Flowmeter", International Conference on System Science, Engineering Design and Manufacturing Informatization, pp.155-158, 2010.
- [17] Abraham K. George, Ram N Singh and Sayyadul A., "Equation of State of Crude Oil Samples", J Pet Environ Biotechnol Volume 4, Issue 6-000162, 2013.
- [18] Ishikawa H., Takamoto M., Shimizu K., Monji H., Matsuj G., "Development of a new ultrasonic liquid flowmeter for very low flow rate applicable to a thin pipe", Proceedings of the The Ninth International Symposium on Semiconductor Manufacoring, Tokyo, pp.383-386, 2000.
- [19] <http://www.euromag.com/en/ultrasonic-flowmeters>.

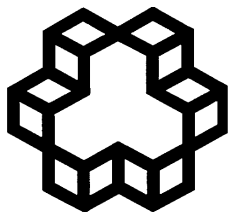
گیری شده در چهار لایه از سیال، دبی آن در محدوده سرعت 0.1 m/s تا 1 m/s محاسبه شده و با نتایج اندازه گیری توسط دبی سنج مرجع مقایسه گردید. نتیجه بیانگر این است که دقت اندازه گیری در سرعتهای بالاتر 0.8 m/s از کمتر از 0.3 است. روند تغییرات دقت با سرعت سیال در شکل ۱۰ نشان می دهد که در سرعتهای بالاتر خطای اندازه گیری می تواند به کمتر از 1% هم برسد که با دقت دبی سنج های تجاری قابل مقایسه است [۱۹]. از طرف دیگر در سرعتهای خیلی پایین خطا بصورت قابل توجهی افزایش می یابد. این یک خصوصیت مشترک در دبی سنج هاست که دقت آنها با افزایش سرعت سیال بهبود می یابد. علت این است که خطای مطلق اندازه گیری که به ابزارهای سنجش بستگی دارد، ثابت بوده و مستقل از سرعت سیال است. این واقعیت در شکل ۱۰ نیز به وضوح نشان داده شده است. بر اساس این نتیجه استفاده از سیستم در سرعتهای کمتر از 1 m/s توجیه نمی شود. مگر اینکه بتوانیم با انجام اصلاحاتی خطای سیستم های اندازه گیری و پردازش را کاهش داده و بدین ترتیب خطای نسبی سیستم در سرعتهای پایین را نیز بهبود ببخشیم.



شکل ۱۰- مقایسه درصد خطای اندازه گیری در دبی سنج تک و چهار مسیره

مراجع

- [1] Yoder J, "Ultrasonic Flowmeter Market Is Expected To Grow Strongly", Pipeline & Gas Journal, April 2002
- [2] Jacobson S., "New Developments in Ultrasonic Gas Analysis and Flowmetering", IEEE International Ultrasonics Symposium Proceedings, pp. 508-512, 2008.
- [3] Lynnworth L.C and Yi Liub, "Ultrasonic flowmeters: Half-century progress report, 1955-2005", Ultrasonics, Vol. 44, Supplement, pp. e-1371-e-1378, 2006.
- [4] Yihong W., "Research of Measurement Mechanism of the Flow in Pipe Based on Multi-path Ultrasonic", 2010 8th IEEE International Conference on Control and Automation, Xiamen, China, June 9-11, pp. 709-712, 2010.



Industrial Control Center of Excellence
K.N. Toosi University of Technology

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. 11, No. 2, Summer 2017.

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:

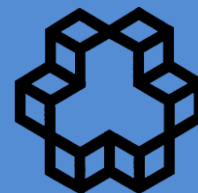
Prof. A. Khaki-Sedigh, Prof. I. Goodarznia, Prof. H. Khaloozadeh, Prof. P. Jabedar-Maralani, Prof. A. Ghafari, Dr. H.R. Momeni (Associate Prof), Prof. S.K. Nikraves, Prof. M. Shafiee, Prof. B. Moshiri.

Advisory Board:

Dr. H.R. Momeni, Prof. B. Moshiri, Prof. M. Shafiee, Prof. A. Khaki-Sedigh, Prof. P. Jabedar-Maralani, Prof. A. Ghaffari, 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

Page Editor: Kiyan Khaloozadeh



**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. 11, No. 2, Summer 2017

Contents

- | | |
|---|-----------|
| A New Method to Reduce the Multi-Model Set Based on Maximum Stability Margin and Gap Metric | 1 |
| Mahdi Ahmadi, Mohammad Haeri | |
| Developing Adaptive Traffic Signal Controller based on Continuous Reinforcement Learning in a Microscopic Traffic Environment | 9 |
| Mohammad Aslani, Mohammad Saadi Mesgari | |
| Stabilization of Nonlinear Polynomial Systems Subject to System Noise and Quantization Distortion | 23 |
| Alireza Farhadi | |
| Design and Control of a Coreless Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Generator to Extract the Maximum Power from the Variable Speed Wind Turbine | 31 |
| Ali Daghigh, Mahnaz Ebrahimi, Hamid Javadi | |
| Partial State Feedback Control for Trajectory Tracking of Underactuated Autonomous Underwater Vehicle by Using Neural Adaptive Dynamic Surface Control | 43 |
| Sanaz Faghih, Khoshnam Shojaei | |
| Design and Fabrication of a Four-path Ultrasonic Flowmeter using the Time-difference Method | 55 |
| Mohammad Orvatnia, Abbas Gharibi | |