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 ۱، بهار ۱۳۹۶

فهرست مقالات

بهینه‌سازی چندهدفه تخصیص آگاه از کیفیت سرویس کانال در شبکه‌های رادیوی شناختگر با استفاده از الگوریتم NSGA-II ۱
هومن رضوی، عبدالرسول قاسمی

طراحی کنترل‌کننده چند متغیره غیرخطی و بهینه برای ردیابی مسیر ربات‌های متحرک غیرهولونومیک ۱۱
حسین میرزائی‌نژاد، علی محمد شافعی

کنترل تطبیقی محدود سیستم تله اپراتوری غیرخطی نامعین با وجود اشباع محرک ها و تاخیر زمانی نامتقارن و متغیر با زمان ۱۹
سهیل گنجه فر، سارا رضائی، فرزاد هاشم زاده

کنترل یک گروه ناهمگن خودرو در حضور تاخیر زمانی ارتباطی و عملگری با ساختار ارتباطی زمان متغیر: استراتژی فاصله ثابت و زمان پیشرفت ثابت ۲۷
حسین چهاردولی، محمدرضا همایی‌نژاد

روشی جدید مبتنی بر بهینه‌سازی برای تخمین و تعیین موقعیت فضایی حجم هوای درون ریه از تصاویر CT سه‌بعدی ریه ۳۹
هادی مقدس دستجردی، محمدرضا احمدزاده، مهدی کرمی، فرزین غیاثی، عباس سامانی

کنترل مقاوم ماشین القایی شش فازه متقارن در شرایط خطای قطع فاز بر مبنای روش ADRC ۵۱
علی حجاری، رضا کیانی نژاد، سید قدرت اله سیف السادات، علیرضا صفاریان، سید سعیداله مرتضوی

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 کنترل صنعتی دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، جلد ۱۱، شماره ۱، بهار 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 ۸۶۰۶۲۴۰۳ - 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 جعفرکاظمی، 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 محمدرضا 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 رمضانی، دکتر عبدالرسول قاسمی، پروفسور محمد فرخی، دکتر یزدان باتمانی.

مدیر سایت: مهندس نسیبه فراهانی

صفحه آرا: کیان خالوزاده

به نام خدا

فهرست مقالات

بهینه‌سازی چندهدفه تخصیص آگاه از کیفیت سرویس کانال در شبکه‌های رادیوی شناختگر با استفاده از الگوریتم NSGA-II ۱

هومن رضوی، عبدالرسول قاسمی

طراحی کنترل‌کننده چند متغیره غیرخطی و بهینه برای ردیابی مسیر ربات‌های متحرک غیرهولونومیک ۱۱

حسین میرزائی‌نژاد، علی محمد شافعی

کنترل تطبیقی محدود سیستم تله اپراتوری غیرخطی نامعین با وجود اشباع محرک ها و تاخیر زمانی نامتقارن و متغیر با زمان ۱۹

سهیل گنجه فر، سارا رضائی، فرزاد هاشم زاده

کنترل یک گروه ناهمگن خودرو در حضور تاخیر زمانی ارتباطی و عملگری با ساختار ارتباطی زمان متغیر: استراتژی فاصله ثابت و زمان پیشرفت ثابت ۲۷

حسین چهاردولی، محمدرضا همایی‌نژاد

روشی جدید مبتنی بر بهینه‌سازی برای تخمین و تعیین موقعیت فضایی حجم هوای درون ریه از تصاویر CT سه‌بعدی ریه ۳۹

هادی مقدس دستجردی، محمدرضا احمدزاده، مهدی کرمی، فرزین غیاثی، عباس سامانی

کنترل مقاوم ماشین القایی شش فازه متقارن در شرایط خطای قطع فاز بر مبنای روش ADRC ۵۱

علی حجاری، رضا کیانی نژاد، سید قدرت اله سیف السادات، علیرضا صفاریان، سید سعیداله مرتضوی

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، شبیه سازی، پیش بینی، بهینه سازی 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 می تواند 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) انرژی های تجدیدپذیر.
۵) مهندسی محیط زیست و هواشناسی.
۶) سیستم‌های اقتصادی و مالی.
۷) سیستم‌های اطلاعاتی، مخابراتی و شبکه های صنعتی.
۸) مهندسی پزشکی، مهندسی زیستی و سامانه‌های زیستی.
۹) نانو کنترل.
۱۰) پردازش داده.
۱۱) مهندسی خودرو.
۱۲) سیستم های حمل و نقل.

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

شیوه تدوین

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

آدرس نویسندگان

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

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 ۲۵۰،۰۰۰ 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.
- درصورتی‌که نیاز به تصحیح مقاله باشد، تصحیحات باید تنها محدود به موارد ذکرشده باشد. در سایر موارد نویسنده لازم است سردبیر را در جریان هرگونه تغییر و یا تصحیح دیگری قرار دهد. درهرصورت مسئولیت صحت و سقم مطالب بر عهده نویسنده خواهد بود.

حق کپی

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

مجله کنترل
ISSN (print) 2008-8345
ISSN (online) 2538-3752
جلد ۱۱، شماره ۱، بهار ۱۳۹۶، صفحه ۹-۱

بهینه‌سازی چندهدفه تخصیص آگاه از کیفیت سرویس کانال در شبکه‌های رادیوی شناختگر با استفاده از الگوریتم NSGA-II

هومن رضوی[۱]، عبدالرسول قاسمی[۲]

[۱]فارغ‌التحصیل کارشناسی ارشد مهندسی کامپیوتر، گروه هوش مصنوعی، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، hrazavi@ee.kntu.ac.ir
[۲]استادیار، دانشکدهٔ مهندسی کامپیوتر، گروه معماری سیستم‌های کامپیوتری، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، arghasemi@kntu.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۵/۱۱/۲، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۶/۱/۲۸)

چکیده: در این مقاله مساله تخصیص آگاه از کیفیت سرویس کانال در قالب یک مساله بهینه‌سازی با دو تابع هدف شامل بهره‌وری طیفی و انصاف میان کاربران ثانویه با در نظر گرفتن محدودیت‌های دسترسی کانال بررسی می‌شود. هر تخصیص امکان‌پذیر کانال به کاربر که می‌تواند پاسخ مساله بهینه‌سازی باشد به صورت یک کروموزوم دودویی کد می‌شود. کد کردن فرصت‌های طیفی دسترس‌پذیر به جای همه ترکیب‌های کانال- کاربر باعث کاهش قابل توجه فضای جستجو می‌شود. بر این اساس طرح تخصیص آگاه از کیفیت سرویس کانال مبتنی بر الگوریتم NSGA-II برای یافتن تخصیص بهینه با هدف بیشینه کردن توام هرکدام از توابع هدف به صورت هم‌زمان ارایه شده و در نهایت در فضای گسسته پاسخ‌های شدنی مساله، مجموعه پاسخ‌های بهینه پرتو به دست آمده است. نتایج شبیه‌سازی، نقاط بهینه و مصالحه بین بهره‌وری طیفی و انصاف میان کاربران را نشان می‌دهد. روش بهینه‌سازی با متغیرهای تصمیم‌گیری صحیح دودویی نتایج به دست آمده از طرح پیشنهادی مبتنی بر الگوریتم NSGA-II را در نمونه‌های مقیاس کوچک مساله تایید می‌کند در حالی که در نمونه‌های مقیاس بزرگ، طرح پیشنهادی از نظر پیچیدگی محاسباتی بسیار سریع‌تر عمل می‌کند.

کلمات کلیدی: بهینه‌سازی با متغیرهای تصمیم‌گیری صحیح دودویی، رادیوی شناختگر؛ الگوریتم NSGA-II، بهینه‌سازی چندهدفه، تخصیص کانال آگاه از کیفیت سرویس، فرصت‌های طیفی.

Multi-Objective Optimization of a QoS-Aware Channel Allocation in Cognitive Radio Networks using NSGA-II Algorithm

Hooman Razavi, Abdorasoul Ghasemi

Abstract: In this paper the QoS-aware channel allocation problem formulated as an optimization problem with two conflicting objectives; spectrum utilization and fairness among secondary users (SUs) subject to channel availabilities constraints. Any possible channel allocation which could be a solution of the optimization problem, encoded as a binary chromosome. By having coded available spectrum opportunities instead of all channel-user combinations, the search space is significantly reduced. Designing the QoS-aware channel assignment scheme is based on NSGA-II Algorithm to find the optimum allocation of these two objectives jointly and finally the set of Pareto optimal solutions achieved by proposed algorithm in discrete space of feasible solutions. Simulation results demonstrate the trade-off between spectrum utilization and fairness and the Pareto optimum points. Binary Integer Programming (BIP) confirms the results of the proposed evolutionary scheme in small-scale instances while our scheme outperforms BIP method significantly in computational for large-scale ones.

Keywords: Binary Integer Programming; Cognitive radio; NSGA-II Algorithm; Multi-Objective Optimization; QoS-Aware Channel Assignment; Spectrum Opportunities.

۱- مقدمه

طیف فرکانسی در شبکه‌های بی‌سیم یک منبع با ارزش است که استفاده بهینه و مدیریت درست این منبع ارزشمند ضروری است. به دلیل افزایش تقاضا برای به دست آوردن طیف‌های فرکانسی در سال‌های اخیر روش‌های ایستا در تخصیص طیف، پاسخگوی نیازهای امروزی نیست. بر اساس گزارش‌های کمیسیون ارتباطات فدرال (FCC[1])، شیوه‌های گذشته برای استفاده از طیف فرکانسی، کارایی مناسبی ندارند و بخش قابل توجهی از طیف اختصاص یافته و قیمت‌گذاری شده بدون استفاده می‌ماند [۱]. به بیان دیگر، در سیستم‌های بی‌سیم سنتی، تنها میزان کمی از طیف رادیویی اختصاص یافته به کاربران، در هر لحظه مورد بهره‌برداری قرار می‌گیرد که موجب هدر رفتن این منبع با ارزش می‌شود. نیاز به استفاده بهینه از طیف، موجب ظهور فناوری رادیو شناختگر شده است. شبکه رادیوی شناختگر قادر به تشخیص زیرباندهای طیف رادیویی است که مورد استفاده قرار نگرفته‌اند و آن‌ها را به کاربران ثانویه‌ای که مجوز استفاده ندارند اختصاص می‌دهد. در این شبکه‌ها کاربران دارای مجوز استفاده از طیف (کاربران اولیه) و کاربرانی که به‌صورت فرصت‌طلبانه به فرصت‌های طیفی دسترسی پیدا می‌کنند (کاربران ثانویه) در کنار هم به طیف فرکانسی دسترسی دارند و کاربران اولیه باید در مقابل دسترسی کاربران ثانویه به فرصت‌های طیفی محافظت شوند.

مدیریت پویای طیف یکی از اصلی‌ترین موضوع‌های مطرح در شبکه‌های رادیوی شناختگر است که طراحی مکانیزم‌های تخصیص پویای کانال از مهم‌ترین زمینه‌های تحقیقاتی آن است [۲]. مکانیزم تخصیص کانال مشخص می‌کند که در هر وضعیت سیستم، چه کانالی به کدام کاربر ثانویه تعلق گیرد به‌طوری که با کاربران اولیه تداخلی نداشته باشد. این تخصیص می‌تواند به‌صورت متمرکز یا توزیع‌شده انجام شود [۳]. در روش متمرکز، یک عنصر تصمیم‌گیرنده که اطلاعات کافی از کاربران در اختیار دارد، از طریق حل یک مساله بهینه‌سازی، فرصت‌های در دسترس یا همان حفره‌های طیفی را به کاربران ثانویه تخصیص می‌دهد. در روش توزیع‌شده، هر کاربر ثانویه باید با واکاوی فرصت‌های طیفی دسترس‌پذیر و در نظر گرفتن محدودیت‌هایی که با سایر کاربران ثانویه دارد، بهترین کانال را مورد بهره‌برداری قرار دهد.

در سال‌های اخیر مطالعات زیادی بر روی مساله تخصیص کانال با معماری متمرکز یا توزیع‌شده صورت گرفته‌است [۴]. به عنوان نمونه در [۵] با مدل کردن مساله تخصیص کانال در قالب یک مساله بهینه‌سازی تک هدفه، یک طرح متمرکز مبتنی بر الگوریتم‌های تکاملی برای حل این مساله ارایه شده‌است. در [۶] نیز مساله تخصیص کانال بین کاربران ثانویه در قالب یک مساله بهینه‌سازی دودویی بیان شده‌است که جواب بهینه این مساله یک ماتریس دودویی تخصیص بی‌مغایرت کانال است به صورتی که با در نظر گرفتن محدودیت‌های فیزیکی در دسترسی کاربران، یک تابع تک‌هدفه را بیشینه می‌کند. این مدل در [۷] به یک مدل کامل‌تر تبدیل شده تا بتواند نیازمندی‌های مختلف کاربران ثانویه را پوشش دهد.

کاربران شبکه رادیوی شناختگر نیازمندی‌های متفاوتی از کیفیت سرویس دریافتی دارند. در برخی از کاربران قابلیت اطمینان، در برخی میزان پهنای باند و در برخی دیگر نرخ خطای بیتی مهم است. لذا اهمیت در نظر گرفتن این نیازمندی‌ها در تخصیص فرصت‌های طیفی به کاربران ثانویه باید مورد توجه قرار گیرد. در این مقاله با بهره‌گیری از مدل سیستمی ارایه شده در [۶] کاربران از لحاظ سرویس ارسال و دریافت، به سه دسته کاربران داده، صوتی و ویدیو تقسیم شده و بر اساس نیازمندی متفاوت این سه گروه از کیفیت سرویس مخابره داده، به هرکدام کانال متناسب با نیازشان تخصیص داده می‌شود. مساله تخصیص کانال با تعریف دو تابع هدف بهره‌وری طیفی و انصاف در قالب یک مساله بهینه‌سازی دوهدفه نوشته شده‌است. تفاوت اصلی این مقاله با کارهای مشابهی که در این زمینه صورت گرفته، درنظر گرفتن مساله کیفیت سرویس کاربران شبکه و هم‌چنین درنظر گرفتن توام دو معیار بهره‌وری و انصاف است. در حالی که در کارهای مشابه قبلی تنها یک معیار برای سنجش مطلوبت تخصیص کانال به کاربران ثانویه شبکه رادیوی شناختگر در نظر گرفته شده [۷ , ۸] و آن معیار به عنوان تابع هدف برای مساله بهینه‌سازی تک هدفه به کار رفته است. از آنجا که این مساله به کلاس NP-Complete مسایل تعلق دارد برای حل کامل آن و به دست آوردن پاسخ بهینه باید از الگوریتم‌های بهینه‌سازی هوشمند بهره گرفته شود که در این مقاله از دسته الگوریتم‌های مبتنی بر ژنتیک برای حل این مساله بهینه‌سازی چندهدفه استفاده شده‌است. این الگوریتم‌ها با جستجوی تصادفی به سمت پاسخ‌های بهینه همگرا می‌شوند.

الگوریتم‌های تکاملی، اصول تکامل موجود در طبیعت را برای یافتن راه حل بهینه مسایل بهینه‌سازی به کار می‌گیرند [۹]. الگوریتم‌های تکاملی چندهدفه[2] (MOEA) الگوریتم‌هایی هستند که براساس الگوریتم‌های تکاملی تک‌هدفه شکل گرفته‌اند، با این تفاوت که در هر مرحله از اجرای این الگوریتم‌ها یک جبهه پرتو[3] از جواب‌های بهینه ارایه می‌شود که جواب‌های مرحله قبل را مغلوب می‌کند. این روند تا رسیدن به جبهه پرتو بهینه ادامه پیدا می‌کند [۱۰]. تاکنون الگوریتم‌های تکاملی چندهدفه بسیاری معرفی شده‌اند که یکی از معروف‌ترین آن‌ها الگوریتم NSGA-II است که در [۱۱] بیان شده است و در مقاله پیش رو به عنوان راه حل مساله بهینه‌سازی چندهدفه تخصیص کانال مورد استفاده قرار گرفته‌است. در این مقاله هر تخصیص کانال به کاربر ثانویه به صورت یک رشته بیتی (کروموزوم) مدل شده است. با توجه دودویی بودن فضای جستجوی مساله و همچنین سازگاری این مدل‌سازی با الگوریتم‌های مشتق شده از الگوریتم ژنتیک و سادگی در پیاده‌سازی از الگوریتم NSGA-II برای حل مساله بهره گرفته شده‌است.

[1] - Federal Communications Commission

[2]- Multi-objective Evolutionary Algorithms

[3]- Pareto Front

ادامه این مقاله به‌صورت زیر سازمان‌دهی شده‌است؛ در بخش دوم مدل سیستمی شبکه رادیوی شناختگر و قالب بهینه‌سازی مساله تخصیص کانال با آگاهی از کیفیت سرویس بیان شده‌است. در بخش سوم طرح پیشنهادی مبتنی بر الگوریتم NSGA-II برای حل مساله بهینه‌سازی چندهدفه تخصیص کانال ارایه شده‌است. بخش چهارم به ارایه نتایج بدست آمده از شبیه‌سازی‌ها و مقایسه آن‌ها با یکدیگر اختصاص یافته و در نهایت بخش پنجم، مقاله را جمع‌بندی کرده و پیشنهادهایی برای ادامه کار در این حوزه ارایه می‌کند.

۲- مدل سیستمی و تعریف مساله بهینه‌سازی چندهدفه

۲-۱- مدل سیستمی

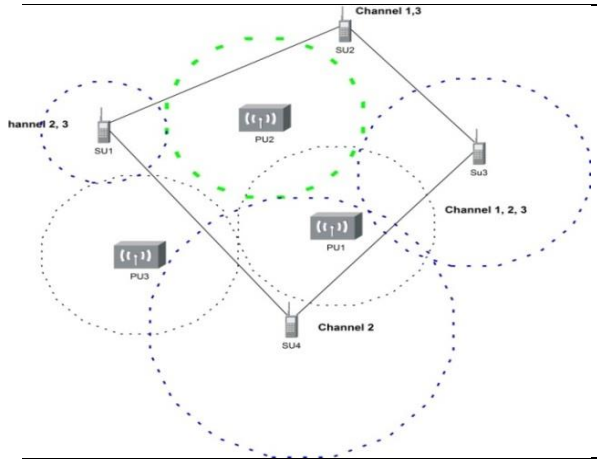
در [۵] یک مدل جامع و ساده از محیط مخابراتی شبکه‌های رادیوی شناختگر ارایه شده که در آن سه ماتریس برای مدل کردن سیستم به‌کار گرفته شده‌است. این سه ماتریس شامل ماتریس‌های دسترس‌پذیری، محدویت دسترسی و پاداش است. مدل سیستمی استفاده شده در این مقاله مبتنی بر این سه ماتریس اصلی و چهار ماتریس کمکی است که با استفاده از این چهار ماتریس، مشخصات کیفیت سرویس هر کانال مدل می‌شود.

شبکه‌ای با N کاربر ثانویه، K کانال فرکانسی و M کاربر اولیه را درنظر بگیرید که در آن کاربران ثانویه بر سر در اختیار گرفتن فرصت‌های طیفی که همان کانال‌های خالی از کاربر اولیه هستند، با یکدیگر رقابت می‌کنند. ماتریس‌های دسترس‌پذیری و محدودیت دسترسی به این ترتیب تعریف می‌شوند که ماتریس دسترس‌پذیری یک ماتریس $N \times K$ است که در آن هر درایه $l_{n,k}$ مقداری دودویی دارد و در صورتی که $l_{n,k} = 1$ باشد، k-امین کانال برای n-امین کاربر دسترس‌پذیر است و در غیر این صورت کاربر n-ام نمی‌تواند به این کانال دسترسی داشته باشد. علت در دسترس نبودن یک کانال برای کاربر ثانویه در این است که کاربر اولیه‌ای که کانال k-ام را اشغال کرده‌است در ناحیه پوشش آن کاربر ثانویه قرار دارد. نمونه‌ای از چگونگی تشکیل ماتریس دسترس‌پذیری در شکل۱ نشان داده شده‌است. هنگامی که دو یا بیش از دو کاربر ثانویه همزمان بخواهند یک کانال خاص را در اختیار بگیرند، در صورتی که در ناحیه پوشش یکدیگر باشند، تنها یکی از آن‌ها می‌تواند کانال را اشغال کند. برای نشان دادن محدودیت در دسترسی کاربران ثانویه به کانال‌ها، ماتریس سه بعدی محدودیت دسترسی $C = \left\{c_{n,n',k} \middle| c_{n,n',k} \in \{0,1\}\right\}_{N\times N\times K}$ تعریف می‌شود که یک ماتریس دودویی است و در صورتی $c_{n,n',k} = 1$ است که کاربر n-ام و n'-ام در ناحیه پوشش یکدیگر بوده و نتوانند همزمان کانال k-ام را در اختیار بگیرند. درایه‌های روی قطر اصلی این ماتریس نشان دهنده عکس دسترس‌پذیری برای هر کاربر ثانویه است، یعنی در صورتی که $n = n'$ باشد، داریم $c_{n.n',k} = 1 - l_{n,n'}$. در نهایت خروجی الگوریتم‌های تخصیص کانال در قالب ماتریس دودویی $A = \left\{a_{n,k} \middle| a_{n,k} \in \{0,1\}\right\}_{N\times K}$ نشان داده می‌شود که در آن دسترسی کاربران به کانال‌ها باید با ماتریس‌های L و C سازگاری داشته باشد. در این ماتریس، $a_{n,k} = 1$ اگر و تنها اگر کانال k-ام به کاربر ثانویه n-ام تخصیص داده شده باشد. شرط بی‌مغایرت بودن ماتریس A به ازای ماتریس محدودیت دسترسی C از رابطه (۱) به‌دست می‌آید.

$$a_{n,k} + a_{n',k} \leq 1 \; if \; c_{n,n',k} = 1, \quad for \;\; 1 \leq n, n' \leq N, 1 \leq k \leq K \qquad (۱)$$

شکل۱ نمونه‌ای از این شبکه با ۴ کاربر ثانویه، ۳ کانال دسترس‌پذیر و ۳ کاربر اولیه و ناحیه تحت پوشش این کاربران را نشان می‌دهد. برای هر کاربر ثانویه با توجه به موقعیت مکانی که نسبت به سایر کاربران اولیه دارد، تعدادی کانال دسترس‌پذیر است. به عنوان نمونه در شکل۱ برای کاربر ثانویه۲، کانال‌های ۱ و ۳ دسترس‌پذیر بوده و با توجه به نزدیکی کاربر اولیه۲ به کاربر ثانویه۲، کانال۲ برای این این کاربر ثانویه غیرقابل استفاده است. ماتریس دسترس‌پذیری مشخص شده در شکل۱ از مشخصات فیزیکی محیط شبکه استخراج شده‌است. هر سطر از این ماتریس مربوط به یک کاربر و هر ستون آن مربوط به یک کانال است و یک بودن درایه $l_{n,k}$ نشان دهنده دسترس‌پذیر بودن کانال k-ام برای کاربر n-ام است. هم‌چنین در شکل۱ مشاهده می‌شود که ناحیه ارسال/دریافت کاربران ثانویه ۳ و ۴ با یکدیگر تداخل دارد. بنابراین یکی از دو کاربر ۳ و ۴ به طور همزمان می‌توانند از کانال ۲ استفاده کنند و داریم $c_{3,4,2} = 1$.

دسته‌های مختلف کاربران داده، صوتی و ویدیو نیازمندی‌های مختلف کیفیت سرویس دارند. لذا بر پایه ماتریس‌های ویژگی که در ادامه تعریف می‌شوند، یک ماتریس $N \times K$ به نام ماتریس جامع پاداش از ترکیب ماتریس‌های چهارگانه ویژگی هر کانال تعریف شده که بر اساس نیازمندی و ترجیح هر کاربر از سطح کیفیت سرویس هر کانال، عددی را به عنوان پاداش جامع کانال k-ام برای کاربر ثانویه n-ام در $b_{n,k}$ نشان می‌دهد.



$$L = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

شکل۱. یک شبکه رادیوی شناختگر با ۳ کاربر اولیه و ۴ کاربر ثانویه ناحیه تحت پوشش این کاربران و ماتریس دسترس‌پذیری آن

نحوه محاسبه ماتریس جامع پاداش در بخش بعدی ارایه شده‌است.

ماتریس پاداش احتمال دسترس‌پذیری: یک ماتریس دودویی به صورت $BA = \{ba_{n,k} | ba_{n,k} \in [0,1]\}_{N\times K}$ است که $ba_{n,k}$ نشان دهنده پاداش احتمال بی‌کاری k-امین کانال برای کاربر ثانویه n-ام است. کانالی که زمان بی‌کاری آن بیش‌تر باشد، پاداش بیش‌تری دارد زیرا کاربران ثانویه برای اجتناب از متحمل شدن هزینه سوییچینگ در طیف ترجیح می‌دهند از آن کانال استفاده کنند. مقادیر این ماتریس از صفر تا یک تغییر می‌کند که به ترتیب نشان دهنده کم‌ترین و بیش‌ترین میزان پاداش احتمال بی‌کاری یک کانال است.

ماتریس پاداش پهنای باند: طیف فرکانس رادیویی محدوده گسترده‌ای از امواج با فرکانس پایین ۱۰ کیلو هرتز تا ۱۰۰ گیگا هرتز را شامل می‌شود. طیف رادیویی به باندهای فرکانسی تقسیم می‌شود که برای استفاده‌های مختلف ذخیره شده‌اند [۱۴]. از این رو در فرآیند تخصیص طیف، پهنای باند یک عنصر مهم است. در کاربردهای صنعتی، علمی و پزشکی پهنای باند در محدوده ۱۰ تا ۱۰۰۰ کیلوبیت بر ثانیه متغیر است. بنابراین در این مدل نیز ماتریس پاداش پهنای باند، یک ماتریس به‌صورت $BW = \{bw_{n,k} | bw_{n,k} \in [100,1000]\}_{N\times K}$ تعریف می‌شود که $bw_{n,k}$ پاداش پهنای باند کانال k-ام برای کاربر ثانویه n-ام را نشان می‌دهد.

ماتریس پاداش توان ارسالی: بین پاداش توان ارسالی و سطح تحت پوشش یک فرستنده ارتباط مستقیمی برقرار است. لذا در این مدل سیستمی برای ساده‌سازی، طرح کنترل توان برای هر کاربر ثانویه به‌صورت ثابت در نظر گرفته می‌شود و فرض شده هر کاربر توان ارسالی خود را تا حداکثر میزان قابل قبول تنظیم می‌کند به‌گونه‌ای که با کاربران اولیه تداخل نداشته باشد. هر انتشار امواجی از سوی کاربران اولیه و ثانویه در یک کانال خاص که در محدوده تداخل سایر کاربران باشد موجب بروز تداخل در آن کانال می‌شود که مکانیزم تخصیص کانال باید از بروز آن جلوگیری کند. همان‌طور که در [۱۲] توضیح داده شده‌است، $bt_{n,k}$ نشان‌دهنده پاداش توان ارسالی کانال k-ام برای کاربر ثانویه n-ام است.

۲-۲- نرمال‌سازی برای بدست آوردن ماتریس جامع پاداش مبتنی بر قاعده سنجش فازی

روش داوری فراگیر فازی[1] برای حل مسایل تصمیم‌سازی چندعامله بکار می‌رود [۱۴]. در این مقاله نیز برای بدست آوردن پاداش جامع هر کانال برای هر کاربر ثانویه، از این روش استفاده شده‌است. اگر کاربر n-ام کانال k را اشغال کند، چهار ماتریس پاداشی که بر اساس شرایط فیزیکی مساله مقادیر آن‌ها تعیین شده‌اند، نمایان‌گر ویژگی‌های مختلف آن کانال طیفی برای آن کاربر ثانویه است. با استفاده از نرمال‌سازی، از این چهار مقادیر پاداش به یک مقدار جامع می‌رسیم.

با توجه تعریف چهار ماتریس پاداش کمکی، هرچه پاداش پهنای باند، احتمال دسترس‌پذیری و توان ارسالی مقادیر بیش‌تری داشته باشند، کانال مورد استفاده برای کاربر ثانویه‌ای که آن را انتخاب کرده‌است مناسب‌تر است. بر خلاف آن در مورد پاداش نرخ اتلاف بسته، هرچه مقادیر پاداش کوچک‌تر باشد، آن کانال برای کاربر ثانویه مناسب‌تر است. از این رو برای نرمال‌سازی مقادیر ماتریس‌های پاداش در بازه [0,1]، از روابط (۲) و (۳) استفاده شده‌است. رابطه (۲) برای ماتریس‌های پاداشی که در آن‌ها مقادیر بزرگ رجحان دارند و رابطه (۳) برای ماتریس‌های پاداش با ارجحیت مقادیر کوچک به کار می‌روند.

$$V_{n,k} = \frac{b_{n,k}}{\max_{n,k} b_{n,k}} \quad (۲)$$

$$V_{n,k} = \frac{b_{n,k} - \min_{n,k} b_{n,k}}{\min_{n,k} b_{n,k}} \quad (۳)$$

$$\begin{cases} W1 = \{w1_1, w1_2, w1_3, w1_4\} \\ W2 = \{w2_1, w2_2, w2_3, w2_4\} \\ W3 = \{w3_1, w3_2, w3_3, w3_4\} \end{cases} \quad (۴)$$

$$b_{i,j} = w1_1 \times bw_{i,j} + w1_2 \times bt_{i,j} + w1_3 \times ba_{i,j} + w1_4 \times bl_{i,j} \quad (۵)$$

$$b_{i,j} = w2_1 \times bw_{i,j} + w2_2 \times bt_{i,j} + w2_3 \times ba_{i,j} + w2_4 \times bl_{i,j} \quad (۶)$$

[1]- Fuzzy comprehensive method

$$b_{i,j} = w3_1 \times bw_{i,j} + w3_2 \times bt_{i,j} + w3_3 \times ba_{i,j} + w3_4 \times bl_{i,j} \quad (۷)$$

بر اساس این بردارهای سه‌گانه ماتریس جامع پاداش طبق روابط (۵)، (۶) و (۷) تشکیل می‌شود.

۲-۳- تعریف مساله بهینه‌سازی چندهدفه

در این مقاله مساله تخصیص کانال در قالب یک مساله بهینه‌سازی چندهدفه دودویی با توابع هدف بهره‌وری و انصاف، بیان شده‌است و نشان داده شده که این دو تابع در مصالحه با یکدیگرند و با افزایش یک تابع هدف، تابع دیگر کاهش‌می‌یابد. بیشینه کردن تابع بهره‌وری $U(A,B)$ معادل بیشینه کردن مجموع پاداش‌هایی است که در یک تخصیص بی‌مغایرت کانال به کاربران ثانویه تعلق می‌گیرد. این مقدار یک عدد مثبت است و طبق رابطه (۸) بدست می‌آید [۵] که در آن $a_{n,k}$ متغیر دودویی برای نشان دادن تخصیص یا عدم تخصیص و $b_{n,k}$ نشان دهنده پاداش کانال k-ام برای کاربر ثانویه n-ام است.تابع انصاف $F(A,B,N)$ مطابق رابطه (۹) بر اساس شاخص انصاف جین[1] میان کاربران ثانویه تعریف شده است. مقدار $\sum_{k=1}^{K} b_{n,k}.a_{n,k}$ برای کاربر ثانویه n-ام نشان‌دهنده مجموع پاداش‌هایی است که پاسخ تخصیص کانال در مجموع همه کانال‌ها به‌دست می‌آورد. بنابراین یک تخصیص کانال منصفانه، کانال‌ها را به قسمی به کاربران ثانویه اختصاص می‌دهد که بهره‌وری کاربران از مجموع کانال‌ها به هم نزدیک باشد. وقتی تابع انصاف به سمت یک میل کند، میزان بهره‌وری کاربران به هم نزدیک است و پاسخ تخصیص کانال منصفانه است. به ازای تخصیص‌های غیرمنصفانه، مقدار این تابع به سمت صفر میل می‌کند با توجه به اهمیت بیشینه‌سازی بهره‌وری در یک مکانیزم تخصیص کانال در شبکه‌های رادیوی شناختگر و توجه به رعایت معیار انصاف در تخصیص منابع فرکانسی بین کاربران ثانویه [۴] می‌توان مساله تخصیص کانال را با دو تابع هدف بهره‌وری و انصاف تعریف کرد. قالب بهینه‌سازی چندهدفه دودویی مساله تخصیص کانال در رابطه (۱۰) تعریف شده است. ابعاد این مساله تابعی از تعداد کاربران ثانویه و تعداد کانال‌های دسترس‌پذیر است که افزایش هرکدام از آن‌ها پیچیدگی مساله را افزایش می‌دهد. با توجه به کاهش مساله (۱۰) به مساله رنگ‌آمیزی گراف به این ترتیب که هر کاربر ثانویه معادل یک گره از گراف، کانال‌های در دسترس برای آن کاربر معادل رنگ‌های مجاز برای آن گره و محدودیت بین کاربران مختلف معادل یال‌های گراف باشد، تعلق این مساله به کلاس مسایل NP-Complete مشخص می‌شود [۷]. لذا برای حل این مساله باید از روش‌های مکاشفه‌ای و غیرکامل نظیر الگوریتم‌های تکاملی استفاده شود.

$$U(A,B) = \sum_{n=1}^{N}\sum_{k=1}^{K} b_{n,k}.a_{n,k} \; where \;\; a_{n,k} \in \{0,1\} \quad (۸)$$

$$F(A,B,N) = \frac{\left(\sum_{n=1}^{N}\sum_{k=1}^{K} b_{n,k}.a_{n,k}\right)^2}{N.\sum_{n=1}^{N}\left(\sum_{k=1}^{K} b_{n,k}.a_{n,k}\right)^2} \quad (۹)$$
$$where \;\; a_{n,k} \in \{0,1\}$$

$$Maximize \begin{cases} U(A,B) = \sum_{n=1}^{N}\sum_{k=1}^{K} b_{n,k}.a_{n,k} \\ F(A,B,N) = \frac{\left(\sum_{n=1}^{N}\sum_{k=1}^{K} b_{n,k}.a_{n,k}\right)^2}{N.\sum_{n=1}^{N}\left(\sum_{k=1}^{K} b_{n,k}.a_{n,k}\right)^2} \end{cases} \quad (۱۰)$$
$$Subject\ to:$$
$$for\ each\ c_{n'n''k} = 1:\;\; a_{n'k} + a_{n''k} \le 1 \;\;,$$
$$\forall n', n'' \in \{1,2,\dots,N\}, \forall k \in \{1,2,\dots,K\}$$
$$where\ a_{n,k} \in \{0,1\}$$

۳- طرح تخصیص آگاه از کیفیت سرویس کانال مبتنی بر الگوریتم NSGA-II

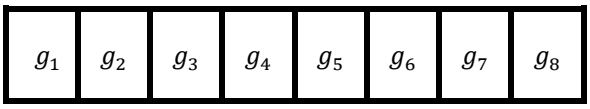
به دلیل مصالحه موجود میان بهره‌وری و انصاف در تخصیص کانال میان کاربران شبکه رادیوی شناختگر، برای رسیدن به یک طرح تخصیص کانال جامع که با شرایط واقعی مساله منطبق باشد و در عین در نظر گرفتن کیفیت سرویس کاربران و بیشینه کردن آن معیار انصاف را هم در تخصیص کانال رعایت کند به سراغ حل مساله بهینه‌سازی چندهدفه (۱۰) می‌رویم. در بهینه‌سازی چندهدفه، یک پاسخ شدنی برای بیشینه یا کمینه کردن توام همه توابع هدف وجود ندارد. بنابراین در حل این مسایل به دنبال یافتن یک مجموعه پاسخ بهینه پرتو هستیم که توسط پاسخ دیگری مغلوب نشده و در عین حال نتوان در هیچ کدام از توابع هدف پاسخ بهتری برای آن یافت به

جدول ۱. قاعده سنجش فازی

قاعده سنجش فازی براساس رجحان مقادیر بزرگ					
مقدار ورودی	$0-0.1$	$0.1-0.2$	$0.2-0.3$	$0.3-0.4$	$0.4-0.5$
مقدار خروجی	1	2	3	4	5
مقدار ورودی	$0.5-0.6$	$0.6-0.7$	$0.7-0.8$	$0.8-0.9$	$0.9-1$
مقدار خروجی	6	7	8	9	10
قاعده سنجش فازی براساس رجحان مقادیر کوچک					
مقدار ورودی	$1-0.9$	$0.9-0.8$	$0.8-0.7$	$0.7-0.6$	$0.6-0.5$
مقدار خروجی	1	2	3	4	5
مقدار ورودی	$0.5-0.4$	$0.4-0.3$	$0.3-0.2$	$0.2-0.1$	$0.1-0$
مقدار خروجی	6	7	8	9	10

[1]- Jain's Fairness Index

$$\begin{bmatrix} g_1 & 0 & 0 & g_2 \\ 0 & 0 & g_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & g_4 \\ 0 & g_5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & g_6 \\ g_7 & 0 & g_8 & 0 \end{bmatrix}$$



$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

شکل۲. ساختار یک کروموزوم در طرح تخصیص کانال مبتنی بر الگوریتم NSGA-II

طوری که در تابع دیگری به پاسخ بدتر نرسیم. به مجموعه تمام پاسخ‌های غیرمغلوب، مجموعه بهینه پرتو و به مقادیر توابع متناظر با این پاسخ‌ها، جبهه پرتو گفته می‌شود [۱۰]. در این بخش با استفاده از الگوریتم NSGA-II معرفی شده در [۱۱] یک طرح تخصیص آگاه از کیفیت سرویس کانال ارایه می‌شود که نقاط بهینه پرتو را به دست می‌آورد.

۳-۱- مدل کردن پاسخ مساله بهینه‌سازی در قالب کروموزوم دودویی

هر پاسخ مساله که یک تخصیص فاقد مغایرت کانال باشد، در یک کروموزوم کد می‌شود. در این کدگذاری هر درایه از ماتریس تخصیص کانال به یک ژن نگاشت می‌شود. برای کاهش افزونگی و کوچک شدن کروموزوم تنها به ازای درایه‌هایی از ماتریس A که امکان تخصیص کانال در آن وجود دارد، ژن در نظر گرفته می‌شود. بنابراین وقتی $l_{n,k} = 0$ باشد، $a_{n,k} = 0$ بوده و به ازای این درایه‌ها ژنی در کروموزوم نخواهیم داشت. در نتیجه برای شبکه‌ای با N کاربر ثانویه و M کانال، تعداد ژن‌های کروموزوم برابر $\sum_{n=1}^{N}\sum_{k=1}^{M} l_{n,k}$ خواهد بود. این مساله که در شکل۲ نیز نشان داده شده است سبب کاهش فضای جستجو و در نتیجه بالا رفتن سرعت همگرایی به پاسخ بهینه می‌شود.

در شکل۲ که مثالی از یک کروموزوم است، یک ماتریس دسترس‌پذیری برای ۶ کاربر و ۴ کانال ارایه شده تنها شامل ۸ درایه یک است. بنابراین تعداد ژن‌های کروموزوم نیز ۸ عدد بوده که نسبت به حالتی که همه درایه‌ها کد شوند، فضای جستجو را 2^{16} برابر کاهش می‌دهد. بنابراین وقتی $l_{n,k} = 0$ باشد، $a_{n,k} = 0$ بوده و به ازای این درایه‌ها ژنی در کروموزوم نخواهیم داشت. در نتیجه برای شبکه‌ای با N کاربر ثانویه و M کانال، تعداد ژن‌های کروموزوم برابر $\sum_{n=1}^{N}\sum_{k=1}^{M} l_{n,k}$ خواهد بود.

۳-۲- الگوریتم تخصیص آگاه از کیفیت سرویس کانال مبتنی بر NSGA-II

طرح تخصیص آگاه از کیفیت سرویس کانال برای حل مساله دوهدفه رابطه (۱۰) مبتنی بر الگوریتم NSGA-II در Algorithm1 به صورت شبه کد آمده‌است. در این طرح دو تابع بهره‌وری و انصاف که به ترتیب در (۸) و (۹) معرفی شده‌اند به عنوان دو تابع هدف در نظر گرفته شده و همه اعضای جمعیت بر اساس آن‌ها ارزیابی می‌شوند. در این الگوریتم از میان پاسخ‌های هر نسل، تعدادی از آن‌ها با استفاده از روش انتخاب تورنمنت دودویی انتخاب می‌شوند. در روش انتخاب دودویی، دو پاسخ به تصادف از میان جمعیت انتخاب می شوند و سپس میان این دو پاسخ، مقایسه‌ای انجام می‌شود و هر کدام که بهتر باشد در نهایت انتخاب می‌شود. معیارهای انتخاب در الگوریتم NSGA-II در درجه اول، رتبه پاسخ و در درجه دوم فاصله تراکمی[1] [۱۱] مربوط به پاسخ است. هرقدر رتبه پاسخ کم‌تر باشد و دارای فاصله تراکمی بیشتری باشد، مطلوب‌تر است. با تکرار عملگر انتخاب دودویی بر روی جمعیت هر نسل، مجموعه‌ای از افراد آن نسل برای شرکت در برش و جهش انتخاب می‌شوند. بر روی بخشی از مجموعه افراد انتخاب شده، عمل برش و بر روی بقیه عمل جهش انجام شده و جمعیتی از فرزندان و جهش یافتگان Q(t) ایجاد می‌شود. عملگر برش مورد استفاده در این الگوریتم برش دو نقطه‌ای و عملگر جهش نیز به صورت یکنواخت با نرخ ۰/۰۲ است. در ادامه این جمعیت با جمعیت اصلی P(t) ادغام می‌شود. اعضای جمعیت تازه تشکیل یافته، ابتدا برحسب رتبه و به صورت صعودی مرتب می‌شوند. اعضایی از جمعیت که دارای رتبه یکسانی هستند، بر حسب فاصله تراکمی و به صورت نزولی مرتب می‌شوند. حال اعضای جمعیت در درجه اول بر حسب رتبه، و در درجه دوم بر حسب فاصله تراکمی مرتب سازی شده‌اند. برابر با تعداد افراد جمعیت اصلی، اعضایی از بالای فهرست مرتب شده انتخاب و بقیه اعضای جمعیت دور ریخته می شوند. اعضای انتخاب شده جمعیت نسل بعدی را تشکیل می‌دهند. و چرخه مذکور در این بخش، تا رسیدن به شرایط خاتمه، تکرار می شود.

در تابع Fast non-dominated sort که شبه کد آن در Algorithm2 آمده‌است، به ازای هر کروموزوم از جمعیت تعداد پاسخ‌هایی که آن کروموزوم را مغلوب می‌کنند محاسبه می‌شود. تعداد پاسخ‌هایی که کروموزوم p را مغلوب می‌کنند n_p است. جبهه اول پرتو (F_1) شامل کروموزوم‌هایی است که هیچ پاسخی در جمعیت نتواند آن‌ها را مغلوب سازد و به عبارتی دیگر برای $n_p = 0$ باشد. این روند در تابع Fast non-dominated sort تا جایی ادامه پیدا می‌کند که همه جمعیت در جبهه‌های مختلف افراز شوند.

1 - Crowding Distance

Algorithm1: NSGA-II for QoS-Aware Channel Assignment

Set $P, Q, R = \emptyset$ and $t = 0$
//* t is the generation number and P, Q and R are parent, offspring and collect populations, sequentially.
Initialize the $P(0)$.
while $t \leq t_{\max}$ **do**
  $R(t) = P(t) \cup Q(t)$.
  Sort all solutions of $R(t)$ to get all non-dominated fronts F = **fast-non-dominated-sort**($R(t)$)
Where $F = (F_1, F_2)$.// F_1 is utilization as (2) and F_2 is fairness as (3).
  while the parent population size $|P(t+1)| + |F_i| < N$ **do**
    Calculate crowding-distance of F_i.
    Add the ith non-dominated front F_i to the parent population $P(t+1)$.
    Set $i = i + 1$.
  end while
  Sort the F_i according to the crowding distance.
  Complete the $P(t+1)$ with the first $N - |P(t+1)|$ elements of F_i.
  Generate the offspring population to $Q(t+1)$.
  Q = **Conflict Resolving** (Q).
  Set $t = t + 1$.
end while
The populations in P are the non-dominated solutions.

همان‌طور که در Algorithm1 آمده است پس از تولید جمعیت اولیه به صورت تصادفی و تولید هر نسل با عملگرهای برش، جهش و انتخاب، تابع Conflict Resolving برای از بین بردن مغایرت‌های ممکن اعمال می‌شود.

Algorithm2: Fastnon-dominatedsort function

Set S_p as the set solutions in P which p dominates them and n_p as the number of solutions which dominate p.
F_1 is the first front and includes the solutions whose $n_p = 0$.
Set $i = 1$.
while$F_i \neq \emptyset$**do**
  Set $Q = \emptyset$.
  for each $p \in F_i$**do**
    for each $q \in S_p$**do**
      $n_q = n_q - 1$.
      if $n_q = 0$ then add q to the Q.
    end for
  end for
  $i = i + 1$ and the solutions in Q compose the F_i.
end while

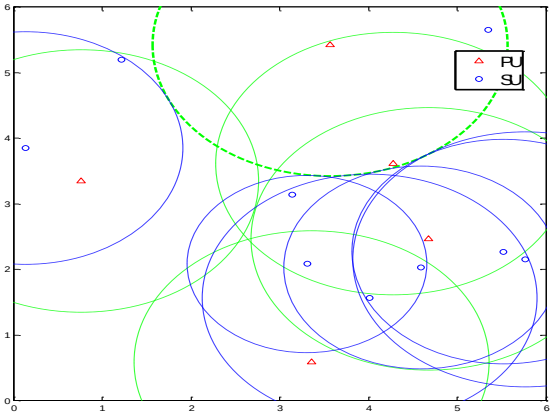
تولید تصادفی یک کروموزوم و اعمال عمگرهای برش و جهش ممکن است پاسخی را بدهد که از نظر شرایط فیزیکی حاکم بر مساله یک تخصیص شدنی نباشد. بنابراین در تابع Conflict Resolving که شبه کد آن در Algorithm3 آمده‌است، مغایرت‌های موجود در هر کروموزوم شناسایی و برطرف می‌شوند. در این تابع به ازای هر $c_{n,n',k} = 1$ در ماتریس محدودیت دسترسی C، دو ژن کروموزوم که متناظر با $a_{n,k}$ و $a_{n',k}$ در شرایط شدنی بودن پاسخ که با رابطه (۱) مشخص می‌شود، بررسی و در صورت وجود مغایرت، یک ژن از پاسخ را به صورت تصادفی تغییر می‌دهد تا مغایرت برطرف شده و پاسخ شدنی باشد.

Algorithm3: Conflict Resolvingfunction

Consider a given population P
for $p \leftarrow 1$ to $|P|$**do**
  for $k \leftarrow 1$ to K **do**
    Find all (n, k) that satisfies $C_{n,k,m} = 1$.
    Convert $P(p)$ to allocation matrix A.
      if $a_{n,k} \cdot a_{n',k} = 1$
        Set one of them to 0 with prob of 0.5 .
      end if
  end for
end for

۴- نتایج شبیه‌سازی

برای شبیه‌سازی ابتدا کل فضای شدنی مساله را پیدا کرده تا با به کارگیری طرح تخصیص مبتنی بر NSGA-II نحوه رسیدن به پاسخ بهینه مشاهده شود. برای شبکه‌ای نمونه با ۹ کاربر ثانویه و ۵ کانال، ماتریس دسترس‌پذیری ۴۵ درایه دارد که از این تعداد ۱۷ درایه مقدار یک دارند. در نتیجه طول کروموزوم نیز ۱۷ بیت است. بنابراین ۱۳۱٫۰۷۲ پاسخ شدنی در فضای مساله وجود دارد که با محاسبه مقادیر بهره‌وری و انصاف این پاسخ‌ها، در نهایت ۲٫۱۰۰ پاسخ منحصر به فرد می‌رسیم. شکل۳ فضای شبکه‌ای با ۹ کاربر ثانویه که در یک فضای ۶ در ۶ با شعاع فرستندگی ۱ به دنبال تصاحب ۵ کانال متعلق به کاربران اولیه با شعاع فرستندگی ۴ را نشان می‌دهد. شکل۴ نتایج به کارگیری طرح تخصیص آگاه از کیفیت سرویس کانال پیشنهاد شده مبتنی بر الگوریتم NSGA-II برای یافتن جبهه پرتو بهینه در فضای شدنی مساله را نشان می‌دهد. در شکل۴ محور افقی نمودار میزان انصاف و محور عمودی میزان بهره‌وری است. در این شبیه‌سازی حداکثر تکرار الگوریتم، ۳۰ بار در نظر گرفته شده که از نسل ۲۳-ام به بعد به جبهه پرتو بهینه همگرا می‌شود. در شکل۴ پاسخ‌های غیرمغلوب در نسل‌های اول، دهم، بیستم و سی‌ام نشان داده شده‌اند. هیچ کدام از پاسخ‌های جبهه پرتو بر دیگری ارجحیت ندارند و بسته به شرایط می‌توان هر کدام را به عنوان یک تصمیم بهینه در نظر گرفت. همان گونه که در شکل۴ مشخص است، پس از همگرایی الگوریتم به جبهه بهینه، چهار پاسخ غیرمغلوب به دست می‌آید که میزان بهره‌وری و انصاف آن‌ها متفاوت بوده و بنا به شرایط شبکه، ماژول تخصیص کانال در شبکه می‌تواند هرکدام از این چهار تخصیص ممکن را انتخاب کند.

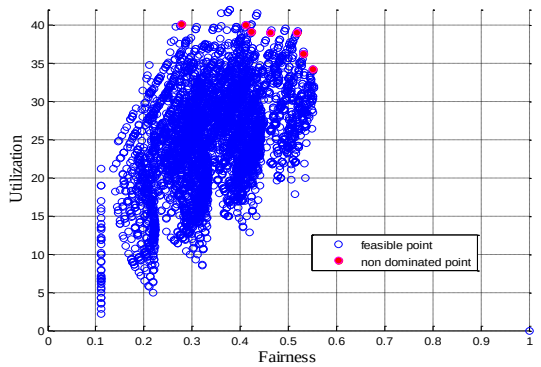


شکل۳- تداخل کاربران ثانویه در رقابت در تصاحب کانال در یک محیط ۶ در ۶

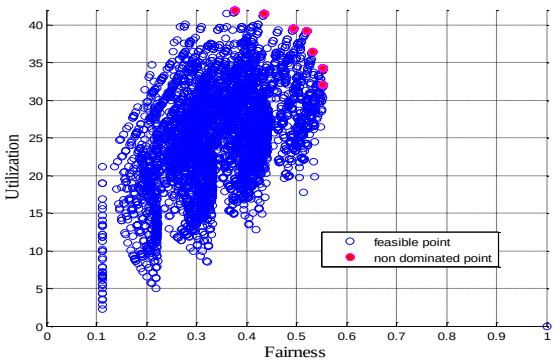
در این پژوهش برای صحت سنجی الگوریتم تکاملی پیشنهاد شده از الگوریتم BIP استفاده شده است. الگوریتم BIP با استفاده از تابع bintprog در متلب[1] که برای حل مسایل binary integer programming است و تبدیل مساله (۱۰) به فرمت این تابع، پاسخ‌های بهینه مساله را پیدا می‌کند. الگوریتم BIP پاسخ‌های مساله را به صورت دقیق و مبتنی بر جستجوی کامل[2] به دست می‌آورد لذا حل مسایل با ابعاد بزرگ با استفاده از این الگوریتم بسیار زمان‌بر است. با استفاده از این الگوریتم صحت جواب‌های بهینه الگوریتم تکاملی در ابعاد کوچک با دقت ۱۰۰٪ اثبات شده و در ابعاد بزرگ می‌توان از روش تکاملی پیشنهادی استفاده کرد.

صحت نتایج به دست آمده از این طرح پیشنهادی با روش BIP که در آن هدف بیشینه کردن بهره‌وری با شرط محدود کنندگی انصاف است، تایید می‌شود. در این حالت مقدار انصاف به عنوان یک محدودیت مساله در نظر گرفته شده و فضای پاسخ‌های شدنی را به مقدار انصاف معینی محدود می‌شود. در فضای محدود شده بهترین پاسخ مساله یافت می‌شود که با پاسخ حاصل از طرح پیشنهادی مطابقت دارد. طرح پیشنهادی برای یافتن پاسخ بهینه تخصیص آگاه از کیفیت سرویس کانال از نظر زمانی بسیار بهتر از روش مبتنی بر BIP عمل می‌کند. جدول۲ مقایسه‌ای از الگوریتم پیشنهادی Algorithm1 و BIP را ارایه می‌کند. در این جدول متوسط زمان اجرای دو الگوریتم بر روی ۱۰۰ سناریوی تصادفی بر حسب ثانیه نشان داده شده‌است. که همان‌طور که مشخص است برای مسایلی با ابعاد ۷ کاربر و ۵ کانال، روش BIP مدت زمان زیادی برای رسیدن به تخصیص بهینه صرف می‌کند. این در حالی است که الگوریتم پیشنهادی در زمان منطقی می‌تواند پاسخ‌های جبهه پرتو بهینه را به دست آورد.

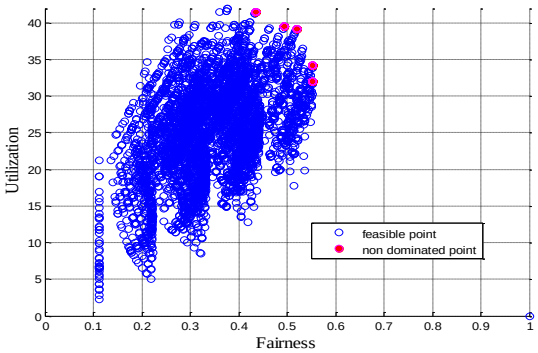
[1] - MATLAB
[2] - Exhaustive search



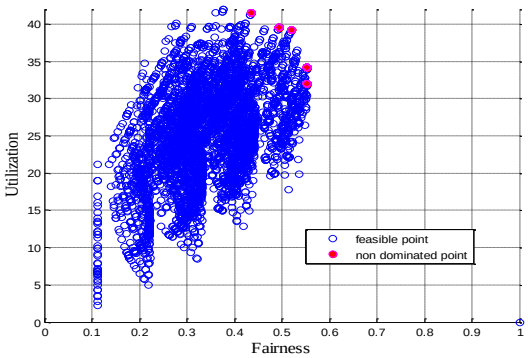
شکل۴- الف- همگرایی الگوریتم NSGA-IIبرای رسیده به جبهه پرتو (نسل اول)



شکل۴- ب- همگرایی الگوریتم NSGA-IIبرای رسیده به جبهه پرتو (نسل دهم)



شکل۴- ج- همگرایی الگوریتم NSGA-IIبرای رسیده به جبهه پرتو (نسل بیستم)



شکل۴- د- همگرایی الگوریتم NSGA-IIبرای رسیده به جبهه پرتو (نسل سی‌ام)

جدول۲. مقایسه زمان رسیدن به پاسخ روش BIP و Algorithm1

Dimensions of problem		Time of BIP (s)	Time of Algorithm1 (s)
N	M		
5	4	7.6182	1.3254
6	4	28.3916	3.3025
7	4	120.2045	4.0325
6	5	124.3557	5.5478
7	5	527.3286	7.3258
8	5	long	11.3254
7	6	long	15.3254
8	6	long	17.6578
9	6	long	26.1216
8	7	long	33.0882
9	7	long	47.4650

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله مساله تخصیص آگاه از کیفیت سرویس کانال در شبکه‌های رادیوی شناختگر در قالب یک مساله بهینه‌سازی چندهدفه با اهداف بهره‌وری و انصاف مدل شده‌است. هم‌چنین یک طرح تخصیص کانال مبتنی بر الگوریتم NSGA-II برای حل مساله بهینه‌سازی ارایه و چگونگی همگرایی به پاسخ‌های جبهه پرتو بهینه نشان داده شد. نتایج شبیه‌سازی همگرایی سریع طرح پیشنهادی به پاسخ‌های بهینه را نشان می‌دهد. روش‌های مبتنی بر بهینه‌سازی با متغیرهای تصمیم‌گیری صحیح دودویی صحت بهینگی نقاط به دست آمده توسط طرح پیشنهادی را تایید می‌کنند ولی از نظر زمان رسیدن به پاسخ‌های بهینه، طرح مبتنی بر الگوریتم NSGA-II بسیار سریع‌تر عمل کرده و برای شبکه‌های واقعی با تعداد کاربر و کانال واقعی مناسب است. مهم‌ترین دستاوردهای این پژوهش شامل در نظر گرفتن کیفیت سرویس کاربران مختلف، بهینه‌سازی توام بهره‌وری و انصاف در تخصیص منابع بین کاربران ثانویه و به دست آوردن نقاط جبهه پرتو برای مساله بهینه‌سازی چندهدفه تخصیص کانال است. در ادامه این پژوهش می‌توان از سایر معیارهای ارزیابی شبکه نظیر گذردهی، انرژی و ریسک دسترسی را به عنوان اهداف مساله بهینه‌سازی چندهدفه در نظر گرفت و با استفاده از طرح پیشنهاد شده در این مقاله، پاسخ‌های بهینه را به ازای اهداف دیگر و یا حتی در ابعاد بیش از دو بعد هم‌زمان جستجو کرد.

مراجع

[1] Federal Communications Commission. (2003). Facilitating opportunities for flexible, efficient, and reliable spectrum use employing cognitive radio technologies. FCC Report, ET Docket03-322.

[2] Marinho, J., & Monteiro, E. (2012). Cognitive radio: Survey on communication protocols, spectrum decision issues, and futureresearch directions. Wireless Networks, 18(2), 147–164.

[3] S. Fischer, M. Petrova, P. Mahonen, and B. Vocking, “Distributed load balancing algorithm for adaptive channel allocation for Cognitive Radios,” 2nd Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CrownCom), Orlando, FL, USA,August 2007.

[4] Tragos, E.; Zeadally, S.; Fragkiadakis, A.; Siris, V. Spectrum assignment in cognitive radio networks: A comprehensive survey.IEEE Commun. Surv. Tutor. 2013, 15, 1108–1135.

[5] Z. Zhao, Z. Peng, S. Zheng, and J. Shang, “Cognitive Radio Spectrum Al- location using Evolutionary Algorithms,” IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 8, no. 9, pp. 4421–4425, Sept. 2009.

[6] Quan Liu, Hongwei Niu, Wenjun Xu, Duzhong Zhang, “A service-oriented spectrum allocation algorithm using enhanced PSO for cognitive wireless networks”, Computer Networks, vol. 74, part B, pp. 81–91, 2014.

[7] G. Tsiropoulos, O. Dobre, M. Ahmed, and K. Baddour, “Radio resource allocation techniques for efficient spectrum access in cognitive radio networks,” IEEE Commun. Surveys Tuts., vol. 18, no. 1, pp. 817–840, 1st Quart. 2016.

[8] Bhardwaj, Piyush, et al. "Enhanced Dynamic Spectrum Access in Multiband Cognitive Radio Networks via Optimized Resource Allocation." IEEE Transactions on Wireless Communications 15.12 (2016): 8093-8106.

[9] F. Ye, R. Yang, and Y. Li, “Genetic Algorithm Based Spectrum Assignment Model in Cognitive Radio Networks,” in *Information Engineering and Computer Science (ICIECS), 2010 2nd International Conference on*. IEEE, 2010, pp. 1–4.

[10] Kalyanmoy Deb. Multi-objective optimization using evolutionary algorithms. Wiley, Chichester, UK, 2001.

[11] K. Deb, A. Pratap, S. Agarwal, and T. Meyarivan, “A fast and elitist multiobjective optimization genetic algorithm: NSGA-II,” *IEEE Trans. Evol. Comput.*,vol. 6, pp. 182–197, Apr. 2002.

[12] D. Porcino and W. Hirt, “Ultra-wideband radio technology: Potential and challenges ahead,” in *Proc. IEEE Commun. Mag.*, Jul. 2003, vol. 41, pp. 66–74.

[13] F. Koroupi, S. Talebi, H. Salehinejad, Cognitive radio networks spectrum allocation: an ACS perspective, Sci. Iranica 19 (3) (2012) 767–773.

[14] Kaur, Maninder Jeet, Harsh K. Verma, and Moin Uddin. "QoS provisioning in channel allocation strategy in cognitive radio using fuzzy logic." International Journal of Machine Intelligence and Sensory Signal Processing 1.3 (2014): 215-231.

مجله کنترل
ISSN (print) 2008-8345
ISSN (online) 2538-3752
جلد ۱۱، شماره ۱، بهار ۱۳۹۶، صفحه ۱۸-۱۱

طراحی کنترل‌کننده چند متغیره غیرخطی و بهینه برای ردیابی مسیر ربات‌های متحرک غیرهولونومیک

حسین میرزائی‌نژاد[۱]، علی محمد شافعی[۲]

[۱] استادیار، دانشکدهٔ فنی و مهندسی، بخش مکانیک، دانشگاه شهید باهنر کرمان، h_mirzaeinejad@uk.ac.ir

[۲] استادیار، دانشکدهٔ فنی و مهندسی، بخش مکانیک، دانشگاه شهید باهنر کرمان، shafei@uk.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۶/۱۱/۱۳، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۶/۲/۴)

چکیده: در این مقاله یک کنترل‌کننده غیرخطی چند متغیره با استفاده از روش کنترل پیش‌بین برای ردیابی مسیر ربات‌های متحرک غیرهولونومیک طراحی شده است. اساس این روش، پیش‌بینی پاسخ‌های مدل غیرخطی ربات در بازه زمان پیش‌بین با استفاده از بسط سری تیلور می‌باشد. قوانین کنترلی بهینه بر اساس کمینه کردن اختلاف بین پاسخ‌های مطلوب و پیش‌بینی شده خروجی‌های سیستم به صورت تحلیلی توسعه داده می‌شوند. قوانین کنترلی استخراج شده منجر به خطی‌سازی فیدبک خواهند شد. در اینجا از مدل سینماتیکی غیرخطی ربات برای طراحی کنترل‌کننده و شبیه‌سازی‌ها استفاده شده است. در ادامه، تحلیل و ارزیابی سیستم کنترلی طراحی شده همراه با نتایج شبیه‌سازی شده با استفاده از چندین مانور در شرایط مختلف، عملکرد بالای کنترل‌کننده در ردیابی مسیر مرجع هر مانور را نشان می‌دهند.

کلمات کلیدی: ربات متحرک غیرهولونومیک، کنترل غیرخطی، پیش‌بینی، ردیابی مسیر.

A Nonlinear Optimal Multivariable Controller Design for Trajectory Tracking of Non-Holonomic Mobile Robots

Hossein Mirzaeinejad, Ali Mohammad Shafei

Abstract: In this paper, a predictive approach is applied to design a nonlinear multivariable controller to generate trajectory tracking control commands of non-holonomic robots. In this method, the nonlinear responses of the mobile robot are predicted using Taylor series. The optimal control laws are analytically developed by minimizing the difference between the predicted and the desired responses of the system outputs. The obtained control laws lead to the feedback linearization. Here, the nonlinear kinematics model of mobile robot is used for design of the controller and simulations. The performed analyses along with the simulation results indicate that the designed controller can successfully track the reference trajectories with high performance in different maneuver conditions.

Keywords: Nonholonomic mobile robot, Nonlinear control, Prediction, Trajectory tracking

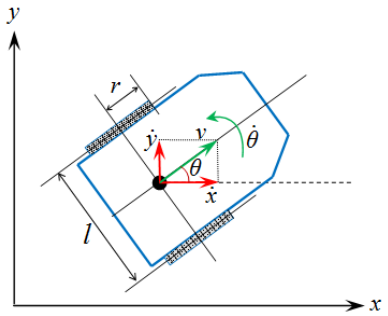
۱- مقدمه

کنترل سیستم‌های با قیود غیرهولونومیک یکی از موضوعاتی است که توجه محققین زیادی را به خود جلب کرده است. در بین این سیستم‌ها، ربات‌های متحرک چرخدار با توجه به کاربرد گسترده‌ای که در صنعت دارند از جایگاه ویژه‌ای برخوردار می‌باشند. از اینرو، مطالعات زیادی در زمینه مدل‌سازی و کنترل این سیستم‌ها انجام شده است [۵-۱]. با توجه به ساختار این ربات‌ها، چرخ‌ها دارای غلتش بدون لغزش بوده و ربات در امتداد محور دوران چرخ‌ها دارای سرعت نمی‌باشد. قید مذکور به عنوان قید غیرهولونومیک شناخته می‌شود. از دیدگاه ریاضی، قیود غیرهولونومیک قیودی هستند که انتگرال‌پذیر نیستند. با توجه به اینکه اینگونه قیود از درجات آزادی سیستم نمی‌کاهند و به عبارتی این قیدها در کنار معادلات سیستم در نظرگرفته می‌شوند، لذا وجود این قیود موجب افزایش پیچیدگی در مدل‌سازی دینامیکی و کنترل این ربات‌ها می‌شود. در واقع، چالش اصلی در سیستم‌های غیر هولونومیک این است که تعداد درجات آزادی کنترل‌پذیر از تعداد کل درجات آزادی سیستم کمتر می‌باشد. بنابراین، پیدا نمودن ورودی‌های کنترلی مناسب برای تضمین پایداری تمام متغیرهای حالت مورد نظر می‌باشد. در این بین، مسئله ردیابی مسیرهای زمانی با دقت بالا در ربات‌های متحرک چرخدار، با توجه به کاربردهای گوناگون آن از اهمیت بالایی برخوردار است. از این جهت، مطالعات زیادی با روش‌های مختلف در این زمینه با اهداف ردیابی و پایدارسازی انجام گرفته است که می‌توان از طراحی کنترل‌کننده مبتنی بر روش لیاپانوف [۶]، استفاده از روش کنترل تطبیقی [۸،۷]، روش مد لغزشی [۱۲-۹]، روش خطی‌سازی فیدبک [۱۳]، کنترل مقاوم [۱۴]، روش فازی [۱۵]، روش برگشت به عقب [۱۶،۱۷]، ترکیبی از روش‌های فازی شبکه‌های عصبی [۱۸] و... نام برد. در مرجع [۱۹]، یک کنترل‌کننده تناسبی-مشتقی بهینه مبتنی بر خطی‌سازی فیدبک برای ردیابی مسیر توسط ربات چرخدار طراحی شده است. در تحقیقی دیگر روش کنترلی رویتگر فعال مبتنی بر فیلتر کالمن برای کنترل دینامیکی ربات‌های متحرک پیشنهاد شده است [۲۰]. همچنین، از نمونه مطالعاتی که از روش‌های بهینه استفاده نموده‌اند می‌توان مرجع [۲۱] را نام برد که در آن کنترل‌کننده‌ای بهینه به روش افق زمانی پیش رو یا روش کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل ارائه شده است. البته باید یادآوری کرد که استفاده از روش‌های محاسبات عددی برای حل مسئله بهینه سازی آسان نبوده و پیاده سازی آنها نیز مشکل بوده و با تاخیر زمانی زیاد همراه می‌باشد.

در این مقاله، یک روش بهینه جدید برای طراحی کنترل‌کننده غیرخطی چندمتغیره برای ردیابی مسیر ربات متحرک چرخدار توسعه داده شده و سپس تحلیل می‌گردد. این روش قبلاً توسط نویسندگان در طراحی کنترل‌کننده سیستم ترمز ضدقفل برای سیستم‌های تک ورودی-تک خروجی و چند ورودی-چند خروجی برای ردیابی لغزش چرخ‌ها بکار گرفته شده است [۲۵-۲۲]. وجه تمایز این روش با روش کنترل پیش‌بین مبتنی بر مدل مورد استفاده در کارهای گذشته در این است که در حالت کلی روش کنترل پیش‌بین متداول در هر مرحله کنترلی نیاز به حل مسئله بهینه‌سازی به صورت همزمان و عددی دارد و به همین دلیل با ایجاد تأخیر همراه بوده و بنابراین برای پیاده سازی مناسب نمی‌باشد. اما روش کنترلی ارائه شده در این مقاله منجر به رسیدن به قوانین کنترلی تحلیلی می‌شود که مشکلات ذکرشده را ندارد. اساس این روش، پیش‌بینی پاسخ مدل غیرخطی ربات است. به این ترتیب که ابتدا پاسخ غیرخطی ربات توسط بسط سری تیلور پیش‌بینی شده و سپس قانون کنترلی از طریق حداقل کردن اختلاف پاسخ‌های مطلوب و پیش‌بینی شده بدست می‌آید. از طرفی با توجه به چالش اصلی در سیستم‌های غیر هولونومیک که ذکر شد، قابلیت این روش را می‌توان در پیدا نمودن ورودی‌های کنترلی مناسب برای تضمین پایداری تمام متغیرهای حالت مطلوب نام برد. پس از طراحی کنترل‌کننده، تحلیل خطای ردیابی به صورت تحلیلی بررسی می‌گردد و اثر پارامتر زمان پیش‌بین که به عنوان یک پارامتر آزاد کنترلی می‌باشد مورد ارزیابی قرار گرفته و نشان داده خواهد شدکه قوانین کنترلی منجر به خطی‌سازی فیدبک خواهند شد. در ادامه به منظور نشان دادن کارایی سیستم کنترلی طراحی شده، شبیه‌سازی‌های لازم بر روی مدل ربات با سه درجه‌آزادی در مانورهای مختلف انجام شده است. نتایج تحلیل‌ها و شبیه‌سازی‌ها، نشان از عملکرد مناسب سیستم کنترلی پیشنهادی در رسیدن به اهداف مورد نظر می‌باشد.

۲- بیان مسئله

ساختار کلی یک ربات متحرک چرخدار متشکل از دو چرخ محرک که روی یک محور قرار گرفته‌اند در شکل ۱ نشان داده شده است. چرخ‌ها دارای شعاع یکسان r بوده و به فاصله l از یکدیگر قرار گرفته‌اند. هر دو چرخ به منظور حرکت و جهت‌دهی ربات به صورت مستقل توسط دو فعال‌کننده (دو موتور DC) به حرکت در می‌آیند. مطابق با شکل ۱، ربات در صفحه دو بعدی متشکل از سه درجه آزادی شامل دو حرکت انتقالی و یک حرکت دورانی است. به طوری که (x, y) موقعیت مرکز محور که چرخ‌ها روی آن قرار گرفته‌اند و θ نشان‌دهنده زاویه قرار گرفتن ربات می‌باشد.



شکل ۱: پیکربندی ربات متحرک چرخدار

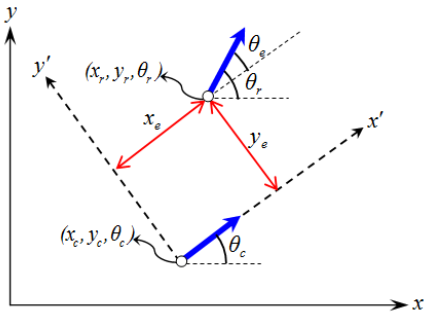
با توجه به اینکه ربات در امتداد محور دوران چرخ‌ها دارای سرعت نمی‌باشد، در نتیجه داریم:

$$\begin{bmatrix}-\sin\theta & \cos\theta\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\dot{x}\\ \dot{y}\end{bmatrix}=0 \qquad (۱)$$

معادله قیدی فوق انتگرال‌پذیر نبوده و لذا به عنوان قید غیرهولونومیک شناخته می‌شود. همچنین، معادلات حاکم بر اساس مدل سینماتیکی مرتبه اول ربات عبارتند از:

$$\dot{q}=\begin{bmatrix}\dot{x}\\ \dot{y}\\ \dot{\theta}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\cos\theta & 0\\ \sin\theta & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}v\\ \omega\end{bmatrix} \qquad (۲)$$

بطوری که $q^T=[x\ y\ \theta]$ بردار مختصات تعمیم یافته بوده، v سرعت انتقالی و ω سرعت زاویه‌ای ربات می‌باشند. در سیستم کنترلی از دو موقعیت $q_c^{\ T}=[x_c\ y_c\ \theta_c]$ و $q_r^{\ T}=[x_r\ y_r\ \theta_r]$ استفاده خواهد شد که اولی مربوط به موقعیت جاری ربات و دومی مربوط به موقعیت یا مسیر مرجع ربات است که باید توسط کنترل‌کننده ردیابی شود.



شکل۲: خطای موقعیت ربات

با توجه به شکل۲ و در نظرگرفتن دستگاه مختصات مرجع $x-y$ و دستگاه مختصات نسبی $x'-y'$ به مرکز (x_c-y_c) و در جهت θ_c، خطای موقعیت $e^T=[e_x\ \ e_y\ \ e_\theta]$ را می‌توان به صورت زیر تعریف کرد:

$$\begin{bmatrix}e_x\\ e_y\\ e_\theta\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\cos\theta_c & \sin\theta_c & 0\\ -\sin\theta_c & \cos\theta_c & 0\\ 0 & 0 & 1\end{bmatrix}(q_r-q_c) \qquad (۳)$$

با استفاده از رابطه (۲) داریم:

$$\dot{x}_r\sin\theta_r=\dot{y}_r\cos\theta_r \qquad (۴)$$

حال با مشتق‌گیری از معادلات (۳)، استفاده از رابطه (۴) و برخی محاسبات ریاضی، می‌توان مدل خطا را به صورت زیر بدست آورد [۲۶]:

$$\begin{bmatrix}\dot{e}_x\\ \dot{e}_y\\ \dot{e}_\theta\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\cos e_\theta & 0\\ \sin e_\theta & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}v_r\\ \omega_r\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}-1 & e_y\\ 0 & -e_x\\ 0 & -1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}v\\ \omega\end{bmatrix} \qquad (۵)$$

توجه شود که در کلیه روابط اندیس r مربوط به مدل مرجع می‌باشد.

۳- طراحی سیستم کنترلی

با نوشتن معادلات (۵) به فرم فضای حالت زیر داریم:

$$\begin{cases}\dot{x}_1=v_r\cos x_3-u_1+x_2u_2\\ \dot{x}_2=v_r\sin x_3-x_1u_2\\ \dot{x}_3=\omega_r-u_2\end{cases} \qquad (۶)$$

که در آن $\mathbf{x}^T=[x_1\ x_2\ x_3]=[e_x\ e_y\ e_\theta]$ بردار متغیرهای حالت و $\mathbf{u}^T=[u_1\ u_2]=[v\ \omega]$ بردار ورودی‌های کنترلی می‌باشند. حال هدف، طراحی یک کنترل‌کننده با دو ورودی برای سیستم با معادلات (۶) است که با ردیابی مسیر مرجع، خطای ردیابی $\mathbf{e}^T=[e_x\ e_y\ e_\theta]$ صفر شده و به عبارتی دیگر، پایداری سیستم مذکور تضمین شود. بدین منظور، در اینجا از روش کنترل غیرخطی پیش‌بین مبتنی بر بهینه‌سازی استفاده خواهد شد. به طور کلی در این روش، ابتدا خروجی‌های سیستم موردنظر توسط بسط سری تیلور پیش‌بینی شده و سپس با کمینه کردن تابع عملکرد که براساس خطاهای پیش‌بینی شده تعریف می‌شود، قوانین کنترلی به صورت بهینه و تحلیلی بدست می‌آیند. علاوه بر مزیت‌های مذکور در این روش، می‌توان از قابلیت آن برای پایدارسازی یک سیستم غیرخطی با انتخاب خروجی‌های مناسب نیز نام برد. با انتخاب خروجی‌های زیر داریم:

$$\begin{cases}y_1=x_1-x_2\,\mathrm{sgn}(\omega_r)\\ y_2=x_3\end{cases} \qquad (۷)$$

که در آن $\mathrm{sgn}(.)$ تابع علامت می‌باشد. در بخش تحلیل و ارزیابی قوانین کنترلی نشان داده خواهد شد که انتخاب خروجی‌های فوق منجر به خطی‌سازی فیدبک ورودی-خروجی سیستم و پایدارسازی آن می‌شود. حال برای توسعه قوانین کنترل غیرخطی، یک شاخص عملکرد به نحوی که خطاهای ردیابی در لحظه بعدی را جریمه کند به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$J(u_1,u_2)=\frac{1}{2}\sum_{i=1}^{2}e_i^{\ 2}(t+h) \qquad i=1,2 \qquad (۸)$$

که h زمان پیش‌بین بوده و یک عدد حقیقی مثبت است و e_i هاخطاهای ردیابی می‌باشند:

$$e_i(t+h)=y_i(t+h)-y_{di}(t+h) \qquad i=1,2 \qquad (۹)$$

از آنجایی که فرض شده است که هیچ محدودیتی روی ورودی کنترلی برای رسیدن به ردیابی کامل نداریم، شاخص عملکرد (۸)، شامل وزن روی ورودی کنترلی نبوده و به عبارتی، طراحی بر اساس کنترل ارزان است. از طرفی اهمیت خطاهای ردیابی یکسان فرض شده و بنابراین روی خطاها وزن یکسان در نظر گرفته شده است. حال به منظور توسعه شاخص عملکرد (۸) به عنوان تابعی از ورودی کنترلی، لازم است که خروجی‌های سیستم برای بازه زمان بعدی با استفاده از بسط سری تیلور

پیش‌بینی شوند. در ابتدا $y_i(t+h)$ به وسیله سری تیلور مرتبه qام در زمان t به صورت زیر بسط داده می‌شود:

$$y_i(t+h) = y_i(t) + h\dot{y}_i(t) + \frac{h^2}{2!}\ddot{y}_i(t) + \cdots + \frac{h^q}{q!}y_i^{(q)}(t) \quad i=1,2 \tag{۱۰}$$

در ادامه، مسئله اصلی انتخاب مرتبه بسط q برای خروجی‌های سیستم می‌باشد به طوری که با اهداف طراحی کنترل‌کننده بر اساس پیش‌بینی متناسب باشد. معمولاً مرتبه بسط که مشخص‌کننده بالاترین مرتبه مشتق خروجی استفاده شده در پیش‌بینی است، به جمع درجه نسبی سیستم غیرخطی و مرتبه کنترلی انتخاب شده محدود می‌گردد [۲۷]. همچنین، درجه نسبی از معادلات دینامیکی سیستم غیرخطی قابل حصول بوده و برابر با پایین‌ترین مرتبه مشتق خروجی است که در آن ورودی کنترلی برای اولین بار به طور صریح در معادلات ظاهر می‌شود [۲۸]. با توجه به معادلات سیستم (۶)، هر دو خروجی سیستم نسبت به هر دو ورودی دارای درجه نسبی یک، $q=1$، می‌باشند. از طرف دیگر برای رسیدن به یک انرژی کنترلی پایین و جلوگیری از پیچیدگی قانون کنترلی، مرتبه کنترلی در اینجا به حداقل ممکن یعنی صفر محدود می‌شود. این انتخاب، یعنی مرتبه کنترلی صفر، باعث می‌شود که انرژی کنترلی در یک بازه زمان پیش‌بینی ثابت مانده و مشتقات ورودی کنترلی در پیش‌بینی خروجی ظاهر نشود.

$$\frac{d}{d\tau}u(t+\tau) = 0 \quad for \;\; \tau \in [0,h] \tag{۱۱}$$

انتخاب مرتبه کنترلی صفر برای سیستم‌های غیرخطی با درجات نسبی پایین مناسب می‌باشد [۲۷]. به طور معمول، مرتبه کنترل به عنوان یک پارامتر آزاد بوده و متناسب با مشخصات سیستم کنترلی و محدودیت‌های انرژی کنترلی توسط طراح تعیین می‌گردد.

بدین ترتیب با توجه به دلایل فوق، سری مرتبه اول متناسب با درجه نسبی سیستم برای بسط خروجی‌های سیستم کافی می‌باشد.

$$y_i(t+h) = y_i(t) + h\dot{y}_i(t) \quad i=1,2 \tag{۱۲}$$

با جایگذاری معادلات (۶) در (۱۲) و استفاده از خروجی‌های انتخاب شده داریم:

$$\begin{aligned} y_1(t+h) &= y_1 + h(\dot{x}_1 - \dot{x}_2) \\ &= x_1 - x_2\,\mathrm{sgn}(\omega_r) + h(x_2u_2 - u_1 + \\ &\quad v_r\cos x_3 + x_1u_2 - v_r\sin x_3) \\ y_2(t+h) &= y_2 + h\dot{x}_3 \\ &= x_3 + h(\omega_r - u_2) \end{aligned} \tag{۱۳}$$

حال با جایگذاری معادلات (۱۳) در (۸) و با توجه به اینکه مقادیر مطلوب خروجی‌ها صفر می‌باشد، شاخص عملکرد بسط داده شده به عنوان تابعی از ورودی‌های کنترلی بدست می‌آید. با اعمال شرط بهینگی داریم:

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial u_1} = 0 \Rightarrow \quad & A_{11}u_1 + A_{12}u_2 + B_1 = 0 \\ \frac{\partial J}{\partial u_2} = 0 \Rightarrow \quad & A_{21}u_1 + A_{22}u_2 + B_2 = 0 \end{aligned} \tag{۱۴}$$

بدین ترتیب قوانین کنترلی به صورت زیر محاسبه می‌شوند:

$$u_1 = -\frac{1}{A_{11}}(A_{12}u_2 + B_1) \tag{۱۵}$$

$$u_2 = \frac{B_2A_{11} - B_1A_{12}}{A_{12}^{\;2} - A_{11}A_{22}} \tag{۱۶}$$

بطوری که

$$\begin{aligned} &A_{11} = -h, \quad A_{12} = h(x_1 + x_2\,\mathrm{sgn}(\omega_r)), \\ &B_1 = x_1 - x_2\,\mathrm{sgn}(\dot{\phi}_r) + hv_r(\cos x_3 - \sin x_3\,\mathrm{sgn}(\omega_r)), \\ &A_{21} = -h(x_1 + x_2\,\mathrm{sgn}(\omega_r)), \\ &A_{22} = h(1 + (x_1 + x_2\,\mathrm{sgn}(\omega_r))^2), \\ &B_2 = -(x_3 + h\omega_r) + (x_2 + x_1\,\mathrm{sgn}(\omega_r))(x_1 - x_2\,\mathrm{sgn}(\omega_r) \\ &\quad + hv_r(\cos x_3 - \sin x_3\,\mathrm{sgn}(\omega_r))) \end{aligned} \tag{۱۷}$$

شکل بسط داده شده قوانین کنترلی با جایگذاری روابط (۱۷) در (۱۵) و (۱۶) همراه با برخی ساده‌سازی‌ها به صورت زیر قابل محاسبه می‌باشند:

$$\begin{aligned} u_1 = \frac{1}{h}&(x_1 - x_2\,\mathrm{sgn}(\omega_r) + (x_2 + x_1\,\mathrm{sgn}(\omega_r))(x_3 + h\omega_r) \\ &+ hv_r(\cos x_3 - \sin\, x_3\,\mathrm{sgn}(\omega_r))), \end{aligned} \tag{۱۸}$$

$$u_2 = \frac{1}{h}(x_3 + h\omega_r) \tag{۱۹}$$

قوانین کنترلی فیدبک فوق که شکل بسته دارند تابع عملکرد (۸) را کمینه می‌کنند. در اینجا ورودی‌های کنترلی سرعت خطی و سرعت زاویه‌ای محاسبه شده‌اند که در واقع باید با استفاده از مدل دینامیکی ربات،گشتاورهای اعمالی لازم به چرخ‌ها برای تولید ورودی‌های مذکور محاسبه شوند. در بخش بعدی قوانین کنترلی بدست آمده مورد تحلیل و ارزیابی قرار خواهند گرفت.

۳-۱- تحلیل و ارزیابی قوانین کنترلی

در این قسمت ویژگی‌های اصلی قوانین کنترلی (۱۸) و (۱۹) و همچنین اهمیت پارامتر آزاد زمان پیش‌بینی h در قوانین کنترلی بررسی خواهد شد.با مشتق‌گیری از خروجی اول رابطه (۷) با فرض $\omega_r \neq 0$ و جایگذاری معادلات سیستم (۶) در آن، خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \dot{y}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{x}_2\,\mathrm{sgn}(\omega_r) \\ &= -u_1 + u_2(x_2 + x_1\,\mathrm{sgn}(\omega_r)) + \\ &\quad v_r(\cos x_3 - \sin\, x_3\,\mathrm{sgn}(\omega_r)) \end{aligned} \tag{۲۰}$$

قراردان قوانین کنترلی (۱۸) و (۱۹) در رابطه (۲۰) منجر می‌شود به:

$$\dot{y}_1 + \frac{1}{h} y_1 = 0 \qquad (۲۱)$$

به همین ترتیب برای خروجی دوم خواهیم داشت:

$$\dot{y}_2 + \frac{1}{h} y_2 = 0 \qquad (۲۲)$$

واضح است که دینامیک خطاهای (۲۱) و (۲۲) خطی و مستقل از زمان می‌باشند. مشاهده می‌شود که قوانین کنترلی منجر به حالت خاصی از خطی‌سازی ورودی-خروجی می‌شوند. بدین ترتیب، سیستم حلقه بسته خطی و به ازای هر $h>0$ پایدار نمایی است و با کمتر کردن زمان پیش‌بین h می‌توان سرعت پاسخ‌دهی را افزایش داد. در این حالت داریم:

$$if\ t \to \infty, \quad \Rightarrow \begin{cases} y_1 \to 0 \Rightarrow x_1 \to x_2 \operatorname{sgn}(\omega_r) \\ y_2 \to 0 \Rightarrow x_3 \to 0. \end{cases} \qquad (۲۳)$$

هم اکنون با قرار دادن روابط (۲۳) و قوانین کنترلی (۱۸) و (۱۹) در دو معادله اول از معادلات (۶) خواهیم داشت:

$$\dot{x}_1 + \omega_r \operatorname{sgn}(\omega_r) x_1 = 0 \qquad (۲۴)$$

$$\dot{x}_2 + \omega_r \operatorname{sgn}(\omega_r) x_2 = 0 \qquad (۲۵)$$

با توجه به اینکه $\omega_r \neq 0$ معادلات (۲۴) و (۲۵) پایدار نمایی بوده و به عبارتی خواهیم داشت:

$$if \quad t \to \infty \Rightarrow \begin{cases} x_1 \to 0 \\ x_2 \to 0 \end{cases} \qquad (۲۶)$$

بنابراین با توجه به معادلات (۲۲)، (۲۴) و (۲۵) می‌توان نتیجه گرفت که سیستم کنترلی پیشنهادی با قوانین کنترلی (۱۸) و (۱۹) خطای ردیابی $\boldsymbol{e}^T = [e_x\ e_y\ e_\theta]$ را صفر می‌کند. در بخش بعدی به منظور نشان دادن عملکرد سیستم کنترلی طراحی شده در مواجه‌شدن با مانورهای مختلف، نتایج شبیه‌سازی‌های انجام گرفته مورد بررسی قرار خواهند گرفت.

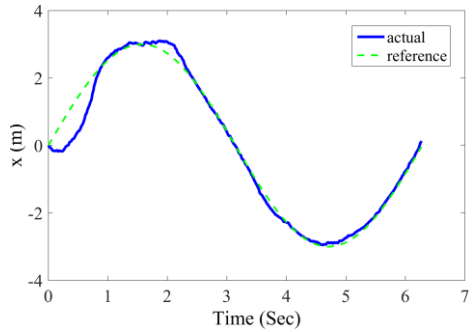
۴- نتایج شبیه‌سازی

برای نشان دادن عملکرد سیستم کنترلی، شبیه‌سازی‌های لازم بر روی مدل سینماتیکی ربات متحرک چرخدار با سه درجه‌آزادی انجام شده است. به منظور بررسی عملکرد کنترل‌کننده در شرایط واقعی، به متغیرهای حالت سیستم نویز سفید اعمال شده است. در مانور اول، هدف ردیابی مدل مرجع با معادلات زیر می‌باشد:

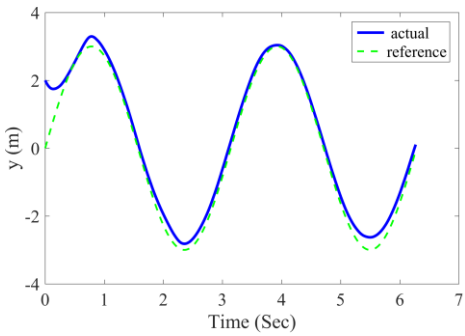
$$\begin{aligned} x_r &= 3\sin t \\ y_r &= 3\sin(2t) \end{aligned} \qquad (۲۷)$$

با توجه به رابطه (۲۷) موقعیت اولیه مسیر مرجع $\mathbf{x_r}(0) = (0,0,1.1071)^T$ می‌باشد. همچنین موقعیت اولیه واقعی ربات $\mathbf{x}(0) = (0,2,\pi/4)^T$ در نظر گرفته شده است. در شکل ۳ تغییر زمانی متغیرهای موقعیت ربات (x, y) نمایش داده شده است.

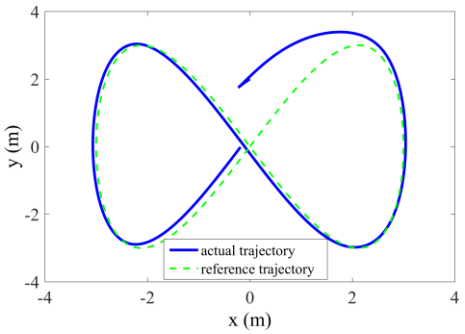
همان‌گونه که در این شکل دیده می‌شود، پاسخ‌های زمانی موقعیت ربات به سرعت توانسته‌اند به پاسخ‌های مدل مرجع برسند. همچنین از مقایسه مسیر ربات با مسیر مرجع در شکل ۴ نیز می‌توان به توانایی کنترل‌کننده طراحی شده در ردیابی مسیر مورد نظر با دقت بالا پی برد.



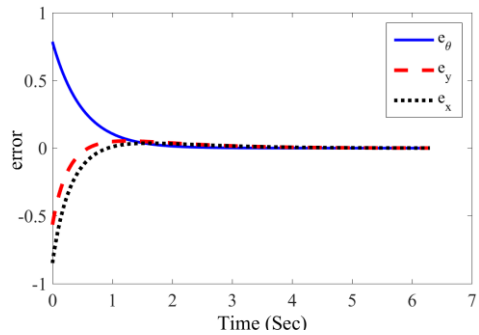
شکل ۳- الف: مقایسه مسیر ربات با مسیر مرجع (۲۷) (تغییرات زمانی x)



شکل ۳- ب: مقایسه مسیر ربات با مسیر مرجع (۲۷) (تغییرات زمانی y)



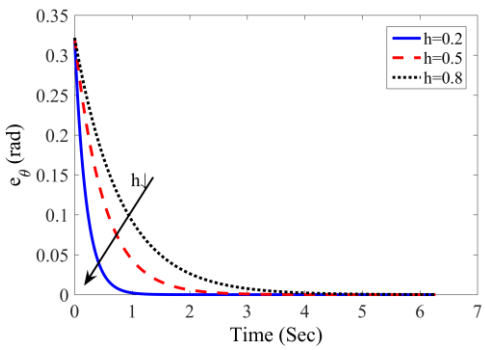
شکل ۴: مقایسه مسیر ربات در صفحه $x-y$ با مسیر مرجع (۲۷)



شکل ۵: خطاهای ردیابی مربوط به موقعیت انتقالی و موقعیت زاویه‌ای ربات (ردیابی مدل مرجع (۲۷))

به‌علاوه، در شکل ۵ خطاهای ردیابی موقعیت طولی ربات (e_x, e_y) و خطای ردیابی موقعیت زاویه‌ای ربات e_θ، نمایش داده شده است. مشاهده می‌شود که در هر مورد، خطای اولیه به سرعت به صفر رسیده است.

در ادامه به منظور نشان دادن اثر پارامتر کنترلی h روی عملکرد سیستم کنترلی، شکل ۶ به ازای مقادیر مختلفی از زمان پیش‌بین برای خطای ردیابی موقعیت زاویه‌ای روبات شبیه‌سازی شده است. مشاهده می‌شود که با کاهش مقدار زمان پیش‌بین h، خطای ردیابی کمتر می‌شود و سرعت پاسخ‌دهی افزایش می‌یابد. البته باید توجه داشت که کاهش زمان پیش‌بین باعث افزایش انرژی کنترلی در ابتدای مانور می‌شود. زیرا انرژی کنترلی با زمان پیش‌بین مطابق با قوانین کنترلی (۱۸) و (۱۹) رابطه معکوس دارد. بنابراین می‌توان با تنظیم پارامتر کنترلی h مصالحه‌ای بین خطای ردیابی و انرژی کنترلی انجام داد.

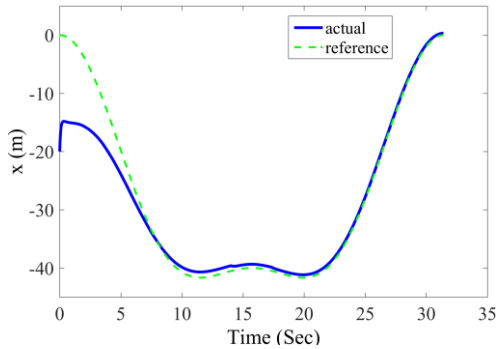


شکل ۶: اثر زمان پیش‌بین h روی عملکرد سیستم کنترلی (خطای ردیابی موقعیت زاویه‌ای مرجع(۲۷))

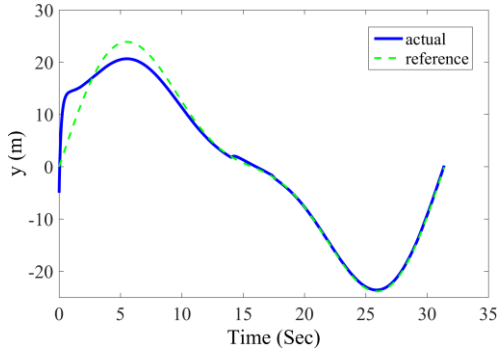
در مانور دوم، هدف ردیابی مدل مرجع با معادلات زیر می‌باشد:

$$\begin{aligned} x_r &= (20 + 15\cos(0.2t)\ \cos(0.2t) - 35) \\ y_r &= (20 + 15\cos(0.2t)\sin(0.2t)) \end{aligned} \qquad (۲۸)$$

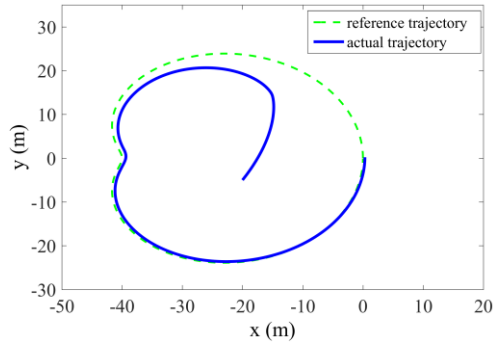
با توجه به رابطه (۲۸) موقعیت اولیه مسیر مرجع $\mathbf{x}_r(0) = (0,0,\pi/2)^T$ می‌باشد. همچنین موقعیت اولیه واقعی ربات $\mathbf{x}(0) = (-20,-5,\pi/3)^T$ در نظر گرفته شده است. جهت رعایت اختصار، در این مانور تنها چند نمودار انتخاب و رسم شده است. شکل‌های ۷ و ۸ به ترتیب مقایسه پاسخ‌های زمانی موقعیت ربات و میسر ربات در صفحه $x-y$ را با پاسخ‌های مرجع نشان می‌دهند.



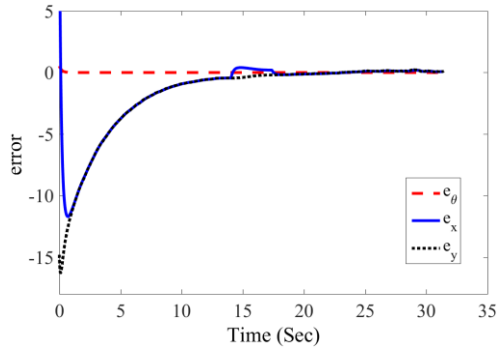
شکل ۷-الف: مقایسه مسیر ربات با مسیر مرجع (۲۸) (تغییرات زمانی x)



شکل ۷-ب: مقایسه مسیر ربات با مسیر مرجع (۲۸) (تغییرات زمانی y)

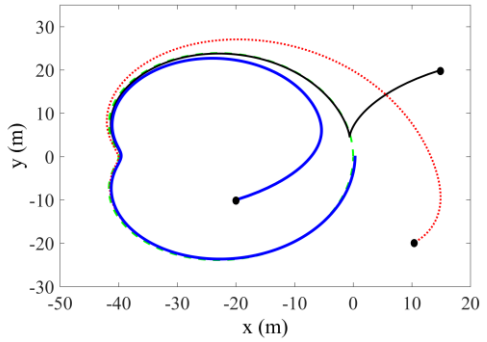


شکل ۸: مقایسه مسیر ربات در صفحه $x-y$ با مسیر مرجع (۲۸)

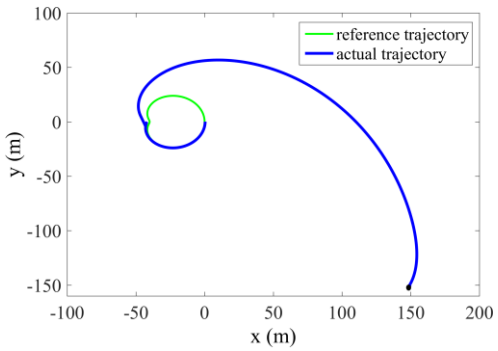


شکل ۹: خطاهای ردیابی مربوط به موقعیت انتقالی و موقعیت زاویه‌ای ربات (ردیابی مدل مرجع (۲۸))

در شکل ۹ نیز، خطاهای ردیابی موقعیت طولی ربات (e_x, e_y) و خطای ردیابی موقعیت زاویه‌ای ربات e_θ، نمایش داده شده است. مشاهده می‌شود که در این مانور هم پاسخ‌ها انطباق بسیار خوبی با پاسخ‌های مرجع دارند. در پایان، به منظور نشان دادن عملکرد سیستم کنترلی در شرایط اولیه مختلف، شکل ۱۰ شبیه‌سازی شده است. در شکل ۱۰-الف مشاهده می‌شود که به ازای شرایط اولیه مختلف، ربات توانسته به خوبی مسیر مرجع مورد نظر را ردیابی نماید. برای نشان دادن عملکرد سیستم کنترلی برای شرایط اولیه دور از مسیر مرجع شکل ۱۰-ب شبیه‌سازی شده است. مشاهده می‌شود که شرایط اولیه خیلی دور از مسیر مرجع، زمان و کیفیت رسیدن به مسیر مرجع را تحت تاثیر خواهد گذاشت، اما با دقت قابل قبولی مسیر مرجع ردیابی می‌شود.



شکل ۱۰-الف: مسیرهای ربات در ردیابی مدل مرجع (۲۸) به ازای شرایط اولیه مختلف



شکل ۱۰-ب: مسیر ربات در ردیابی مدل مرجع (۲۸) به ازای شرایط اولیه دور از مسیر مرجع

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله روش کنترل پیش‌بین برای طراحی کنترل‌کننده غیرخطی چند ورودی-چندخروجی به شکل تحلیلی و بهینه به منظور ردیابی مسیر مرجع توسط ربات متحرک چرخدار با قید هولونومیک توسعه داده شد. در ادامه با انتخاب خروجی‌های مناسب، ورودی‌های کنترلی مناسب برای پایدارسازی سیستم استخراج گردید. در بخش تحلیل و ارزیابی، دینامیک خطای ردیابی کنترل‌کننده پیشنهادی استخراج شده و پایداری تمامی حالت‌های سیستم مورد بررسی قرار گرفت. در پایان نتایج شبیه‌سازی‌ها در مانورهای مختلف، عملکرد مناسب سیستم کنترلی پیشنهادی در رسیدن به اهداف مورد نظر را نشان داد.

مراجع

[1] C.Wang, Z. Liang and Q. Jia, "Dynamic feedback robust stabilization of nonholonomic mobile robots based on visual servoing," Journal of Control Theory Application., vol. 8, pp. 139-144, 2010.

[2] S. Blažič, "A novel trajectory-tracking control law for wheeled mobile robots," Mechatronics Robotics and Autonomous Systems., vol. 59, pp. 1001-1007, 2011.

[3] A. Keymasi, B. M. Rahimi and S. Ali. A. Moosavian, "Non-Model-Based Control for a Wheeled Mobile Robot Towing two Trailers," Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part K: Journal of Multi-body Dynamics, vol. 229, pp. 97 – 108, 2014.

[4] M. Asif and M. J. Khan, "Feedforward and Feedback Kinematic Controllers for Wheeled Mobile Robot Trajectory Tracking," Journal of Automation and Control Engineering, vol. 83, pp. 178-182, 2015.

[5] K. J. Kalinski and M. Mazur, "Optimal control at energy performance index of the mobile robots following dynamically created trajectories," Mechatronic, vol. 37, pp. 79-88, 2016.

[6] C. Samson,"Time-varying feedback stabilization of car like wheeled mobile robot," International Journal of Robotics Research, vol. 12, pp. 55-64, 1993.

[7] F. Pourboghrat and M. P. Karlsson, "Adaptive control of dynamicmobile robotswith nonholonomic constraints," Computers & Electrical Engineering, vol. 28, pp. 241-253, 2002.

[8] F. N. Matins, W. C. Celeste, R. Carelli, M. Sarcinelli-Filho and T. F. Bastosfilho, "An adaptive dynamic controller for autonomous mobile robot trajectory tracking," Control Engineering Practice, vol. 16, pp. 1354-1363, 2008.

[9] J. X. Xu, Z. Q. Guo and T. H. Lee , "Design and Implementation of Integral Sliding-Mode Control on an Underactuated Two-Wheeled Mobile Robot," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, pp. 3672-3681, 2014.

[10] M. Asif, M. J. Khan and N. Cai, "Adaptive sliding mode dynamic controller with integrator in the loop for nonholonomic wheeled mobile robot trajectory tracking," Int. J. Control, vol. 87, pp. 964-975, 2014.

[11] Kh. A. Keymasi and S. Ali A. Moosavian, "Adaptive Sliding Mode Control of a Wheeled Mobile Robot Towing a Trailer," Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Jour of Sys and Control Eng, pp. 1 – 15, 2014.

[12] C. Y. Chen, T. H. S. Li, Y. C. Yeh and C. C. Chang, "Design and implementation of an adaptive sliding-mode dynamic controller for wheeled mobile robots," Mechatronics, vol. 19, pp. 156-166, 2009.

[13] Kh. Shojaei, A. M. Shahri and A. Tarakameh, "Adaptive feedback linearizing control of nonholonomic wheeled mobile robots in presence of parametric and nonparametric uncertainties," Robotics and Computer-

[21] D. Gu and H. Hu, "Design Receding Horizon Tracking Control of Wheeled Mobile Robots," IEEE Transactions on Robotics, vol. 14, pp. 743 – 749, 2006.

[۲۲] م. میرزائی، ح. میرزائی‌نژاد، س. وحیدی، د. حیدریان، م. ج. خسروجردی،" کنترل و تخمین غیرخطی لغزش طولی تایر جهت استفاده در سیستم ترمز ضد قفل خودروهای سواری،" مجله کنترل، جلد ۵، ص ۵۱-۴۲، ۱۳۹۱.

[23] H. Mirzaeinejad and M. Mirzaei, "A novel method for non-linear control of wheel slip in anti-lock braking systems," Control Engineering Practice, vol. 18, pp. 918-926, 2010.

[24] H. Mirzaeinejad and M. Mirzaei, "A new approach for modelling and control of two-wheel anti-lock brake systems", Proc IMechE Part K: J Multi-body Dynamics, vol. 225, pp. 179-192, 2011.

[25] H. Mirzaeinejad, M. Mirzaei and R. Kazemi, "Enhancement of vehicle braking performance on split-k roads using optimal integrated control of steering and braking systems," Proc IMechE Part K: J Multi-body Dynamics, vol. 230, pp. 401-415, 2016.

[26] Y. Kanayama, Y. Kimura, F. Miyazaki and T. Noguchi, "A stable tracking control method for an autonomous mobile robot," International Conference on Robotics and Automation, USA, pp. 384-389, 1990.

[27] W. H. Chen, D. J. Balance and P. J. Gawthrop, "Optimal control of nonlinear systems: a predictive control approach," Automatica, vol. 39, pp. 633-641, 2003.

[28] J .J .E. Slotine and W. Li, "Applied Nonlinear Control," Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1991.

Integrated Manufacturing, vol 27, pp.194–204, 2011.

[14] Kh. A. Keymasi and S. Ali A. Moosavian, "Robust Adaptive Controller for a Tractor-Trailer Mobile Robot," IEEE-ASME Transactions on Mechatronics, vol 19, pp 943 – 953, 2014.

[15] S.G.Tzafestas, K.M. Deliparaschos and G.P. Moustris, "Fuzzy logic path tracking control for autonomous non-holonomicmobile robots: design of system on a chip," Robotics and Autonomous Systems, vol. 58, pp. 1017-1027, 2010.

[16] Z. P. Jinag and H. Nijmeijer, "control of mobile robots: A case study in backstepping," Robotics and Autonomous Systems, vol. 33, pp. 1393-1399, 1997.

[17] R. Fierro and F. L. Lewis, "Control of a nonholonomic mobile robot: Backstepping kinematics into dynamics," In Proc. 34th IEEE CDC,New Orleans, LA, pp. 3805–3810, 1995.

[18] R. J. Wai and C. M. Liu, "Design of dynamic petri recurrent fuzzy neural network and its application to path-tracking control of nonholonomic mobile robot," Computers & Electrical Engineering, vol. 56, pp. 2667-2683, 2009.

[19] M. H. Khooban, "Design an intelligent proportional-derivative (PD) feedback linearization control for nonholonomic-wheeled mobile robot," Journal of Intelligent & Fuzzy Systems, vol. 26, pp. 1833-1843, 2014.

[20] P. Coelho and U. Nunes, "Design Path-following control of mobile robots in presence of uncertainties," IEEE Transactions on Robotics, vol. 21, pp. 252 – 261, 2005.

مجله کنترل
ISSN (print) 2008-8345
ISSN (online) 2538-3752
جلد ۱۱، شماره ۱، بهار ۱۳۹۶، صفحه ۲۵-۱۹

کنترل تطبیقی محدود سیستم تله اپراتوری غیرخطی نامعین با وجود اشباع محرک ها و تاخیر زمانی نامتقارن و متغیر بازمان

سهیل گنجه فر[۱]، سارا رضائی[۲]، فرزاد هاشم زاده[۳]

[۱] دانشیار، دانشکدهٔ مهندسی،گروه برق، دانشگاه بوعلی سینا، s_ganjefar@basu.ac.ir

[۲] دانشجوی دکتری مهندسی برق-کنترل،گروه برق، دانشگاه بوعلی سینا، s.rezaei55@gmail.com

[۳] استادیار، دانشکدهٔ مهندسی برق وکامپیوتر،گروه کنترل، دانشگاه تبریز، farzad.hashemzadeh@gmail.com

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۵/۱۱/۲۹، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۶/۲/۱۴)

چکیده: در این مقاله هدف طراحی کنترل کننده تطبیقی محدود برای سیستم های تله اپراتوری غیرخطی نامعین و مقید به مساله اشباع محرک ها می باشد که در آن تاخیر زمانی موجود در کانال انتقال اطلاعات نیز به صورت متغیر با زمان و نامتقارن است. ساختار کنترلی پیشنهادی یک کنترل کننده تناسبی غیرخطی به همراه یک کنترل کننده دمپینگ غیرخطی بوده که جمله تناسبی تابعی از خطای ردیابی موقعیت بین روبات های فرمانده و فرمانبر می باشد. همچنین جمله های کنترل تطبیقی محدود نیز جهت جبران نامعینی ماتریس جاذبه و ماتریس اصطکاک روبات ها به صورت زمان واقعی[۱]، به این کنترل کننده افزوده می شود. با انتخاب مناسب تابع غیرخطی در معادلات کنترلی روبات ها و با در نظر گرفتن شرایطی برای تخمین پارامترهای نامعلوم، کنترل کننده پیشنهادی علی رغم تاخیر زمانی و نامعینی های پارامتری همواره در باند خطی محرک ها عمل می کند و محدودیتی نیز روی نرخ تغییرات تاخیر ندارد. تحلیل پایداری، محاسبه رابطه تخمینی برای پارامترهای نامعین روبات های فرمانده و فرمانبر و اثبات محدود ماندن سیگنال های سرعت فرمانده و فرمانبر و خطای موقعیت روبات ها با استفاده از تابع لیاپانوف-کراسفسکی و تحت شرایط وابسته به حداکثر تاخیر زمانی اثبات می گردد. سپس از لم باربالات به منظور تحلیل ردیابی مجانبی موقعیت روبات ها استفاده می شود. نتایج شبیه سازی موید کارآیی کنترل کننده در رسیدن اهداف پایداری، ردیابی و عدم اشباع محرک ها می باشد.

کلمات کلیدی: تله اپراتوری غیرخطی، تاخیر زمانی متغیر نامتقارن، اشباع محرک ها، پایداری، کنترل تطبیقی محدود.

Bounded Adaptive Control of Uncertain Nonlinear Teleoperation with Actuators Saturation and Asymmetric Varying Time Delays

Soheil Ganjefar, Sara Rezaei, Farzad Hashemzadeh

Abstract: In this paper, adaptive controller is proposed for bilateral teleoperation systems with parametric uncertainties, asymmetric time-varying delays in their communication channel and sandwich linearity in their actuators. The proposed bounded adaptive approach is a nonlinear-Proportional plus nonlinear Damping *(nP+nD)* controller which nonlinear adaptive terms are also employed locally to cope with the parametric uncertainties. The designed controller has the ability to deal with parameter variations in the dynamics of the master and slave robots . The proposed controller also guarantees asymptotic stability and position tracking and avoiding the inputs to reach their usual actuator bounds. The asymptotic stability and tracking performance of the teleoperation system are proved using a Lyapunov-Krasovskii functional. The effectiveness of the proposed method is corroborated through simulation results.

Keywords: Nonlinear Teleoperation; Asymmetric Time-varying Delay; Actuator Saturation; Asymptotic Stability; Bounded Adaptive Control.

[1] real time

۱- مقدمه

با پیشرفت روز افزون ربات ها در دنیای امروز و لزوم استفاده از آنها در محیط های دور از دسترس و خطرناک، بحث استفاده از ربات ها در فواصل دور و کنترل آنها توجه بسیاری از محققان را به خود جلب نموده است. این کاربرد و کنترل ربات ها در فواصل دورتر تحت عنوان(سیستم های حرکتی از راه دور[1]) مورد بررسی قرار می گیرد. سیستم های حرکتی از راه دور متشکل از اپراتور، دو روبات، کنترل کننده ها، کانال انتقال اطلاعات و محیط کاری می باشند. یکی از روبات ها که با کاربر در ارتباط است، روبات فرمانده و روبات دیگر که با محیط کاری در ارتباط می باشد روبات فرمانبر نامیده می شود. هدف کنترل کننده های روبات فرمانده و فرمانبر تضمین اهداف کنترلی شامل پایداری کل مجموعه سیستم و شفافیت آن می باشد. پایداری سیستم های حرکتی از راه دور به مفهوم کراندارماندن خطای ردیابی و کارایی این سیستم هاکه در حالت کلی با مفهوم شفافیت بیان می شود، به مفهوم افزایش میزان احساس کاربر از محیط کاری می باشد که در فاصله دورتری قرار گرفته است. هرچه این سیستم شفاف تر باشد، کاربر احساس دقیق تری از محیط کاری خواهد داشت. به منظور افزایش میزان شفافیت می بایست از محیط کاری اطلاعات کافی به دست آورده و به کاربر منتقل کرد. در اغلب این سیستم ها اطلاعات نیرو و موقعیت جهت طراحی کنترل کننده به منظور پایدارسازی و افزایش میزان شفافیت مورد استفاده قرار می گیرد.

معمولا به دلیل فاصله زیاد بین روبات های موجود در سیستم های حرکت از راه دور، در انتقال اطلاعات مذکور بین روبات ها تاخیر وجود دارد که این تاخیر مهمترین چالش در کنترل پایداری و کارایی این سیستم ها می باشد. ساختارهای کنترلی متفاوتی جهت جبران تاخیر زمانی پیشنهاد شده است [۱-۹] . اغلب تحقیقات صورت گرفته در زمینه کنترل این سیستم ها برای سیستم های با تاخیر ثابت ومتقارن و یا متغییر با کران خاص و نرخ تغییرات کوچکتر یا برابر یک انجام شده است. درصورتی که در اکثر کاربردهای عملی سیستمهای حرکت از راه دور، تاخیر کانال انتقال به تاخیرهای پردازشی،انتقالی، انتشاری و صف تقسیم می شوند[۱۰, ۱۱]. از آنجا که تاخیرهای پردازش و صف دارای ویژگی تصادفی می باشند، نرخ تغییرات آنها می تواند بزرگتر از یک باشد.

در حالت ایده آل محرک ها توانایی تولید هر گشتاور را داشته و اطلاعات دقیق از پارامترهای سیستم های روباتیکی نیز وجود دارد. ولی در عمل به دلیل نامعلوم بودن یا احتمال تغییرات برخی پارامترهای روبات نظیر اصطکاک، جرم و اغتشاشات خارجی، امکان دسترسی به مقادیر واقعی روبات وجود ندارد. همچنین در مسائل عملی محرک های روبات ها دارای محدودیت های فیزیکی هستند که این امر، دامنه گشتاورهای قابل دسترس را محدود می سازد. اشباع[2]، منطقه مرده[3]، لقی[4] و هیسترزیس[5] از عوامل غیرخطی محرک ها در کاربردهای عملی سیستم های کنترل می باشند. این عوامل غیر قابل پیشگیری بوده و اگر در طراحی کنترل کننده لحاظ نشوند، می توانند عملکرد حلقه بسته سیستم را تخریب و به نتایج غیرقابل پیش بینی و یا غیرقابل انتظار منجر شود. اگر چه با استفاده از موتورهای با گشتاور بالا، تقریبا می توان مانع از بروز اشباع در کنترل کننده های روبات شد، ولی اندازه بزرگ چنین موتورهایی باعث ایجاد مشکلات فراوانی در طراحی روبات ها و کنترل کننده ها می گردد. در این راستا در نظر گرفتن مدل اشباع محرک ها و نامعینی های پارامتری در طراحی کنترل کننده و اثبات پایداری سیستم، روشی کارا می باشد که در نتیجه آن سیگنال کنترلی موثر و پایدار با وجود محرک های با سایز کوچکتر که به ناچار دارای ظرفیت خروجی محدودی می باشند، ایجاد می گردد.

اخیرا تحقیقاتی در خصوص در نظر گرفتن مساله اشباع محرک ها در سیستم های تله اپراتوری صورت گرفته است. در مرجع [۱۲] کنترل کننده PID به صورت ترکیبی با ساختار ضد اشباع برای سیستم تله اپراتوری معین و بدون تاخیر در کانال ارتباطی طراحی شده است. در مرجع [۱۳] ساختاری متفاوت با ترکیب روش متغییرهای موج و کنترل کننده تناسبی غیرخطی برای کنترل سیستم های تله اپراتوری مقید به مساله اشباع ارائه شده است که در آن تاخیر موجود در کانال انتقال اطلاعات ثابت و دینامیک روبات هم معین باشد. در پژوهشی دیگر جهت کنترل موقعیت و تضمین پایداری روبات های فرمانده و فرمانبر معین مقید به مساله اشباع محرک ها با تاخیر زمانی ثابت روش ترکیبی متغییرهای موج با ساختار ضداشباع مطرح شده است [۱۴]. اخیرا این نویسندگان به ارائه ساختار تکمیل شده ای از مقالات [۱۳, ۱۴] پرداختند [۱۵]. در این پژوهش سیستم تله اپراتوری معین و دارای تاخیر زمانی ثابت در کانال ارتباطی می باشد. هاشم زاده و همکارانش [۱۶]، به ارائه کنترل کننده nP+D برای سیستم تله اپراتوری غیرخطی معین دارای تاخیر زمانی متغیر و مقید به مساله اشباع در محرک ها پرداختند. براساس این ساختار، زی[6]و همکارانش با فرض عدم دسترسی به سیگنال های سرعت، کنترل کننده مناسب برای سیستم تله اپراتوری غیرخطی دارای تاخیر زمانی متغیر و مقید به مساله اشباع ارائه نمودند که پایداری سیستم براساس شرایط محدود کننده LMI تضمین می گردد[۱۷]. در مرجع [۱۸] یانگ و همکارانش به ارائه یک کنترل کننده تطبیقی عصبی برای سیستم های تله اپراتوری غیرخطی دارای تاخیر زمانی ثابت در کانال ارتباطی و مقید به اشباع محرک ها پرداختند. کنترل کننده پیشنهادی براساس ساختار PPC[7] طراحی شده است. شرایط وابسته به زمان پایداری

[1] Teleoperation Systems
[2] saturation
[3] Dead zone
[4] Back lash
[5] Hysteresis
[6] Zhai
[7] prescribed performance control

و تضمین ردیابی موقعیت روبات های فرمانده و فرمانبر با استفاده از LMI به دست آمده است.

در این تحقیقات طراحی کنترل کننده براساس اینکه اطلاعات دقیق از پارامترهای روبات وجود داشته باشد یا تاخیر زمانی ثابت باشد، انجام گرفته است که این امر در عمل به دلیل وجود نامعینی ها در روبات ها و تاخیر متغیر با زمان در کانال، امکان پذیر نمی باشد. از دیدگاه کنترلی طراحی کنترل کننده ای که با کمترین محدودیت، پایداری مجانبی و شفافیت را در سیستم تله اپراتوری مقید به مساله اشباع محرک ها و با وجود تاخیر زمانی متغیر نامتقارن در کانال ارتباطی و در حضور نامعینی های دینامیکی تضمین نموده و محدودیتی روی نرخ تغییرات تاخیر نیز نداشته باشد، حائز اهمیت فراوانی می باشد. در تحقیقات که تاکنون در زمینه سیستم های تله اپراتوری صورت گرفته است، روشی که بتواند تمام این مسائل را به صورت یکجا در نظر بگیرد وجود ندارد.

در این مقاله روش طراحی کنترل کننده تطبیقی محدود برای سیستم تله اپراتوری نامعین با تاخیر زمانی نامتقارن و متغیر با زمان و مقید به مساله اشباع محرک ها مورد بررسی قرار می گیرد. ساختار کنترلی پیشنهادی یک کنترل کننده تناسبی غیرخطی به همراه یک کنترل کننده دمپینگ غیرخطی بوده که در آن جمله های کنترل تطبیقی محدود به صورت محلی در هر کنترل کننده به منظور غلبه بر نامعینی های پارامتری در نظر گرفته شده است. با انتخاب مناسب تابع غیرخطی در معادلات کنترلی روبات ها و با در نظر گرفتن شرایطی برای تخمین پارامترهای نامعلوم، کنترل کننده پیشنهادی علی رغم تاخیر زمانی و نامعینی های پارامتری همواره در باند خطی محرک ها عمل می کند و محدودیتی نیز روی نرخ تغییرات تاخیر ندارد. با استفاده از تابع لیاپانوف-کراسفسکی پایداری، تضمین ردیابی مجانبی موقعیت مفاصل بین روبات های فرمانده و فرمانبر اثبات و قانون کنترل تطبیقی جهت مقاوم ساختن سیستم در مقابل نامعینی های پارامتری نیز استخراج می گردد.

در ادامه مقاله در بخش دوم و سوم مدل سیستم تله اپراتوری با کنترل کننده مقید به مساله اشباع و مدل محرک اشباع با ناحیه خطی محدود توصیف می گردد. در بخش چهارم نحوه طراحی کنترل کننده تطبیقی محدود بررسی می گردد. در بخش پنجم کارآیی کنترل کننده و تحلیل پایداری سیستم بررسی می شود. در بخش ششم نتایج شبیه سازی ارائه می شود. در نهایت بخش هفتم نتیجه گیری از روش تحت مطالعه می باشد.

۲- مدل سیستم تله اپراتوری با کنترل کننده مقید به مساله اشباع

مدل سیستم تله اپراتوری غیرخطی با کنترل کننده های مقید به اشباع در محرک ها به صورت زیرمی باشد.

$$\begin{aligned} &M_m\left(q_m(t)\right)\ddot{q}_m(t)+C_m\left(q_m(t),\dot{q}_m(t)\right)\dot{q}_m(t)\\ &+F_m\dot{q}_m(t)+F_{cm}\left(\dot{q}_m(t)\right)+G_m\left(q_m(t)\right)\\ &=\tau_h(t)+S\left(\tau_m(t)\right)\end{aligned} \quad (۱)$$

$$\begin{aligned} &M_s\left(q_s(t)\right)\ddot{q}_s(t)+C_s\left(q_s(t),\dot{q}_s(t)\right)\dot{q}_s(t)\\ &+F_s\dot{q}_s(t)+F_{cs}\left(\dot{q}_s(t)\right)+G_s\left(q_s(t)\right)\\ &=S\left(\tau_s(t)\right)-\tau_e(t)\end{aligned} \quad (۲)$$

در رابطه بالا برای $j\in\{m,s\}$ ، $\ddot{q}_j,\dot{q}_j,q_j\in R^{n\times1}$ بوده و به ترتیب موقعیت، سرعت وشتاب روبات های فرمانده و فرمانبر می باشند. $G_j\left(q_j(t)\right)\in R^{n\times1}$ بردار جاذبه $M_j\left(q_j(t)\right)\in R^{n\times n},C_j\left(q_j(t),\dot{q}_j(t)\right)\in R^{n\times n},$ به ترتیب ماتریس های کوریولیوس و سانتریفوژ و اینرسی می باشند. همچنین $F_j\in R^{n\times n}$ و $F_{cj}\left(\dot{q}_j(t)\right)\in R^{n\times1}$ ضرایب اصطکاک ویسکوز و کولمبی سیستم می باشند. $\tau_e(t)\in R^{n\times1}$ و $\tau_h(t)$ گشتاورهای اعمالی از طرف کاربر و محیط کاری می باشند. $\tau_m(t),\tau_s(t)\in R^{n\times1}$ نیز سیگنال های کنترلی روبات های فرمانده و فرمانبر می باشند که از تابع برداری غیرخطی $S:R^{n\times1}\to R^{n\times1}$ که مربوط به مدل اشباع می باشد عبور کرده و سپس به روبات ها اعمال می گردد. در این پژوهش زیرنویس m نشان دهنده پارامترهای روبات فرمانده و زیرنویس s نشان دهنده پارامترهای روبات فرمانبر می باشد. n نیز معرف تعداد مفاصل روبات ها می باشد.مهمترین ویژگی های مدل غیر خطی روبات ها که در این پژوهش از آنها استفاده می شود به صورت زیر می باشند[۱۹, ۲۰].

۱- ماتریس های اینرسی $M_m\left(q_m(t)\right)$ و $M_s\left(q_s(t)\right)$ ماتریس های متقارن و مثبت معین محدود بوده و دارای باندهای بالا و پایین $0<\mu_m I\le M_m\left(q_m(t)\right)\le\mu_M I$ و $0<\mu_s I\le M_s\left(q_s(t)\right)\le\mu_S I$ می باشند.

۲- ماتریس سانتریفوژ/کوریولیس دارای ویژگی های زیر می باشد:

الف- رابطه بین ماتریس های اینرسی و سانتریفوژ/کوریولیس به صورت $\dot{M}\left(q,\dot{q}\right)=C\left(q,\dot{q}\right)+C^T\left(q,\dot{q}\right),\forall q,\dot{q}\in R^{n\times1},$ می باشد.

ب- براساس رابطه فوق، رابطه $\dot{q}^T\left[\frac{1}{2}\dot{M}\left(q,\dot{q}\right)-C\left(q,\dot{q}\right)\right]\dot{q}=0$ به دست می آید.

ج- برای روبات های دارای مفاصل دورانی، عدد مثبت k_c وجود دارد، به گونه ای که ماتریس سانتریفوژ/کوریولیس به صورت $\left\|C\left(x,y\right)z\right\|\le k_c\left\|y\right\|\left\|z\right\|$ محدود باقی می ماند.

۳- مشتق زمانی $C\left(q(t),\dot{q}(t)\right)$ در صورت محدود بودن $\dot{q}(t)$ و $\ddot{q}(t)$ محدود خواهد بود.

۴- ماتریس اصطکاک متقارن، قطری و مثبت معین محدود و دارای کران بالا و پایین بوده که رابطه زیر را ارضا می نماید.

$$f_m \|x\|^2 \le x^T F x \le f_M \|x\|^2, \forall x \in R^{n\times 1}) \qquad (۳)$$

۵- برای روبات ها دارای مفاصل دورانی، بردار جاذبه $G(q(t))$ محدود می باشد. به عبارت دیگر عدد مثبت γ وجود دارد به طوری که $\|G(q(t))\|_\infty \le \gamma$ یا به عبارتی اعداد مثبت γ_i وجود دارند به طوری که اجزا بردار جاذبه یعنی $g_i(q(t))$ در شرط $|g_i(q(t))| \le \gamma_i$ صدق می کنند.

۶- معادلات حرکت روبات ها با n لینک را می توان به صورت خطی $M(q(t))\ddot{q}(t)+C(q(t),\dot{q}(t))\dot{q}(t)+F\dot{q}(t)+F(\dot{q}(t))+G(q(t))=$ $Y(q(t),\dot{q}(t),\ddot{q}(t))\theta=\tau$ پارامتریزه کرد. که در آن $Y(q(t),\dot{q}(t),\ddot{q}(t)) \in R^{n\times l}$ یک ماتریس تابعی پیوسته بوده که اعضای آن منحصرا به متغییرهای سرعت، موقعیت و شتاب روبات وابسته بوده و شامل توابع شناخته شده می باشد که ماتریس رگرسیون نامیده می شود. همچنین $\theta \in R^l$ برداری ثابت از پارامترهای نامعین روبات می باشد. τ گشتاور کنترلی روبات و l نیز تعداد پارامترهای نامعین روبات می باشد.

۷- ویژگی ششم روبات ها را در نظر گرفته و فرض نمایید که $\theta_{Mj} > 0$ محدوده بالای بردار $|\theta_j|$ بوده، به طوری که $|\theta_j| \le \theta_{Mj}, \forall j \in \{1,\dots,l\}$ باشد و تعریف می نماییم:

$$\theta_M \triangleq (\theta_{M1},\dots,\theta_{Ml})^T \ , \ \Theta \triangleq [-\theta_{M1},\theta_{M1}]\times\dots\times[-\theta_{Ml},\theta_{Ml}]$$

الف- با توجه به ویژگی های ۵ و۶ روبات ها، مقادیر مثبت $B_{gi}^{\Theta}, i=1,\dots,n,$ وجود دارند به طوری که:

$$|g_i(w,z)| = |Y_{gi}(w)z| \le B_{gi}^{\Theta},\ i=1,\dots,n, \forall (w,z) \in R^n \times \Theta$$

می باشد. همچنین مقادیر مثبت $B_{G_{ij}}, B_{G_i}$ و B_G وجود دارند، به طوری که، $\|Y_{gi}(w)\| \le B_{G_i}$ ، $|Y_{gij}(w)| \le B_{G_{ij}}$ و $\|Y_g(w)\| \le B_G$ برای $\forall w \in R^n,\ i=1,\dots,n,\ j=1,\dots,l$.

ب- با توجه به ویژگی ۱، ۵، ۶،۷ و بند پنجم ویژگی ۲ و فرض محدود بودن x, y، مقدار مثبت $B_{Di}^{\Theta}, i=1,\dots,n$ می تواند وجود داشته باشد، به طوری که $|Y_i(w,x,y)z| \le B_{Di}^{\Theta},\ i=1,\dots,n,$ به ازای $\forall (w,x,y,z) \in R^n \times R^n \times R^n \times \Theta.$

همچنین مقادیر مثبت $B_{Y_{ij}}, B_{Y_i}$ و B_Y وجود دارند به طوری که:

$$|Y_{ij}(w,x,y)| \le B_{Y_{ij}}, \|Y_i(w,x,y)\| \le B_{Y_i}, \|Y(w,x,y)\| \le B_Y,$$
$$\forall (w,x,y) \in R^n \times R^n \times R^n, i=1,\dots,n, j=1,\dots,l.$$

در این پژوهش همچنین فرض شده است که تابع اصطکاک کولمبی محدود و پیوسته تکه ای می باشد.

۳- مدل محرک اشباع با ناحیه خطی محدود

مدل محرک با ناحیه خطی محدود به صورت تابع برداری $S(X)$ در نظر گرفته می شود. با فرض اینکه تعداد مفاصل روبات های فرمانده و فرمانبر n باشد، اعضای تابع برداری $S(X)$ به صورت $s_i(x_i): R \to R,\ i=1,\dots,n$ می باشند.

$$s_i(x_i) = \begin{cases} > M_i & x_i > M_i \\ = x_i & -M_i \le x_i \le M_i \\ < -M_i & x_i < -M_i \end{cases} \qquad (۴)$$

با تعریفی که در قسمت بالا برای تابع $S(X)$ ارایه شد، می توان برای تک تک مفاصل روبات ها، تابع جداگانه ای برای مدل غیرخطی اشباع در نظر گرفت. شایان ذکر است که در این مدل، تابع $s_i(x_i)$ می بایست در بازه $-M_i \le x_i \le M_i$ خطی باشد و در خارج از این ناحیه $(|x_i| > M_i)$ می تواند غیرخطی(محدود یا نامحدود) باشد. مثالی از اینگونه توابع، تابع اشباع می باشد.

فرض می شود که برای تمامی $i=1,\dots,n$ ، $\gamma_i < M_i$ می باشد. که γ_i ماکزیمم $|g_i(q)|$ می باشد. این شرط به این معنی است که محرک های هر دو روبات فرمانده و فرمانبر توانایی غلبه بر نیروی جاذبه وارد شده بر روبات ها را دارا می باشند .

۴- طراحی کنترل کننده تطبیقی محدود

جهت رویارویی با مساله اشباع محرک ها ، نامعینی های دینامیکی و سنکرون سازی سیگنالهای موقعیت و سرعت روبات های فرمانده و فرمانبر در سیستم های تله اپراتوری غیرخطی که دارای کانال انتقال اطلاعات نامتقارن و متغیر با زمان می باشند، یک کنترل کننده تناسبی- مشتق گیر غیرخطی (nP+nD) به همراه جمله های کنترل تطبیقی محدود که به صورت محلی تعریف می گردند، به صورت زیر پیشنهاد می شود.

$$\begin{aligned} \tau_m(t) &= Y_m(q_m(t),\dot{q}_m(t))\hat{\theta}_m \\ &-P\big(q_m(t)-q_s(t-d_s(t))\big)-K_m P(\dot{q}_m(t)) \end{aligned} \qquad (۵)$$

$$\begin{aligned} \tau_s(t) &= Y_s(q_s(t),\dot{q}_s(t))\hat{\theta}_s \\ &-P\big(q_s(t)-q_m(t-d_m(t))\big)-K_s P(\dot{q}_s(t)) \end{aligned} \qquad (۶)$$

در رابطه بالا، $K_m, K_s \in R^{n\times n}$ ماتریس های مثبت معین، متقارن و ثابت می باشند. $d_m(t)$ و $d_s(t)$ به ترتیب تاخیرهای نامتقارن کانال ارتباطی در مسیر پیشرو (از فرمانده به فرمانبر) و پس رو (از فرمانبر به فرمانده) می باشند. $\hat{\theta}_m, \hat{\theta}_s \in R^l$ بردار تخمین پارامترهای نامعین و $Y_m(q_m(t),\dot{q}_m(t)), Y_s(q_s(t),\dot{q}_s(t)) \in R^{n\times l}$ ماتریس های رگرسیون روبات های فرمانده و فرمانبر می باشند که به صورت زیر تعریف می شوند:

$$Y_m\left(q_m(t),\dot{q}_m(t)\right)\hat{\theta}_m=\hat{G}_m\left(q_m(t)\right)+\hat{F}_m\dot{q}_m(t)+\hat{F}_{cm}\left(\dot{q}_m(t)\right) \quad (۷)$$

$$Y_s\left(q_s(t),\dot{q}_s(t)\right)\hat{\theta}_s=\hat{G}_s\left(q_s(t)\right)+\hat{F}_s\dot{q}_s(t)+\hat{F}_{cs}\left(\dot{q}_s(t)\right) \quad (۸)$$

همچنین $P(X):R^{n\times1}\to R^{n\times1}$ تابع غیرخطی برداری با اعضای $p_i(x_i):R\to R$ می باشد. تابع $p_i(x_i)$ دارای ویژگی های زیر می باشد.

۱. اکیدا صعودی
۲. محدود
۳. پیوسته
۴. $p_i(0)=0$
۵. برای x های مثبت، مقعر و برای x های منفی محدب
۶. دارای مشتق مرتبه اول پیوسته حول مبدا
۷. $\left|p_i(x_i)\right|\le\left|x_i\right|$
۸. $p_i(-x_i)=-p_i(x_i)$
۹. $xp_i(x)\ge0$
۱۰. برای تمامی $x\in R$، $\left|p_i(x)\right|\le \min\{|x|,N_i\}$ می باشد که در آن $N_i=\sup_{x\in R}p_i(x)$
۱۱. برای تمامی $x\in R$، $\frac{d}{dt}\left(p_i(x)\right)$ محدود می باشد.

حال با توجه به این شرایط و ویژگی هفتم دینامیک روبات ها، کنترل تطبیقی ارائه شده در (۵) و (۶) دارای کران بالا به صورت زیر می باشد:

$$\left|\tau_{m_i}(t)\right|\le N_i+\lambda_{\max}\left\{K_m\right\}N_i+B_{Dm_i}^{\Theta},i=1,\ldots,n \quad (۹)$$

$$\left|\tau_{s_i}(t)\right|\le N_i+\lambda_{\max}\left\{K_s\right\}N_i+B_{Ds_i}^{\Theta},i=1,\ldots,n \quad (۱۰)$$

در این رابطه $B_{Dm_i}^{\Theta}$ و $B_{Ds_i}^{\Theta}$ باندهای بالا ترم های کنترل تطبیقی موجود در روابط (۷) و (۸) می باشند که پیشتر در بخش دوم به آن پرداخته شد. قیدهای محرک که در رابطه (۴) بیان شده است، با انتخاب مناسب بهره های K_m و K_s، کران بالای تابع غیرخطی N_i و باندهای بالا ترم های تطبیقی به صورت زیر ارضا شده ودر نتیجه سیگنال های کنترلی تولید شده همواره در باند خطی محرک عمل می کنند.

$$N_i+\lambda_{\max}\left\{K_m\right\}N_i+B_{Dm_i}^{\Theta}\le M_i,i=1,\ldots,n \quad (۱۱)$$

$$N_i+\lambda_{\max}\left\{K_s\right\}N_i+B_{Ds_i}^{\Theta}\le M_i,i=1,\ldots,n \quad (۱۲)$$

با در نظر گرفتن روابط (۱۱) و (۱۲) و ترکیب کنترل کننده های (۵) و (۶) در معادلات دینامیکی (۱) و (۲)، معادلات حلقه بسته سیستم به صورت زیر بدست می آید.

$$\begin{aligned}&M_m\left(q_m(t)\right)\ddot{q}_m(t)+C_m\left(q_m(t),\dot{q}_m(t)\right)\dot{q}_m(t)\\&=\tau_h(t)+Y_m\left(q_m(t),\dot{q}_m(t)\right)\tilde{\theta}_m\\&-P\left(q_m(t)-q_s\left(t-d_s(t)\right)\right)-K_mP\left(\dot{q}_m(t)\right)\end{aligned} \quad (۱۳)$$

$$\begin{aligned}&M_s\left(q_s(t)\right)\ddot{q}_s(t)+C_s\left(q_s(t),\dot{q}_s(t)\right)\dot{q}_s(t)\\&=Y_s\left(q_s(t),\dot{q}_s(t)\right)\tilde{\theta}_s-\tau_e(t)\\&-P\left(q_s(t)-q_m\left(t-d_m(t)\right)\right)-K_sP\left(\dot{q}_s(t)\right)\end{aligned} \quad (۱۴)$$

در رابطه بالا $\tilde{\theta}=\hat{\theta}-\theta$ بیانگر خطای تخمین در پارامترهای روبات می باشد. در این مرحله می توان قانون کنترل تطبیقی زیر را برای تخمین پارامترهای نامعین به منظور استفاده از آنها در کنترل کننده مطرح نمود.

$$\hat{\theta}_j=S_{a_i}\left(\Phi_i\right),\ i\in\{m,s\} \quad (۱۵)$$

که در آن Φ_i به صورت زیر به روز می شود:

$$\dot{\Phi}_i=-\Gamma_iY_i^T\left(q_i(t),\dot{q}_i(t)\right)\dot{q}_i(t),\ i\in\{m,s\} \quad (۱۶)$$

در رابطه بالا برای $i\in\{m,s\}$، Γ_i ماتریس متقارن و مثبت معین می باشد. S_{a_m} و S_{a_s} توابع اشباع روبات های فرمانده و فرمانبر با باندهای θ_{Mj_m} و θ_{Mj_s} برای $j=1,\ldots,l$ می باشند که پیشتر در بخش دوم به آن پرداخته شد. این روش تخمین پارامترها (عبور پارامترهای تخمینی از تابع اشباع) محدود بودن پارامترهای تخمین و خطای تخمین را تضمین می نماید.

۵- بررسی کارآیی و تحلیل پایداری

در این بخش به بررسی پایداری سیستم حلقه بسته ، تحلیل ردیابی مجانبی موقعیت روبات ها و محاسبه معادله دینامیکی تخمین پیوسته و محدود پارامتر ناشناخته θ در سیستم تله اپراتوری غیرخطی دوطرفه که مقید به مساله اشباع در محرک ها می باشد، پرداخته می شود. در ابتدا چند لم کاربردی که در اثبات قضیه ۱و۲ مورد نیاز می باشند، آورده شده است.

لم۱: (لم باربالات) برای هرتابع $f:[0\infty]\to R^n$، اگر $f(t)\in L_\infty\cap L_2$ و $\dot{f}(t)\in L_\infty$ در این صورت $\lim_{t\to\infty}f(t)=0$ [۲۱].

لم۲: اگر تابع مشتق $f(t)$ دارای حد محدودی باشد و $\dot{f}(t)$ نیز پیوستگی یکنواخت داشته باشد، آنگاه $\lim_{t\to\infty}\dot{f}(t)=0$ [۲۲].

لم۳: برای تمامی $d(t)\in R\ge0,\ x(t)\in R\ge0$ رابطه زیر برقرار است[۱۶].

$$p_i\left(\int_{t-d(t)}^{t}x(\tau)d\tau\right)\le\int_{t-d(t)}^{t}p_i\left(x(\tau)\right)d\tau \quad (۱۷)$$

لم۴ : برای توابع برداری $A(t), B(t) \in R^n$ و به ازای تمامی توابع محدود $0 \le d(t) \le d_M$ ناتساوی زیر برقرار است[۱۶].

$$A^T(t)\int_{t-d(t)}^{t} P(B(\tau))d\tau - \int_{t-d(t)}^{t} B^T(\tau)P(B(\tau))d\tau \le d_M A^T(t)P(A(t)) \qquad (۱۸)$$

لم۵ : برای توابع برداری $q_m(t)$ و $q_s(t)$ و برای تمامی توابع مثبت $d_m(t)$ و $d_s(t)$، ناتساوی زیر برقرار است[۱۶].

$$\begin{aligned} &\dot{q}_m^T(t)\left(P\left(q_m(t)-q_s(t)\right)-P\left(q_m(t)-q_s\left(t-d_s(t)\right)\right)\right) \\ &\le 2\left|\dot{q}_m(t)\right|^T \int_{t-d_s(t)}^{t} P\left(\left|\dot{q}_s(\tau)\right|\right)d\tau \\ &\dot{q}_s^T(t)\left(P\left(q_s(t)-q_m(t)\right)-P\left(q_s(t)-q_m\left(t-d_m(t)\right)\right)\right) \\ &\le 2\left|\dot{q}_s(t)\right|^T \int_{t-d_m(t)}^{t} P\left(\left|\dot{q}_m(\tau)\right|\right)d\tau \end{aligned} \qquad (۱۹)$$

قضیه ۱. در سیستم تله اپراتوری(۱) و(۲) با کنترل کننده های (۵) و (۶) و قانون تطبیقی (۱۵) و (۱۶)، به ازای تمامی تاخیرهای متغیر با زمان و محدود $d_m(t)$ و $d_s(t)$ که مقید به قیدهای زیر می باشند و با فرض اینکه کاربر و محیط کاری پسیو باشند، قیود محرک ها ارضا و سیستم حلقه بسته پایدار بوده و سرعت های $\dot{q}_m(t)$ و $\dot{q}_s(t)$ و خطای موقعیت $q_m(t)-q_s(t)$ محدود می باشند.

- $\left(d_{mmax}+d_{smax}\right) < \dfrac{\lambda_{\min}\{K_m\}}{2}$
- $\left(d_{mmax}+d_{smax}\right) < \dfrac{\lambda_{\min}\{K_s\}}{2}$
- $N_i + \lambda_{\max}\{K_m\}N_i + B_{Dm_i}^{\Theta} \le M_i, i=1,\ldots,n$
- $N_i + \lambda_{\max}\{K_s\}N_i + B_{Ds_i}^{\Theta} \le M_i, i=1,\ldots,n$

در قیدهای فوق $d_{mmax} \triangleq \sup_{t\in R} d_m(t)$ و $d_{smax} \triangleq \sup_{t\in R} d_s(t)$ می باشد.

اثبات قضیه ۱:

برای اثبات پایداری سیستم حلقه بسته (۱۳) و (۱۴)، تابع لیاپانوف- کراسفسکی به صورت زیر تعریف می گردد:

$$V(t) = V_1(t)+V_2(t)+V_3(t)+V_4(t)+V_5(t) \qquad (۲۰)$$

که در آن

$$V_1(t) = \frac{1}{2}\dot{q}_m^T M_m(q_m)\dot{q}_m + \frac{1}{2}\dot{q}_s^T M_s(q_s)\dot{q}_s \qquad (۲۱)$$

$$V_2(t) = \int_0^t \left(-\dot{q}_m(\tau)\tau_h(\tau)+\dot{q}_s(\tau)\tau_e(\tau)\right)d\tau \qquad (۲۲)$$

$$V_3(t) = \sum_{i=1}^{n}\int_0^{q_{mi}(t)-q_{si}(t)} p_i(\gamma_i)\,d\gamma_i \qquad (۲۳)$$

$$\begin{aligned} V_4(t) = &2\int_{-d_{m\max}}^{0}\int_{t+\gamma}^{t} \dot{q}_m^T(\eta)P(\dot{q}_m(\eta))d\eta d\gamma \\ &+2\int_{-d_{s\max}}^{0}\int_{t+\gamma}^{t} \dot{q}_s^T(\eta)P(\dot{q}_s(\eta))d\eta d\gamma \end{aligned} \qquad (۲۴)$$

$$\begin{aligned} V_5(t) = &\sum_{j=1}^{l}\int_0^{\varphi_{mj}(t)} \gamma_{mj}^{-1}\tilde{s}_{a_{mj}}(\eta)d\eta \\ &+\sum_{j=1}^{l}\int_0^{\varphi_{sj}(t)} \gamma_{sj}^{-1}\tilde{s}_{a_{sj}}(\eta)d\eta \end{aligned} \qquad (۲۵)$$

که در آن، γ_{mj} و γ_{sj} مقادیر ثابت مثبت می باشند. $\varphi_{mj}(t)$ و $\varphi_{sj}(t)$ عضوهای j ام بردارهای Φ_m و Φ_s بوده و $\tilde{s}_{a_{mj}}(.)$ و $\tilde{s}_{a_{sj}}(.)$ عضوهای j ام بردارهای $\tilde{S}_{a_m}(\Phi_m)$ و $\tilde{S}_{a_s}(\Phi_s)$ می باشند، که به صورت زیر تعریف می گردند.

$$\tilde{S}_{a_i}(\Phi_i) = S_{a_i}(\Phi_i) - S_{a_i}\left(\Phi^*{}_i\right) = \hat{\theta}_i - \theta_i = \tilde{\theta}_i \quad , i \in \{m,s\} \qquad (۲۶)$$

با فرض پسیو بودن کاربر و محیط کاری روابط زیر برقرار است.

$$\int_0^t -\dot{q}_m(\tau)\tau_h(\tau)d\tau \ge 0,$$

$$\int_0^t \dot{q}_s(\tau)\tau_e(\tau)d\tau \ge 0$$

بنابراین $V_2(t)$ یک تابع مثبت معین می باشد. همچنین با توجه به فرد بودن تابع $p_i(\gamma_i)$، انتگرال این تابع از صفر تا اعداد مثبت و یا منفی همواره مثبت می باشد. بنابراین تابع $V_3(t)$ نیز مثبت معین است. مثبت معین بودن تابع $V_5(t)$ مشابه تابع $V_3(t)$ و براساس ویژگی های تابع اشباع اثبات می شود. تابع $V_4(t)$ نیز براساس ویژگی ۹ تابع غیرخطی $p_i(\gamma_i)$، انتگرال تابع همواره مثبت می باشد، بنابراین این تابع نیز مثبت معین بوده و در نتیجه مثبت معین بودن تابع $V(t)$ اثبات می شود.

با مشتق گیری از معادله $V_1(t)$ و با توجه به ویژگی۲- قسمت ب می توان نوشت:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = &\dot{q}_m^T\left[Y_m(q_m,\dot{q}_m)\tilde{\theta}_m + \tau_h(t)\right] \\ &-\dot{q}_m^T\left[K_m P(\dot{q}_m) + P\left(q_m(t)-q_s\left(t-d_s(t)\right)\right)\right] \\ &+\dot{q}_s^T\left[Y_s(q_s,\dot{q}_s)\tilde{\theta}_s - \tau_e(t)\right] \\ &-\dot{q}_s^T\left[K_s P(\dot{q}_s) + P\left(q_s(t)-q_m\left(t-d_m(t)\right)\right)\right] \end{aligned} \qquad (۲۷)$$

با استفاده از معادله (۲۶) و ویژگی هشتم تابع غیر خطی P، مجموع مشتق توابع لیاپانوف به صورت زیر بازنویسی می گردد.

$$\begin{aligned} \dot{V}_1+\dot{V}_2+\dot{V}_3 = &\dot{q}_m^T Y_m(q_m,\dot{q}_m)\tilde{S}_{a_m}(\Phi_m) \\ &+\dot{q}_m^T\left(P(q_m-q_s)-P\left(q_m(t)-q_s\left(t-d_s(t)\right)\right)\right) \\ &+\dot{q}_s^T Y_s(q_s,\dot{q}_s)\tilde{S}_{a_s}(\Phi_s) \\ &+\dot{q}_s^T\left(P(q_s-q_m)-P\left(q_s(t)-q_m\left(t-d_m(t)\right)\right)\right) \\ &-\dot{q}_m^T K_m P(\dot{q}_m) - \dot{q}_s^T K_s P(\dot{q}_s) \end{aligned} \qquad (۲۸)$$

مشتق زمانی $V_5(t)$ نیز به صورت زیر می باشد.

$$\dot{V}_5 = \dot{\Phi}_m^T \Gamma_m^{-1} \tilde{S}_{a_m}(\Phi_m) + \dot{\Phi}_s^T \Gamma_s^{-1} \tilde{S}_{a_s}(\Phi_s) \qquad (۲۹)$$

که در آن Γ_m و Γ_s ماتریس های مثبت و قطری با عناصر γ_{mj} و γ_{sj} می باشند. با اعمال قانون کنترل تطبیقی (۱۵) و (۱۶) به مجموع مشتق های فوق داریم:

$$\begin{aligned}&\dot{V}_1+\dot{V}_2+\dot{V}_3+\dot{V}_5\\&=\dot{q}_s^T\left(P(q_s-q_m)-P\left(q_s(t)-q_m(t-d_m(t))\right)\right)\\&+\dot{q}_m^T\left(P(q_m-q_s)-P\left(q_m(t)-q_s(t-d_s(t))\right)\right)\\&-\dot{q}_m^T K_m P(\dot{q}_m)-\dot{q}_s^T K_s P(\dot{q}_s)\end{aligned} \qquad (۳۰)$$

با اعمال لم ۵ به دو جمله اول معادله و استفاده از ویژگی های ماتریس P، رابطه (۳۰) به صورت زیر ساده می شود.

$$\begin{aligned}&\dot{V}_1+\dot{V}_2+\dot{V}_3+\dot{V}_5\\&\le +2|\dot{q}_m|^T\int_{t-d_s(t)}^{t}P\left(|\dot{q}_s(\tau)|\right)d\tau\\&+2|\dot{q}_s|^T\int_{t-d_m(t)}^{t}P\left(|\dot{q}_m(\tau)|\right)d\tau\\&-\lambda_{\min}\{K_m\}\dot{q}_m^T P(\dot{q}_m)-\lambda_{\min}\{K_s\}\dot{q}_s^T P(\dot{q}_s)\end{aligned} \qquad (۳۱)$$

از طرفی مشتق زمانی $V_4(t)$ نیز به صورت زیر می باشد.

$$\begin{aligned}&\dot{V}_4=2d_{mmax}\dot{q}_m^T P(\dot{q}_m)+2d_{smax}\dot{q}_s^T P(\dot{q}_s)\\&-2\int_{t-d_m(t)}^{t}\dot{q}_m^T(\tau)P\left(\dot{q}_m(\tau)\right)d\tau\\&-2\int_{t-d_s(t)}^{t}\dot{q}_s^T(\tau)P\left(\dot{q}_s(\tau)\right)d\tau\end{aligned} \qquad (۳۲)$$

با در نظر گرفتن معادلات (۳۱) و(۳۲)، مشتق تابع لیاپانوف $V(t)$ به صورت زیر نوشته می شود.

$$\begin{aligned}&\sum_{i=1}^{5}\dot{V}_i\le 2|\dot{q}_m|^T\int_{t-d_s(t)}^{t}P\left(|\dot{q}_s(\tau)|\right)d\tau\\&+2|\dot{q}_s|^T\int_{t-d_m(t)}^{t}P\left(|\dot{q}_m(\tau)|\right)d\tau\\&-\lambda_{\min}\{K_m\}\dot{q}_m^T P(\dot{q}_m)-\lambda_{\min}\{K_s\}\dot{q}_s^T P(\dot{q}_s)\\&+2d_{mmax}\dot{q}_m^T P(\dot{q}_m)+2d_{smax}\dot{q}_s^T P(\dot{q}_s)\\&-2\int_{t-d_m(t)}^{t}\dot{q}_m^T(\tau)P\left(\dot{q}_m(\tau)\right)d\tau\\&-2\int_{t-d_s(t)}^{t}\dot{q}_s^T(\tau)P\left(\dot{q}_s(\tau)\right)d\tau\end{aligned} \qquad (۳۳)$$

با اعمال لم ۴ به معادله (۳۳)، داریم:

$$\begin{aligned}&\dot{V}\le 2(d_{mmax}+d_{smax})\dot{q}_m^T P(\dot{q}_m)\\&+2(d_{mmax}+d_{smax})\dot{q}_s^T P(\dot{q}_s)\\&-\lambda_{\min}\{K_m\}\dot{q}_m^T P(\dot{q}_m)-\lambda_{\min}\{K_s\}\dot{q}_s^T P(\dot{q}_s)\end{aligned} \qquad (۳۴)$$

این رابطه را می توان به صورت زیر ساده نمود.

$$\begin{aligned}&\dot{V}\le \dot{q}_m^T P(\dot{q}_m)\left[2(d_{mmax}+d_{smax})-\lambda_{\min}\{K_m\}\right]\\&+\dot{q}_s^T P(\dot{q}_s)\left[2(d_{mmax}+d_{smax})-\lambda_{\min}\{K_s\}\right]\end{aligned} \qquad (۳۵)$$

حال باید شرایط را به گونه ای یافت که همواره $\dot{V}\le 0$ باشد. با توجه با رابطه (۳۵) شرط کافی برای اینکه $\dot{V}\le 0$ به صورت زیر می باشد.

$$\begin{aligned}&(d_{mmax}+d_{smax})<\frac{\lambda_{\min}\{K_m\}}{2}\\&(d_{mmax}+d_{smax})<\frac{\lambda_{\min}\{K_s\}}{2}\end{aligned} \qquad (۳۶)$$

با استفاده از تحلیل بالا می توان به این نتیجه رسید که در صورتی که شرایط معادله (۳۶) برای ترم های تاخیر مسیر پیشرو و پس رو برقرار باشد، $\dot{V}\le 0$خواهد بود و سیستم پایدار بوده و تمامی عبارات موجود در $V(t)$ محدود می باشند. بنابراین $q_m-q_s,\ \dot{q}_m,\dot{q}_s,\tilde{\theta}_m,\tilde{\theta}_s\in L_\infty$ بوده و بدین ترتیب اثبات کامل می شود.

□

قضیه ۲. در سیستم تله اپراتوری(۱) و(۲) با کنترل کننده های (۵) و (۶) و قانون تطبیقی (۱۵) و (۱۶) در حرکت آزاد، قدر مطلق سرعت های $|\dot{q}_m|$و $|\dot{q}_s|$ و خطای ردیابی موقعیت $q_m(t)-q_s(t-d_s(t))$ و $q_s(t)-q_m(t-d_m(t))$ به صورت مجانبی به سمت صفر میل می کنند؛ اگر تمام شرایط قضیه ۱ برقرار بوده و $\dot{d}_m(t)$و$\dot{d}_s(t)$ نیز محدود باشند.

اثبات قضیه ۲:

با انتگرال گیری از رابطه (۳۵) می توان نتیجه گرفت که $\dot{q}_m,\dot{q}_s\in L_2$ می باشند. با توجه به نتایج قضیه ۱ نیز $\dot{q}_m,\dot{q}_s,q_m-q_s,\tilde{\theta}_m,\tilde{\theta}_s\in L_\infty$ می باشند. محدود بودن این سیگنال ها، محدود بودن تابع رگرسیون را نیز تضمین می نماید. با توجه به اینکه

$$q_m(t)-q_s(t-d_s(t))=q_m(t)-q_s(t)+\int_{t-d_s(t)}^{t}\dot{q}_s(t)dt$$

و $\int_{t-d_s(t)}^{t}\dot{q}_s(t)dt\in L_\infty$ می باشد، می توان نتیجه گرفت که $q_m(t)-q_s(t-d_s(t))\in L_\infty$ می باشد. همچنین به صورت مشابه $q_s(t)-q_m(t-d_m(t))\in L_\infty$ می باشد. با توجه به محدود بودن $\hat{\theta}_m,\hat{\theta}_s,q_s(t)-q_m(t-d_m(t)),\dot{q}_m,\dot{q}_s,q_m(t)-q_s(t-d_s(t))$ Y_m,Y_s، کنترل کننده های τ_m و τ_s محدود می باشند. باتوجه به ویژگی اول و دوم دینامیک روبات ها و محدود بودن کنترل کننده ها، می توان دید که $\ddot{q}_m\in L_\infty$ و $\ddot{q}_s$ می باشند. با توجه به اینکه $\dot{q}_m,\dot{q}_s\in L_2$ می باشند، با استفاده از قضیه باربالات می توان نتیجه گرفت که $\dot{q}_m\to 0$ و $\dot{q}_s\to 0$.

اگر بتوان ثابت نمود که $\ddot{q}_m\to 0$ و $\ddot{q}_s\to 0$، اثبات اینکه خطای ردیابی موقعیت به سمت صفر میل می کند ساده خواهد بود. برای این

منظور ابتدا باید نشان داد $\ddot{q}_m$ و $\ddot{q}_s$ پیوسته می باشند یا به عبارت دیگر $\ddot{q}_m \in \mathrm{L}_\infty$ و $\ddot{q}_s$ می باشند. سیستم کنترل حلقه بسته به صورت زیر است:

$$\begin{aligned}\ddot{q}_m &= M_m(q_m)^{-1}\{-C_m(q_m,\dot{q}_m)\dot{q}_m \\ &+Y_m(q_m,\dot{q}_m)\tilde{\theta}_m - P(e_m) - K_m P(\dot{q}_m)\} \\ \ddot{q}_s &= M_s(q_s)^{-1}\{-C_s(q_s,\dot{q}_s)\dot{q}_s \\ &+Y_s(q_s,\dot{q}_s)\tilde{\theta}_s - P(e_s) - K_s P(\dot{q}_s)\}\end{aligned} \quad (۳۷)$$

با مشتق گیری از این رابطه و با استفاده از ویژگی یک و دو دینامیک روبات ها و محدود بودن $\dot{q}_m$ و $\dot{q}_s$ به راحتی می توان دید که $\frac{d}{dt}\left(M_m(q_m)\right)^{-1}$ و $\frac{d}{dt}\left(M_s(q_s)\right)^{-1}$ نیز محدود می باشند. با توجه به محدود بودن $\dot{P}(.)$ ویژگی یک، دو، سه، شش و هفت دینامیک روبات ها و همچنین محدود بودن $\ddot{q}_s, q_m(t)-q_s(t-d_s(t)), q_s(t)-q_m(t-d_m(t)), \dot{q}_m, \dot{q}_s, \ddot{q}_m$ $\ddot{q}_m, \ddot{q}_s \in \mathrm{L}_\infty$ می توان نتیجه گرفت $\dot{\tilde{\theta}}_m, \dot{\tilde{\theta}}_s, \dot{d}_m, \dot{d}_s$ می باشند. با توجه به اینکه $\dot{q}_m \to 0$ و $\dot{q}_s \to 0$ و $\ddot{q}_m, \ddot{q}_s \in \mathrm{L}_\infty$ با استفاده از قضیه باربالات می توان نتیجه گرفت که $\ddot{q}_m \to 0$ و $\ddot{q}_s \to 0$. بنابراین داریم:

$$\begin{aligned}&\left|q_m(t)-q_s(t-d_s(t))\right| \to 0 \\ &\left|q_s(t)-q_m(t-d_m(t))\right| \to 0\end{aligned} \quad (۳۸)$$

با توجه به معادله های زیر:

$$\begin{aligned}&q_s(t)-q_m(t-d_m(t)) \\ &= q_s(t)-q_m(t)+\int_{t-d_m(t)}^{t}\dot{q}_m(\tau)\,d\tau \\ &q_m(t)-q_s(t-d_s(t)) \\ &= q_m(t)-q_s(t)+\int_{t-d_s(t)}^{t}\dot{q}_s(\tau)\,d\tau\end{aligned} \quad (۳۹)$$

از آنجایی که $\dot{q}_m \to 0, \dot{q}_s \to 0, q_s(t)-q_m(t-d_m(t)) \to 0$ و $q_m(t)-q_s(t-d_s(t))$ می توان ثابت کرد $q_m(t)-q_s(t) \to 0.$ و $q_s(t)-q_m(t) \to 0.$
بدین ترتیب همگرایی سرعت ها و خطای ردیابی موقعیت روبات ها به سمت صفر بدست می آید و اثبات کامل می شود.

□

۶- نتایج شبیه سازی

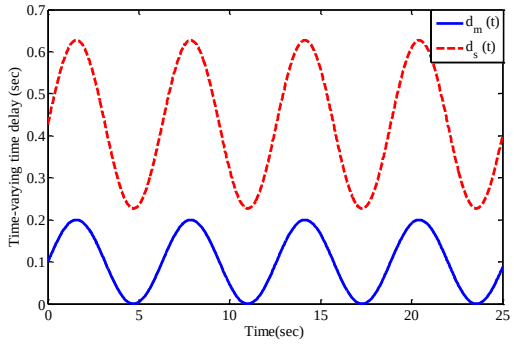
برای بررسی بیشتر نتایج نظری و کارآیی ساختار کنترلی پیشنهادی به دست آمده، در این بخش روبات های فرمانده و فرمانبر را به صورت روبات های صفحه ای با مفصل های دورانی و دو درجه آزادی در نظر می گیریم. این روبات ها از طریق کانال های انتقال اطلاعات عمومی (تاخیر نامتقارن و متغیر با زمان) به یکدیگر مرتبط می باشند. در شبیه سازی انجام شده، پارامترهای فیزیکی روبات ها $l_{m_1} = l_{m_2} = 1m, l_{s1} = l_{s2} = 1\mathrm{m}, m_{s_1} = 3.4\mathrm{kg}, m_{s_2} = 0.25\mathrm{kg}$ $k_{m_1} = k_{s_1} = 5,\ k_{m_2} = k_{s_2} = 4, m_{m1} = 4\mathrm{kg}, m_{m2} = 0.5\mathrm{kg},$ $f_{dm1} = f_{ds1} = 3, f_{dm_2} = f_{ds2} = 4$ که در آن برای $i \in \{m,s\}$، l_{i_1} و l_{i_2} طول لینک ها ، m_{i_1} و m_{i_2} جرم لینک های اول و دوم، f_{di1} و f_{di2} ضرایب اصطکاک ویسکوز و k_{i_1} و k_{i_2} ضرایب اصطکاک کولمبی در روبات های فرمانده و فرمانبر می باشند . همچنین حدود اشباع محرک ها برای لینک اول و دوم روبات های فرمانده و فرمانبر به ترتیب 62N.m و 40N.m در نظر گرفته شده اند. پارامترهای قانون کنترل تطبیقی به صورت $\mathrm{S}_{\mathrm{a}_s}(\Phi_s) = \mathrm{sign}(\Phi_s)\min\{|\Phi_s|, \theta_{M_s}\}$

$$\mathrm{S}_{\mathrm{a}_m}(\Phi_m) = \mathrm{sign}(\Phi_m)\min\{|\Phi_m|, \theta_{M_m}\}$$

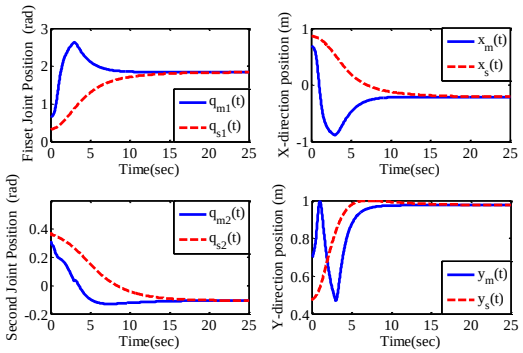
و $\Gamma_m = 100, \theta_{Mm}^T = (3.43\ 30.9\ 4.2\ 5.6\ 7\ 5.6)$ $\Gamma_s = 20, \theta_{Ms}^T = (1.7\ 25.06\ 4.2\ 5.6\ 7\ 5.6)$ انتخاب شده اند. با استفاده از این مقادیر، $B_{Dm_1}^{\Theta} = 49.73$ ، $B_{Dm_2}^{\Theta} = 20.$ ، $B_{Ds_1}^{\Theta} = 42.18$ و $B_{Ds_2}^{\Theta} = 18.51$ محاسبه می گردند. تابع غیر خطی $P(.)$ که در کنترل کننده های (۵) و (۶) وجود دارد به صورت $\tan^{-1}(.)$ انتخاب می شود که تمامی ویژگی مورد نظر تابع غیرخطی $P(.)$ را دارا و $N_i = \frac{\pi}{2}$ می باشد. با استفاده از ماکزیمم دامنه محرک ها، $B_{Ds_i}^{\Theta}$، $B_{Dm_i}^{\Theta}$ و N_i، نامساوی های (۱۱) و (۱۲) با انتخاب $K_m = K_s = 10I$ ارضا می گردد.

در این شبیه سازی، تاخیرهای زمانی مسیر رفت و برگشت به صورت $d_m(t) = 0.1 + 0.1\sin(4t)$ و $d_s(t) = 0.427 + 0.2\sin(t)$ که نامتقارن و متغیر با زمان می باشند، در نظر گرفته شده اند. حالت اولیه موقعیت و سرعت روبات های فرمانده و فرمانبر به صورت $q_m(0) = [0.2\pi\ 0.1\pi]^T, \dot{q}_m(0) = [0\ 0]^T$ و $\dot{q}_s(0) = [0\ 0]^T$ $q_s(0) = [0.1\pi\ 0.12\pi]^T$ و تخمین اولیه پارامترهای کنترل تطبیقی به صورت $\Phi_m^T(0) = [2.94\ 26.48\ 3.6\ 4.8\ 6\ 4.8]$ و $\Phi_s^T(0) = [1.47\ 21.48\ 3.6\ 4.8\ 6\ 4.8]$ انتخاب شده اند. نیروی اعمالی از طرف کاربر که به روبات فرمانده وارد می شود در زمانهای بین ۰ تا ۰٫۵ ثانیه صفر بوده و سپس به ۱۰ نیوتن افزایش یافته و در زمانهای ۰٫۵ تا ۳ ثانیه ثابت باقی می ماند و سپس در زمان سه ثانیه کاهش یافته تا به صفر می رسد. نتایج شبیه سازی در شکل های (۱) تا (۸) نشان داده شده است. تاخیرهای نامتقارن و متغییر بازمان $d_m(t)$ و $d_s(t)$ در شکل (۱) نشان داده شده است. کیفیت ردیابی موقعیت مفاصل بین روبات های فرمانده و فرمانبر، ردیابی موقعیت مجری نهایی در فضای کاری و خطای ردیابی در شکل های (۲) و (۳) نشان داده شده است. سرعت زاویه ای روبات های فرمانده و فرمانبر در شکل (۴) و شکل (۵) گشتاورهای کنترلی مورد نیاز روبات های فرمانده و فرمانبر را نشان می دهد. تخمین پارامترهای نامعین روبات های فرمانده و فرمانبر در شکل های (۶) تا (۸) مشخص شده است. همان طور که از شکلهای (۲) و

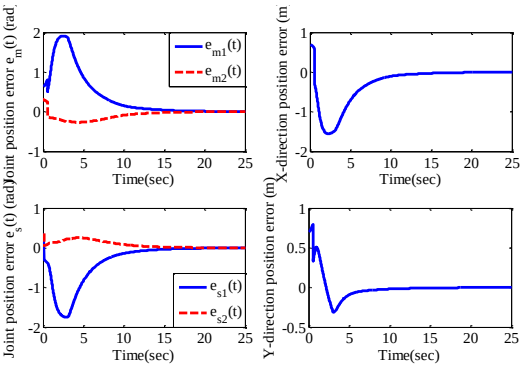
(۳) می توان دید، روبات فرمانبر در فضای مفصلی و فضای کاری از روبات فرمانده پیروی نموده و خطای ردیابی به سمت صفر میل می نماید.



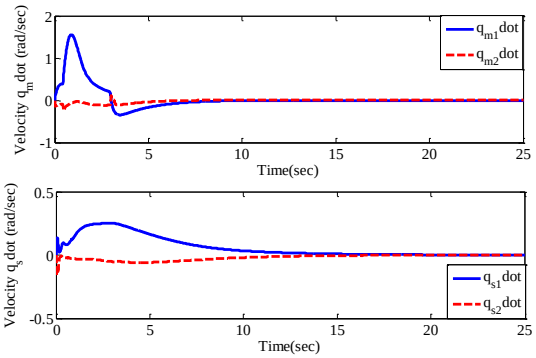
شکل۱: تاخیرهای زمانی نامتقارن و متغییر با زمان مسیرهای رفت و برگشت اطلاعات در کانال ارتباطی



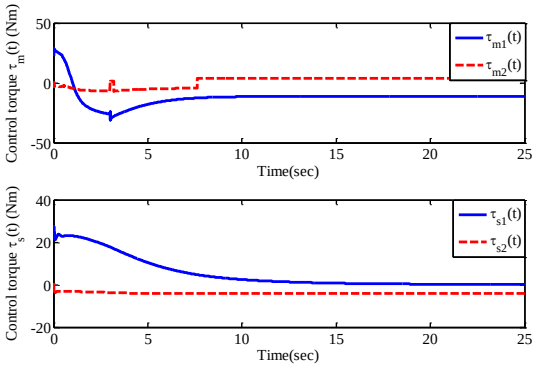
شکل۲: ردیابی موقعیت روبات های فرمانده و فرمانبر تحت کنترل کننده تطبیقی محدود در فضای مفصلی و کاری



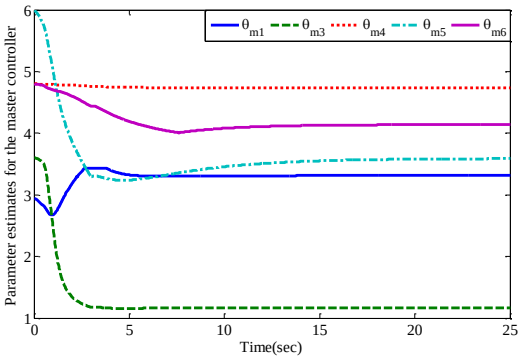
شکل۳. خطای ردیابی موقعیت روبات های فرمانده و فرمانبر تحت کنترل کننده تطبیقی



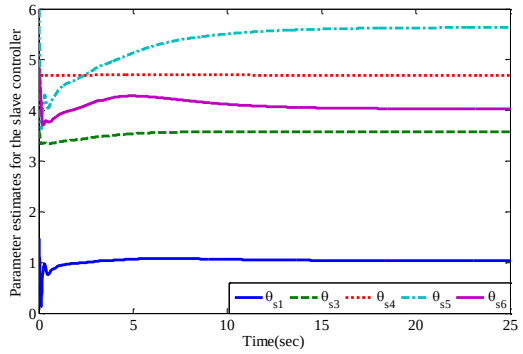
شکل۴: سرعت زاویه ای روبات های فرمانده و فرمانبر



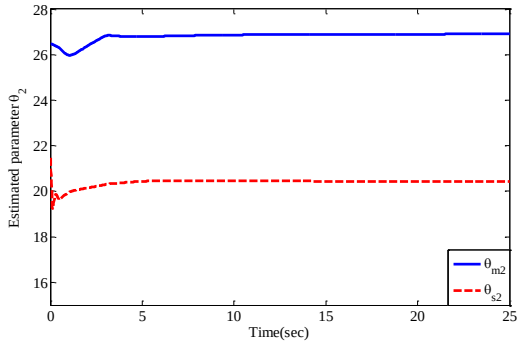
شکل۵:گشتاورهای کنترلی روبات های فرمانده و فرمانبر



شکل۶: تخمین پارامترهای نامعین در روبات فرمانده $\hat{\theta}_m$



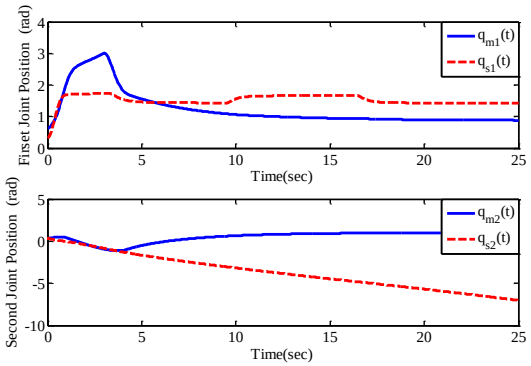
شکل۷: تخمین پارامترهای نامعین در روبات فرمانبر $\hat{\theta}_s$



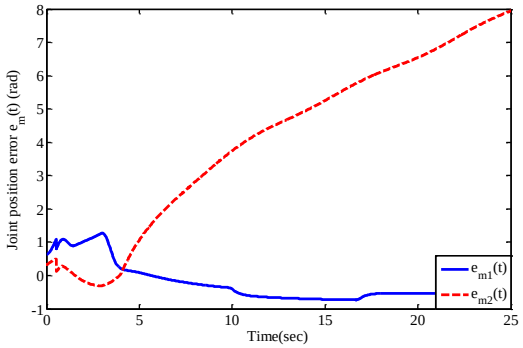
شکل۸: تخمین پارامتر نامعین $\hat{\theta}_{m_2}$ و $\hat{\theta}_{s_2}$ در روبات های فرمانده و فرمانبر

از شکل (۴) می توان مشاهده نمود که سرعت زوایه ای روبات های فرمانده و فرمانبر به سمت صفر میل می نماید. همچنین سیگنالهای کنترلی روبات های فرمانده و فرمانبر براساس شکل (۵) کمتر از محدوده اشباع محرک ها در هر لینک می باشند.

برای مشاهده اثر ترم کنترل تطبیقی و پدیده اشباع محرک ها در کیفیت ردیابی و ناپایداری سیستم حلقه بسته در ادامه دو سناریو در نظر گرفته می شود. در سناریو اول مشابه مقاله غیر تطبیقی [۱۶]، نامعینی ها در طراحی کنترل کننده لحاظ نمی شود. در سناریو دوم کنترل کننده تطبیقی P+D را یک بار بدون در نظر گرفتن اشباع در محرک ها و بار دیگر با در نظر رفتن اشباع در محرک های روبات ها به سیستم تله اپراتوری اعمال می نماییم. نتایج این حالت ها در شکل های (۹) تا (۱۴) نشان داده شده است.

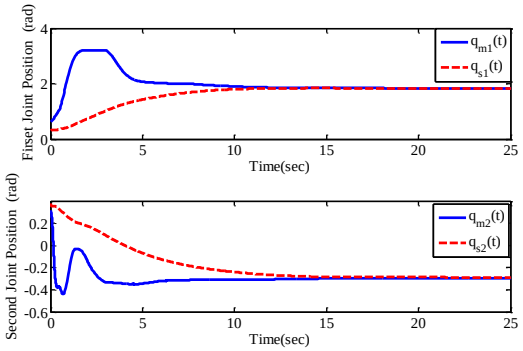


شکل۹: ردیابی موقعیت روبات های فرمانده و فرمانبر در سیستم تله اپراتوری مقید به اشباع محرک ها و بدون استفاده از قانون کنترل تطبیقی در کنترل کننده nP+nD

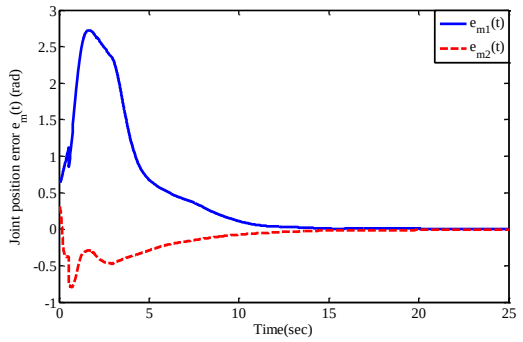


شکل۱۰: خطای ردیابی موقعیت روبات های فرمانده و فرمانبر در سیستم تله اپراتوری مقید به اشباع محرک ها و بدون استفاده از قانون کنترل تطبیقی در کنترل کننده nP+nD

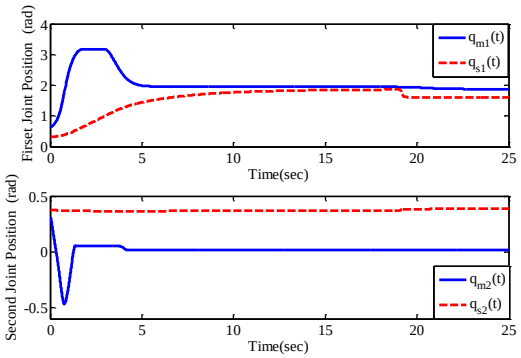
همان طور که از شکلهای (۹) و (۱۰) می توان دید، در نظر نگرفتن نامعینی ها در طراحی کنترل کننده (مشابه مقاله [۱۶]) منجر به ناپایداری و از بین رفتن ردیابی موقعیت روبات های فرمانده و فرمانبر شده، در صورتی که ساختار کنترلی ارائه شده در این مقاله در برخورد با نامعینی ها، مساله اشباع محرک ها و تاخیر زمانی متغیر و نامتقارن رفتار مقاوم تری داشته و پایداری سیستم و ردیابی مجانبی موقعیت مفاصل را تضمین می نماید.



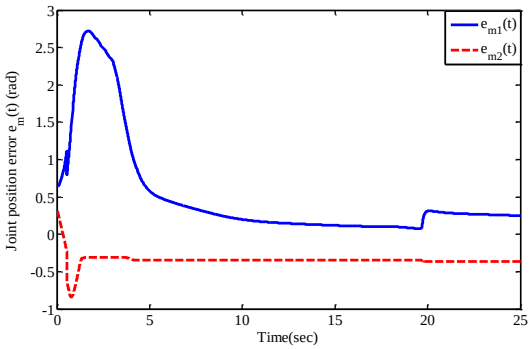
شکل ۱۱: ردیابی موقعیت روبات های فرمانده و فرمانبر در سیستم تله اپراتوری که مقید به اشباع محرک ها نمی باشد و توسط کنترل کننده تطبیقی P+D کنترل می شود.



شکل۱۲: خطای ردیابی موقعیت روبات های فرمانده و فرمانبر در سیستم تله اپراتوری که مقید به اشباع محرک ها نمی باشد و توسط کنترل کننده تطبیقی P+D کنترل می شود.



شکل۱۳: ردیابی موقعیت روبات های فرمانده و فرمانبر در سیستم تله اپراتوری که مقید به اشباع محرک ها می باشد و توسط کنترل کننده تطبیقی P+D کنترل می شود.



شکل۱۴: خطای ردیابی موقعیت روبات های فرمانده و فرمانبر در سیستم تله اپراتوری که مقید به اشباع محرک ها می باشد و توسط کنترل کننده تطبیقی P+D کنترل می شود.

همانگونه که از شکل های (۱۱) تا (۱۴) می توان دید، کنترل کننده تطبیقیP+D که در مراجع [۶, ۷, ۲۳, ۲۴] جهت کنترل سیستم های تله اپراتوری استفاده شده است، در صورت نبود پدیده اشباع می تواند پایداری و ردیابی مجانبی موقعیت مفصل های روبات های فرمانده و فرمانبر را تضمین نماید ولی در صورت وجود پدیده اشباع در محرک های روبات ها، گشتاورهای کنترلی فرمانبر و فرمانبر که توسط کنترل کننده تطبیقی P+D تولید شده است در برخی از بازه های زمانی از سطوح اشباع محرک ها عبور کرده و بدین ترتیب گشتاورهای اعمالی به روبات ها در سطوح اشباع ثابت باقی می مانند. بنابراین این کنترل کننده در تضمین ردیابی مجانبی موقعیت روبات ها و در برخی از موارد نیز در تضمین پایداری سیستم های تله اپراتوری می تواند با مشکل مواجه شود.

۷- نتیجه گیری

در این مقاله کنترل کننده تطبیقی محدود برای سیستم های تله اپراتوری غیرخطی طراحی گردید. هدف از ارائه این کنترل کننده رویارویی با مساله اشباع محرک ها، تاخیر زمانی متغیر و نامتقارن و نامعینی های دینامیکی در این سیستم ها می باشد. ساختار کنترل کننده پیشنهادی به صورت یک کنترل کننده تناسبی- مشتق گیر غیرخطی (nP+nD) به همراه جمله های کنترل تطبیقی محدود می باشد. مقایسه عملکرد این کنترل کننده با کنترل کننده غیر تطبیقی(nP+nD) و تطبیقی (P+D) نشان می دهد که ساختارهای مذکور به ترتیب در مواجه با نامعینی ها و مساله اشباع محرک ها عملکرد مناسبی نداشته و می توانند باعث از بین رفتن ردیابی موقعیت و یا ناپایداری سیستم گردند، در صورتی که ساختار کنترلی ارائه شده در این مقاله در برخورد با این موارد عملکرد بهتری داشته و پایداری سیستم ، ردیابی مجانبی موقعیت مفاصل و محدود ماندن سیگنال های کنترلی را تضمین می نماید. از طرح های در دست بررسی کاهش محافظه کاری در طراحی کنترل کننده می باشد که در این صورت محدودیت کمتری در مورد پارامترهای کنترلی و محدوده اشباع محرک ها ایجاد گردد.

مراجع

[1] F. Hashemzadeh, I. Hassanzadeh, M. Tavakoli, and G. Alizadeh, "Adaptive control for state synchronization of nonlinear haptic telerobotic systems with asymmetric varying time delays," *Journal of Intelligent & Robotic Systems*, vol. 68, pp. 245-259, 201.۲

[2] Z. Li, Y. Xia, and X. Cao, "Adaptive control of bilateral teleoperation with unsymmetrical time-varying delays," *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, vol. 9, pp. 753-767, 2013.

[3] E. Nuño, R. Ortega, and L. Basañez, "An adaptive controller for nonlinear teleoperators," *Automatica*, vol. 46, pp. 155-159, 2010.

[4] I. Sarras, E. Nuño, and L. Basañez, "An adaptive controller for nonlinear teleoperators with variable time-delays," *Journal of the Franklin Institute*, vol. 351, pp. 4817-4837, 2014.

[5] B.-Y. Kim and H.-S. Ahn, "A design of bilateral teleoperation systems using composite adaptive controller," *Control Engineering Practice*, vol. 21, pp. 1641-1652, 2013.

[6] S. Islam, P. X. Liu, A. E. Saddik, and Y. B. Yang" ,Bilateral Control of Teleoperation Systems With Time Delay," *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, vol. PP, pp. 1-12, 2014.

[7] S. Islam, P. X. Liu, and A. El Saddik, "Nonlinear control for teleoperation systems with time varying delay," *Nonlinear Dynamics*, vol. 76, pp. 931-954, 2014/04/01 2014.

[8] E. Nuño, I. Sarras, L. Basañez, and M. Kinnaert, "Control of teleoperators with joint flexibility, uncertain parameters and time-delays," *Robotics and Autonomous Systems*, vol. 62, pp. 1691-1701, 2014.

[16] F. Hashemzadeh, I. Hassanzadeh, and M. Tavakoli, "Teleoperation in the presence of varying time delays and sandwich linearity in actuators," *Automatica*, vol. 49, pp. 2813-2821, 2013.

[17] D. H .Zhai and Y. Xia, "Robust saturation-based control of bilateral teleoperation without velocity measurements," *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2014.

[18] Y. Yang, C. Ge, H. Wang, X. Li, and C. Hua, "Adaptive neural network based prescribed performance control for teleoperation system under input saturation," *Journal of the Franklin Institute*, vol. 352, pp. 1850-1866, 2015.

[19] R. Kelly, V. S. Davila, and J. A. L. Perez, *Control of robot manipulators in joint space*: Springer, 2006.

[20] M. W. Spong, S. Hutchinson, and M. Vidyasagar, *Robot modeling and control* vol. 3: Wiley New York, 2006.

[21] A. R. Teel, "Asymptotic convergence from L p stability," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 44, pp. 2169-2170, 1999.

[22] J.-J. E .Slotine and W. Li, *Applied nonlinear control* vol. 199: Prentice-Hall Englewood Cliffs, NJ, 1991.

[23] S. Islam, X. P. Liu, A. El Saddik, L. Seneviratne, and J. Dias, "Control schemes for passive teleoperation systems over wide area communication networks with time varying delay," *International Journal of Automation and Computing*, vol. 11, pp. 100-108, 2014.

[24] E. Nuño, L. Basañez, C. López-Franco, and N. Arana-Daniel, "Stability of nonlinear teleoperators using PD controllers without velocity measurements," *Journal of the Franklin Institute*, vol. 351, pp. 241-258, 2014.

[9] Y.-C. Liu and N. Chopra, "Control of semi-autonomous teleoperation system with time delays," *Automatica*, vol. 49, pp. 1553-1565, 2013.

[10] G.-P. Liu, Y. Xia, J. Chen, D. Rees, and W. Hu, "Networked predictive control of systems with random network delays in both forward and feedback channels," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 1282-1297, 2007.

[11] W.-j. Kim, K. Ji, and A. Ambike, "Networked real-time control strategies dealing with stochastic time delays and packet losses," in *American Control Conference, 2005. Proceedings of the 2005*, 2005, pp. 621-626.

[12] S. H. Ahn and J. S. Yoon, "A bilateral control scheme for 2-DOF telemanipulators with control input saturation," *Control Engineering Practice*, vol. 10, pp. 1081-1090, 2002.

[13] S.-J. Lee and H.-S. Ahn, "Synchronization of bilateral teleoperation systems with input saturation," in *Control Automation and Systems (ICCAS), 2010 International Conference on*, 2010, pp. 1357-1361.

[14] S.-J. Lee and H.-S. Ahn, "A study on bilateral teleoperation with input saturation and systems," in *Control, Automation and Systems (ICCAS), 2011 11th International Conference on*, 2011, pp. 161-166.

[15] S.-J. Lee and H.-S. Ahn, "Controller designs for bilateral teleoperation with input saturation ", *Control Engineering Practice*, vol. 33, pp. 35-47, 2014.

مجله کنترل
ISSN (print) 2008-8345
ISSN (online) 2538-3752
جلد ۱۱، شماره ۱، بهار ۱۳۹۶، صفحه ۳۷-۲۷

کنترل یک گروه ناهمگن خودرو در حضور تاخیر زمانی ارتباطی و عملگری با ساختار ارتباطی زمان متغیر: استراتژی فاصله ثابت و زمان پیشرفت ثابت

حسین چهاردولی[۱]، محمدرضا همایی‌نژاد[۲]

[۱] دانشجوی دکترای مهندسی مکانیک، گروه جامدات، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، hchehardoli@gmail.com

[۲] استادیار، دانشکدهٔ مهندسی مکانیک، گروه جامدات، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، mrhomaeinezhad@kntu.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۵/۱۲/۵، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۶/۲/۲۱)

چکیده: در این مقاله به کنترل یک گروه خودرو ناهمگن پرداخته می‌شود. از آنجایی که معمولا ارسال داده در سیستم‌های چندعاملی با تاخیر زمانی همراه است لذا تاخیر زمانی اندازه‌گیری در طراحی کنترلر لحاظ می‌شود. همچنین وقفه موتور نیز در مدل‌سازی دینامیکی هر خودرو لحاظ می‌گردد. برای هر خودرو یک کنترلگر خطی بر اساس فاصله نسبی و سرعت نسبی بین خودرویی، طراحی می‌شود. نشان داده می‌شود که دینامیک حلقه بسته گروه خودرو، یک دینامیک کلیدزنی خطی تاخیر زمانی خواهد بود. دو قضیه جدید برای بررسی پایداری سیستم کلیدزنی مزبور بر اساس قضیه لیاپانوف-رازومیخین ارائه می‌گردد و نشان داده می‌شود که گروه ناهمگن خودرو تحت هر سوئیچ دلخواه و نیز با لحاظ تاخیر زمانی ارتباطی و عملگری پایدار مجانبی خواهد بود. برای اثبات پایداری رشته‌ای گروه ناهمگن خودرو تحت عمل سوئیچ و تاخیر زمانی، قضیه‌ای جدید ارائه خواهد شد که قیودی بر ضرایب کنترلی سیستم اعمال می‌کند. کیفیت روش‌های ارائه شده توسط مثال‌های شبیه‌سازی بررسی خواهد شد.

کلمات کلیدی: گروه ناهمگن خودرو، تاخیر زمانی ارتباطی، وقفه عملگری، لیاپانوف رازومیخین، پایداری رشته‌ای.

Control of a Heterogeneous Platoon of Vehicles with Actuator Lag, Communication Delay and Switched Interaction Topology: Constant Spacing and Constant Time Headway Policies

Hossein Chehardoli, Mohammadreza Homaeinezhad

Abstract: This paper investigates the control problem of a heterogonous vehicular platoon with time-varying interaction topology, communication delay and actuator's lag. For each vehicle, a neighbor based linear control law using relative position and relative velocity between vehicles is considered. Two new approaches based on Lyapunov-Razumikhin theorem are presented to perform the internal stability analysis of the resultant switched linear time delay system. It is shown that the closed-loop dynamic is globally asymptotically stable under arbitrary switching. It means that the heterogeneous platoon of vehicles is internal stable under switching action. In continuance of paper, a new theorem is presented to obtain conditions on controller gains satisfying the string stability of heterogeneous platoon. Simulation results are provided to show the effectiveness of the proposed approaches.

Keywords: Heterogeneous platoon, Communication delay, Actuator lag, Lyapunov-Razumikhin, String stability.

۱- مقدمه

در دهه‌های اخیر بحث سیستم‌های حمل و نقل هوشمند (ITS)[1] مورد توجه بسیاری قرار گرفته است [۱و۲]. ایده ITS حلی مفید و سودمند برای کاهش اثرات منفی تراکم ترافیکی در بزرگراه‌ها می‌باشد [۳]. پیاده‌سازی ITS دارای مزایای متعددی همچون افزایش ایمنی، کاهش مصرف سوخت، افزایش ظرفیت ترافیکی بزرگراه و کاهش آلودگی می‌باشد [۳]. ایده اصلی ITS کنترل گروهی خودرو با فاصله‌های کم به منظور افزایش ظرفیت ترافیکی می‌باشد [۴و۵].

کنترل گروهی خودروها به عنوان پیاده‌سازی عملی سیستم ITS در دهه‌های اخیر مورد توجه روزافزونی بوده است. به طوری‌که روش‌های متعددی برای کنترل حرکت یک بعدی آن‌ها ارائه شده است [۶-۱۰]. ایده اصلی این امر، کنترل گروهی خودروها به منظور رسیدن به فاصله نسبی مطلوب و سرعت یکسان می‌باشد [۱۱]. اهمیت کنترل گروهی خودروها در نظم دهی حرکتی در اتوبان‌های خودکار و افزایش ظرفیت ترافیکی می‌باشد. به طوری که اگر بتوان خودروها را تا حد ممکن نزدیک به یکدیگر کنترل نمود، آنگاه ظرفیت ترافیکی افزایش می‌یابد [۳]. در کنترل گروهی خودرو دو نوع تحلیل پایداری مورد توجه قرار می‌گیرد. پایداری داخلی[2] که معرف پایداری مجانبی سیستم می‌باشد و پایداری رشته‌ای[3] که متضمن عدم گسترش خطا در طول دسته می‌باشد [۱۲و۱۳].

در حالت کلی دو استراتژی فاصله‌بندی بین خودرویی استفاده می‌گردد: استراتژی زمان پیشرفت ثابت [۱۲-۱۴] و استراتژی فاصله ثابت [۱۵-۱۷]. در استراتژی فاصله ثابت، هدف ثابت نگه داشتن فاصله بین هر دو خودروی متوالی است در حالی‌که در استراتژی زمان پیشرفت ثابت فاصله بین خودرویی متغیر و بر حسب سرعت خودروها می‌باشد. استراتژی فاصله ثابت حجم ترافیکی را بیشتر کرده در حالی‌که پیاده‌سازی عملی آن دشوارتر است [۱۳و۱۶].

در دهه‌های اخیر تحقیقات فراوانی در زمینه تحلیل پایداری و طراحی کنترلگر برای گروه‌های خودرو انجام شده است. در حالت کلی طراحی کنترلگر و تحلیل پایداری برای حرکت گروهی خودروها در فضای حالت [۱۷-۲۱] و یا در فضای فرکانس [۸،۹،۲۳] انجام می‌پذیرد. در [۱۶] یک کنترل مقاوم-تطبیقی برای تخمین نیروهای خارجی اعمالی بر خودرو ارائه شده است. یک کنترلگر خطی و مقاوم در برابر داده‌های از دست رفته در [۱۵] ارائه شده است که پایداری رشته‌ای و داخلی گروه را تضمین می‌کند. در [۱۴و۲۳] اثرات تاخیر زمانی بر پایداری داخلی و رشته‌ای درنظر گرفته شده است. یک کنترلگر غیر متمرکز برای تضمین پایداری رشته‌ای یک گروه همگن خودرو در حضور تاخیر عملگری در [۲۲] ارائه شده است که نتایج به صورت عملی اعتبارسنجی شده‌اند. اثرات اغتشاش خارجی اعمالی بر خودرو بر پایداری رشته‌ای در [۱۷] بررسی شده است. در [۳] روشی مبتنی بر مطالعه رفتار ریشه‌های معادله مشخصه سیستم حلقه بسته برای بررسی پایداری رشته‌ای ارائه شده است.

در تمامی تحقیقات گذشته، ساختار شبکه ارتباطی گروه خودرو، ثابت درنظر گرفته شده است. در یک گروه خودرو دینامیک حلقه بسته تابعی از ساختار ارتباطی خودروها است. به نحوی‌که با تغییر ساختار ارتباطی خودروها، دینامیک حلقه بسته سیستم نیز دچار تغییر می‌گردد. مطابق تئوری سیستم‌های کلیدزنی [۲۴و۲۵] تغییر دینامیک حلقه بسته می‌تواند باعث ناپایداری کل سیستم گردد. همچنین این امر می‌تواند پایداری رشته‌ای سیستم را نیز با مخاطره روبرو نماید. در این مقاله به کنترل یک دسته ناهمگن خودرو در حضور تاخیر زمانی ارتباطی و عملگری و با ساختار ارتباطی زمان متغیر پرداخته می‌شود. به طور خلاصه مهمترین نوآوری این مقاله به شرح زیر است:

۱- ناهمگن درنظر گرفتن گروه خودرو

۲- ارائه قضایایی نو مبتنی بر قضیه لیاپانوف-رازومیخین برای تحلیل پایداری سیستم‌های کلیدزنی خطی تاخیر زمانی

۳-تحلیل پایداری رشته‌ای گروه خودرو در حضور تاخیر زمانی ارتباطی، عملگری و ساختار ارتباطی زمان متغیر

ادامه مقاله به شرح زیر سازماندهی شده است. در قسمت ۲ مقدمات ریاضی مسئله ارائه می‌گردد. در قسمت ۳ به معرفی سیستم مورد نظر و طراحی کنترلگر به منظور پایداری داخلی سیستم پرداخته می‌شود و دو قضیه جدید در این راستا ارائه می‌گردد. در قسمت ۴ پایداری رشته‌ای سیستم مورد بحث قرار خواهد گرفت و قضیه‌ای در این مورد ارائه خواهد شد. در قسمت ۵ شبیه‌سازی‌های متعدد برای بررسی کیفیت قضایای بیان شده ارائه می‌گردد. در نهایت مقاله در قسمت ۶ جمع‌بندی می‌گردد.

۲- مقدمات ریاضی مسئله

فرض کنید $G=(V,\varepsilon,\mathbf{W})$ معرف یک گراف جهت‌دار از مرتبه N باشد که درآن $V=\{1,2,...,N\}$ معرف رئوس گراف، $\varepsilon\subseteq V\times V$ مجموعه یال‌ها و $\mathbf{W}=[w_{ij}]_{N\times N}$، $w_{ij}>0,\ w_{ii}=0$ ماتریس مجاورت گراف G می‌باشد. اگر یک مسیر از راس i به راس j وجود داشته باشد، راس j از راس i دسترس‌پذیر خواهد بود. گراف بدون جهت G متصل[4] است اگر بین هر دو راس متفاوت حداقل یک مسیر وجود داشته باشد. راس i در دسترس سراسری خوانده می‌شود اگر در دسترس هر راس دیگری باشد. ماتریس لاپلاسین[5] گراف G به صورت $\mathbf{L}=[l_{ij}],\ l_{ii}=\sum_{j=1,\neq i}^{N} w_{ij}$, $l_{ij}=-w_{ij},\ i\neq j$ تعریف می‌شود. در یک گروه خودرو رهبر به خودرویی اطلاق می‌گردد که اطلاعاتی از سایر خودروها دریافت نکند.

[1] Intelligent transportation system (ITS)
[2] Internal stability
[3] String stability
[4] Connected
[5] Laplacian

برای مطالعه مسئله رهبر-پیرو[1] گراف دیگری به صورت $\bar{G}$ تعریف می‌شود که شامل $N+1$ راس می‌گردد که راس راهنما با شماره 0 نشان داده می‌شود. ماتریس Z به عنوان ماتریس مجاورت راس صفر درنظر گرفته می‌شود. در گراف $\bar{G}$ راس صفر قابل دسترس سراسری خوانده می‌شود اگر برای تمام رئوس دیگر در دسترس باشد. برای گراف $\bar{G}$ ماتریس $\mathbf{H}=\mathbf{L}+\mathbf{Z}$ تعریف می‌گردد که در تحلیل پایداری داخلی مورد استفاده قرار می‌گیرد.

لم ۱: $\mathbf{H}\succ\mathbf{0}$ اگر راس صفر قابل دسترس سراسری باشد [۲۶].

لم ۲: ماتریس متقارن $\bar{\mathbf{S}}=\begin{pmatrix}\bar{\mathbf{S}}_{11} & \bar{\mathbf{S}}_{12}\\ \bar{\mathbf{S}}_{12}^T & \bar{\mathbf{S}}_{22}\end{pmatrix}$ مثبت معین است اگر $\bar{\mathbf{S}}_{11}\succ\mathbf{0},\ \bar{\mathbf{S}}_{22}-\bar{\mathbf{S}}_{12}\bar{\mathbf{S}}_{11}^{-1}\bar{\mathbf{S}}_{12}\succ\mathbf{0}$ [۲۷].

لم ۳. (نامساوی یانگ): برای هر دو بردار دلخواه $\mathbf{a},\mathbf{b}$ ونیز ماتریس $\varsigma>\mathbf{0}$، نامساوی $2\mathbf{a}^T\mathbf{b}\le\mathbf{a}^T\varsigma\mathbf{a}+\mathbf{b}^T\varsigma^{-1}\mathbf{b}$ برقرار است [۲۸].

قضیه ۱. (لیاپانوف رازومیخین): سیستم تاخیردار زیر را درنظر بگیرید:

$$\begin{cases}\dot{\mathbf{x}}=f(\mathbf{x}_t)\\ \mathbf{x}(\theta)=\phi(\theta),\ \theta\in[-\beta,0]\end{cases}\qquad(۱)$$
$$\mathbf{x}_t(\theta)=\mathbf{x}(t+\theta),\ \forall\theta\in[-\beta,0],\ f(0)=0$$

توابع پیوسته، غیرمنفی و غیرکاهشی $\varphi_3,\varphi_2,\varphi_1$ را درنظر بگیرید به نحوی که: $\forall s>0:\ \phi_1(s)>0,\phi_2(s)>0,\phi_3(s)>0$، همچنین داشته باشیم: $\phi_1(0)=\phi_2(0)=0$. برای سیستم (۲۷)، فرض کنید تابع پیوسته و مشتق‌پذیر $f:C([-\beta,0],\Re^n)\to\Re^n$ مجموعه محدود $C([-\beta,0],\Re^n)$ را به یک مجموعه محدود در $\Re^n$ می نگارد. اگر یک تابع پیوسته $V(\mathbf{x},t)$ وجود داشته باشد به نحوی که

$$\phi_1(\|\mathbf{x}\|)\le V(t,\mathbf{x})\le\phi_2(\|\mathbf{x}\|),\ t\in\Re,\mathbf{x}\in\Re^n\qquad(۲)$$

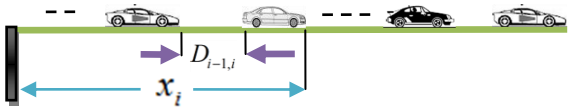
و در ادامه اگر یک تابع غیرکاهشی $\phi(s),\ \phi(s)>s$ وجود داشته باشد به قسمی که

$$\dot{V}(t,x)\le-\varphi_3(\|x\|),\quad if\ V(t+\theta,x(t+\theta))<\varphi(V(t,x(t))),\ \theta\in[-\beta,0]\qquad(۳)$$

آنگاه مبدا یک نقطه پایدار مجانبی برای سیستم (۱) خواهد بود [۲۹].

۳- معرفی سیستم

در این قسمت، کنترل حرکت یک گروه خودرو ناهمگن شامل یک خودرو راهنما و N خودرو پیرو مورد بررسی قرار می‌گیرد. حرکت گروه، به صورت یک‌بعدی درنظر گرفته می‌شود. شکل (۱) به صورت شماتیک گروه ناهمگن خودرو در حرکت یک‌بعدی را نشان می‌دهد.



شکل ۱: یک گروه خودروی ناهمگن در حرکت یک‌بعدی

معادله دینامیکی هر خودرو به صورت زیر است:

$$M_i\ddot{x}_i=u_i^\sigma\to\begin{cases}\dot{x}_i=v_i\\ \dot{v}_i=\dfrac{1}{M_i}u_i^\sigma=\bar{u}_i^\sigma\end{cases}\qquad(۴)$$

که در آن u_i,v_i,x_i,M_i به ترتیب جرم، موقعیت، سرعت و ورودی کنترلی خودرو iام است و σ سیگنال کلیدزنی است که ناشی از تغییر ساختار قانون کنترلی است. برای هر دو استراتژی زمان پیشرفت ثابت و فاصله ثابت قانون کنترلی به صورت زیر درنظر گرفته می‌شود:

$$\bar{u}_i^\sigma=K\sum_{j=1}^{N_i^\sigma}w_{ij}^\sigma[x_j(t-\tau)-x_i(t-\tau)-d_{ji}]+$$
$$+K[x_0(t-\tau)-x_i(t-\tau)-d_{0i}]+D(v_0-v_i)\qquad(۵)$$

که در آن: x_0,v_0 به ترتیب موقعیت و سرعت خودروی راهنما هستند. τ تاخیر زمانی ارتباطی، K و D ضرایب کنترلی و N_i^σ تعداد خودروهای همسایه خودروی i می‌باشد. برای هر خودرو موقعیت مطلوب به صورت $x_i^d=x_0-\sum_{j=1}^{i}(D_{j-1,j}+L_{j-1})$ تعریف می‌شود که در آن $D_{j-1,j}$ فاصله مطلوب بین دو خودروی متوالی و L_{j-1} طول خودرو $j-1$ ام است. برای استراتژی فاصله ثابت $D_{j-1,j}$ مقداری ثابت و برای استراتژی زمان پیشرفت ثابت $D_{j-1,j}=h_jv_0+D_{\min}$ درنظر گرفته می‌شود که در آن $D_{\min}$ حداقل فاصله بین دوخودروی متوالی و h_j زمان پیشرفت ثابت می‌باشد. خطای تعقیب برای هر خودرو به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$e_i=x_i-x_i^d\Rightarrow\dot{e}_i=\dot{x}_i-v_0\Rightarrow\ddot{e}_i=\ddot{x}_i\qquad(۶)$$

بنابراین قانون کنترلی برحسب دینامیک خطا به صورت زیر خواهد بود:

$$\bar{u}_i^\sigma=K\sum_{j=1}^{N_i^\sigma}w_{ij}^\sigma[e_j(t-\tau)-e_i(t-\tau)]-$$
$$-Ke_i(t-\tau)-D\dot{e}_i\qquad(۷)$$

تاخیر زمانی ارتباطی از خصوصیات اجتناب‌ناپذیر در سیستم‌های چندعاملی است. همچنین موتور هر خودرو دارای تاخیر عملگری است که با لحاظ هر دو نوع تاخیر قانون کنترلی فوق به صورت زیر درخواهد آمد:

$$\bar{u}_i^\sigma=K\sum_{j=1}^{N_i^\sigma}w_{ij}^\sigma[e_j(t-\tau_i)-e_i(t-\tau_i)]-$$
$$-Ke_i(t-\tau_i)-D\dot{e}_i(t-\Delta_i)\qquad(۸)$$

که در آن $\tau_i=\tau+\Delta_i$ و Δ_i وقفه موتور خودرو iام می‌باشد. با جایگذاری (۸) در (۴) دینامیک حلقه بسته هر خودرو به صورت زیر درخواهد آمد:

[1] Leader-follower

$$\ddot{e}_i = K\sum_{i=1}^{N_i^\sigma} w_{ij}^\sigma[e_j(t-\tau_i)-e_i(t-\tau_i)] - Ke_i(t-\tau_i) - D\dot{e}_i(t-\Delta_i) \quad (۹)$$

با تعریف $\mathbf{e}=[e_1,...,e_N,\dot{e}_1,...,\dot{e}_N]$ دینامیک حلقه بسته کل گروه به صورت زیر خواهد بود:

$$\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A}_\sigma\mathbf{e} + \sum_{i=1}^{m}\mathbf{B}_{i,\sigma}\mathbf{e}(t-\tau_i) + \sum_{i=1}^{m}\mathbf{C}_{i,\sigma}\mathbf{e}(t-\Delta_i) \quad (۱۰)$$

که در آن: $\sigma(t): t\in[0,\infty)\to k\in\{1,2,...,n_\sigma\}$ و

$$\mathbf{A}_\sigma = \begin{pmatrix}\mathbf{0} & \mathbf{I}_N\\ \mathbf{0} & \mathbf{0}\end{pmatrix}, \sum_{i=1}^{m}\mathbf{B}_{i,\sigma} = \begin{pmatrix}\mathbf{0} & \mathbf{0}\\ -K\mathbf{H}_\sigma & \mathbf{0}\end{pmatrix},$$

$$\sum_{i=1}^{m}\mathbf{C}_{i,\sigma} = \begin{pmatrix}\mathbf{0} & \mathbf{0}\\ \mathbf{0} & -D\mathbf{I}_N\end{pmatrix}$$

قضیه ۲: اگر شرایط زیر برقرار باشند سیستم کلیدزنی خطی تاخیر زمانی (۱۰) تحت هر سوئیچ دلخواه پایدار مجانبی فراگیر خواهد بود.

۱- خودروی راهنما برای کل دسته در دسترس سراسری باشد.

۲- ماتریس مثبت معین $\mathbf{P}\in\Re^{2N\times 2N}$ وجود داشته باشد به نحوی که:

$$\mathbf{PE}_k + \mathbf{E}_k^T\mathbf{P} \prec -\mathbf{Q} \prec \mathbf{0},$$
$$\mathbf{E}_k = \mathbf{A}_k + \sum_{i=1}^{m}\mathbf{B}_{i,k} + \sum_{i=1}^{m}\mathbf{C}_{i,k},\ k\in\{1,2,...,n_s\} \quad (۱۱)$$

۳- $\frac{D}{\sqrt{K}} > \max_{k=1,2,...,n_s}\left\{\max_{i=1,2,...,N}\frac{|\mathrm{Im}(\lambda_{i,k})|}{\sqrt{\mathrm{Re}(\lambda_{i,k})}}\right\}$ که در آن: $\lambda_{i,k}$ مقدار ویژه kام ماتریس $\mathbf{H}_k$ می‌باشد.

قضیه ۳: اگر شرایط زیر برقرار باشند، سیستم کلیدزنی خطی تاخیر زمانی (۱۰) تحت هر سوئیچ دلخواه پایدار مجانبی فراگیر خواهد بود.

۱- خودروی راهنما برای هر سیگنال کلیدزنی قابل دسترس سراسری باشد.

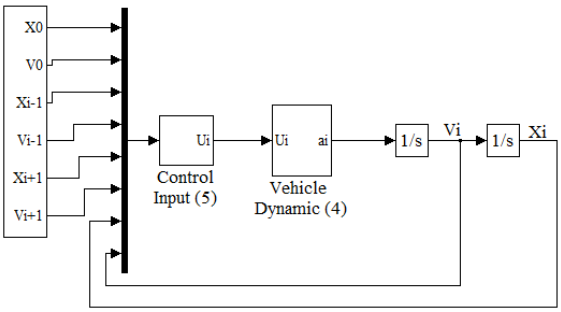
۲- ماتریس مثبت معین $\bar{\mathbf{P}}\in\Re^{N\times N}$ وجود داشته باشد که نامعادله زیر را ارضا نماید:

$$\bar{\mathbf{P}}\mathbf{H}_\sigma + \mathbf{H}_\sigma^T\bar{\mathbf{P}} \succ \mathbf{0} \quad (۱۲)$$

۳- $D>1,\ K<\frac{2(D-1)\mu}{\lambda},\ \mu=\min(eig(\bar{\mathbf{P}})),\ a$

$$\lambda = \max\left\{eig\left[\bar{\mathbf{P}}\mathbf{H}_\sigma\left(\bar{\mathbf{P}}\mathbf{H}_\sigma + \mathbf{H}_\sigma^T\bar{\mathbf{P}}\right)^{-1}\mathbf{H}_\sigma^T\bar{\mathbf{P}}\right]\right\}$$

شکل (۲) دیاگرام کنترلی یک خودرو با معادلات دینامیکی (۴) و تحت قانون کنترلی (۵) را به صورت شماتیک نشان می‌دهد.



شکل ۲: دیاگرام کنترلی یک خودرو گروه

۴- پایداری رشته‌ای

برای بررسی پایداری رشته‌ای باید ساختار ارتباطی گروه مشخص باشد. در این مقاله فرض بر آن است که هر خودرو می‌تواند به اطلاعات موقعیت نسبی با خودروی جلو، عقب و راهنما و همچنین سرعت نسبی با خودروی راهنما دسترسی داشته باشد. شکل زیر ساختار مورد نظر را نشان می‌دهد.

شکل ۳: ساختار ارتباطی گروه ناهمگن خودرو

با توجه به ساختار ارتباطی فوق، دینامیک حلقه بسته خودرو iام به صورت زیر خواهد بود:

$$\ddot{e}_i = K_{i,i-1}^\sigma[e_{i-1}(t-\tau_i)-e_i(t-\tau_i)] + K_{i,i+1}^\sigma[e_{i+1}(t-\tau_i)-e_i(t-\tau_i)] - Ke_i(t-\tau_i) - D\dot{e}_i(t-\Delta_i) \quad (۱۳)$$

که در آن: $K_{i,i+1}^\sigma = Kw_{i,i+1}^\sigma,\ K_{i,i-1}^\sigma = Kw_{i,i-1}^\sigma$. تبدیل لاپلاس طرفین عبارت فوق منجر به رابطه زیر می‌گردد:

$$E_i = G_{i-1}E_{i-1} + G_{i+1}E_{i+1}$$
$$G_{i-1} = \frac{K_{i,i-1}^\sigma e^{-\tau_i s}}{s^2 + sDe^{-\Delta_i s} + (K_{i,i-1}^\sigma + K_{i,i+1}^\sigma + K)e^{-\tau_i s}}, \quad (۱۴)$$
$$G_{i+1} = \frac{K_{i,i+1}^\sigma e^{-\tau_i s}}{s^2 + sDe^{-\Delta_i s} + (K_{i,i-1}^\sigma + K_{i,i+1}^\sigma + K)e^{-\tau_i s}}$$

با انجام محاسبات ساده داریم:

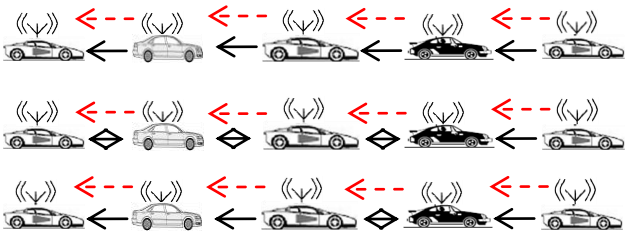
$$\frac{E_i}{E_{i+1}} = \frac{G_{i-1}}{1-G_{i+1}\frac{E_{i+1}}{E_i}} \quad (۱۵)$$

قضیه ۵: اگر شرط زیر برقرار باشد گروه ناهمگن خودرو تحت عمل سوئیچ پایدار رشته‌ای خواهد بود:

$$(K_{i,i-1}^\sigma + K_{i,i+1}^\sigma + K)(\tau_i + \Delta_i + \sqrt{(\tau_i+\Delta_i)^2 + \frac{2}{K_{i,i-1}^\sigma + K_{i,i+1}^\sigma + K}}) \le D \le \frac{1}{2\Delta_i} \quad (۱۶)$$
$$K_{N,N+1}^\sigma = 0$$

۵- نتایج شبیه‌سازی

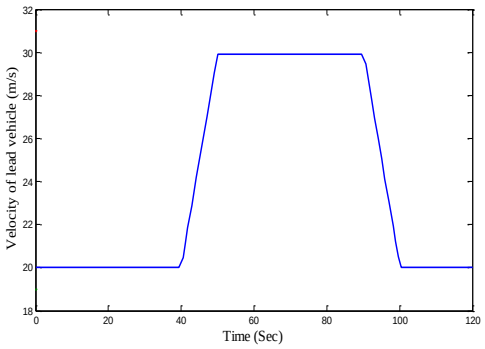
یک گروه ناهمگن شامل ۵ خودرو را مطابق شکل (۴) درنظر بگیرید. برای کلیه سناریوها، سه ساختار ارتباطی متفاوت به صورت زیر



درنظر گرفته شده‌اند.

شکل ۴: ساختار ارتباطی زمان متغیر گروه ناهمگن خودرو

در سناریوهای ۱ و۲ سرعت خودروی راهنما به صورت شکل (۵) درنظر گرفته می‌شود. خطای فاصله برای استراتژی فاصله ثابت به صورت $\delta_i = x_{i-1} - x_i - L_{i-1}$ و برای استراتژی زمان پیشرفت ثابت به صورت $\delta_i = x_{i-1} - x_i - h_i v_0 - D_{\min}$ تعریف می‌گردد.



شکل ۵: سرعت خودروی راهنما در سناریو ۱ و۲

سناریو ۱: در این سناریو تمامی خودروهای گروه یکسان درنظر گرفته می‌شوند. جدول (۱) پارامترهای کنترلی و ثابت‌های سیستم را نشان می‌دهد. جدول (۲) مقایسه‌ای بین کران بالای تاخیر زمانی محاسبه شده توسط قضایای ۲ و ۳ را نشان می‌دهد. طبق این جدول قضیه ۲ محافظه‌کاری کمتری نسبت به قضیه ۳ داشته و کران بالای بیشتری برای تاخیر زمانی ارتباطی پیشنهاد می‌دهد. به منظور مقایسه این دو قضیه، مقادیر تاخیر موتور ثابت فرض شده است و کران بالای تاخیر زمانی با توجه به آن محاسبه شده است.

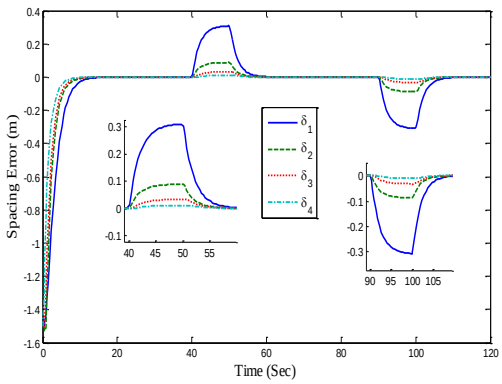
جدول ۱: ضرایب کنترلی و ثابت‌های سیستم برای سناریو ۱

کمیت	توصیف	مقدار
$M(Kg)$	جرم خودرو	1500
K	ضریب کنترلی	1.1
D	ضریب کنترلی	3.9
$\tau(\sec)$	تاخیر زمانی	$0.07\lvert\sin(t)\rvert$
$\Delta(\sec)$	وقفه موتور	0.1
$L(m)$	طول خودرو	4
h_i	زمان پیشرفت ثابت	0.02
$D_{i-1,i}$	فاصله مطلوب بین خودرویی	2
$D_{\min}$	حداقل فاصله بین خودرویی	0.1

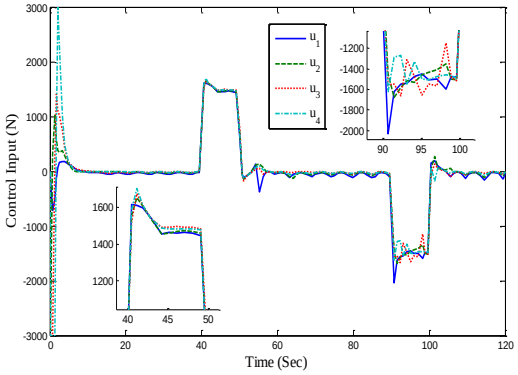
جدول ۲: مقایسه کران بالای تاخیر زمانی محاسبه شده توسط قضایای ۲و۳

قضیه	وقفه موتور $\Delta(\sec)$	تاخیر زمانی $\tau(\sec)$
قضیه ۲	0.05	0.38
قضیه ۳	0.05	0.29
قضیه ۲	0.1	0.27
قضیه ۳	0.1	0.21
قضیه ۲	0.25	0.17
قضیه ۳	0.25	0.12

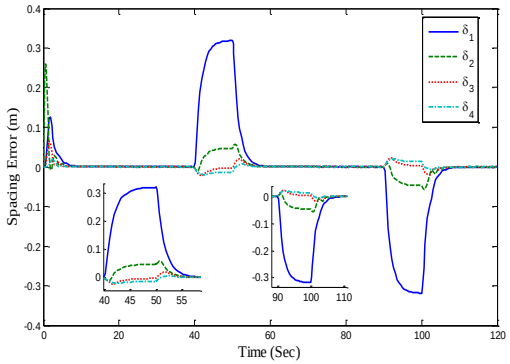
شکل (۶) خطای تعقیب گروه خودرو را نشان می‌دهد. طبق این شکل دامنه خطا در طول دسته روندی کاهشی دارد که نشان دهنده پایداری رشته‌ای گروه می‌باشد. شکل (۷) منحنی ورودی‌های کنترلی گروه خودرو را نشان می‌دهد. با توجه به آنکه جرم هر خودرو در این استراتژی مقدار $M = 1500Kg$ درنظر گرفته شده است، بنابراین ورودی‌های مزبور مقادیری قابل قبول دارند. همچنین شکل‌های (۸) و (۹) خطای تعقیب و ورودی کنترلی را برای استراتژی زمان پیشرفت ثابت در سناریو ۱ را نشان می‌دهند.



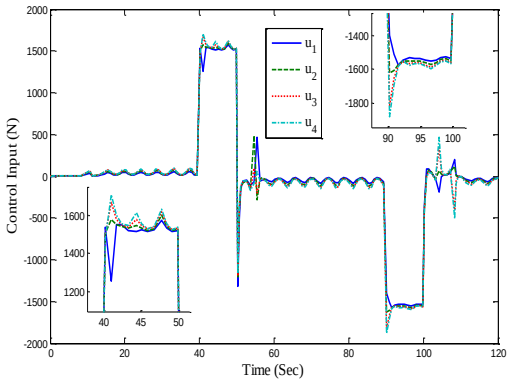
شکل ۶: خطای تعقیب برای سناریو۱، استراتژی فاصله ثابت



شکل ۷: ورودی کنترلی در سناریو۱، استراتژی فاصله ثابت



شکل ۸: خطای تعقیب برای سناریو۱، استراتژی زمان پیشرفت ثابت

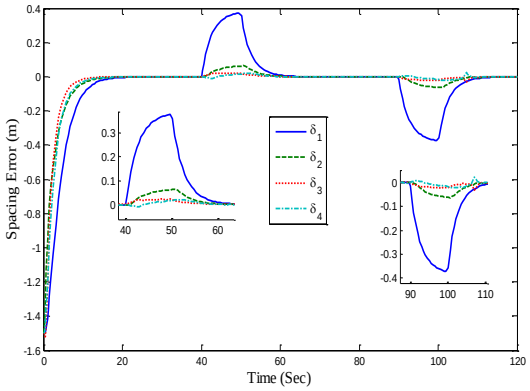


شکل ۹: ورودی کنترلی در سناریو۱، استراتژی زمان پیشرفت ثابت

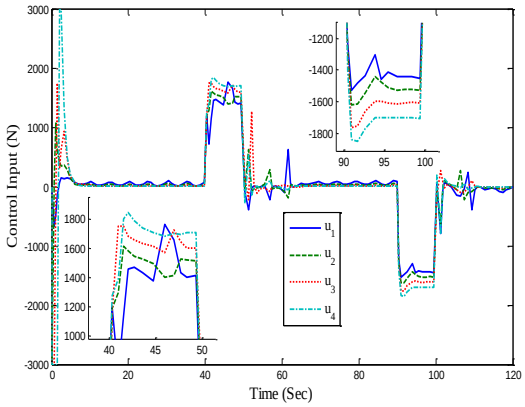
سناریو ۲: در این سناریو گروه خودرو ناهمگن در نظر گرفته می‌شود (جدول ۳). ضرایب کنترلی مشابه قبل درنظر گرفته شده‌اند. شکل (۱۰) و (۱۱) خطای تعقیب و ورودی کنترلی را برای استراتژی فاصله ثابت نشان می‌دهند. همچنین شکل‌های (۱۲) و (۱۳) خطای تعقیب و ورودی کنترلی را برای استراتژی زمان پیشرفت ثابت نشان می‌دهند.

جدول۳: ثابت‌های گروه ناهمگن خودرو (M_i, Δ_i, L_i)

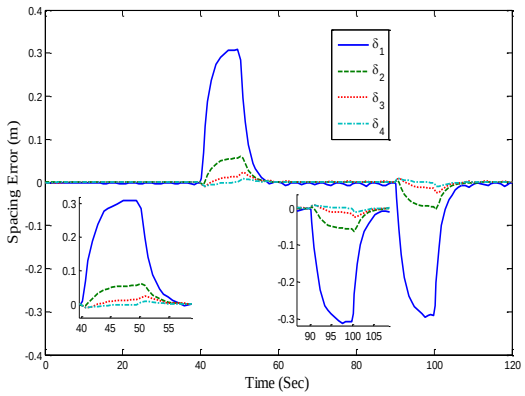
1	2	3	4
1400, 0.08, 3.8	1600, 0.1, 4	1500, 0.07, 4.1	1700,0.11, 3.9



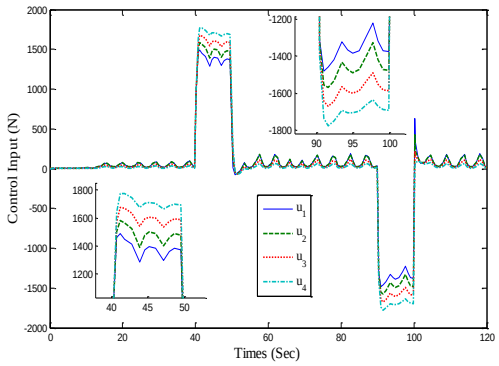
شکل ۱۰: خطای تعقیب برای سناریو۲، استراتژی فاصله ثابت



شکل ۱۱: ورودی کنترلی برای سناریو۲، استراتژی فاصله ثابت

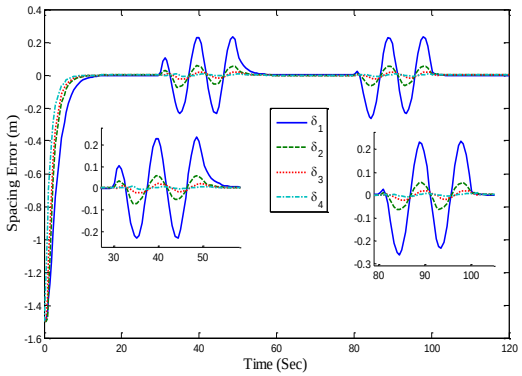


شکل ۱۲: خطای تعقیب در سناریو۲، استراتژی زمان پیشرفت ثابت

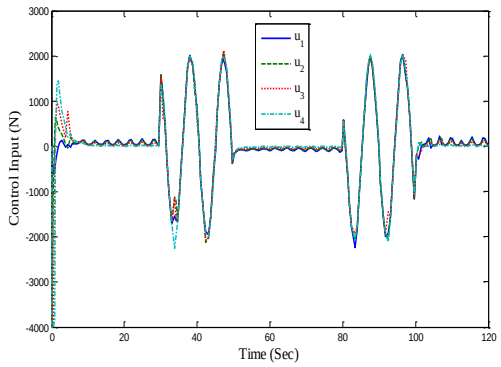


شکل ۱۳: ورودی کنترلی برای سناریو۲، استراتژی زمان پیشرفت ثابت

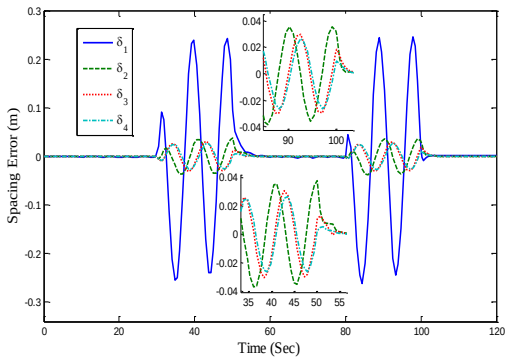
سناریو۳: در این سناریو پایداری رشته‌ای سیستم در حضور اغتشاش اعمالی بر خودرو راهنما مورد بررسی قرار می‌گیرد. به این منظور سیگنال اغتشاش به خودرو $a=\begin{cases}1.2\sin(0.7t), & t>30, t\le 50\\ -1.2\sin(0.7t), & t>80, t\le 100\\ 0, & otherwise\end{cases}$ راهنما اعمال می‌گردد. شکل‌های (۱۴) و (۱۵) خطای تعقیب و ورودی کنترلی برای استراتژی فاصله ثابت را نشان می‌دهند. همچنین شکل‌های (۱۶) و (۱۷) خطای تعقیب و ورودی کنترلی برای استراتژی زمان پیشرفت ثابت را نشان می‌دهد.



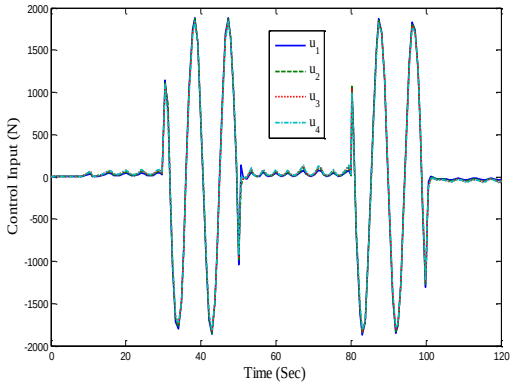
شکل ۱۴: پایداری رشته‌ای در سناریو۳، استراتژی فاصله ثابت



شکل ۱۵: ورودی کنترلی درسناریو ۳ برای استراتژی فاصله ثابت



شکل ۱۶: پایداری رشته‌ای برای سناریو ۳، استراتژی زمان پیشرفت ثابت



شکل ۱۷: ورودی کنترلی برای سناریو۳، استراتژی زمان پیشرفت ثابت

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله تحلیل پایداری داخلی و رشته‌ای یک گروه ناهمگن خودرو در حضور تاخیر زمانی ارتباطی و عملگری بررسی گردید. ساختار شبکه ارتباطی، متغیر با زمان درنظر گرفته شد. برای اولین بار قضیه لیاپانوف-رازومیخین برای تحلیل سیستم‌های کلیدزنی خطی تاخیر زمانی مورد بررسی قرار گرفت و دو قضیه جدید برای تحلیل پایداری مجانبی این سیستم‌ها ارائه گردید. در نتایج شبیه‌سازی نشان داده شد که قضیه اول محافظه‌کاری کمتری نسبت به قضیه دوم داشته و کران بالاتری برای تاخیر زمانی ارتباطی پیشنهاد می‌دهد. در ادامه، به تحلیل پایداری رشته‌ای گروه ناهمگن خودرو در حضور تاخیر زمانی ارتباطی و عملگری و نیز ساختار زمان متغیر شبکه پرداخته شد و قضیه‌ای نو برای تحلیل پایداری رشته‌ای گروه خودرو ارائه گردید. در پایان با طرح سناریوهای متعدد به تحلیل کیفیت روش‌های ارائه شده پرداخته شد.

۷- پیوست

اثبات قضیه ۲: شرط لازم برای وجود ماتریس $\mathbf{P}$ برای معادله (۱۱) آن است که $\mathbf{E}_k \prec \mathbf{0}$. مطابق [۳۰] معادله مشخصه $\mathbf{E}_k$ به صورت حاصلضرب N فاکتور به صورت زیر قابل بیان است:

$$\det(p\mathbf{I}-\mathbf{E}_k)=\det\begin{pmatrix} p\mathbf{I} & -\mathbf{I}\\ K\mathbf{H}_k & (p+D)\mathbf{I}\end{pmatrix}= \\ =\det(p^2\mathbf{I}+pD\mathbf{I}+K\mathbf{H}_k)=\prod_{i=1}^{N}(p^2+pD+K\lambda_{i,k}) \tag{۱۷}$$

مطابق لم ۱ اگر خودروی راهنما به ازای هر سیگنال کلیدزنی در کل دسته قابل دسترس سراسری باشد آنگاه $\lambda_{i,k}>0$. چند جمله‌ای $p^2+pD+K\lambda_{i,k}$ پایدار است اگر [۳۰]

$$D>\max_{k=1,2,\dots,n_s}\left\{\max_{i=1,2,\dots,N}\frac{|\mathrm{Im}(K\lambda_{i,k})|}{\sqrt{\mathrm{Re}(K\lambda_{i,k})}}\right\}\Rightarrow \\ \frac{D}{\sqrt{K}}>\max_{k=1,2,\dots,n_s}\left\{\max_{i=1,2,\dots,N}\frac{|\mathrm{Im}(\lambda_{i,k})|}{\sqrt{\mathrm{Re}(\lambda_{i,k})}}\right\} \tag{۱۸}$$

در ادامه اثبات، تابع لیاپانوف مشترک $V=\mathbf{e}^T\mathbf{P}\mathbf{e}$ را درنظر بگیرید که مشتق آن در راستای (۱۰) به صورت زیر خواهد بود:

$$\dot{V}=2\mathbf{e}^T\mathbf{P}\left\{\mathbf{A}_{\sigma(t)}\mathbf{e}+\sum_{i=1}^{m}\mathbf{B}_{i,\sigma(t)}\mathbf{e}(t-\tau_i)+\sum_{i=1}^{m}\mathbf{C}_{i,\sigma(t)}\mathbf{e}(t-\Delta_i)\right\} \tag{۱۹}$$

با استفاده از رابطه نیوتن-لایبنیتز[1]

$$\mathbf{e}(t-\tau_i)=\mathbf{e}(t)-\int_{t-\tau_i}^{t}\dot{\mathbf{e}}(s)ds,\ \mathbf{e}(t-\Delta_i)=\mathbf{e}(t)-\int_{t-\Delta_i}^{t}\dot{\mathbf{e}}(s)ds \tag{۲۰}$$

رابطه (۱۹) را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\begin{aligned}\dot{V}=2\mathbf{e}^T\mathbf{P}\Bigg\{&\mathbf{A}_{\sigma(t)}\mathbf{e}+\sum_{i=1}^{m}\mathbf{B}_{i,\sigma(t)}\left[\mathbf{e}(t)-\int_{t-\tau_i}^{t}\dot{\mathbf{e}}(s)ds\right]+\\&+\sum_{i=1}^{m}\mathbf{C}_{i,\sigma(t)}\left[\mathbf{e}(t)-\int_{t-\Delta_i}^{t}\dot{\mathbf{e}}(s)ds\right]\Bigg\}\end{aligned} \tag{۲۱}$$

با ساده‌سازی عبارت فوق خواهیم داشت:

$$\begin{aligned}\dot{V}=\mathbf{e}^T\Bigg\{&\mathbf{P}\left(\mathbf{A}_{\sigma(t)}+\sum_{i=1}^{m}\mathbf{B}_{i,\sigma(t)}+\sum_{i=1}^{m}\mathbf{C}_{i,\sigma(t)}\right)+\\&+\left(\mathbf{A}_{\sigma(t)}+\sum_{i=1}^{m}\mathbf{B}_{i,\sigma(t)}+\sum_{i=1}^{m}\mathbf{C}_{i,\sigma(t)}\right)^T\mathbf{P}\Bigg\}\mathbf{e}+\\&+\sum_{i=1}^{m}\int_{t-\tau_i}^{t}-2\mathbf{e}^T\mathbf{P}\mathbf{B}_{i,\sigma(t)}\Big\{\mathbf{A}_{\sigma(s)}\mathbf{e}(s)+\\&+\sum_{j=1}^{m}\mathbf{B}_{j,\sigma(s)}\mathbf{e}(s-\tau_j)+\sum_{j=1}^{m}\mathbf{C}_{j,\sigma(s)}\mathbf{e}(s-\Delta_j)\Big\}ds\\&+\sum_{i=1}^{m}\int_{t-\Delta_i}^{t}-2\mathbf{e}^T\mathbf{P}\mathbf{C}_{i,\sigma(t)}\Big\{\mathbf{A}_{\sigma(s)}\mathbf{e}(s)+\\&+\sum_{j=1}^{m}\mathbf{B}_{j,\sigma(s)}\mathbf{e}(s-\tau_j)+\sum_{j=1}^{m}\mathbf{C}_{j,\sigma(s)}\mathbf{e}(s-\Delta_j)\Big\}ds\end{aligned} \tag{۲۲}$$

با توجه به اینکه $\mathbf{B}_{i,\sigma(t)}\mathbf{B}_{i,\sigma(s)}=\mathbf{B}_{i,\sigma(t)}\mathbf{C}_{i,\sigma(s)}=\mathbf{C}_{i,\sigma(t)}\mathbf{A}_{\sigma(s)}=\mathbf{0}$ و نیز با استفاده از نامساوی یانگ (لم۳) به فرم زیر:

$$\begin{aligned}&-2\mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{B}_{i,\sigma(t)}\mathbf{A}_{\sigma(s)}\mathbf{e}(s):\\&\mathbf{a}^T=-\mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{B}_{i,\sigma(t)}\mathbf{A}_{\sigma(s)};\ \mathbf{b}=\mathbf{e}(s);\ \varsigma=\mathbf{P}^{-1}\\&-2\mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{C}_{i,\sigma(t)}\mathbf{B}_{j,\sigma(s)}\mathbf{e}(s-\tau_i):\\&\mathbf{a}^T=-\mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{C}_{i,\sigma(t)}\mathbf{B}_{j,\sigma(s)};\ \mathbf{b}=\mathbf{e}(s-\tau_i);\ \varsigma=\mathbf{P}^{-1}\\&-2\mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{C}_{i,\sigma(t)}\mathbf{C}_{j,\sigma(s)}\mathbf{e}(s-\Delta_i):\\&\mathbf{a}^T=-\mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{C}_{i,\sigma(t)}\mathbf{C}_{j,\sigma(s)};\ \mathbf{b}=\mathbf{e}(s-\Delta_i);\ \varsigma=\mathbf{P}^{-1}\end{aligned} \tag{۲۳}$$

می‌توان نوشت:

$$\begin{aligned}\dot{V}\le\mathbf{e}^T\Bigg\{&\mathbf{P}\left(\mathbf{A}_{\sigma(t)}+\sum_{i=1}^{m}\mathbf{B}_{i,\sigma(t)}+\sum_{i=1}^{m}\mathbf{C}_{i,\sigma(t)}\right)+\\&+\left(\mathbf{A}_{\sigma(t)}+\sum_{i=1}^{m}\mathbf{B}_{i,\sigma(t)}+\sum_{i=1}^{m}\mathbf{C}_{i,\sigma(t)}\right)^T\mathbf{P}\Bigg\}\mathbf{e}+\\&+\sum_{i=1}^{m}\int_{t-\tau_i}^{t}\Big\{\mathbf{e}^T(s)\mathbf{P}\mathbf{e}(s)+\\&+\mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{B}_{i,\sigma(t)}\mathbf{A}_{\sigma(s)}\mathbf{P}^{-1}\mathbf{A}_{\sigma(s)}^T\mathbf{B}_{i,\sigma(t)}^T\mathbf{P}\mathbf{e}(t)\Big\}ds+\\&+\sum_{i=1}^{m}\int_{t-\Delta_i}^{t}\Bigg\{\sum_{j=1}^{m}\Big[\mathbf{e}^T(s-\tau_j)\mathbf{P}\mathbf{e}(s-\tau_j)+\\&+\mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{C}_{i,\sigma(t)}\mathbf{B}_{j,\sigma(s)}\mathbf{P}^{-1}\mathbf{B}_{j,\sigma(s)}^T\mathbf{C}_{i,\sigma(t)}^T\mathbf{P}\mathbf{e}(t)\Big]+\\&+\sum_{j=1}^{m}\Big[\mathbf{e}^T(s-\Delta_j)\mathbf{P}\mathbf{e}(s-\Delta_j)+\\&+\mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{C}_{i,\sigma(t)}\mathbf{C}_{j,\sigma(s)}\mathbf{P}^{-1}\mathbf{C}_{j,\sigma(s)}^T\mathbf{C}_{i,\sigma(t)}^T\mathbf{P}\mathbf{e}(t)\Big]\Bigg\}ds\end{aligned} \tag{۲۴}$$

با استفاده از قضیه رازومیخین $V(\mathbf{e}(t+\theta))<\eta V(\mathbf{e}(t)),$ $\theta\in[-\max(\Delta_i+\tau_i),0],\ \eta>1$ داریم:

$$\begin{aligned}&\sum_{i=1}^{m}\int_{t-\tau_i}^{t}\mathbf{e}^T(s)\mathbf{P}\mathbf{e}(s)ds\le\\&\mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{e}(t)\eta\sum_{i=1}^{m}\tau_i=\mathbf{e}^T(t)\left(\sum_{i=1}^{m}\eta\mathbf{P}\tau_i\right)\mathbf{e}(t)\end{aligned} \tag{۲۵}$$

$$\begin{aligned}&\sum_{i=1}^{m}\int_{t-\Delta_i}^{t}\sum_{j=1}^{m}\mathbf{e}^T(s-\tau_j)\mathbf{P}\mathbf{e}(s-\tau_j)ds\le\\&\sum_{i=1}^{m}\int_{t-\Delta_i}^{t}m\eta\mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{e}(t)ds=\mathbf{e}^T(t)\left[\sum_{i=1}^{m}m\eta\mathbf{P}\Delta_i\right]\mathbf{e}(t)\end{aligned} \tag{۲۶}$$

$$\begin{aligned}&\sum_{i=1}^{m}\int_{t-\Delta_i}^{t}\sum_{j=1}^{m}\mathbf{e}^T(s-\Delta_j)\mathbf{P}\mathbf{e}(s-\Delta_j)ds\le\\&\sum_{i=1}^{m}\int_{t-\Delta_i}^{t}m\eta\mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{e}(t)ds=\mathbf{e}^T(t)\left[\sum_{i=1}^{m}m\eta\mathbf{P}\Delta_i\right]\mathbf{e}(t)\end{aligned} \tag{۲۷}$$

در ادامه داریم:

$$\begin{aligned}&\sum_{i=1}^{m}\int_{t-\tau_i}^{t}\mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{B}_{i,\sigma(t)}\mathbf{A}_{\sigma(s)}\mathbf{P}^{-1}\mathbf{A}_{\sigma(s)}^T\mathbf{B}_{i,\sigma(t)}^T\mathbf{P}\mathbf{e}(t)ds=\\&=\mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\sum_{i=1}^{m}\mathbf{B}_{i,\sigma(t)}\left[\int_{t-\tau_i}^{t}\mathbf{A}_{\sigma(s)}\mathbf{P}^{-1}\mathbf{A}_{\sigma(s)}^Tds\right]\mathbf{B}_{i,\sigma(t)}^T\mathbf{P}\mathbf{e}(t)\end{aligned} \tag{۲۸}$$

[1] Newton-Leibnitz

با فرض آنکه زیر سیستم j ام در بازه $[0,\tau_i]$ به اندازه α_{ij} فعال باشد $\left(\sum_{j=1}^{n_s}\alpha_{ij}=1\right)$، سمت راست عبارت فوق به صورت زیر خواهد بود $(\sigma(t)=k)$:

$$\mathbf{e}^T\sum_{i=1}^{m}\tau_i\mathbf{P}\mathbf{B}_{i,k}\left\{\sum_{j=1}^{n_s}\alpha_{ij}\mathbf{A}_j\mathbf{P}^{-1}\mathbf{A}_j^T\right\}\mathbf{B}_{i,k}^T\mathbf{P}\mathbf{e}\le \tau_{\max}\mathbf{e}^T\sum_{i=1}^{m}\mathbf{P}\mathbf{B}_{i,k}\left\{\sum_{j=1}^{n_s}\alpha_{ij}\mathbf{A}_j\mathbf{P}^{-1}\mathbf{A}_j^T\right\}\mathbf{B}_{i,k}^T\mathbf{P}\mathbf{e} \quad (۲۹)$$

حال اگر زیر سیستم rام در بازه $[0,\Delta_i]$ به اندازه β_{ir} فعال باشد $\left(\sum_{r=1}^{n_s}\beta_{ir}=1\right)$ می‌توان نوشت:

$$\begin{aligned}
&\sum_{i=1}^{m}\int_{t-\Delta_i}^{t}\sum_{j=1}^{m}\mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{C}_{i,\sigma(t)}\mathbf{B}_{j,\sigma(s)}\mathbf{P}^{-1}\mathbf{B}_{j,\sigma(s)}^T\mathbf{C}_{i,\sigma(t)}^T\mathbf{P}\mathbf{e}(t)ds=\\
&=\sum_{i=1}^{m}\mathbf{e}^T\mathbf{P}\mathbf{C}_{i,\sigma(t)}\left(\sum_{j=1}^{m}\int_{t-\Delta_i}^{t}\mathbf{B}_{j,\sigma(s)}\mathbf{P}^{-1}\mathbf{B}_{j,\sigma(s)}^T ds\right)\mathbf{C}_{i,\sigma(t)}^T\mathbf{P}\mathbf{e}=\\
&=\sum_{i=1}^{m}\Delta_i\mathbf{e}^T\mathbf{P}\mathbf{C}_{i,k}\left(\sum_{j=1}^{m}\sum_{r=1}^{n_s}\beta_{ir}\mathbf{B}_{j,r}\mathbf{P}^{-1}\mathbf{B}_{j,r}^T\right)\mathbf{C}_{i,k}^T\mathbf{P}\mathbf{e}\le\\
&\Delta_{\max}\mathbf{e}^T\left(\sum_{i=1}^{m}\mathbf{P}\mathbf{C}_{i,k}\left(\sum_{j=1}^{m}\sum_{r=1}^{n_s}\beta_{ir}\mathbf{B}_{j,r}\mathbf{P}^{-1}\mathbf{B}_{j,r}^T\right)\mathbf{C}_{i,k}^T\mathbf{P}\right)\mathbf{e}
\end{aligned} \quad (۳۰)$$

به طور مشابه می‌توان نوشت:

$$\begin{aligned}
&\sum_{i=1}^{m}\int_{t-\Delta_i}^{t}\sum_{j=1}^{m}\mathbf{e}^T(t)\mathbf{P}\mathbf{C}_{i,\sigma(t)}\mathbf{C}_{j,\sigma(s)}\mathbf{P}^{-1}\mathbf{C}_{j,\sigma(s)}^T\mathbf{C}_{i,\sigma(t)}^T\mathbf{P}\mathbf{e}(t)ds=\\
&=\sum_{i=1}^{m}\mathbf{e}^T\mathbf{P}\mathbf{C}_{i,\sigma(t)}\left(\sum_{j=1}^{m}\int_{t-\Delta_i}^{t}\mathbf{C}_{j,\sigma(s)}\mathbf{P}^{-1}\mathbf{C}_{j,\sigma(s)}^T ds\right)\mathbf{C}_{i,\sigma(t)}^T\mathbf{P}\mathbf{e}=\\
&=\sum_{i=1}^{m}\Delta_i\mathbf{e}^T\mathbf{P}\mathbf{C}_{i,k}\left(\sum_{j=1}^{m}\sum_{r=1}^{n_s}\beta_{ir}\mathbf{C}_{j,r}\mathbf{P}^{-1}\mathbf{C}_{j,r}^T\right)\mathbf{C}_{i,k}^T\mathbf{P}\mathbf{e}\le\\
&\Delta_{\max}\mathbf{e}^T\left(\sum_{i=1}^{m}\mathbf{P}\mathbf{C}_{i,k}\left(\sum_{j=1}^{m}\sum_{r=1}^{n_s}\beta_{ir}\mathbf{C}_{j,r}\mathbf{P}^{-1}\mathbf{C}_{j,r}^T\right)\mathbf{C}_{i,k}^T\mathbf{P}\right)\mathbf{e}
\end{aligned} \quad (۳۱)$$

با جمع‌بندی روابط (۲۵) تا (۳۱)، رابطه (۲۴) به صورت زیر قابل بیان خواهد بود:

$$\begin{aligned}
\dot V\le\mathbf{e}^T\Bigg\{&\mathbf{P}\left(\mathbf{A}_{\sigma(t)}+\sum_{i=1}^{m}\mathbf{B}_{i,\sigma(t)}+\sum_{i=1}^{m}\mathbf{C}_{i,\sigma(t)}\right)+\\
&+\left(\mathbf{A}_{\sigma(t)}+\sum_{i=1}^{m}\mathbf{B}_{i,\sigma(t)}+\sum_{i=1}^{m}\mathbf{C}_{i,\sigma(t)}\right)^T\mathbf{P}\Bigg\}\mathbf{e}+\\
&+\tau_{\max}\mathbf{e}^T\left\{\sum_{i=1}^{m}\mathbf{P}\mathbf{B}_{i,k}\left\{\sum_{j=1}^{n_s}\alpha_{ij}\mathbf{A}_j\mathbf{P}^{-1}\mathbf{A}_j^T\right\}\mathbf{B}_{i,k}^T\mathbf{P}+m\eta\mathbf{P}\right\}\mathbf{e}+\\
&+\Delta_{\max}\mathbf{e}^T\left(\sum_{i=1}^{m}\mathbf{P}\mathbf{C}_{i,k}\left(\sum_{j=1}^{m}\sum_{r=1}^{n_s}\beta_{ir}\left(\mathbf{B}_{j,r}\mathbf{P}^{-1}\mathbf{B}_{j,r}^T+\mathbf{C}_{j,r}\mathbf{P}^{-1}\mathbf{C}_{j,r}^T\right)\right)\right.\\
&\left.\mathbf{C}_{i,k}^T\mathbf{P}+2m^2\eta\mathbf{P}\right)\mathbf{e}
\end{aligned} \quad (۳۲)$$

یا به عبارت دیگر می‌توان نوشت:

$$\dot V\le-\mathbf{e}^T\mathbf{Q}\mathbf{e}+\tau_{\max}a_1\mathbf{e}^T\mathbf{e}+\Delta_{\max}a_2\mathbf{e}^T\mathbf{e} \quad (۳۳)$$

که در آن:

$$a_1=\max_{k=1,\dots,n_s}\left\{\max_{\substack{0\le\alpha_{ij}\le1\\ \alpha_{i1}+\alpha_{i2}+\dots+\alpha_{ins}=1}}\lambda_{\max}\left\{\sum_{i=1}^{m}\mathbf{P}\mathbf{B}_{i,k}\left\{\sum_{j=1}^{n_s}\alpha_{ij}\mathbf{A}_j\mathbf{P}^{-1}\mathbf{A}_j^T\right\}\mathbf{B}_{i,k}^T\mathbf{P}+m\eta\mathbf{P}\right\}\right.$$

$$a_2=\max_{k=1,\dots,n_s}\left\{\max_{\substack{0\le\alpha_{ij}\le1\\ \alpha_{i1}+\alpha_{i2}+\dots+\alpha_{ins}=1}}\lambda_{\max}\left\{\sum_{i=1}^{m}\mathbf{P}\mathbf{C}_{i,k}\left(\sum_{j=1}^{m}\sum_{r=1}^{n_s}\beta_{ir}\left(\mathbf{B}_{j,r}\mathbf{P}^{-1}\mathbf{B}_{j,r}^T+\mathbf{C}_{j,r}\mathbf{P}^{-1}\mathbf{C}_{j,r}^T\right)\right)\mathbf{C}_{i,k}^T\mathbf{P}+\right.\right.$$
$$\left.+2m^2\eta\mathbf{P}\right\} \quad (۳۴)$$

حال اگر شرایط زیر ارضا گردند، خواهیم داشت: $\dot V\le0$

$$\tau_2<\lambda_{\min}(\mathbf{Q})/a_2,\quad \tau_1<\left(\lambda_{\min}(\mathbf{Q})-\tau_2\,a_2\right)/a_1 \quad (۳۵)$$

□

اثبات قضیه ۳: شرط لازم برای وجود ماتریس $\bar{\mathbf{P}}$ که نامساوی (۱۲) را ارضا کند آن است که $\mathbf{H}_\sigma\succ\mathbf{0}$. با توجه به لم ۱ اگر راس صفر در دسترس سراسری باشد آنگاه $\mathbf{H}_\sigma$ مثبت معین خواهد بود. در ادامه اثبات، تابع لیاپانوف مشترک $V=\mathbf{e}^T\mathbf{P}\mathbf{e}$ را درنظر بگیرید که در آن: $\mathbf{P}=\begin{pmatrix}D\bar{\mathbf{P}} & \bar{\mathbf{P}}\\ \bar{\mathbf{P}} & \bar{\mathbf{P}}\end{pmatrix}$. با انجام روال قضیه قبل، مشتق تابع لیاپانوف به صورت زیر خواهد بود:

$$\dot{V} \le -\mathbf{e}^T \bar{\mathbf{Q}}_\sigma \mathbf{e} + \tau_{\max} a_1 \mathbf{e}^T \mathbf{e} + \Delta_{\max} a_2 \mathbf{e}^T \mathbf{e},$$

$$\bar{\mathbf{Q}}_\sigma = \mathbf{E}_\sigma^T \mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{E}_\sigma = \begin{pmatrix} K\left(\bar{\mathbf{P}}\mathbf{H}_\sigma + \mathbf{H}_\sigma^T \bar{\mathbf{P}}\right) & K\mathbf{H}_\sigma^T \bar{\mathbf{P}} \\ K\bar{\mathbf{P}}\mathbf{H}_\sigma & 2(D-1)\bar{\mathbf{P}} \end{pmatrix} \quad (۳۶)$$

طبق لم ۲، $\bar{\mathbf{Q}}_\sigma \prec \mathbf{0}$ اگر $2(D-1)\bar{\mathbf{P}} - K\bar{\mathbf{P}}\mathbf{H}_\sigma \left(\bar{\mathbf{P}}\mathbf{H}_\sigma + \mathbf{H}_\sigma^T \bar{\mathbf{P}}\right)^{-1} \mathbf{H}_\sigma^T \bar{\mathbf{P}} \succ \mathbf{0}$ که معادل شرط $K < \dfrac{2(D-1)\mu}{\lambda}$ می‌باشد. حال اگر شرایط زیر برقرار باشند آنگاه: $\dot{V} \le 0$

$$\tau_2 < \lambda_{\min}(\bar{\mathbf{Q}}_\sigma)/a_2, \quad \tau_1 < \left(\lambda_{\min}(\bar{\mathbf{Q}}_\sigma) - \tau_2 \mathrm{a}_2\right)/a_1 \quad (۳۷)$$

□

اثبات قضیه ۴: با توجه به رابطه (۱۵) می‌توان دریافت که اگر روابط $|G_{i-1}|, |G_{i+1}| < 0.5$ و $|E_N / E_{N-1}| \le 1$ برقرار باشند آنگاه $|E_i / E_{i-1}| \le 1$. در نظر بگیرید $|G_{i-1}| = \sqrt{\dfrac{p_{i-1}}{q_{i-1}}} \le \dfrac{1}{2}$ که در آن: $\Rightarrow q_{i-1} - 4p_{i-1} \ge 0$

$$\begin{aligned} q_{i-1} &= \omega^4 + \omega^2 D^2 + (K_{i,i-1}^\sigma + K_{i,i+1}^\sigma + K)^2 - \\ &- 2\omega^3 D \sin\Delta_i \omega - 2(K_{i,i-1}^\sigma + K_{i,i+1}^\sigma + K)\omega^2 \cos\tau_i \omega + \\ &+ 2(K_{i,i-1}^\sigma + K_{i,i+1}^\sigma + K)\omega D \sin(\tau_i + \Delta_i)\omega \\ p_{i-1} &= (K_{i,i-1}^\sigma)^2 \end{aligned} \quad (۳۸)$$

بنابراین عبارت $q_{i-1} - 4p_{i-1} \ge 0$ به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{aligned} &(K_{i,i-1}^\sigma + K_{i,i+1}^\sigma + K)^2 - 4(K_{i,i-1}^\sigma)^2 + \\ &+2(K_{i,i-1}^\sigma + K_{i,i+1}^\sigma + K)\omega D \sin(\tau_i + \Delta_i)\omega - \\ &-2(K_{i,i-1}^\sigma + K_{i,i+1}^\sigma + K)\omega^2 \cos\tau_i \omega - \\ &-2\omega^3 D \sin\Delta_i \omega + \omega^4 + \omega^2 D^2 \ge 0 \end{aligned} \quad (۳۹)$$

با توجه به روابط:

$$\begin{aligned} &\forall \bar{\alpha} \ge 0 : \sin\bar{\alpha} \le \bar{\alpha} \to -\sin\bar{\alpha} \ge -\bar{\alpha}, \\ &\cos\bar{\alpha} \le 1 \to -\cos\bar{\alpha} \ge -1 \end{aligned} \quad (۴۰)$$

می‌توان عبارت (۳۹) را به صورت زیر بیان نمود:

$$\begin{aligned} &(1-2D\Delta_i)\omega^4 + \{D^2 - 2(K_{i,i-1}^\sigma + K_{i,i+1}^\sigma + K) \\ &(1 + D(\tau_i + \Delta_i))\}\omega^2 + (K_{i,i-1}^\sigma + K_{i,i+1}^\sigma + K)^2 - \\ &-4(K_{i,i-1}^\sigma)^2 \ge 0 \end{aligned} \quad (۴۱)$$

تحت شرایط زیر نامساوی فوق برقرار خواهد بود.

$$\begin{aligned} &1 - 2D\Delta_i \ge 0, \\ &D^2 - 2(K_{i,i-1}^\sigma + K_{i,i+1}^\sigma + K)(1 + D(\tau_i + \Delta_i)) \ge 0, \\ &K \ge K_{i,i+1}^\sigma - K_{i,i+1}^\sigma \end{aligned} \quad (۴۲)$$

با استدلال مشابه برای $|G_{i+1}| = \sqrt{\dfrac{p_{i+1}}{q_{i+1}}} \le \dfrac{1}{2}$ نتیجه زیر حاصل می‌گردد:

$$\begin{aligned} &1 - 2D\Delta_i \ge 0, \\ &D^2 - 2(K_{i,i-1}^\sigma + K_{i,i+1}^\sigma + K)(1 + D(\tau_i + \Delta_i)) \ge 0, \\ &K \ge K_{i,i+1}^\sigma - K_{i,i-1}^\sigma \end{aligned} \quad (۴۳)$$

دینامیک حلقه بسته آخرین خودرو به صورت می‌باشد:

$$\begin{aligned} \ddot{e}_N &= K_{N,N-1}^\sigma [e_{N-1}(t-\tau_N) - e_N(t-\tau_N)] \\ &- K_N^\sigma e_N(t-\tau_N) - D\dot{e}_N(t-\Delta_N) \end{aligned} \quad (۴۴)$$

با انجام روال مشابه قبل می‌توان نشان داد اگر شرایط زیر برقرار باشند، آنگاه $|E_N / E_{N-1}| \le 1$:

$$\begin{aligned} &1 - 2D\Delta_N \ge 0, \\ &D^2 - 2(K_{N,N-1}^\sigma + K_N^\sigma)(1 + D(\tau_N + \Delta_N)) \ge 0 \end{aligned} \quad (۴۵)$$

با انجام محاسبات جبری عبارات (۴۲)، (۴۳) و (۴۵) را می‌توان به صورت شرط زیر بیان نمود:

$$\begin{aligned} &(K_{i,i-1}^\sigma + K_{i,i+1}^\sigma + K)(\tau_i + \Delta_i + \\ &\sqrt{(\tau_i + \Delta_i)^2 + \frac{2}{K_{i,i-1}^\sigma + K_{i,i+1}^\sigma + K}}) \le D \\ &\le \frac{1}{2\Delta_i}, \ K_{N,N+1}^\sigma = 0 \end{aligned} \quad (۴۶)$$

□

مراجع

[1] R. Horowitz and P. Varaiya, “Control design of an automated highway system”, Proceedings of the IEEE IFACK Conference, vol. 88, no. 7, pp. 913–925, 2000.

[2]Y. Toor, P. Muhlethaler and A. Laouiti, “Vehicle ad hoc networks: applications and related technical issues”, IEEE Communication Survey Tutorial, vol. 10, no. 3, pp. 74-88, 2008.

[3]A. Ghasemi, R. Kazemi and S. Azadi, “Directional control of a platoon of vehicles for comfort Specification by considering parasitic time delays and lags”, Promet-Traffic and Transportation, vol. 25, no. 5, pp. 412-420, 2013.

[4]D. Helbing and B. Tilch, “Generalized force model of traffic dynamics”, Physics Revision E, vol. 58, pp. 133-138, 1998.

[5]Y. Li, D. Sun, W. Liu, M. Zhang, M. Zhao and L. Tang, “Modeling and simulation for microscopic traffic flow based on multiple headway, velocity and acceleration difference”, Nonlinear Dynamic, vol. 66, pp. 15–28, 2011.

[6]H. Hao and P. Barooah, “Stability and robustness of large platoons of vehicles with double-integrator models and nearest neighbor interaction”, International Journal of Robust Nonlinear Control, vol. 23, no. 18, pp. 2097–2122, 2003.

[7]S. Eben, K. Li and J. Wang, “Economy-oriented vehicle adaptive cruise control with coordinating multiple objectives functions”, Vehicular System Dynamic, vol. 51, no. 1, pp. 1–17, 2013.

[8]A. Ghasemi, R. Kazemi and S. Azadi, “Stable decentralized control of platoon of vehicles with

[19]Y. Li, K. Li, T. Zheng and Y. Li, "Evaluating the performance of vehicular platoon control under different network topologies of initial states", Physica A, vol. 450, pp. 359-368, 2016.

[20]J. Naranjo, C. Gonzalez and R. Carcia, "ACC+stop&go maneuvers with throttle and brake fuzzy control", IEEE Transaction on Intelligent Transportation System, vol. 7, no. 2, pp. 213–225, 2006.

[21] R. Kianfar, P. Falcone and J. Fredriksson, "A control matching model predictive control approach to string stable vehicle platooning", Cont Engineering Practice, vol. 45, pp. 163–173, 2015.

[22]G. L. Naus, R. Vugts, J. Ploeg, J. Molengraft and M. Steinbuch, "String-stable CACC design and experimental validation: a frequency-domain approach", IEEE Transaction on Vehicular Technology, vol. 59, no. 9, pp. 4268-4277, 2010.

[23]X. L. Yun and G. Feng , "Effect of information delay on string stability of platoon of automated vehicles under typical information frameworks", J Cent South University Technology, vol. 17, pp. 1271-1278, 2010.

[24]D. Liberzon, "Switching in systems and control", Boston Birkhauser, 2003.

[25]H. Chehardoli and M. Eghtesad, "Robust adaptive control of switched nonlinear systems in strict feedback form with unknown time delay", IMA Journal of Mathematical Control and Information, vol. 32, pp. 761–779, 2015.

[26]J. Hu and Y. Hong, "Leader-following coordination of multi-agent systems with coupling time delays", Physica A Statistical Mechanics and its Applications, vol. 374, pp. 2, 853-863, 2007.

[27]R. Horn and C. Johnson, "Matrix analysis", New York Cambridge Univ Press, 1985.

[28]J. Gallier, "The schur complement and symmetric positive semi definite (and definite) matrices", 2010.

[29]K. Gu, V. Kharitonov and J. Chen, "Stability of time-delay Systems", Birkhauser, 2003.

[30]R. Gomez, "Exact and Exhaustive Stability Analysis of Linear Consensus Protocols with Time Delay", PhD. Thesis, University of Connecticut, Storrs, CT, 2012.

heterogeneous information feedback", IEEE Transaction on Vehicular Technology, vol. 62, no. 9, pp. 4299–4308, 2013.

[9]A. Ghasemi, R. Kazemi and S. Azadi, "Stability analysis of bidirectional adaptive cruise control with asymmetric information flow", Journal of Mechanical Engineering Science, vol. 229, no. 2, pp. 216–226, 2015.

[10]G. Guo and S. Wen, "Communication scheduling and control of a platoon of vehicles in VANETs", IEEE Transaction on Transportation Systems, vol. 17, pp. 1551-1563, 2016.

[11]J. Ploeg, A. Serrarens and G. Heijenk, "Connect & Drive: Design and evaluation of cooperative adaptive cruise control for congestion reduction", Journal of Modeling Transportation, vol. 19, no. 3, pp. 207–213, 2011.

[12]R. Rajmani, "Vehicle dynamic and control", Springer, 2011.

[13]L. Xiao and F. Gao, "Practical string stability of platoon of adaptive cruise control vehicles", IEEE Transaction on Intelligent Transportation System, vol. 12, no. 4, pp. 1184–1194, 2011.

[14]A. Ghasemi, R. Kazemi and S. Azadi, "Exact stability of a platoon of vehicles by considering time delay and lag", Journal of Mechanical Science and Technology, vol. 29, no. 2, pp. 799-805, 2015.

[15]D. Jia and D. Ngoduy, "Platoon based cooperative driving model with consideration of realistic inter vehicle communication", Transportation Research Part C, vol. 68, pp. 245-264, 2016.

[16]K. Wook and C. Dongk, "Direct adaptive bidirectional platoon using a coupled sliding mode control method", IEEE Transaction of Intelligent Transportation Systems, vol. 15, no. 4, pp. 2040-2049, 2016.

[17]A. A. Peters, R. H. Middelton and O. Mason, "Leader tracking homogeneous platoons with broadcast delays", Automatica, vol. 50, pp. 64-74, 2014.

[18]M. Bernardo and A. Salvi, "Santini S, Valente AS, "Third-order consensus in vehicles platoon with heterogeneous time-varying delays", IFAC Conference, pp. 358–363, 2015.

مجله کنترل
ISSN (print) 2008-8345
ISSN (online) 2538-3752
جلد ۱۱، شماره ۱، بهار ۱۳۹۶، صفحه ۵۰-۳۹

روشی جدید مبتنی بر بهینه‌سازی برای تخمین و تعیین موقعیت فضایی حجم هوای درون ریه از تصاویر CT سه‌بعدی ریه

هادی مقدس دستجردی[۱]، محمدرضا احمدزاده[۲]، مهدی کرمی[۳]، فرزین غیاثی[۴]، عباس سامانی[۵]

[۱] دانشجوی دکتری مهندسی برق، گروه مخابرات، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی اصفهان، اصفهان، h.moghadas@ec.iut.ac.ir

[۲] دانشیار، گروه مخابرات، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی اصفهان، اصفهان، ahmadzadeh@cc.iut.ac.ir

[۳] دانشیار، گروه رادیولوژی، مرکز تحقیقات پردازش تصویر و سیگنال پزشکی، دانشکده پزشکی، دانشگاه علوم پزشکی اصفهان، اصفهان، m_karami@med.mui.ac.ir

[۴] استادیار، گروه داخلی-تنفس، دانشکده پزشکی، دانشگاه علوم پزشکی اصفهان، اصفهان، farzinghiasi@yahoo.com

[۵] دانشیار، دانشکده فیزیک پزشکی، آزمایشگاه‌های تحقیقاتی تصاویر پزشکی، موسسه تحقیقاتی ربارتز، دانشگاه وسترن آنتاریو، کانادا، asamani@uwo.ca

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۵/۳/۳۱، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۶/۱/۲۹)

چکیده: یکی از مهم‌ترین آزمون‌های تشخیص بیماری‌های ریوی، اندازه‌گیری حجم هوای ریه است. در این مقاله یک الگوریتم تمام‌خودکار که پیش‌تر توسط نویسندگان مقاله برای تخمین حجم هوای درون ریه با استفاده از تصاویر CT ارائه شده بود، توسعه داده شده است. در این الگوریتم، به منظور بخش‌بندی نواحی حاوی هوا در ریه ابتدا با بهینه‌سازی یک تابع هزینه مبتنی بر مباحث بیوفیزیک بافت ریه، محدوده وکسل‌های هوای درون ریه تعیین می‌شود. در این مقاله به‌منظور حل مسئله بهینه‌سازی روشی ساختاریافته و خودکار برای محاسبه حدس اولیه محدوده پاسخ پیشنهاد شده‌است. برای تعیین موقعیت فضایی نواحی حاوی هوا نیز از یک روش بازسازی مدل سه‌بعدی استفاده شده‌است. علاوه بر آن، کارایی الگوریتم پیشنهادی با استفاده از تصاویر یک ریه با حجم هوای کنترل‌شده در شرایط آزمایشگاهی و همچنین تصاویر کلینیکی پایگاه‌های داده معتبر بررسی شده است. همچنین عملکرد روش‌های مبتنی بر اندازه‌گیری حجم ریه و روش‌های مبتنی بر اندازه‌گیری مستقیم حجم هوای ریه مورد ارزیابی و مقایسه قرار گرفته است. نتایج به‌دست‌آمده نشان‌دهنده دقت بالای الگوریتم پیشنهادی در تخمین حجم هوای ریه و مقاوم‌بودن نسبت به کاهش رزولوشن است.

کلمات کلیدی: بهینه‌سازی، تخمین حجم هوا، اثر حجم جزئی، ریه، تصاویر CT.

A New Optimization Based Method for Estimation and Spatial Localization of Lung's Air Volume from 3D CT Images

Hadi Moghadas-Dastjerdi, Mohammadreza Ahmadzadeh, Mahdi Karami, Farzin Ghiasi, Abbas Samani

Abstract: Lung's air volume estimation is of great importance in lung disease diagnosis. In this paper a fully automatic algorithm, which we presented recently to estimate the lung's air volume from CT-images, is more developed. In this algorithm, first a suitable cost function is introduced based on the long parenchyma physics to determine the voxels of lung's air region. In this paper, a fully automatic framework is proposed to calculate the initial guess for the solution of the optimization problem. Moreover, a 3D model reconstruction technique is utilized to determine spatial localization of the lung's air region in 3D CT-images. Furthermore, the performance of the whole-lung-volume-based methods and direct lung's air volume measurment methods are compared and investigated. In order to evaluate the accuracy, porcine's lung images and clinical human's lung images from reliable databases are fed to the proposed algorithm. The significant accuracy and robust performance of the proposed algorithm is illustrated with respect to the resolution reduction of CT-images.

Keywords: Optimization, air volume estimation, lung, partial volume effect, CT images.

۱- مقدمه

بر اساس گزارش‌های سازمان جهانی بهداشت، بیماری‌های ریه از مهم‌ترین عوامل تهدیدکننده سلامت بشر هستند. درحالی‌که نرخ مرگ‌ومیر ناشی از سایر عوامل پرخطر همچون سرطان، سکته مغزی و قلبی روندی نزولی نشان می‌دهند، آمار نرخ مرگ‌ومیر ناشی از بیماری‌های ریه روندی صعودی دارد. به‌عنوان نمونه، چنین پیش‌بینی شده است که بیماری مزمن انسدادی ریه[1] (COPD) تا سال ۲۰۲۰ میلادی در جایگاه سومین عامل کشنده بشر قرار گیرد [۱]. افزایش روزافزون بیماری‌های ریوی موجب جلب توجه بیش از پیش پژوهشگران نسبت به بهبود و ارتقای روش‌های تشخیص و درمان این حوزه شده است. ازآنجاکه مهم‌ترین کارکرد ریه تبادل گازهای تنفسی در حین تنفس است، ارزیابی حجم‌های ریوی و تغییرات آن به‌منظور سنجش عملکرد سیستم تنفسی و تشخیص عیب توسط پژوهشگران مورد مطالعه قرار گرفته است [۲]، [۳]. در سال‌های اخیر استخراج اطلاعات و آنالیز داده‌های موجود در تصویر در طیف گسترده‌ای از کاربردها مورد توجه پژوهشگران قرار گرفته است [۴]. امروزه تصویربرداری یکی از مهم‌ترین ابزارهای تشخیصی در معاینات پزشکی ریه محسوب می‌شود [۵]. به همین منظور، پژوهش‌ها منجر به توسعه روش‌هایی برای بررسی تصاویر ریه در فاز دم و بازدم شده‌اند، چراکه این تصاویر بخش جدایی‌ناپذیر طیف وسیعی از فرآیندهای تشخیص و درمان بیماری‌های ریه هستند [۶]–[۱۲]. تخمین مشخصات دینامیکی دستگاه تنفسی همچون تغییرات حجم هوا [۶]–[۹] و نحوه تغییر شکل بافت آن [۱۰]–[۱۲] اغلب دو هدف عمده از بررسی مجموعه تصاویر CT ریه، که مودالیتی اصلی تصویربرداری از ریه است، محسوب می‌شود. در این راستا، در دست داشتن روش مؤثری برای تخمین حجم هوای ریه در تصاویرCT، به‌ویژه در مورد بیمارانی که توانایی انجام سایر روش‌های تشخیصی را ندارند، بسیار مهم بوده و اطلاعات پرارزشی را در اختیار قرار می‌دهد [۲]، [۳]. اولین گام برای تخمین حجم هوای ریه، تشخیص نواحی حاوی هوای ریه در تصاویر از طریق بخش‌بندی[2] است. به دلیل شکل هندسی بسیار پیچیده کیسه‌های هوایی و مجاری ریه، روش‌های رایج بخش‌بندی همچون مجموعه سطح[3] [۱۳] و یا الگوهای دگردیس پذیر[4] [۱۴] برای استفاده در کاربرد بخش‌بندی هوا در تصاویر سه‌بعدی ریه مناسب نبوده و کمتر مورداستفاده قرار گرفته‌اند. دلیل این موضوع از بار محاسباتی بالا و تمایل این الگوریتم‌ها به برآورده کردن عبارت (ترم) خمیدگی ناشی می‌شود. استفاده از روش‌های مبتنی بر آستانه در چنین مسائل با هندسه پیچیده‌ای می‌تواند راه‌حل مناسبی باشد. اما باید توجه کرد که دقت نتایج حاصله از بخش‌بندی تصویر مبتنی بر آستانه شدیداً به‌دقت مقادیر انتخاب‌شده به‌عنوان آستانه وابسته است. برای یافتن این مقادیر، اغلب داده‌های توزیع چگالی آماری تصویر همچون هیستوگرام مورداستفاده قرار می‌گیرد. به‌طورمعمول، نقاط بیشینه هیستوگرام برای انجام یک بخش‌بندی خام مورداستفاده قرار گرفته و سپس در یک مرحله اضافی و با تنظیم دقیق پارامترها نتایج دقیق‌تری حاصل می‌شود.

به‌عنوان یکی از اولین پژوهش‌ها در این حوزه، Gamsu و همکارانش از تصاویر اشعه ایکس در راستای محورهای قدامی–خلفی و جانبی از قفسه سینه برای تخمین حجم کل ریه و حجم بازدمی فعال در یک ثانیه[5] (FEV_1) استفاده کردند [۱۵]. در سال ۱۹۹۸ Kauczor و همکارانش یک روش خودکار مبتنی بر آستانه برای بخش‌بندی کل ریه در مجموعه تصاویر متوالی CT مارپیچ که در انتهای دم و بازدم ثبت شده بودند ارائه کردند [۱۶]. در این روش آستانه‌های مختلفی که به‌صورت تجربی به‌دست‌آمده بود برای تخمین حجم‌های ریه به کار گرفته شد. چند سال بعد همین گروه، از مقادیر آستانه که به‌وسیله آزمایش به‌دست‌آمده بود برای تخمین محدوده هوای تهویه شده درون ریه در تصاویر 3He MRI مربوطه استفاده کردند [۱۷]. به‌منظور افزایش دقت، آن‌ها به‌صورت دستی خطاهای تصویر را حذف کرده و حجم تفکیک‌شده نواحی حاوی هوا و بافت را بر اساس یک نرخ ۰/۸۲ که به‌صورت تجربی به‌دست‌آمده بود، تخمین زدند. در سال‌های اخیر Fleming و همکارانش تلاش کرده‌اند تا نرخ محاسبه‌شده برای نسبت هوا و بافت را برای کاربردهای کلینیکی بهبود ببخشند [۱۸]. اما وابستگی شدید به پارامترهایی که مقادیرشان به‌صورت تجربی محاسبه می‌شوند و نیز نامشخص بودن تفکیک فضایی محدوده هوا و بافت درون ریه در چنین پژوهش‌هایی، فرصت توسعه روش‌های دقیق‌تر برای تخمین حجم هوای ریه را خالی گذاشته است. به‌عنوان نمونه، Goris و همکارانش از مقادیر آستانه به‌دست‌آمده با آزمایش‌های تجربی برای سنجش کمی میزان گیرافتادگی هوا در تصاویر متوالی CT با رزولوشن بالا که در حین تنفس از بیماران فیبروز سیستیک[6] ثبت شده بود، استفاده کردند [۱۹]. همچنین، Zaporozhan و همکارانش مقادیر آستانه پایین و بالایی که به‌صورت عملی به‌دست‌آمده بود را برای بخش‌بندی تصاویرCT و MRI باهدف تخمین حجم‌های تهویه شده در هر یک از دو قسمت ریه در بیمارانی که پیوند ریه انجام داده بودند، به کار گرفتند [۲۰]. همان‌طور که پیش‌تر گفته شد، در کاربردهای کلینیکی پارامترهای متنوع تصویربرداری همچون میزان رزولوشن مختلف تصویر مورداستفاده قرار می‌گیرد. درنتیجه این تنوع، بکار گیری مقادیر آستانه تجربی به‌منظور استفاده وسیع برای تصاویر مختلف از اعتبار کافی برخوردار نبوده و منجر به کاهش دقت نتایج بخش‌بندی و حجم هوای تخمین‌زده‌شده خواهد شد. بنابراین در دست داشتن روشی که نسبت به تغییر پارامترهای تصویر مقاوم باشد، ارزشمند خواهد بود. نقطه ضعف اصلی اکثر رویکردهای

[1] Chronic Obstructive Pulmonary Disease (COPD)
[2] Segmentation
[3] Level Set
[4] Deformable Models
[5] Forced Expiratory Volume in 1 s (FEV_1)
[6] Cystic Fibrosis

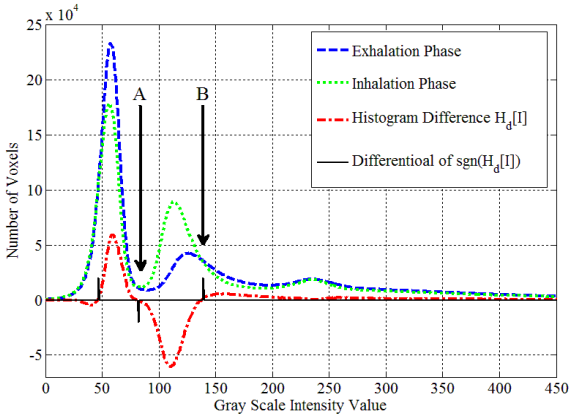
تجربی پیشنهاد داده شده برای بخش‌بندی ریه ناشی از عدم قابلیت تطبیق‌پذیری به‌منظور شخصی‌سازی آستانه‌های بالا و پایین بخش‌بندی بر مبنای کاربرد خاص موردنظر است. به‌علاوه، اکثر این روش‌ها کل محدوده ریه شامل هوا و بافت ریه را بخش‌بندی می‌کنند. هرچند همان‌طور که اشاره شد، دسته‌ای از پژوهشگران حجم هوای ریه را از روی حجم کل ریه با اعمال یک ضریب اصلاح تجربی تخمین زده‌اند اما این روش نیز به دلیل استفاده از مقادیر تجربی به دلایل شرح‌داده‌شده کارایی لازم را نداشته و خطای حجم هوای تخمین زده را افزایش می‌دهد. یک حوزه قابل‌توجه دیگر در بخش‌بندی تصاویر ریه، دست‌یابی به روشی است که قادر باشد اطلاعاتی راجع به محدوده فضایی نواحی حاوی هوا و بافت در ریه را در اختیار قرار دهد. چنین اطلاعاتی در کاربردهایی ازجمله تحلیل ساختار جراحت و یا گیر افتادگی هوا بسیار ارزشمند خواهد بود. اگرچه امروزه روش‌های آستانه‌گذاری بهینه کارآمدی از سوی پژوهشگران ارائه شده‌اند، اما چنین روش‌هایی تنها به‌منظور جداسازی ناحیه ریه از پس‌زمینه در بخش‌بندی کل ریه قابل‌استفاده است. به‌عنوان مثال روش Otsu در تعدادی از مقالات ازجمله [۲۱]، [۲۲] به‌عنوان یک مرحله اولیه در بخش‌بندی کل ریه بکار گرفته شده است. اما استفاده از چنین روش‌هایی برای بخش‌بندی هوای درون ریه، به‌عنوان یک بخش میانی که لزوماً معیار به‌کارگرفته شده در روش Otsu را برآورده نمی‌کند، راهگشا نیست. به‌علاوه، حجم محاسباتی بالای روش Otsu در تصاویر سه‌بعدی ریه،که ابعاد قابل‌توجهی دارند، نقطه ضعف مهمی برای این روش بوده و منجر به محدودیت استفاده از آن در چنین کاربردهایی شده است.

در سال‌های اخیر ایده استفاده از اطلاعات تصاویر متوالی CT ریه در حین تنفس برای بخش‌بندی هوای ریه پیشنهاد داده شده است [۲۳]. همچنین با توسعه آن، روش جدیدی برای تخمین دقیق حجم هوای ریه ارائه شده است [۲۴]. در این مقاله با توسعه این روش جدید که بر مبنای ترکیب داده‌های تصاویر متوالی ریه در فاز دم و بازدم و با هدف تخمین حجم هوای ریه دقیق‌تر به‌صورت خودکار عمل می‌کند، ضمن پیشنهاد یک الگوریتم کامل برای تعیین خودکار محدوده پاسخ اولیه مسئله بهینه‌سازی، نتایج مقایسه با الگوریتم اندازه‌گیری حجم ریه، آزمایش بر روی تصویر حیوانی و همچنین پیاده‌سازی بر روی تصاویر کلینیکی ارائه شده است. علاوه بر آن به‌منظور فراهم شدن امکان تعیین موقعیت فضایی نواحی حاوی هوا در ریه از یک روش بازسازی سه‌بعدی استفاده شده است.

در یک دیدگاه کلی، روش بر مبنای یک چارچوب نوین تحلیل تصاویر متوالی CT از ریه استوار است. این روش شامل تشکیل و حل یک مسئله بهینه‌سازی برای تعیین محدوده وکسل‌های هوای درون ریه بر مبنای اطلاعات موجود در تصاویر متوالی CT ریه در فاز دم و بازدم می‌شود و علاوه بر آن از ویژگی‌های بیوفیزیکی بافت ریه نیز به‌منظور دست‌یابی به تخمین دقیق‌تر بهره می‌برد. یک ویژگی مهم روش پیشنهاد داده‌شده توانایی سامانمند آن برای در نظر گرفتن تأثیر حجم جزئی بافت در محدوده حاوی هوای ریه است. این موضوع منجر به مقاوم بودن عملکرد روش پیشنهادی در مقابل تغییر پارامترهای تصویر، ازجمله رزولوشن، می‌شود. نتایج به‌دست‌آمده از پیاده‌سازی روش پیشنهادی بر روی داده‌های حیوانی و انسانی نشان‌دهنده دقت قابل‌توجه روش پیشنهادی در دقت و کارایی تخمین حجم هوای ریه در فاز دم و بازدم است. علاوه بر آن، با استفاده از الگوریتم‌های مدل‌سازی، محدوده فضایی حاوی هوا از ریه به‌صورت سه‌بعدی بازسازی شده است که اطلاعات ارزشمندی در راستای ارزیابی کارکرد تنفسی ریه در اختیار پزشکان قرار می‌دهد. همچنین، رویکرد مختلف استفاده از اندازه‌گیری حجم کلی ریه و اندازه‌گیری مستقیم حجم هوای درون ریه در این مقاله موردبررسی و مقایسه قرار گرفته است.

۲- مرور روش تخمین حجم هوای ریه [۲۴]

همان‌طور که پیش‌تر اشاره شد، در روش‌های بخش‌بندی تصویر مبتنی بر آستانه‌گذاری، انتخاب آستانه‌های مناسب و دقیق حیاتی‌ترین مسئله است. اهمیت این موضوع در تصاویر سه‌بعدی ریه که دارای میدان تصویر نسبتاً وسیع و تعداد زیادی وکسل (حدود ۳۰ میلیون عدد) هستند، به‌مراتب بیشتر است. بنابراین یافتن آستانه صحیح تأثیر زیادی بر دقت نتایج نهایی خواهد داشت. مبنای روشی که در ادامه تشریح خواهد شد استفاده از دو تصویر CT سه‌بعدی متوالی از ریه، یکی در انتهای بازدم و دیگری انتهای دم است که نقاط تعادل چرخه تنفس هستند. همان‌طور که در شکل ۱ نمایش داده شده است، در هیستوگرام ترکیبی فازهای دم و بازدم تصاویر ریه دو نقطه A و B محل برخورد ناحیه میانی دو هیستوگرام هستند. این ناحیه که بین نقاط A و B واقع شده است، متناظر با روشنایی وکسل‌هایی است که بخش مربوط به هوای درون ریه از تصویر را تشکیل می‌دهند. به‌عبارت‌دیگر این وکسل‌ها از قسمت بزرگی از هوا و قسمت اندکی بافت نرم تشکیل شده‌اند. علاوه بر آن، نشان داده شده است که در هیستوگرام تصاویر ریه محدوده وکسل‌های دارای روشنایی کوچک‌تر از نقطه A متناظر با بخش هوای پس‌زمینه بوده و محدوده وکسل‌های دارای روشنایی بزرگ‌تر از نقطه B متناظر با بخش بافت نرم است [۲۳]. به‌طورکلی، وکسل‌های دارای روشنایی حوالی نقطه A و B به‌طور عمده متناظر با نواحی پیرامونی ریه و مجاری هوایی است که مرز بین هوای پس‌زمینه، هوای درون ریه و بافت نرم را تشکیل می‌دهند.



شکل ۱: هیستوگرام ترکیبی تصاویر CT ریه در انتهای دم و بازدم. نقاط A و B محل تقاطع ناحیه بیشینه دوم هیستوگرام ترکیبی دو تصویر دم و بازدم هستند.

اگرچه همان‌طور که پیش‌تر گفته شد نقاط A و B تقریب خوبی برای آستانه پایین و بالای الگوریتم بخش‌بندی هستند، اما می‌توان با جستجوی مقادیر بهینه‌ای که دو اصل تراکم ناپذیری بافت و ثبات جرم هوا را ارضا کنند تخمین دقیق‌تری به دست آورد که دقت نتیجه نهایی را به‌طور مؤثری افزایش خواهد داد.

برای محاسبه مقادیر آستانه بهینه، یک مسئله بهینه‌سازی بر اساس دو اصل مطرح‌شده فرمول‌بندی می‌شود [۲۴]. در این راهکار، تعبیر فیزیکی اصل ثبات جرم هوا این است که با توجه به ثابت بودن میدان دید تصویر، هرگونه افزایش در میزان حجم هوای پس‌زمینه (که متناسب با سطح زیر منحنی هیستوگرام دم و بازدم قبل از آستانه پایین است) منجر به کاهش یکسان در میزان حجم هوای درون ریه (که متناسب با سطح زیر منحنی هیستوگرام دم و بازدم بین آستانه پایین و بالا است) خواهد شد و برعکس. همچنین اصل تراکم ناپذیری بافت چنین لازم می‌دارد که هیستوگرام دم و بازدم بعد از آستانه بالا (که متناظر با بخش بافت نرم است) همگرا شده و اختلاف آن‌ها به سمت صفر میل کند. با در اختیار داشتن تصاویر دم و بازدم چنین تابع هزینه‌ای را می‌توان به‌صورت زیر تعریف کرد:

$$J(I_x, I_y) = \left| \sum_{0}^{I_x} |H_d[I]| - \sum_{I_x+1}^{I_y} |H_d[I]| \right| + \omega \sum_{I_y+1}^{I_{max}} |H_d[I]| \qquad (۱)$$

که ω یک ضریب وزنی و $H_d[I]$ تفاضل هیستوگرام تصاویر دم و بازدم است. در حقیقت این تابع شامل دو بخش است که بخش اول اندازه اختلاف بین تغییرات هوای درون ریه و هوای پس‌زمینه را نشان داده و بخش دوم تغییر میزان بافت نرم را به دست می‌دهد. درنتیجه با استفاده از این تابع هزینه و حل مسئله بهینه‌سازی زیر می‌توان حدود آستانه پایین و بالای بهینه که آن‌ها را به ترتیب I_α و I_β می‌نامیم، محاسبه کرد:

$$\{I_\alpha, I_\beta\} = \arg\min_{I_x, I_y} J(I_x, I_y) \qquad (۲)$$

چنانچه بتوان برای تضمین وجود و یکتایی پاسخ در این مسئله بهینه‌سازی یک حدس اولیه برای محدوده پاسخ به دست آورد، آنگاه حل این مسئله بهینه‌سازی از طریق الگوریتم جستجوی جامع دوبعدی در فضای اعداد صحیح بر روی یک همسایگی مناسب اطراف حدس اولیه از پیش محاسبه‌شده I_A و I_B قابل‌استفاده خواهد بود. اولین گام برای دستیابی به این حدس اولیه، یافتن نقاط A و B در هیستوگرام ترکیبی تصاویر دم و بازدم است.

از سوی دیگر، باید توجه داشت که ساختار کلیدی بافت ریه در ابعاد میکروسکوپی کیسه‌های هوایی هستند که قطری معادل ۱۵۰ تا ۵۰۰ میکرومتر (با میانگین ۲۵۰ میکرومتر) در محدوده فشار فیزیولوژیک دارند [۲۵]، [۲۶]. درنتیجه چنانچه اندازه هر وکسل ۱ میلی‌متر مکعب در نظرگرفته شود، در هر وکسل تا ۷۰ کیسه هوایی وجود خواهد داشت. اندازه وکسل‌ها در تصاویر تابش کمتر اشعه که در تصویربرداری ریه (به دلیل ثبت تصاویر متوالی) رایج است، تا بیش از ۴ میلی‌متر نیز می‌رسد که در این موارد تعداد کیسه‌های هوایی موجود در هر وکسل به مقدار قابل‌توجهی افزایش خواهد یافت. به‌علاوه، مکانیسم تغییر شکل کیسه‌های هوایی در حین تنفس به شکلی است که ضخامت دیواره آن‌ها در هنگام بازدم به میزان قابل‌توجهی افزایش می‌یابد [۲۷]. بنابراین در نظر گرفتن میزان اثر حجم جزئی بافت موجود در محدوده حاوی هوا از ریه درنتیجه نهایی اثر قابل‌توجهی خواهد داشت. تصاویر CT بر مبنای نگاشتی از ضرایب تضعیف فتون‌های منتشر شده از تیوب اشعه ایکس ثبت می‌شوند. با توجه به میزان انرژی استفاده شده در ثبت تصاویر CT، ضرایب تضعیف متناظر با وکسل‌های حاوی بافت ریه رابطه خطی با چگالی خواهند داشت [۲۸]. بنابراین با استفاده از تحلیل مورفومتریک بافت ریه در [۲۹] روشی برای محاسبه کسری از بافت ریه که در هر وکسل قرار گرفته است، در مقاله‌ای که اخیراً توسط نویسندگان مقاله منتشر شده، ارائه شده است [۲۴]. در این روش، تناسب کسری چگالی بافت ریه موجود در هر وکسل نسبت به چگالی بافت نرم وکسلی که کاملاً از بافت نرم تشکیل شده و حاوی هیچ مقداری از هوا نباشد θ_{vox} نامیده شده و از رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$\theta_{vox} = \frac{I_{vox} - I_{air}}{I_{tis} - I_{air}} \qquad (۳)$$

که I_{vox}، I_{air} و I_{tis} به ترتیب سطح روشنایی وکسل موردنظر، سطح روشنایی وکسل متناظر با بخش هوای پس‌زمینه و سطح روشنایی وکسل متناظر با بخش بافت نرم هستند. به عبارت دقیق‌تر، I_{air} و I_{tis} به ترتیب از مقادیر میانگین سطوح روشنایی کوچک‌تر از I_α و بزرگ‌تر I_β به دست می‌آیند.

$$I_{air} = \frac{\sum_{I=0}^{I_\alpha} H[I]\, I}{\sum_{I=I_{min}}^{I_\alpha} H[I]}\ ,\ I_{tis} = \frac{\sum_{I=I_\beta+1}^{I_{max}} H[I]\, I}{\sum_{I=I_\beta+1}^{I_{max}} H[I]} \qquad (۴)$$

بنابراین ضریب سهم حجم هوای هر وکسل که به اختصار آن را $AVPC_{vox}$ می‌نامیم از رابطه زیر محاسبه می‌گردد:

$$AVPC_{vox} = 1 - \theta_{vox} \qquad (۵)$$

درنهایت حجم هوای ریه از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$AV = V_{vox} \sum_{i=\alpha}^{\beta} N_{vox}[i]\, AVPC_{vox}[i] \qquad (۶)$$

که V_{vox} و N_{vox} به ترتیب حجم هر یک از وکسل‌ها و تعداد وکسل‌های متناظر با سطح روشنایی موردنظر هستند.

۳- روش پیشنهادی

همان‌طور که در بخش قبل اشاره شد، اولین گام برای حل مسئله بهینه‌سازی، یافتن نقاط A و B در هیستوگرام ترکیبی تصاویر دم و بازدم است. در این مقاله برای یافتن نقاط A و B یک الگوریتم خودکار پیشنهاد می‌شود.

۳-۱- محاسبه حدس اولیه محدوده پاسخ

در مرحله اول تفاضل هیستوگرام تصاویر، $H_d[I]$، با تفریق کردن هیستوگرام تصویر بازدم از دم محاسبه می‌شود. ازآنجاکه نقاط A و B محل تلاقی دو هیستوگرام دم و بازدم هستند، این دو نقطه در $H_d[I]$ به‌صورت نقاط عبور از صفر ظاهر خواهند شد. در مرحله بعدی برای حذف نوسانات فرکانس بالا از یک فیلتر پایین‌گذر استفاده شده که خروجی فیلتر $F[I]$ نامیده می‌شود. سپس با اعمال تابع علامت بر روی $F[I]$ دنباله $S[I]$ محاسبه می‌شود. پس‌ازآن $D[I]$ با اعمال اپراتور مشتق بر روی $S[I]$ محاسبه می‌شود. بخش میانی هیستوگرام، متناظر با هوای درون ریه، دارای عرض تقریباً برابر با فاصله بیشینه اول و دوم هیستوگرام است. بنابراین با محاسبه فاصله بیشینه اول و دوم هیستوگرام می‌توان عرض تقریبی بخش میانی را محاسبه نمود که آن را W می‌نامیم. همچنین، I_{P1} و I_{P2} به ترتیب محل وقوع بیشینه اول و دوم هستند. در مرحله بعد دو مجموعه T_1 و T_2 تعریف می‌شوند که به ترتیب محدوده بین I_{P1} تا $I_{P1} + W$ و محدوده بین I_{P2} و $I_{P2} + W$ از $D[I]$ را شامل می‌شوند. در آخرین مرحله I_A با یافتن کمینه T_1 و I_B با یافتن بیشینه T_2 به دست می‌آیند. بر اساس بررسی انجام شده بر روی مجموعه تصاویر مختلف یک همسایگی به عرض $0.2W$ در اطراف I_A و I_B، برای استفاده به‌عنوان حدس اولیه محدوده پاسخ به‌اندازه کافی بزرگ و مناسب خواهد بود. اکنون با حل مسئله بهینه‌سازی و مشخص شدن آستانه بهینه پایین و بالا می‌توان وکسل‌های محدوده هوای درون ریه را بخش‌بندی و شمارش کرد. لکن مسئله‌ای که باید موردتوجه قرار گیرد این است که چنین وکسل‌هایی اگرچه به‌طور عمده حاوی مقدار زیادی هوا و مقدار اندکی بافت نرم هستند، اما همان‌طور که در [۲۵] نشان داده شده است به دلیل تعداد بسیار زیاد وکسل‌ها همین مقدار اندک بافت نیز می‌تواند درنهایت به یک خطای انباشته قابل‌توجه منجر شود. در ادامه شبه کد این الگوریتم آورده شده است:

الگوریتم ۱: شبه‌کد پیاده‌سازی الگوریتم محاسبه محدوده پاسخ

$\mathbf{1.}\ \boldsymbol{For\ I \leftarrow 0\ to\ I_{max}\ do}$

$\mathbf{1.1}\ \boldsymbol{Set\quad H_d[I] = H_{Inh}[I] - H_{Exh}[I]}$

$\mathbf{1.2}\ \boldsymbol{Set}$

$$\boldsymbol{F[I] = \sum \frac{H_d[I] + H_d[I+1] + \cdots + H_d[I+m]}{m}}$$

$$\boldsymbol{Where\ m = window\ size\ of\ MA\ filter}$$

$\mathbf{1.3}\ \boldsymbol{Set\quad S[I] = sgn(F[I])}$

$$\boldsymbol{Where\quad sgn(x) = \begin{cases} -1, & x < 0 \\ 1, & x \geq 0 \end{cases}}$$

$\mathbf{1.4}\ \boldsymbol{Set\quad D[I] = S[I] - S[I-1]}$

$\boldsymbol{End\ for}$

$\mathbf{2.}\ \boldsymbol{Find\quad I_{P1}}$

$\boldsymbol{= arg\,max_I(H_{Inh}[I])}$

$\mathbf{3.}\ \boldsymbol{Find\quad I_{P2}}$

$\boldsymbol{= arg\,max_{I=2I_{P2},\ldots,end}(H_{Inh}[I])}$

$\mathbf{4.}\ \boldsymbol{Set\quad W = I_{P2} - I_{P1}}$

$\mathbf{5.}\ \boldsymbol{Find\quad T_1[I] = \{D[I] \mid I_{P1} < I < I_{P1} + W\}}$

$\mathbf{6.}\ \boldsymbol{Set\quad I_A = T_1(n)}$

$\boldsymbol{Where\quad n}$

$\boldsymbol{= arg\,min(T_1[I])}$

$\mathbf{7.}\ \boldsymbol{Find\quad T_2[I] = \{D[I] \mid I_{P2} < I < I_{P2} + W\}}$

$\mathbf{8.}\ \boldsymbol{Set\quad I_B = T_2(k)}$

$\boldsymbol{Where\quad k}$

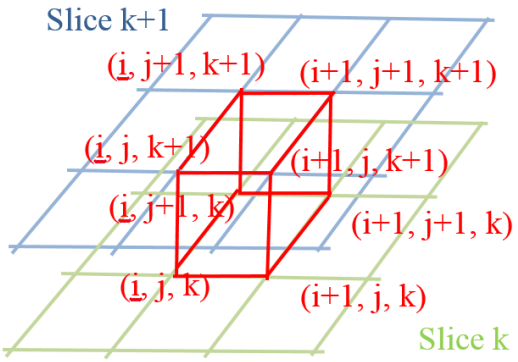
$\boldsymbol{= arg\,max(T_2[I])}$

با محاسبه مقادیر حدس اولیه برای I_A و I_B اکنون می‌توان مطابق آنچه در بخش ۲ گفته شد، از طریق الگوریتم جستجوی جامع دوبعدی در فضای اعداد صحیح بر روی یک همسایگی مناسب اطراف نقاط حدس اولیه محاسبه شده مقادیر آستانه بهینه را محاسبه نمود.

با تعیین آستانه پایین و بالای روشنایی نواحی حاوی هوا، اکنون می‌توان این مناطق را بخش‌بندی و مدل‌سازی کرد.

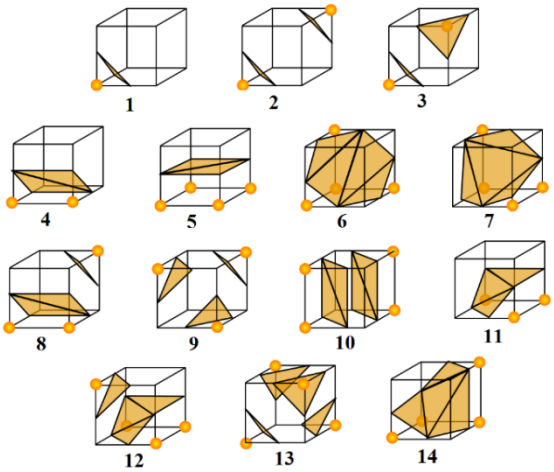
۳-۲- مدل‌سازی سه‌بعدی ناحیه بخش‌بندی شده

به‌منظور مشخص کردن محدوده فضایی بخش‌های حاوی هوا در ریه، از الگوریتم مکعب‌های راهپیما[1] [۳۰] برای ساخت مدل سه‌بعدی استفاده شده است که با ایجاد یک رویه، حجم موردنظر را در فضای سه‌بعدی بازسازی می‌کند. در این الگوریتم ابتدا یک مکعب فرضی که رئوس آن، دو دسته ۴تایی از پیکسل‌های تصویر در دو برش متوالی از تصویر سه‌بعدی هستند، در نظر گرفته می‌شود که در شکل ۲ نمایش داده شده است.



شکل ۲: مکعب در نظر گرفته‌شده بین دو برش متوالی k و k+1 از تصویر. i و j اندیس هر یک از پیکسل‌های متناظر با برش‌های تصویر است.

در گام بعدی باید مشخص شود که رویه بازسازی‌شده بر مبنای تصویر چگونه با این مکعب تلاقی می‌کند. این عمل با حرکت به سمت مکعب بعدی برای کل تصویر تکرار می‌شود. برای مشخص شدن مکعب‌هایی که در رویه موردنظر مشارکت دارند از نتایج الگوریتم بخش‌بندی استفاده می‌شود. در تصویر بخش‌بندی شده به رئوسی که در درون بخش موردنظر قرار داشته‌اند مقدار یک و به رئوس خارج از بخش مقدار صفر نسبت داده شده است. بنابراین مکعب‌هایی که حاصل جمع مقادیر رئوس آن عددی بزرگ‌تر از صفر و کوچک‌تر از هشت باشد، روی سطح مجموعه بخش‌بندی شده قرار داشته و قسمتی از رویه موردنظر خواهند بود. اکنون باید نحوه تلاقی کردن رویه با مکعب‌ها را مشخص نمود. ازآنجاکه هر مکعب دارای ۸ رأس است و برای هر رأس دو وضعیت درون بخش یا خارج بخش قابل‌تصور است، بنابراین در حالت کلی $2^8=256$ حالت مختلف برای تلاقی کردن رویه با مکعب وجود خواهد داشت. برای ساده‌سازی مسئله با بررسی حالات متقارن و حذف حالات مشابه، درنهایت ۱۴ حالت منحصربه‌فرد وجود خواهد داشت که در شکل ۳ نمایش داده‌شده‌اند. تلاقی رویه با هر رأس مکعب منجر به ایجاد یک برش مثلثی خواهد شد و الگوی تلاقی رویه با مکعب متناظر با هر یک از این ۱۴ حالت را با ترکیبی از یک یا چند مثلثی می‌توان بازسازی کرد.



شکل ۳: حالات مختلف تلاقی رویه با مکعب. رئوس مشخص‌شده با دایره‌های کوچک درون بخش واقع شده اند و در تصویر نتیجه الگوریتم بخش‌بندی مقدار یک دارند، درحالی‌که سایر رئوس دارای مقدار صفر هستند.

ترکیب این الگوها در کنار هم درنهایت رویه موردنظر را تشکیل خواهد داد. الگوی شماره ۱ زمانی رخ می‌دهد که از میان ۸ رأس مکعب تنها یکی از رئوس توسط رویه از سایرین جدا شود. به همین ترتیب الگوهای ۲ و ۳ و ۴ هنگامی اتفاق می‌افتند که دو رأس درون (یا بیرون) بخش بوده و سایر رئوس بیرون (یا درون) بخش باشند. سایر الگوها نیز به طریق مشابه برای سه و چهار رأس در نظر گرفته می‌شود. این الگوها با شماره‌گذاری رئوس مکعب، به‌وسیله یک کد ۸ بیتی مشخص می‌شوند که چنانچه رأس متناظر با هر بیت توسط رویه از مکعب جدا شده باشد مقدار آن بیت یک و در غیر این صورت صفر خواهد بود. به‌عنوان‌مثال کد الگوی شماره ۱ برابر ۰۰۰۰۰۰۰۱ خواهد بود.

در آخرین مرحله بردار نرمال هریک از رئوس قطعات مثلثی الگوی متناظر با مکعب محاسبه می‌شود. ازآنجاکه مؤلفه‌های بردار گرادیان روی سطح مماس ناحیه بخش‌بندی شده صفر بوده و بر این سطح عمود است، بردار نرمال موردنظر را با محاسبه بردار گرادیان در محل هریک از رئوس می‌توان به دست آورد. مؤلفه‌های بردار نرمال هر یک از رئوس مکعب با استفاده از روابط زیر محاسبه می‌شود:

$$G_x(i,j,k) = \frac{I(i+1,j,k) - I(i-1,j,k)}{\Delta x}$$

$$G_y(i,j,k) = \frac{I(i,j+1,k) - I(i,j-1,k)}{\Delta y} \qquad (۶)$$

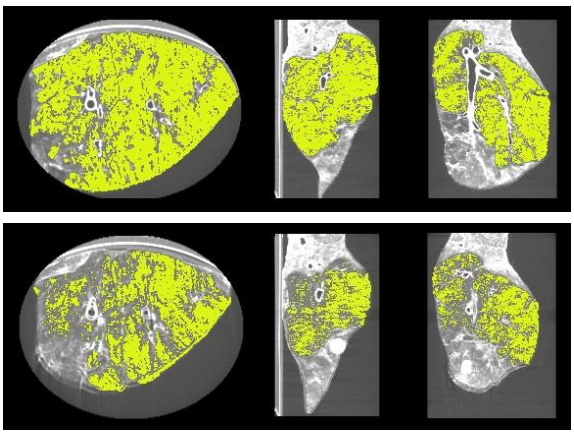
$$G_z(i,j,k) = \frac{I(i,j,k+1) - I(i,j,k-1)}{\Delta z}$$

[1] Marching Cubes Algorithm

که G_x، G_y و G_z مؤلفه‌های بردار گرادیان در راستای سه محور هستند. i، j و k به ترتیب اندیس‌های پیکسل و برش تصویر بوده و Δx، Δy و Δz طول لبه‌های مکعب‌ها (فاصله پیکسل‌ها و برش‌های تصویر از یکدیگر) هستند. اکنون با درون‌یابی بردارهای نرمال رئوسی از مکعب که رأس قطعه مثلثی میان آن‌ها قرارگرفته است، بردار نرمال هریک از رئوس قطعات مثلثی محاسبه می‌شود. بردارهای نرمال به‌دست‌آمده در مدل سایه زنی گوراد[1] الگوریتم‌های رندرینگ استفاده می‌شود که نتیجه آن دستیابی به نمایش یک رویه هموارتر است.

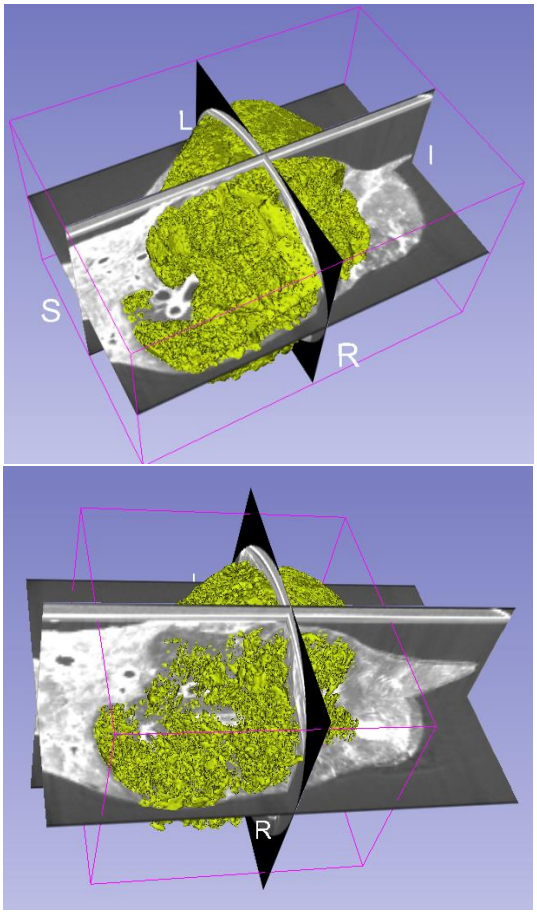
۴- نتایج

به‌منظور بررسی عملکرد روش پیشنهادشده یک آزمایش برون‌تنی[2] بر روی ریه‌ای که از یک خوک بالغ ۸۰ کیلوگرمی به‌دست‌آمده، انجام شده است. این ریه در شرایط آزمایشگاهی تحت کنترل، به یک دستگاه ونتیلاتور مدل North American Drager Narkomed 2A از طریق یک لوله تعبیه‌شده درون نای متصل و حجم هوای ورودی و خروجی به ریه در فاز دم و بازدم ثبت شده است. تصاویر CT از این ریه در نقاط تعادل تنفس یعنی انتهای دم و انتهای بازدم به ترتیب با حجم تثبیت‌شده هوای ۳۲۰ میلی‌لیتر و ۷۰۰ میلی‌لیتر ثبت شد. تصاویرCT توسط دستگاه مدل GELocus Ultra scanner ثبت شده که ابعاد هر یک از تصاویر ۳۲۴×۱۸۶×۲۲۸ وکسل است که اندازه هر یک از وکسل‌ها ۰/۶۲×۰/۶۲×۰/۶۲ میلی‌متر است. حجم هوای محاسبه‌شده از روش پیشنهادی برای تصویر دم و بازدم به ترتیب ۶۹۳ و۳۲۳ میلی‌لیتر بوده است که نشان‌دهنده خطایی برابر ۰/۹ و ۱ درصد به ترتیب برای فاز بازدم و دم است.



شکل ۴: نتایج الگوریتم بخش‌بندی. تصویر بالا مربوط فاز دم و تصویر پایین مربوط به فاز بازدم است.

بنابراین نتایج به‌دست‌آمده نشان می‌دهد که استفاده از روش پیشنهادی برای بخش‌بندی و محاسبه تأثیر خطای حجم جزئی ناشی از وجود بافت نرم در وکسل‌های متناظر با هوای ریه، منجر به تخمین حجم هوای موجود ریه با دقت بالا می‌شود. شکل ۴ نتایج الگوریتم بخش‌بندی استفاده‌شده را در برش‌های تصویر CT سه‌بعدی در راستای سه محور نشان می‌دهد. خروجی الگوریتم بخش‌بندی برای مدل‌سازی استفاده‌شده که تصویر بازسازی‌شده نهایی در شکل ۵ قابل‌ملاحظه است. مدل ساخته شده این امکان را به پزشکان خواهد داد که نواحی‌ای از ریه که در فرآیند تنفس مشارکت فعال دارند را با دقت بالا مشخص کند که این موضوع در تشخیص زودرس اختلالات عملکردی ریه همچون گیرافتادگی هوا[3] در بیماری COPD بسیار مفید و راهگشا خواهد بود.



شکل ۵: تصاویر نتیجه مدل‌سازی سه‌بعدی. تصویر بالا مربوط به فاز دم و تصویر پایین مربوط به فاز بازدم است. زاویه نمایش تصاویر به‌منظور نمایش بهتر جزییات متفاوت انتخاب شده است.

۴-۱- مقایسه نتایج با روش‌های مبتنی بر اندازه‌گیری حجم ریه

همان‌طور که گفته شد الگوریتم‌هایی که کل محدوده ریه را بخش‌بندی می‌کنند خطای زیادی در تخمین حجم ریه خواهند داشت. اما ازآنجاکه گاهی با این استدلال که اختلاف حجم کل ریه در فاز دم و بازدم معادل حجم هوای تهویه شده در حین تنفس است، از چنین الگوریتم‌هایی به‌منظور تخمین اختلاف بین حجم هوای تهویه شده در

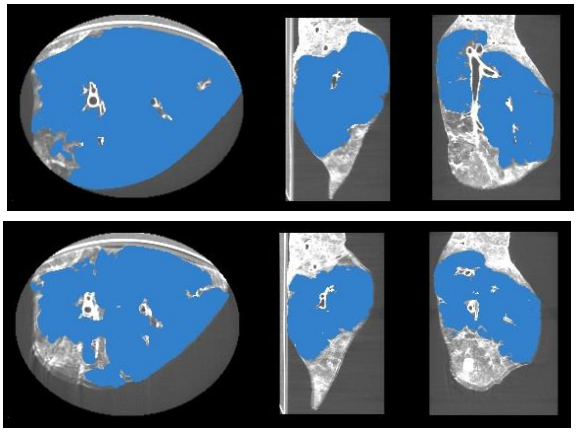
[1] Gouraud Shading Model
[2] *Ex vivo*
[3] Air trapping

حین تنفس استفاده می‌شود. در این قسمت به ارزیابی نتایج چنین الگوریتم‌هایی با الگوریتم پیشنهادی خواهیم پرداخت.

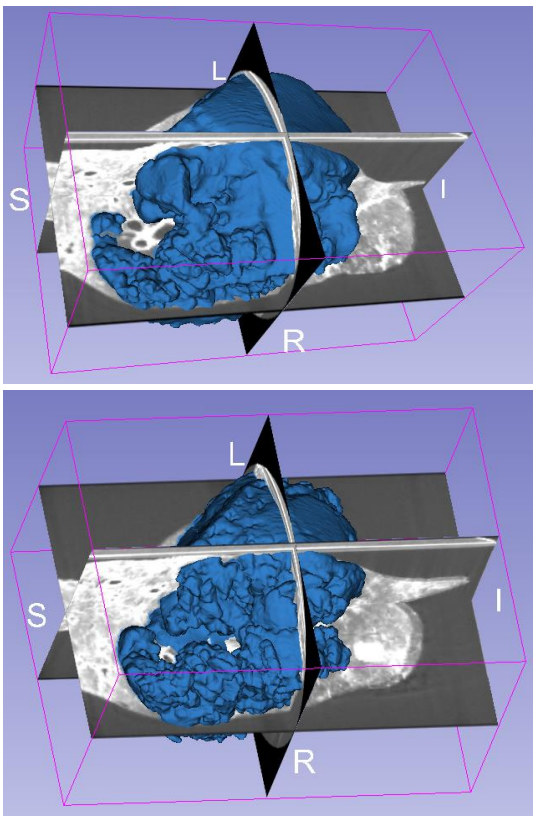
ریه یک ارگان با ساختاری پیچیده و غیر همگن است که این موضوع بخش‌بندی آن را دشوار می‌کند. همچنین ریه دارای دو بخش مجزا (ریه سمت چپ و راست) است و برای بخش‌بندی آن باید از الگوریتمی استفاده کرد که قابلیت بخش‌بندی هم‌زمان چند هدف[1] را داشته باشد. از سوی دیگر حجم بالای داده در هر عکس سه‌بعدی لازم می‌دارد الگوریتم موردنظر سرعت محاسباتی قابل قبولی داشته باشد. بافت غیر همگن ریه موجب می‌شود روش‌هایی همچون پربند فعال[2] [۱۴] که بر مبنای گرادیان عمل می‌کنند باوجود همه مزایایی که دارند در بخش‌بندی ریه عملکرد بهینه‌ای نداشته باشند. در سال‌های اخیر روش جدیدی برای بخش‌بندی تصاویر پزشکی به نام پربندهای فعال مبتنی بر آمار مقاوم محلی[3] ارائه‌شده است که علاوه بر توانایی بخش‌بندی هم‌زمان چند هدف، در مواجهه با بافت‌های غیر همگن دارای عملکرد مقاومی است [۳۱].

مهم‌ترین وجه تمایز این روش با روش‌های متداول پربند فعال، استفاده از یک بردار ویژگی مبتنی بر آمار محلی به‌جای گرادیان برای تکامل پربند است. روش مذکور یک روش نیمه‌خودکار است که بر اساس یک تعداد نقاط مشخص‌شده توسط کاربر، در قالب یک نقشه برچسب اولیه، شروع به کار می‌کند. در این روش به‌منظور استفاده از حداکثر اطلاعات موجود در نقشه برچسب اولیه، نه‌تنها از موقعیت نقاط مشخص‌شده برای مشخص کردن موقعیت مکانی هدف استفاده می‌شود، بلکه از این نقاط به‌عنوان داده‌های نمونه‌ای که دربردارنده اطلاعات آماری مشابه باهدف موردنظر هستند نیز استفاده خواهد شد.

شکل ۶ نتایج بخش‌بندی به‌دست‌آمده از این روش و شکل ۷ مدل ساخته‌شده بر اساس آن را نشان می‌دهد. حجم به‌دست‌آمده بر مبنای این روش برابر با ۵۰۹ میلی‌لیتر در فاز بازدم و ۸۱۹ میلی‌لیتر در فاز دم است. مقادیر به‌دست‌آمده به ترتیب برای فاز دم و بازدم خطای ۱۷ و ۵۹ درصد را نشان می‌دهد. اما انتظار می‌رود اختلاف حجم ریه در فاز دم و بازدم با اختلاف حجم هوای محاسبه‌شده در این دو فاز کمتر باشد. نتایج نشان می‌دهد اختلاف مقادیر اندازه‌گیری شده برابر با ۳۱۰ میلی‌لیتر است که نسبت به مقدار واقعی ۱۸/۴ درصد خطا دارد. بر اساس آنچه در بخش مقدمه اشاره شد، چنین نتیجه‌ای غافلگیرکننده نیست چراکه محدوده بخش‌بندی شده به‌عنوان ریه فقط حاوی هوا نبوده و شامل بافت نرم، مسیرهای هوایی، کیسه‌های هوایی، عروق خونی و لنفاوی می‌شود. به‌طورکلی ریه یک مرد بالغ به وزن ۷۰ کیلوگرم به‌طور متوسط حاوی۴/۳ لیتر هوا، ۲۰۰ میلی‌لیتر خون و ۳۰۰ میلیون کیسه‌هایی با سطحی به وسعت ۱۴۳ مترمربع است که درمجموع جرمی معادل ۹۰۰ گرم دارد [۲۶]، [۳۲].



شکل ۶: نتایج الگوریتم پربندهای فعال مبتنی بر آمار مقاوم محلی. تصویر بالا مربوط فاز دم و تصویر پایین مربوط به فاز بازدم است.



شکل ۷: تصاویر نتیجه مدل‌سازی سه‌بعدی بر اساس نتایج الگوریتم پربندهای فعال مبتنی بر آمار مقاوم محلی. تصویر بالا مربوط به فاز دم و تصویر پایین مربوط به فاز بازدم است.

۴-۲- بررسی تأثیر رزولوشن

[1] Simultaneous multi-object segmentation
[2] Active contour
[3] Local robust statistics driven active contours

در تصاویر کلینیکی به‌منظور کنترل دوز اشعه دریافت شده توسط بیمار رزولوشن تصاویر کاهش می‌یابد. این مسئله به‌ویژه در مورد تصاویر متوالی دم و بازدم اهمیت بیشتری دارد، چراکه بیمار به‌طور متوالی در معرض دو بار تابش اشعه قرار خواهد گرفت. کاهش رزولوشن مهم‌ترین عامل تهدیدکننده دقت در تخمین حجم هوای ریه است و به همین دلیل مقاوم بودن الگوریتم نسبت به کاهش رزولوشن از اهمیت بالایی برخوردار است. به‌منظور بررسی دقت عملکرد الگوریتم در رزولوشن‌های پایین‌تر، از تصاویر آزمایشی مشابه کلیه شرایط آزمایش قبل استفاده شد که در آن ۸ زوج تصویر دم و بازدم از ریه خوک در رزولوشن‌های مختلف ثبت‌شده‌اند. نتایج به‌دست‌آمده از پیاده‌سازی الگوریتم بر روی این تصاویر در جدول ۱ آمده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، اگرچه با کاهش رزولوشن خطای تخمین افزایش می‌یابد اما همچنان نتایج به‌دست‌آمده از دقت قابل‌توجهی برخوردار هستند. به‌طورکلی نتایج به‌دست‌آمده برای تصاویر دم نسبت به تصاویر بازدم دقیق‌تر هستند که این مسئله ناشی از تأثیر شدیدتر اثر حجم جزئی در تصاویر بازدم است.

جدول ۱: نتایج پیاده‌سازی الگوریتم تخمین حجم هوای ریه بر روی ۸ زوج تصویر از ریه خوک که در رزولوشن‌های مختلف ثبت‌شده‌اند.

درصد خطای تخمین در فاز دم	درصد خطای تخمین در فاز بازدم	حجم وکسل (mm^3)
۳/۴	۳/۸	۱/۰۰۰
۴/۹	۵/۵	۱/۳۳۱
۴/۳	۵/۱	۱/۷۲۸
۴/۴	۴/۷	۲/۱۹۷
۴/۰	۴/۵	۲/۷۴۴
۴/۷	۵/۴	۳/۳۷۵
۴/۹	۵/۱	۴/۰۹۶
۴/۷	۵/۴	۴/۹۱۳
۴/۴۱±۰/۵۱	۴/۹۴±۰/۵۸	Mean±STD

افزایش ابعاد وکسل‌های تصویر به دو دلیل مختلف موجب افزایش خطا در تخمین حجم هوای ریه خواهد شد. دلیل اول تغییر مورفومتری بافت ریه در سطوح مختلف میکروسکوپی بوده و دلیل دیگر محدودیت دقت اندازه‌گیری، به‌خصوص در نواحی مرزی، با استفاده از وکسل‌های بزرگ‌تر است.

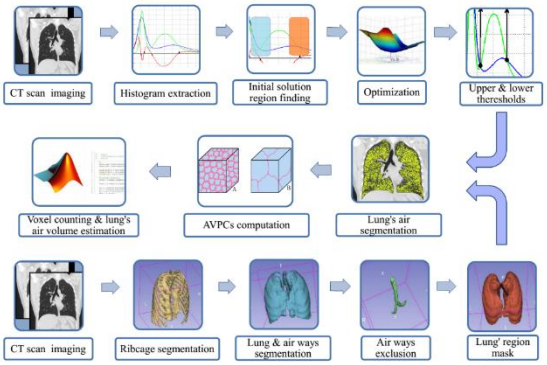
۴-۳- پیاده‌سازی بر روی تصاویر کلینیکی

در بخش قبل عملکرد الگوریتم ارائه‌شده بر روی داده‌های حیوانی آزمایش‌های برون‌تنی مورد بررسی قرار گرفت. اکنون به‌منظور ارزیابی عملکرد الگوریتم ارائه‌شده بر روی تصاویر کلینیکی، نتایج پیاده‌سازی آن بر روی داده‌های انسانی آزمایش‌های درون‌تنی مورد بررسی قرار می‌گیرد. برای این منظور، پنجاه و هشت جفت تصویر دم و بازدم ریه از دو مطالعه در مورد بیماران مبتلا به COPD از پایگاه داده پروژه COPDCgene به‌کار گرفته شد. این تصاویر با استفاده از دستگاه‌های سی‌تی‌اسکن چندبرشی GE، PHILIPS و SIEMENS ثبت شده‌اند که ابعاد تصاویر از ۱۰۰×۵۱۲×۵۱۲ تا ۷۳۶×۵۱۲×۵۱۲ وکسل بوده و حجم وکسل‌های آن‌ها در بازه ۰/۲۴۴ تا ۱/۳۷۶ میلی‌لیتر مکعب قرار دارد. همچنین TLC و FRC افراد مورد مطالعه در فاصله زمانی نزدیکی از زمان ثبت تصاویر ثبت شده است. مقدار متوسط این فاصله زمانی حدود سی دقیقه بوده است. تنظیمات مورد استفاده برای ثبت این تصاویر ۵۰ mAs و ۲۰۰ mAs به ترتیب برای جریان در فاز بازدم و دم و نیز ۱۲۰ kVp برای ولتاژ هر دو فاز بوده است. باید دقت نمود که برخلاف تصاویر برون‌تنی آزمایش‌های حیوانی، تصاویر کلینیکی تنها شامل ریه نیست و ابتدا باید ناحیه دربرگیرنده ریه از بقیه تصویر جدا شود. برای این منظور علاوه یک الگوریتم مبتنی بر رشد ناحیه برای جداسازی ریه ارائه شده‌است. بنابراین ساختار کلی الگوریتم به‌صورت نمایش‌داده‌شده در شکل ۸ است. در ردیف بالا که مربوط به محاسبه مقادیر آستانه است، ابتدا هیستوگرام تصاویر محاسبه شده و سپس هیستوگرام ترکیبی فاز دم و بازدم تشکیل می‌شود. در قسمت بعدی محدوده اولیه پاسخ مسئله بهینه‌سازی محاسبه شده و در ادامه با حل مسئله بهینه‌سازی، مقادیر آستانه بالا و پایین تصاویر دم و بازم متناظر محاسبه می‌شود. در ردیف پایین که مربوط به بخش‌بندی محدوده ریه می‌شود، ابتدا قفسه سینه بخش‌بندی شده و سپس در محدوده داخلی قفسه سینه مسیرهای هوایی و ریه بخش‌بندی می‌شوند. در مرحله بعدی با بخش‌بندی مسیرهای هوایی اصلی و حذف آن‌ها از نتایج بخش قبل، ناحیه ریه بخش‌بندی شده و ماسک متناظر با محدوده ریه تهیه می‌شود. در ردیف میانی، با استفاده از نتایج ردیف‌های بالا و پایین وکسل‌های در محدوده روشنایی مقادیر آستانه بالا و پایین محاسبه شده در نواحی متناظر با ماسک محدوده ریه جستجو شده و تعداد آن‌ها شمارش می‌گردند. در مرحله بعدی ضرایب AVPC برای هر وکسل محاسبه شده و سپس حجم هوای ریه محاسبه می‌شود.

با پیاده‌سازی الگوریتم پیشنهادی، درصد اختلاف حجم TLC ثبت شده طی آزمون PFT و حجم هوای ریه تخمین زده‌شده در فاز دم، که به‌اختصار آن را ELAVI[1] می‌نامیم، مقایسه شد. نکته حائز اهمیت آن است که اندازه‌گیری TLC در آزمون PFT در وضعیت نشسته انجام می‌شود و این در حالی است که تصاویر CT در وضعیت طاق‌باز ثبت می‌شوند. مقدار TLC در این دو وضعیت یکسان نیست و نشان داده شده است که به‌طور متوسط TLC در وضعیت طاق‌باز به میزان ۵/۶ درصد کمتر از مقدار آن در وضعیت نشسته است [۳۳]. به همین دلیل، ELAVI با ۹۴/۴ درصد حجم TLC مقایسه شده است. مقدار میانگین و انحراف

[1] Estimated Lung Air Volume in Inhalation (ELAVI)

معیار خطای ELAVI نسبت به TLC معادل ۴/۰۴ ± ۶/۸۶ درصد است. به همین ترتیب، اختلاف حجم تخمین زده‌شده هوای ریه در فاز بازدم که به‌اختصار ELAVE[1] می‌نامیم، با FRC را برحسب درصد محاسبه گردید. همانند آنچه در مورد TLC گفته شد، FRC نیز در وضعیت نشسته ثبت می‌شود که البته مسئله تفاوت مقادیر FRC در این دو وضعیت نسبت به تغییرات TLC شدیدتر است و نشان‌داده شده که مقدار FRC در وضعیت طاق‌باز به‌طور میانگین به میزان ۲۹ درصد کمتر از مقدار آن



شکل ۸ : دیاگرام بلوکی کامل الگوریتم تخمین حجم هوا در تصاویر CT ریه انسان.

به میزان ۲۹ درصد کمتر از مقدار آن در وضعیت نشسته است [۳۳]. بنابراین ELAVE باید با ۷۱ درصد از حجم FRC مقایسه شود. مقدار میانگین و انحراف معیار خطای ELAVE نسبت به FRC معادل ۴/۹۴ ± ۶/۰۹ درصد است. همان‌طور که پیش‌تر اشاره شد، روش‌های متداول مورد استفاده برای اندازه‌گیری حجم هوای ریه در تصاویر CT مبتنی بر مقادیر آستانه‌ای هستند که به‌صورت تجربی به‌دست آمده‌اند. به‌منظور ارزیابی و مقایسه نتایج به‌دست‌آمده، روش رایج بر اساس سطوح آستانه ثابت بر روی تصاویر پیاده‌سازی شده و با نتایج روش پیشنهادی مقایسه شد. مقادیر آستانه مورد استفاده براساس آنچه در اغلب مطالعات ازجمله [۱۷]، [۳۴]، [۳۵] و [۳۶] به‌کار گرفته شده است شامل مقادیر HU ۱۰۰۰- ، HU ۹۵۰-، HU ۶۵۰- و HU ۳۰۰- به ترتیب برای مقادیر معادل روشنایی هوا، آستانه بالا، آستانه پایین و بافت هستند. در این مطالعات اثر حجم جزئی درنظر گرفته نشده است. بنابراین از مقادیر آستانه بالا و پایین برای یافتن وکسل‌های حاوی هوا در ریه و علاوه بر آن‌ها از مقادیر متناظر با روشنایی هوا و بافت به‌منظور جبران اثر حجم جزئی در رابطه (۳) استفاده شد.

[1] Estimated Lung Air Volumes in Exhalation (ELAVE)

جدول ۲: مقایسه نتایج تخمین حجم هوای ریه با استفاده از روش پیشنهادی و روش متداول.

فاز تصویر	خطای روش پیشنهادی (٪)	خطای روش متداول (٪)
	Mean ± STD	Mean ± STD
دم	۶/۰۹ ± ۴/۹۲	۱۴/۱۱ ± ۵/۲۳
بازدم	۶/۸۶ ± ۴/۰۴	۱۲/۳۲ ± ۴/۴۹

بر اساس نتایج موجود در جدول(۲) چنین نتیجه‌گیری می‌شود که حتی باوجود استفاده از روش پیشنهادی برای جبران اثر حجم جزئی خطای روش متداول تقریباً دو برابر خطای روش پیشنهادی است. در روش پیشنهادی به دلیل تطبیق یافتن حدود آستانه با تصویر دقت نتایج به مقدار قابل ملاحظه‌ای افزایش یافته است. اگرچه در این مقایسه از روش یکسانی برای جبران اثر حجم‌جزئی استفاده شده است، اما در روش متداول به دلیل به‌کارگیری مقادیر تجربی ثابت برای محاسبه ضرایب AVPC، خطای فاز بازدم در مقایسه با خطای فاز دم بیشتر است. این مسئله از عدم جبران درست خطای اثر حجم جزئی به دلیل استفاده از آستانه‌های ثابت حکایت دارد. همچنین لازم به ذکر است که زمان ثبت شده برای انجام محاسبات مربوط بخش محاسبه حدود آستانه بهینه و جبران اثر حجم جزئی بسته به ابعاد تصویر با استفاده از نرم‌افزار MATLAB R2010a بر روی یک دستگاه لپ‌تاپ ASUS N46V با پردازشگر Intel Core i5, 2.5GHz و ۶ گیگابایت حافظه رم بین ۱ تا ۳ دقیقه است. بنابراین از لحاظ بار محاسباتی، روش پیشنهادی هزینه بالایی را نسبت به زمان کل الگوریتم که در حدود بسته به ابعاد تصویر در حدود ۲۰ تا ۳۰ دقیقه است، اضافه نمی‌کند.

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله روشی برای تخمین دقیق حجم هوای ریه در فاز دم و بازدم معرفی گردید. در این روش مقادیر روشنایی متناظر با محدوده وکسل‌های حاوی هوا در تصاویر ریه، از یک الگوریتم بهینه‌سازی مبتنی بر اصول بیوفیزیک بافت ریه محاسبه می‌شوند. علاوه بر آن در روش پیشنهادی بر مبنای اطلاعات مورفومتریک بافت ریه، اثر حجم جزئی بافت موجود در ناحیه حاوی هوای ریه از طریق الگوریتم ارائه‌شده جهت محاسبه ضرایب AVPC در نظر گرفته شده است. به‌طور خلاصه، ساختار روش پیشنهادشده شامل اخذ تصاویر CT در انتهای دم و انتهای بازدم، تشکیل هیستوگرام ترکیبی دو تصویر، محاسبه محدوده حدس اولیه پاسخ مسئله بهینه‌سازی، حل مسئله بهینه‌سازی و محاسبه مقادیر آستانه بالا و پایین، محاسبه ضرایبAVPC ، انجام عملیات بخش‌بندی و تخمین حجم هوای ریه در هر فاز می‌شود. سپس از یک الگوریتم مدل‌سازی سه‌بعدی برای مشخص کردن محدوده فضایی نتایج بخش‌بندی انجام‌شده

در تصویر سه‌بعدی ریه استفاده شده است. نتایج به‌دست‌آمده نشان‌دهنده دقت بالای الگوریتم پیشنهادی در تخمین حجم هوای ریه است. بنابراین با توجه به‌دقت قابل‌توجه الگوریتم پیشنهادشده، استفاده از آن در مطالعات پژوهشی و معاینات کلینیک مربوط به عملکرد ریه که حجم هوای ریه و تغییرات آن در حین تنفس موردبررسی قرار می‌گیرد، به‌ویژه در مورد بیماران مبتلا به COPD، بسیار راهگشا خواهد بود. از سوی دیگر به‌منظور کنترل دوز اشعه دریافت‌شده توسط بیمار، تصاویر کلینیکی اغلب با رزولوشن‌های پایین‌تری ثبت می‌شوند. اما در روش پیشنهادی با درنظرگرفتن اثر حجم جزئی تا حد قابل‌توجهی اثر کاهش رزولوشن جبران شده و نشان داده شد که این روش در رزولوشن‌های پایین نیز عملکرد مقاومی خواهد داشت. همچنین الگوریتم ارائه‌شده با انجام بخش اعظم محاسبات در فضای دوبعدی (بر اساس هیستوگرام) بار محاسباتی قابل قبولی داشته که این موضوع در پردازش تصاویر CT ریه که دارای حجم بالایی هستند، حائز اهمیت زیادی است. پیاده‌سازی الگوریتم پیشنهادی بر روی تصاویر کلینیکی منجر به دستیابی دقتی حدود ۶٪ شد درحالی‌که با استفاده از روش‌های متداول بر اساس آستانه‌های ثابت حتی باوجود استفاده از روش پیشنهاد شده برای جبران اثر حجم جزئی، دقتی بین ۱۲٪ تا ۱۴٪ در فاز بازدم و دم حاصل می‌شود. بنابراین دقت بالای این الگوریتم باعث مطرح شدن آن به‌عنوان یک گزینه مناسب جهت استفاده در فرآیندهایی که نیازمند تخمین حجم هوای ریه هستند ازجمله پیش‌بینی نحوه تغییر شکل ریه در حین تنفس، محاسبه نقشه تنفسی ریه و ارزیابی وضعیت سلامت بافت ریه، می‌شود. در این راستا در کارهای آینده تهیه یک مجموعه تصاویر از بیماران COPD و استفاده از روش پیشنهادشده برای تشخیص و تعیین شدت پیشرفت بیماری موردنظر قرار خواهد گرفت. همچنین، اگرچه روش پیشنهاد داده‌شده بر مبنای ساختار ریه طرح‌ریزی‌شده و برای استفاده در پردازش تصاویر ریه کاملاً شخصی‌سازی‌شده است، اما ایده‌های بکار گرفته شده برای الگوریتم‌های مشابه همچون تخمین تغییرات حجم عروق در حین گردش خون و تخمین پارامترهای مکانیک بافت، همچون ضریب الاستیسیته بافت نرم، قابل‌تعمیم است.

مراجع

[1] American Lung Association, “Lung Disease Data: 2008,” New York, NY, 2008.

[2] G. L. Ruppel, “What is the clinical value of lung volumes?,” *Respir. Care*, vol. 57, no. 1, pp. 26–35; discussion 35–8, Jan. 2012.

[3] J. D. Flesch and C. J. Dine, “Lung volumes: measurement, clinical use, and coding.,” *Chest*, vol. 142, no. 2, pp. 506–10, Aug. 2012.

[۴] منافی فرد مهرتاش، عبادی حمید، ابریشمی مقدم حمید. تعیین موقعیت بازیکنان فوتبال و استخراج همزمان مسیر آن‌ها در مدل واقعی زمین با استفاده از روش گراف در تصاویر ویدیویی. مجله کنترل. ۱۳۹۰; ۵ (۱) :۷۷-۸۶.

[5] J. Wanger, “Standardisation of the measurement of lung volumes,” *Eur. Respir. J.*, vol. 26, no. 3, pp. 511–522, Sep. 2005.

[6] C. P. Hersh, G. R. Washko, R. S. J. Estépar, S. Lutz, P. J. Friedman, M. K. Han, J. E. Hokanson, P. F. Judy, D. A. Lynch, B. J. Make, N. Marchetti, J. D. Newell, F. C. Sciurba, J. D. Crapo, and E. K. Silverman, “Paired inspiratory-expiratory chest CT scans to assess for small airways disease in COPD.,” *Respir. Res.*, vol. 14, no. 1, p. 42, 2013.

[7] T. Yamashiro, S. Matsuoka, B. J. Bartholmai, R. San José Estépar, J. C. Ross, A. Diaz, S. Murayama, E. K. Silverman, H. Hatabu, and G. R. Washko, “Collapsibility of lung volume by paired inspiratory and expiratory CT scans: correlations with lung function and mean lung density.,” *Acad. Radiol.*, vol. 17, no. 4, pp. 489–95, Apr. 2010.

[8] R. Castillo, E. Castillo, D. Fuentes, M. Ahmad, A. M. Wood, M. S. Ludwig, and T. Guerrero, “A reference dataset for deformable image registration spatial accuracy evaluation using the COPDgene study archive.,” *Phys. Med. Biol.*, vol. 58, no. 9, pp. 2861–77, May 2013.

[9] J. Zaporozhan, S. Ley, R. Eberhardt, O. Weinheimer, S. Iliyushenko, F. Herth, and H. U. Kauczor, “Paired inspiratory/expiratory volumetric thin-slice CT scan for emphysema analysis: Comparison of different quantitative evaluations and pulmonary function test,” *Chest*, vol. 128, no. 5, pp. 3212–3220, Nov. 2005.

[10] A. Sadeghi Naini, G. Pierce, T.-Y. Lee, R. V Patel, and A. Samani, “CT image construction of a totally deflated lung using deformable model extrapolation,” *Med. Phys.*, vol. 38, no. 2, p. 872, 2011.

[11] O. S. Al-Kadi and D. Watson, “Texture analysis of aggressive and nonaggressive lung tumor CE CT images,” *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 55, no. 7, pp. 1822–1830, 2008.

[12] J. McClelland, “Estimating Internal Respiratory Motion from Respiratory Surrogate Signals Using Correspondence Models,” in *4D Modeling and Estimation of Respiratory Motion for Radiation Therapy*, Springer, 2013, pp. 187–213.

[13] R. Malladi, J. A. Sethian, and B. C. Vemuri, “Shape modeling with front propagation: a level set approach,” *IEEE Trans. Pattern Anal. Mach. Intell.*, vol. 17, no. 2, pp. 158–175, 1995.

[14] M. Kass, A. Witkin, and D. Terzopoulos, “Snakes: Active contour models,” *Int. J. Comput. Vis.*, vol. 1, no. 4, pp. 321–331, 1988.

[15] G. Gamsu, D. M. Shames, J. McMahon, and R. H. Greenspan, “Radiographically determined lung volumes at full inspiration and during dynamic forced expiration in normal subjects.,” *Invest. Radiol.*, vol. 10, no. 2, pp. 100–108, 1975.

in Exhalation and Inhalation Phases From CT Imges," in *World Congress on Medical Physics & Biomedical Engineering*, Toronto, Canada, 2015.

[26] J. Tomashefski Jr. and C. Farver, *Dail and Hammar's Pulmonary Pathology*. New York, NY: Springer New York, 2008.

[27] E. Roan and C. M. Waters, "What do we know about mechanical strain in lung alveoli?," *Am. J. Physiol. Lung Cell. Mol. Physiol.*, vol. 301, no. 5, pp. L625–35, Nov. 2011.

[28] B. H. Brown, R. H. Smallwood, D. C. Barber, P. V Lawford, and D. R. Hose, *Medical physics and biomedical engineering*. CRC Press, 1998.

[29] C. C. W. Hsia, D. M. Hyde, M. Ochs, and E. R. Weibel, "An official research policy statement of the American Thoracic Society/European Respiratory Society: standards for quantitative assessment of lung structure.," *Am. J. Respir. Crit. Care Med.*, vol. 181, no. 4, pp. 394–418, Feb. 2010.

[30] W. E. Lorensen and H. E. Cline, "Marching cubes: A high resolution 3D surface construction algorithm," *ACM SIGGRAPH Comput. Graph.*, vol. 21, no. 4, pp. 163–169, Aug. 1987.

[31] Y. Gao, A. Tannenbaum, and R. Kikinis, "Simultaneous Multi-object Segmentation Using Local Robust Statistics and Contour Interaction," in *Medical Computer Vision. Recognition Techniques and Applications in Medical Imaging*, Springer, 2011, pp. 195–203.

[32] P. Gehr, M. Bachofen, and E. R. Weibel, "The normal human lung: ultrastructure and morphometric estimation of diffusion capacity," Respir. Physiol., vol. 32, no. 2, pp. 121–140, Feb. 1978.

[33] F. Moreno and H. A. Lyons, "Effect of body posture on lung volumes," J Appl Physiol, vol. 16, no. 1, pp. 27–29, Jan. 1961.

[34] N. Patroniti, G. Bellani, A. Manfio, E. Maggioni, A. Giuffrida, G. Foti, and A. Pesenti, "Lung volume in mechanically ventilated patients: measurement by simplified helium dilution compared to quantitative CT scan," Intensive Care Med., vol. 30, no. 2, pp. 282–289, Feb. 2004.

[35] S. Iwano, T. Okada, H. Satake, and S. Naganawa, "3D-CT Volumetry of the Lung Using Multidetector Row CT," Acad. Radiol., vol. 16, no. 3, pp. 250–256, Mar. 2009.

[36] C. J. Galbán, M. K. Han, J. L. Boes, K. A. Chughtai, C. R. Meyer, T. D. Johnson, S. Galbán,A. Rehemtulla, E. A. Kazerooni, F. J. Martinez, and B. D. Ross, "Computed tomographybased biomarker provides unique signature for diagnosis of COPD phenotypes and disease progression.," Nat. Med., vol. 18, no. 11, pp. 1711–5, Nov. 2012.

[16] H. U. Kauczor, C. P. Heussel, B. Fischer, R. Klamm, P. Mildenberger, and M. Thelen, "Assessment of lung volumes using helical CT at inspiration and expiration: comparison with pulmonary function tests.," *AJR. Am. J. Roentgenol.*, vol. 171, no. 4, pp. 1091–1095, 1998.

[17] H. U. Kauczor, K. Markstaller, M. Puderbach, J. Lill, B. Eberle, G. Hanisch, T. Grossmann, C. Peter Heussel, W. Schreiber, and M. Thelen, "Volumetry of Ventilated Airspaces by 3He MRI: Preliminary Results," *Invest. Radiol.*, vol. 36, no. 2, 2001.

[18] J. Fleming, J. Conway, C. Majoral, M. Bennett, G. Caillibotte, S. Montesantos, and I. Katz, "A technique for determination of lung outline and regional lung air volume distribution from computed tomography.," *J. Aerosol Med. Pulm. Drug Deliv.*, vol. 27, no. 1, pp. 35–42, Feb. 2014.

[19] M. L. Goris, H. J. Zhu, F. Blankenberg, F. Chan, and T. E. Robinson, "An automated approach to quantitative air trapping measurements in mild cystic fibrosis," *Chest*, vol. 123, no. 5, pp. 1655–1663, May 2003.

[20] J. Zaporozhan, S. Ley, K. K. Gast, J. Schmiedeskamp, A. Biedermann, B. Eberle, and H. U. Kauczor, "Functional Analysis in Single-Lung Transplant Recipients: A Comparative Study of High-Resolution CT, 3He-MRI, and Pulmonary Function Tests," *Chest*, vol. 125, no. 1, pp. 173–181, Jan. 2004.

[21] J. Ross, R. Estépar, A. Díaz, C.-F. Westin, R. Kikinis, E. Silverman, and G. Washko, "Lung Extraction, Lobe Segmentation and Hierarchical Region Assessment for Quantitative Analysis on High Resolution Computed Tomography Images," in Medical Image Computing and Computer-Assisted Intervention – MICCAI 2009 SE - 84, vol. 5762, G.-Z. Yang, D. Hawkes, D. Rueckert, A. Noble, and C. Taylor, Eds. Springer Berlin Heidelberg, 2009, pp. 690–698.

[22] R. Helen, N. Kamaraj, K. Selvi, and V. Raja Raman, "Segmentation of pulmonary parenchyma in CT lung images based on 2D Otsu optimized by PSO," in 2011 International Conference on Emerging Trends in Electrical and Computer Technology, 2011, pp. 536–541.

[23] A. Sadeghi Naini, T.-Y. Lee, R. V Patel, and A. Samani, "Estimation of lung's air volume and its variations throughout respiratory CT image sequences.," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 58, no. 1, pp. 152–8, Jan. 2011.

[24] H. Moghadas-Dastjerdi, M. Ahmadzadeh, and A. Samani, "Towards computer based lung disease diagnosis using accurate lung air segmentation of CT images in exhalation and inhalation phases," Expert Syst. Appl., vol. 71, pp. 396–403, 2017.

[25] H. Moghadas-Dastjerdi, M. R. Ahmadzadeh, E. Karami, A. Sadeghi-Naini, and A. Samani, "A Novel Method for Lung' s Air Volume Estimation

مجله کنترل
ISSN (print) 2008-8345
ISSN (online) 2538-3752
جلد ۱۱، شماره ۱، بهار ۱۳۹۶، صفحه ۶۰-۵۱

کنترل مقاوم ماشین القایی شش فازه متقارن در شرایط خطای قطع فاز بر مبنای روش ADRC

علی حجاری[۱]، رضا کیانی نژاد[۲]، سید قدرت اله سیف السادات[۳]، علیرضا صفاریان[۴]، سید سعیداله مرتضوی[۵]

[۱] دانشجوی دکتری مهندسی برق،گروه برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه شهید چمران اهواز، a-hajary@phdstu.scu.ac.ir

[۲] دانشیار، موسسه آموزش عالی الکترونیکی برخط، اهواز، reza.kiani@scu.ac.ir

[۳] استاد، گروه برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه شهید چمران اهواز، Seifossadat@yahoo.com

[۴] استادیار، گروه برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه شهید چمران اهواز، a.saffarian@scu.ac.ir

[۵] دانشیار، گروه برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه شهید چمران اهواز، mortazavi_s@scu.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۵/۴/۲۲، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۶/۱/۲۹)

چکیده: روش های کنترل درایو ماشین‌های چند فازه در حالت خطای قطع فاز معمولا طوری طراحی می‌شوند که موتور حداقل نوسانات گشتاور را داشته باشد. این روشها معمولا بر اساس مدل حالت خطای ماشین طراحی می‌شوند و در نتیجه بسیار وابسته به مدل ماشین هستند. در این مقاله هدف ارائه روش کنترلی جدید جهت کنترل موتور القایی شش فازه در حالت قطع فاز است. از آنجایی که طراحی ADRC[۱] مستقل از مدل و پارامترهای ماشین انجام می‌شود در این مقاله برای اولین بار از این روش کنترلی جهت کنترل موتور چندفازه در شرایط قطع فاز استفاده شده است. دراین روش، برای کنترل موتور چندفازه در حالت خطا نیازی به تغییر در ساختار کنترلی نیست و کنترل ماشین در حالت خطای قطع فاز بدون نیاز به تشخیص وقوع خطا انجام می‌گیرد. عملکرد روش ذکر شده در شرایط سالم با کنترل کننده PI و در حالت قطع فاز با کنترل کننده رزونانسی (PI دوتایی) مقایسه شده و صحت تحلیل های انجام شده با نتایج شبیه سازی بر روی یک موتور القایی شش فازه نشان داده می‌شود و ملاحظه می‌شود که با ADRC درایو موتور القایی شش فازه، در هر دو وضعیت سالم و قطع فاز دارای عملکرد به مراتب بهتری نسبت به کنترل کننده های سنتی و متداول است.

کلمات کلیدی: کنترل مقاوم، موتور القایی شش فازه، خطای قطع فاز،کنترل کننده PI،کنترل کننده رزونانسی، ADRC .

Robust Control of Symmetrical Six-Phase Induction Machine under Open-phase Fault Condition based on ADRC

Ali Hajary, Reza Kianinezhad, Ghodratollah Seyfossadat, Alireza Saffarian, Saeidollah Mortazavi

Abstract: Control methods for multi-phase machine drives under open-phase fault condition are commonly designed to achieve minimum torque ripple. These methods are usually based on machine fault model. Therefore, it is highly model dependant. In this article, a new robust control method for six-phase induction motors (SPIM) under open-phase fault condition is proposed. Design of ADRC is independent of the controlled system model and machine parameters. This method has been proposed for the first time for multi-phase machines in the post-fault situation. There is no need to change control structure for post-fault operation and machine control in faulty condition is carried out without need to fault detection. Performace of ADRC in healthy and faulty situations are compared with PI and resonant (dual PI) controllers. Simulation results on a six-phase induction motor are presented for verification of the proposed control scheme. It can be seen the six-phase induction motor drive shows better performance when it works with ADRC in both healthy and faulty operation modes.

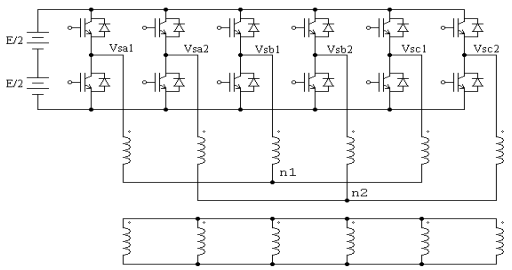
[1] Active Disturbance Rejection Control

Keywords: Robust Control, Six-phase Induction Motor, Open Phase Fault, PI Controller, Resonant Controller, ADRC.

۱- مقدمه

ماشین‌های چند فازه به دلیل مزیت‌های مختلف در سالهای اخیر بسیار مورد توجه قرار گرفته‌اند. یکی از مهمترین مزیت‌های ماشین‌های چند فازه نسبت به نوع سه فازه، قابلیت اطمینان بالاتر آنها در حالت خطای قطع فاز است که این خصوصیت موجب کاربرد روزافزون این موتورها در صنایع کشتی سازی، زیر دریایی و صنایع هوایی شده است[۱]. یکی از متداول‌ترین خطاهایی که در این موتورها رخ می‌دهد خطای قطع فاز است که در اثر سوختن کلیدهای اینورتر، سوختن سیم پیچی موتور و یا قطع اتصالات سیم پیچی ها، ممکن است رخ دهد. در میان ماشین‌های چند فازه، آنهایی که شامل چند دسته سیم پیچ سه فازه هستند مانند شش، نه و دوازده فازه، بیشتر مورد توجه هستند و در مقایسه با ماشین‌های با تعداد فاز فرد، این ماشین‌ها از مزایای ماشین‌های سه فاز بهره می‌برند. ساختار کلی موتور القایی شش فازه به همراه اینور تغذیه کننده آن در شکل ۱ نمایش داده شده است.

ساده ترین روش کنترل ماشین‌های چند فازه با چندین مجموعه سیم پیچی سه فاز، غیر فعال کردن مجموعه سه فاز شامل فاز معیوب است[۱]. اما این کار باعث می‌شود توان موتور تا حد قابل ملاحظه ای کاهش یابد. برخی از کارهای گذشته برای کنترل موتور در حالت خطا از یک ماتریس تبدیل دکوپله جدید با مرتبه کاهش یافته برای ادامه کار در شرایط جدید استفاده کرده و معادلات جدید موتور را در این شرایط استفاده کرده اند[۲-۴]. در این حالت معادلات بدست آمده از ماتریس کاهش مرتبه یافته دارای پارامترهای متفاوت بوده و بنابراین تغییرات قابل ملاحظه ای در



شکل ۱: نمودار مداری موتور القایی شش فازه با دو نوترال مجزا به همراه اینورتر تغذیه کننده آن [۳].

ساختار کنترلی مورد نیاز است. روش دیگری که در سالهای اخیر مورد توجه قرار گرفته است استفاده از روش کنترل پیشگو است [۵،۶] که به عنوان یک جایگزین مناسب برای روش کنترل برداری (FOC[1]) استاندارد، تبدیل شده است. در این روش، مدل دقیقی از ماشین برای پیش بینی رفتار آینده آن مورد نیاز است همچنین ماتریس تبدیل نیازمند تغییر جهت کنترل حالت خطا است. اما روش متداولی که در سالهای اخیر مورد توجه قرار گرفته است استفاده از کنترل کننده های رزونانسی یا PI دوتایی است که یکی در جهت سنکرون و دیگری درجهت مخالف سنکرون، قادر به رهگیری سیگنال غیر سینوسی و مقابله با مولفه های توالی منفی جریان در حالت خطا هستند[۴،۷]. در این روش تعداد تغییرات در کنترل کننده های جریان به حداقل می‌رسد و در مقایسه با کنترل پیشگو، فرکانس کلیدزنی PWM ثابت باقی می‌ماند. با این حال، اغلب روش‌های ارائه شده، مبتنی بر مدل ماشین و معادلات آن در حالت خطا هستند که موجب پیچیدگی و تنوع در حالات مختلف قطع فاز و همچنین مستلزم وجود تجهیزات لازم برای تشخیص وقوع خطا هستند.

روش ADRC برای اولین بار در سال ۱۹۹۸ توسط هان [۹،۸] پیشنهاد شد. ADRC یک کنترل کننده غیر خطی برای سیستم با مدل نامشخص است. این روش، اغتشاشات خارجی نظیر گشتاور بار و اغتشاشات داخلی سیستم، نظیر تغییر در پارامترها را تخمین زده و با اعمال ورودی مناسب جبران می‌کند، به همین دلیل این روش نیاز به مدل دقیقی از سیستم ندارد و این به این معناست که طراحی ADRC به طور ذاتی مستقل از مدل سیستم و پارامترهای آن است. ADRC به عنوان یکی از ساده ترین روشهای کنترلی مقاوم (Robust) در بسیاری از زمینه های فنی و همچنین در کنترل موتورها به کار رفته است [۱۰-۱۳]. در این مقاله هدف ارائه و طراحی این کنترل کننده به عنوان روشی جدید برای کنترل ماشین القایی چند فازه در حالت قطع فاز است، به طوری که بدون نیاز به معادلات و مدل‌سازی ماشین در حالت خطای قطع فاز و تغییر در ساختار کنترلی، بتوان کار کنترل ماشین را در شرایط جدید نیز انجام داد.

روش کنترل دور موتور استفاده شده، روش FOC است که به دلیل قابلیت جداسازی شار و گشتاور، پاسخ دینامیکی بالا و دقت درکنترل سرعت را

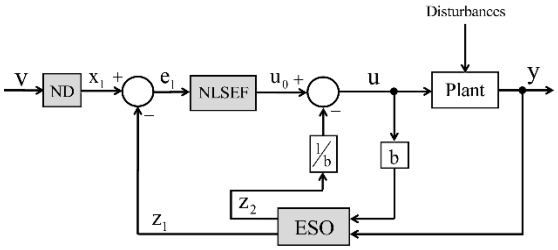
موجب می‌شود و کنترل موتور القایی را همچون ماشین DC ساده می-کند.

همانطور که در شکل ۲ نشان داده شده است هر ADRC از سه بخش تشکیل شده است. ۱-مشتقگیر غیر خطی (ND[2]). ۲- مشاهده گر حالت توسعه یافته (ESO[3]) و ۳-کنترل کننده غیر خطی خطای فیدبک (NLSEF[4]). مشاهده گر حالت توسعه یافته را می‌توان به عنوان یک فیدبک دینامیکی برای سیستم تعبیر نمود. ساختار و عملکرد این مشاهده-گر اغتشاش، تنها با نرخ تغییرات مدل سیستم مشخص می‌شود. بنابراین نسبت به عدم قطعیت مدل سیستم حساسیتی ندارد. نقش ND تعیین پاسخ

[1] Field Oriented Control

[2] Nonlinear Differentiator
[3] Extended State Observer
[4] Nonlinear State Error Feedback Control

گذرای مطلوب به ورودی پله است. ND تغییرات ناگهانی در سیگنال ورودی را به منظور کاهش فراجهش در پاسخ خروجی، ملایم می‌کند و NLSEF ورودی مناسب را با استفاده از کنترل کننده غیر خطی به منظور رهگیری متغیر حالت، فراهم می‌کند. در این مقاله روش ADRC برای کنترل موتور القایی شش فازه در حالت سالم و قطع فاز مورد تحلیل قرار گرفته است و نتایج آن با کنترل کننده PI و رزونانسی مقایسه و ارزیابی خواهد شد.



شکل ۲: نمودار روش ADRC

ساختار مقاله به این شرح است که در بخش دوم، مدل و معادلات ماشین القایی شش فازه معرفی شده است. در قسمت سوم اصول روش پیشنهادی ADRC بیان می‌شود. در قسمت بعدی، نتایج شبیه سازی موتور القایی شش فازه در حالت سالم و قطع فاز تحت شرایط مختلف و کنترل کننده های معرفی شده، در نرم افزار متلب/سیمولینک مورد بررسی و ارزیابی قرار داده شده است و در بخش پایانی نتایج حاصل از مقاله به طور خلاصه تشریح شده است.

۲- معادلات ماشین القایی شش فازه

بر طبق روش تبدیل بردار فضایی([1]VSD)، ماتریس تبدیل زیر متغیرهای فازی ماشین را به سه زیر فضای متعامد (z_1-z_2) ، (z_3-z_4) و $(\alpha-\beta)$ تبدیل می‌کند[۴].

$$[T_6]=\frac{1}{\sqrt{3}}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & cos(\gamma) & cos(2\pi/3+\gamma) & cos(4\pi/3+\gamma) \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & sin(\gamma) & sin(2\pi/3+\gamma) & sin(4\pi/3+\gamma) \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & cos(\pi-\gamma) & cos(\pi/3-\gamma) & cos(5\pi/3-\gamma) \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & sin(\pi-\gamma) & sin(\pi/3-\gamma) & sin(5\pi/3-\gamma) \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad (۱)$$

که γ، زاویه الکتریکی بین دو مجموعه سیم‌پیچی است که در این مقاله برای ماشین متقارن، ۶۰ درجه درنظرگرفته شده است. با اعمال تبدیل بالا به متغیرهای فازی استاتور ماشین، مدل دکوپله ماشین شش فازه به صورت زیر برای متغیرهای فازی استاتور بدست می‌آید [۴].

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \\ V_{xs} \\ V_{ys} \\ V_{0+s} \\ V_{0-s} \end{bmatrix}=[T_6]\begin{bmatrix} V_{a1s} \\ V_{b1s} \\ V_{c1s} \\ V_{a2s} \\ V_{b2s} \\ V_{c2s} \end{bmatrix},\begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{xs} \\ i_{ys} \\ i_{0+s} \\ i_{0-s} \end{bmatrix}=[T_6]\begin{bmatrix} i_{a1s} \\ i_{b1s} \\ i_{c1s} \\ i_{a2s} \\ i_{b2s} \\ i_{c2s} \end{bmatrix} \quad (۲)$$

۲-۱- مدل ماشین در زیرفضای $\alpha-\beta$

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} r_s+L_s p & 0 & Mp & 0 \\ 0 & r_s+L_s p & 0 & Mp \\ Mp & \omega_r M & r_r+L_r p & \omega_r L_r \\ -\omega_r M & Mp & -\omega_r L_r & r_r+L_r p \end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (۳)$$

$$M=3L_{ms}, L_r=L_{lr}+M, L_s=L_{ls}+M$$

این مدل، مشابه با مدل ماشین سه فازه در مختصات مرجع ساکن است.

۲-۲- مدل ماشین در زیرفضای z_1-z_2

$$\begin{bmatrix} v_{sz1} \\ v_{sz2} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} r_s+L_{ls}p & 0 \\ 0 & r_s+L_{ls}p \end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} i_{sz1} \\ i_{sz2} \end{bmatrix} \quad (۴)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} r_r+L_{lr}p & 0 \\ 0 & r_r+L_{lr}p \end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} i_{rz1} \\ i_{rz2} \end{bmatrix} \quad (۵)$$

۲-۳- مدل ماشین در زیرفضای z_3-z_4

$$\begin{bmatrix} v_{sz3} \\ v_{sz4} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} r_s+L_{ls}p & 0 \\ 0 & r_s+L_{ls}p \end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} i_{sz3} \\ i_{sz4} \end{bmatrix} \quad (۶)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} r_r+L_{lr}p & 0 \\ 0 & r_r+L_{lr}p \end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} i_{rz3} \\ i_{rz4} \end{bmatrix} \quad (۷)$$

همانطور که از این سه مدل دیده می‌شود، تبدیل انرژی الکترومکانیکی فقط در زیر فضای $\alpha-\beta$ انجام می‌شود و دیگر زیر فضاها سهمی در تبدیل انرژی الکترومغناطیسی ندارند. زیرفضاهای z_1-z_2 و z_3-z_4 فقط تولید تلفات می‌کنند در نتیجه باید به گونه ای کنترل شوند تا حداقل شوند در نتیجه مقدار مرجع آنها برابر با صفر درنظرگرفته می‌شود. می‌توان نتیجه گرفت که ساختار کنترل کننده گشتاور و سرعت برای تحلیل موتور شش فازه تقریبا مشابه با موتور سه فازه است که در آن کنترل در مدار معادل $\alpha-\beta$ انجام می‌شود [۳].

۳- معرفی روش کنترلی ADRC برای ماشین القایی شش فازه

روش کنترلی ارائه شده از سه ADRC برای تنظیم سرعت و گشتاور موتور در حالت خطا استفاده می‌کند و به دلیل کاهش پیچیدگی الگوریتم کنترلی، شار موتور به صورت حلقه باز کنترل می‌شود. در این روش نیاز به اندازه گیری جریان i_{ds} و جریان i_{qs} می باشد.

[1] Vector Space Decomposition

۳-۱- مشتقگیر غیرخطی

در کنترل کننده های سنتی PI، هر گونه تغییر لحظه ای می‌تواند موجب فراجهش در پاسخ خروجی شود. ND در مسیر مستقیم سیگنال ایجاد می-شود و برای کنترل فرآیند حالت گذرا هنگام رهگیری سیگنال مرجع و همچنین کاهش اثر نویزهای ورودی به سیستم است و باعث تعادل مناسب بین پاسخ سریع حالت گذرا و فراجهش اندک خواهد شد.

ND به صورت زیر بیان می‌شود [۱۲]:

$$\begin{cases} x_1(k+1) = x_1(k) + hx_2(k) \\ x_2(k+1) = x_2(k) + h.fst(x_1(k) - v(k), x_2(k), r, h_0) \end{cases} \quad (۸)$$

که f_{st} تابع غیر خطی است و به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$fst(\lambda_1(k), \lambda_2(k), r, h_0) = -\begin{cases} r.\xi(k)/d, |\xi(k)| \le d \\ r.\mathrm{sgn}(\xi(k)), |\xi(k)| > d \end{cases} \quad (۹)$$

$$y_{td}(k) = \lambda_1(k) + h_0\lambda_2(k), \xi_0(k) = (d^2 + 8r|y_{td}(k)|)^{\frac{1}{2}}$$

$$\xi(k) = \begin{cases} \lambda_2(k) + (\xi_0(k) - d)/2, |y_{td}(k)| > d_0 \\ \lambda_2(k) + y_{td}(k)/h_0, |y_{td}(k)| \le d_0 \end{cases} \quad (۱۰)$$

$$d = rh_0 \ , \ d_0 = dh_0$$

$v(k)$ سیگنال مرجع ورودی ADRC است که در حلقه کنترل سرعت موتورهای الکتریکی ، ω_r^* است. $x_1(k)$ سیگنال رهگیری $v(k)$ و $x_2(k)$ مشتق $x_1(k)$ و همچنین به طور تقریبی مشتق $v(k)$ است.h مقدار تغییر بین دو تکرار است . r و h_0 دو پارامتر قابل تنظیم هستند که r ضریب نرخ همگرایی است. مقدار بزرگتر r باعث سرعت سریعتر همگرایی $x_1(k)$ به ω_r^* است و h_0 فاکتور فیلترینگ جهت فیلتر کردن نویز است.

۳-۲- مشاهده‌گر حالت توسعه یافته

در صورتی که یک سیستم غیرخطی نامشخص با اغتشاش نامشخص همانند زیر داشته باشیم:

$$y^{(n)} = f(y, y^{\square}, ..., y^{(n-1)}, k) + d(k) + bu(k) \quad (۱۱)$$

به طوری که f یک تابع نامشخص و d یک اغتشاش نامشخص است، u ورودی سیستم، y خروجی سیستم و b پارامتر سیستم است. با نمو متغیر **y** به متغیر حالت سیستم و نمو متغیر حالت سیستم که مشتق های متوالی متغیر حالت اندازه گیری شده است، مشاهده‌گر حالت توسعه یافته ESO برای این سیستم تنها بر اساس خروجی اندازه گیری شده بدست می آید.

ESOمهمترین بخش ADRC است‌که اغتشاشات متنوع شامل تغییر در پارامترها، عدم قطعیت مدل و اغتشاشات به وجود آمده ناشی از قطع فاز را تخمین و جبران می‌کند و با فراهم آوردن مقاومت بالاتر نسبت به تغییر در مدل و پارامترهای موتور، کنترل کننده های ARDC را می‌توان به عنوان یک گزینه مناسب برای کنترل حالت خطا درنظر گرفت. همچنین مشاهده گر حالت توسعه یافته ایجاد شده، دارای حساسیت پایین نسبت به تغییر پارامترهای طراحی آن نیز هست در نتیجه تنظیم پارامترهای آن چندان مشکل نخواهد بود. ساختار مشاهده‌گر اغتشاش به صورت زیر است [۱۲]:

$$\begin{cases} e(k) = z_1(k) - y(k) \\ z_1(k+1) = z_1(k) + h(z_2(k) - \beta_1.fal(e(k), \alpha_1, \delta_1) + bu(k)) \\ z_2(k+1) = z_2(k) - h\beta_2 fal(e(k), \alpha_1, \delta_1) \end{cases} \quad (۱۲)$$

که تابع fal یک تابع غیر خطی به صورت زیر است:

$$fal(e(k), \alpha, \delta) = \begin{cases} |e(k)|^{\alpha}\,\mathrm{sgn}(e(k)), |e(k)| > \delta \\ e(k)/\delta^{1-\alpha}, |e(k)| \le \delta \end{cases} \quad (۱۳)$$

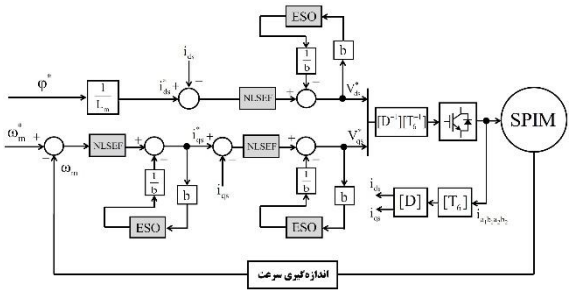
$y(k)$ سیگنال خروجی سیستم است که می‌بایست کنترل شود. برای حلقه کنترل سرعت، $y(k)$ سرعت (ω_r) است. $z_1(k)$ ، تخمین متغیر حالت (سرعت) و $z_2(k)$ تخمین اغتشاشات سیستم است. ESO دارای چهار پارامتر قابل تنظیم $\alpha_1, \delta_1, \beta_1$ و β_2 است. دامنه تغییرات α_1 از صفر تا یک است. هرچه مقدار α_1 کوچکتر باشد توانایی ESO در برابر عدم قطعیت مدل موتور و اغتشاشات بیشتر است. δ_1 تعیین کننده محدوده خطی تابع غیر خطی است. عملکرد دینامیکی سیستم با تغییرات β_1 و β_2 به طور قابل ملاحظه ای تغییر می‌کند. β_1 عمدتا روی تخمین متغیر حالت و β_2 عمدتا روی تخمین اغتشاشات تاثیر می‌گذارد. هرچقدر مقادیر β_1 و β_2 بزرگتر باشد، همگرایی تخمین سریعتر خواهد بود و از طرف دیگر اگر β_1 و β_2 خیلی بزرگ باشند، ممکن است تخمین همگرا نشود.

۳-۳- کنترل کننده غیرخطی خطای فیدبک

کنترل کننده خطی، ترکیبی از کنترل کننده های تناسبی- انتگرالی و مشتقگیر است. ترکیب غیر خطی این کنترل کننده ها درجه آزادی بالاتری را برای بهبود عملکرد سیستم ارائه می‌دهد به طوری که در حالت قطع فاز که گشتاور و سرعت ماشین دارای خطای سینوسی خواهند بود، در این حالت کنترل کننده غیر خطی دارای توانایی بالاتری در رویارویی با این نوع خطا نسبت به کنترل کننده خطی PI است. بر حسب خروجی ND و ESO، این کنترل کننده مطابق زیر خواهد بود [۱۲]:

$$\begin{cases} e(k) = x_1(k) - z_1(k) \\ u_0(k) = \beta_3 fal(e_1(k), \alpha_2, \delta_2) \\ u(k) = u_0(k) - z_2(k)/b \end{cases} \quad (۱۴)$$

که $u(k)$ خروجی کنترلی ADRC است. برای حلقه کنترلی سرعت، $u(k)$ مولفه عمودی جریان مرجع استاتور (i_{qs}^*) و α_2 و δ_2 دارای معانی مشابه با α_1 و δ_1 است. β_3 سرعت پاسخ سیستم را کنترل می-کند اما با وجود مقادیر بزرگ β_3 ، فراجهش بالایی ظاهر خواهد شد. نمودار کنترل برداری موتور القایی شش فازه و کنترل کننده های ADRC که برای سه حلقه کنترل سرعت، کنترل i_{sd} و i_{sq} که در حالت سالم و قطع فاز مورد استفاده قرار خواهد گرفت به صورت شکل ۳ می‌باشد:



شکل ۳: نمودارکنترل برداری موتور القایی شش فازه در حالت استفاده از ADRC

به طور کلی دقت، سرعت و عدم حساسیت به پارامترهای موتور، موارد لازم جهت کنترل سرعت موتور می‌باشند. همانطور که می‌دانیم عملکرد کنترل کننده های PI در اثر تغییر پارامترهای ماشین و یا عدم دقت در تعیین آنها، تحت تاثیر قرار می‌گیرد، همچنین هنگامی که اغتشاشات گشتاور بار وجود دارد، کنترل کننده های PI نیازمند زمان بازیابی نسبتا زیادی جهت برگشت به سرعت مرجع در زمان اعمال گشتاور بار، هستند و در نتیجه سرعت پاسخ سیستم به این اغتشاش خارجی، کند است [۱۲]. در سالهای اخیر روشهای زیادی جهت تخمین پارامترهای ماشین برای روش FOC پیشنهاد شده است. با این وجود پارامترهای موتور ذاتا مستقل از یکدیگر نبوده و بنابراین پارامترهای زیادی نیاز است که تخمین زده شوند که این مساله، باعث پیچیدگی الگوریتم خواهد شد. در حالت وقوع خطای قطع فاز نیز، مدل و پارامترهای ماشین تغییر کرده و دیگر روابط و مدل ماشین سالم برای تحلیل حالت قطع فاز معتبر نمی‌باشد. در این مقاله، هدف بررسی توانایی این کنترل کننده در شرایط مختلف شامل مواجهه با گشتاور بار به عنوان اغشاش خارجی، مقاوم بودن در برابر تغییر پارامترها و همچنین توانایی حذف اغتشاشات ناشی از خطای قطع فاز می‌باشد. اما در روش ADRC به دلیل وجود ND در مسیر مستقیم جهت مواجهه با تغییرات ناگهانی و همچنین مشاهده گر حالت توسعه یافته جهت تخمین و جبران اغتشاشات داخلی و خارجی و در نهایت وجود کنترل کننده غیر خطی NLSEF ، سرعت موتور دارای فراجهش و زمان نشست کمتری است و اغتشاش خارجی روی موتور به خوبی برطرف خواهد شد.

هنگامی که ماشین‌های چندفازه تحت روش کنترل برداری و کنترل کننده PI مورد استفاده قرار می‌گیرند، در اثر قطع فاز، گشتاور خروجی و بالطبع سرعت موتور دارای نوسان خواهد شد که به دلیل محدودیت پهنای باند فرکانسی کنترل کننده PI، این کنترل کننده در شرایط قطع فاز و حذف خطاهای متناوب کارایی لازم را نخواهد داشت. از طرفی با جایگزاری $i_{as}=0$ در معادلات ماشین درمی‌یابیم که در حالت قطع فاز دیگر شرایط دکوپله برقرار نبوده و داریم $i_{xs}=-i_{\alpha s}$. در این شرایط، روش متداولی که برای کنترل حالت قطع فاز و حذف نوسانات گشتاور و سرعت مورد استفاده قرار می‌گیرد، تغییر جریان مرجع مولفه x به صورت $i_{xs}^{*}=-i_{\alpha s}^{*}$ و استفاده از کنترل کننده های PI دوتایی جهت مقابله با مولفه های توالی منفی جریان ناشی از اغتشاشات قطع فاز می‌باشد. اما در روش ADRC نیازی به تغییر مقدار مرجع مولفه x برای حالت بعد از خطا نخواهد بود، زیرا به دلیل خاصیت ذاتی ADRC در جهت مقابله با اغتشاشات مختلف، عدم تنظیم مناسب جریان مولفه x برای کنترل حالت بعد از خطا $(i_{xs}^{*}=0)$ ، به صورت یک اغتشاش داخلی در ساختار ADRC جبران خواهد شد.

۴- نتایج شبیه‌سازی

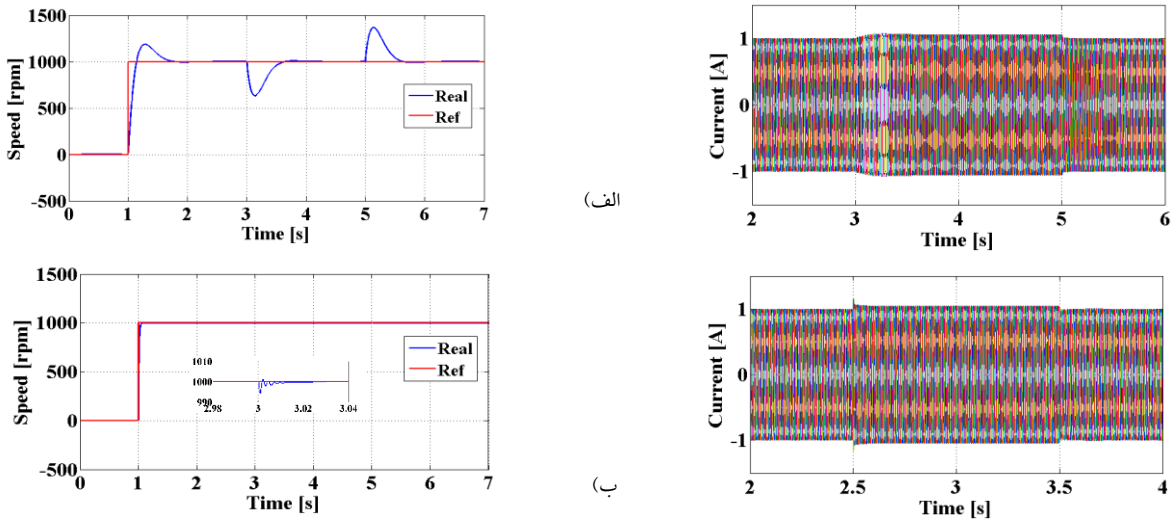
جهت نشان دادن عملکرد روش ADRC ، الگوریتم کنترل برداری موتور القایی شش فازه در حالت سالم و خطای قطع فاز در نرم افزار Matlab-Simulink شبیه سازی شده است. مشخصات موتور القایی شش فازه و بهره های تنظیم شده کنترل کننده ها نیز در جداول ۱ و ۲ پیوست مقاله آمده است.

از آنجایی که عملکرد کنترل کننده PI و رزونانسی در حالت سالم تفاوتی با یکدیگر ندارند، ADRC در حالت سالم با کنترل کننده PI و در حالت قطع فاز با کنترل کننده PI و رزونانسی (PI دوتایی) مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. ابتدا در حالت سالم، عملکرد و حساسیت دو روش کنترلی PI و ADRC، تحت اعمال گشتاور بار به عنوان اغتشاش خارجی و سپس تغییر پارامترهای ماشین مورد بررسی قرار می‌گیرد و سپس عملکرد هر سه کنترل کننده در شرایط قطع فاز مورد ارزیابی و مقایسه قرار خواهد گرفت. تمامی پارامترهای قابل تنظیم کنترل کننده های PI و ADRC در مطلوبترین حالت تنظیم شده است و مقدار آنها در شرایط سالم و قطع فاز یکسان و بدون تغییر است.

۴-۱- بررسی توانایی حذف اغتشاش خارجی

شکل ۴ نتایج شبیه سازی و مقایسه ای این دو روش را در حالتی که گشتاور بار به عنوان اغتشاش خارجی به موتور اعمال می‌شود نشان می‌دهد. موتور القایی شش فازه ابتدا به صورت بدون بار کار می‌کند، سپس گشتاور بار ۰/۱ N.m در ثانیه سوم به موتور اعمال شده و در ثانیه پنجم بار از روی موتور برداشته می‌شود. سرعت مرجع موتور روی ۱۰۰۰ دور بر دقیقه تنظیم شده است.

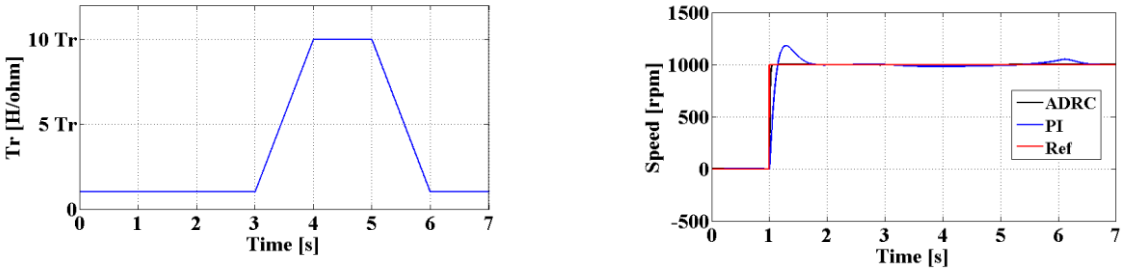
همانطور که ملاحظه می‌شود هنگامی که کنترل کننده PI مورد استفاده قرار می‌گیرد، عملکرد درایو موتور القایی شش فازه در هنگام اعمال گشتاور بار تحت تاثیر قرار گرفته و سرعت ماشین با تاخیر به مقدار مرجع خود برمی‌گردد. در حالی که در روش ADRC و در مقایسه با کنترل کننده PI ، سرعت موتور دارای فراجهش و زمان نشست کمتری است و اغتشاش خارجی روی موتور به خوبی برطرف شده است.



شکل ۴: مقایسه نتایج سرعت و جریان برای دو کنترل کننده الف) PI و ب) ADRC ، هنگامی که گشتاور بار به عنوان اغتشاش خارجی به موتور اعمال می‌شود

۴-۲- بررسی اثر تغییر پارامترها

جهت بررسی این مساله، شبیه سازی موتور با مقاومت روتور تغییر یافته و یا با تغییر ثابت زمانی روتور (τ_r) جهت مقایسه نتایج در بدترین شرایط با یکدیگر انتخاب شده است. شکل ۵ نتایج شبیه سازی را نشان می‌دهد. در این قسمت ثابت زمانی روتور (τ_r) به عنوان یکی از پارامترهای ماشین به صورت زیر تغییر خواهد کرد. هرچند که در عمل تغییر لحظه‌ای و زیاد این پارامترها اتفاق نمی افتد و همچنین اثر تغییر این پارامترها روی موتورهای با توان مختلف و در سرعت های مختلف، متفاوت است لذا در اینجا هدف مقایسه این دو روش کنترلی بوده بطوریکه بتوان حساسیت آنها را نسبت به این تغییرات مشاهده و ارزیابی نمود. همانطور که از شکل ۵ ملاحظه می‌شود کنترل کننده PI در مواجهه با این تغییرات دچار مشکل خواهد شد و کنترل سرعت ممکن است به خوبی انجام نشود ولی همانطور که در قبل اشاره شد در روش ADRC که دارای حساسیت پایین به پارامترهای موتور بوده و طراحی آن اساسا مستقل از مدل موتور انجام می‌شود، ملاحظه می‌شود که واکنش خاصی به این تغییرات از خود نشان نمی‌دهد.



شکل ۵: عملکرد دوکنترل کننده PI و ADRC و مقایسه حساسیت آنها به پارامترهای موتور (τ_r)

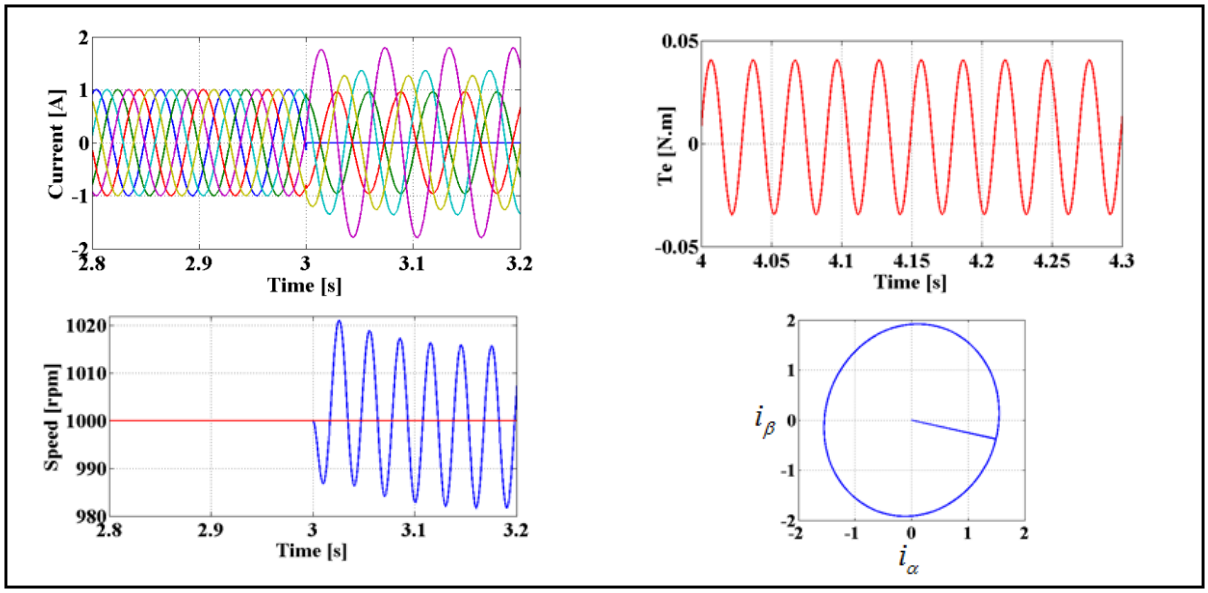
۴-۳- بررسی اثر قطع فاز

در این قسمت که در واقع هدف اصلی مقاله نیز هست قصد داریم عملکرد این دو کنترل کننده را در شرایط خطای قطع فاز بررسی کنیم موتور القایی شش فازه متقارن استفاده شده در شبیه سازی دارای دو نوترال مجزا می‌باشد که در واقع بدترین شرایط قطع فاز برای موتور شش فازه می‌باشد. جهت بررسی عملکرد این دو روش کنترلی در شرایط خطای قطع فاز همانطور که در شکل ۶ ملاحظه می‌شود، فرض می‌شود فاز اول از مجموعه سه فاز اول یا همان فاز a_1 در ثانیه سوم قطع شده است و در نتیجه جریان این فاز صفر و جریان فازهای باقیمانده به صورتی که دیده می‌شود و با فرض اینکه مقادیر آنها در مقدار نامی محدود شوند، نامتعادل خواهند شد. در نتیجه این نامتعادلی گشتاور خروجی و بالطبع سرعت موتور دارای نوسان خواهد بود که بسته به اینرسی و توان موتور، میزان این نوسانات متفاوت خواهد بود.

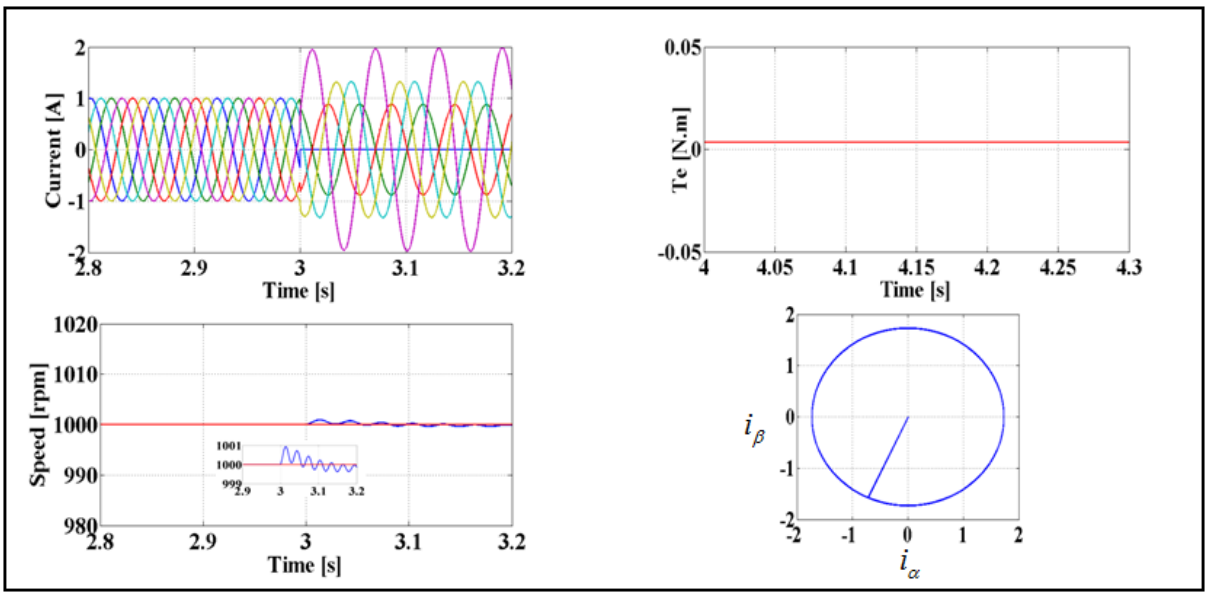
همانطور که در قبل گفته شد، کنترل کننده PI به دلیل محدودیت

پهنای باند فرکانسی در مقابله با این خطای سینوسی ناتوان خواهد بود اما هنگامی که از کنترل کننده ADRC در حالت قطع فاز استفاده می‌شود، ماشین دارای حالت تعادل بهتری خواهد بود و نوسان گشتاور نسبت به حالتی که کنترل کننده PI مورد استفاده قرار می‌گیرد تا حد بسیار زیادی کاهش یافته است. همچنین جهت نمایش تعادل ماشین در حالت قطع فاز، نمودارهای گشتاور خروجی ماشین و جریان $(i_\alpha - i_\beta)$ ترسیم شده اند.

معیار ارزیابی عملکرد درایو در این مقاله جهت کنترل نوسانات خروجی گشتاور با شاخص ریپل گشتاور (TRF[1]) به صورت نسبت قله به قله ریپل گشتاور به مقدار گشتاور نامی (۰/۳ N.m) تعریف می‌شود. همانطور که ملاحظه می‌شود گشتاور خروجی در حالتی که کنترل کننده PI مورد استفاده قرار می‌گیرد دارای ریپل قابل ملاحظه ای است که TRF متناظر با آن ۲۳٪ است و برای حالتی که از کنترل کننده رزونانسی استفاده می‌شود شاخص ریپل گشتاور حدود ۱٪ و در حالتی که از ARDC استفاده

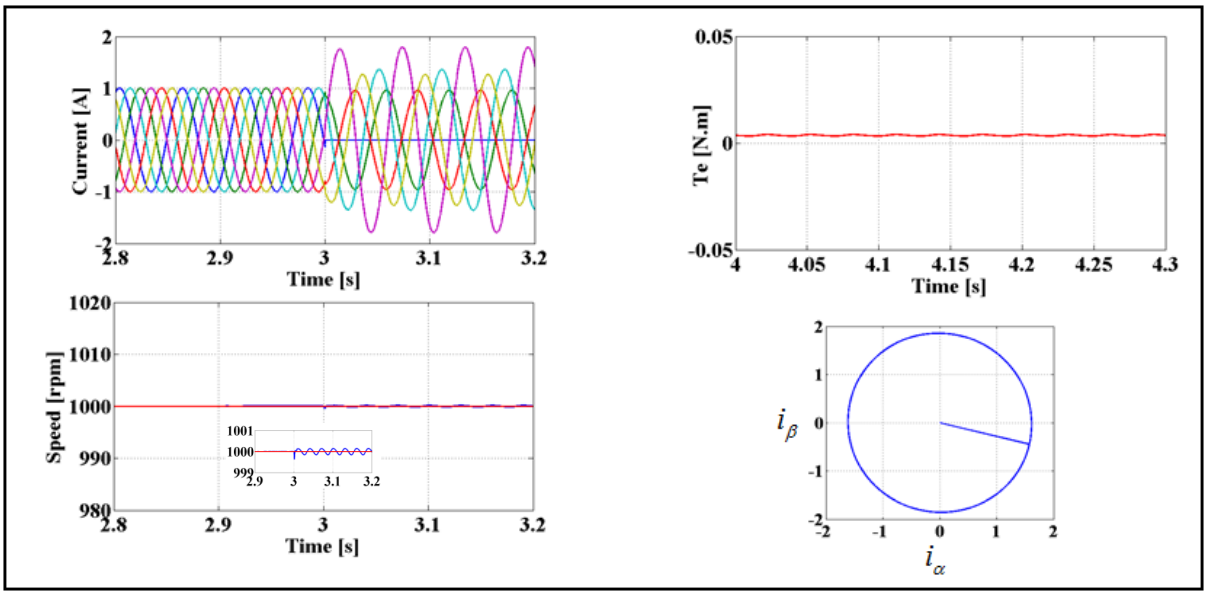


شکل ۶ الف: عملکرد کنترل کننده PI در شرایط قطع فاز



شکل ۶ ب: عملکرد کنترل کننده رزونانسی در شرایط قطع فاز

[1] Torque Ripple Factor

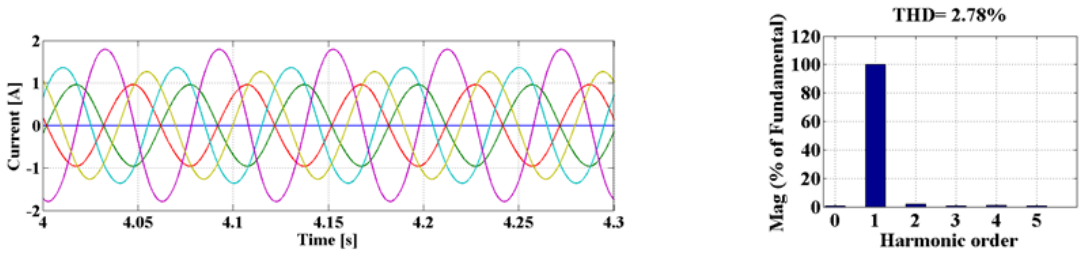


شکل ۶ ج: عملکرد کنترل کننده ADRC در شرایط قطع فاز

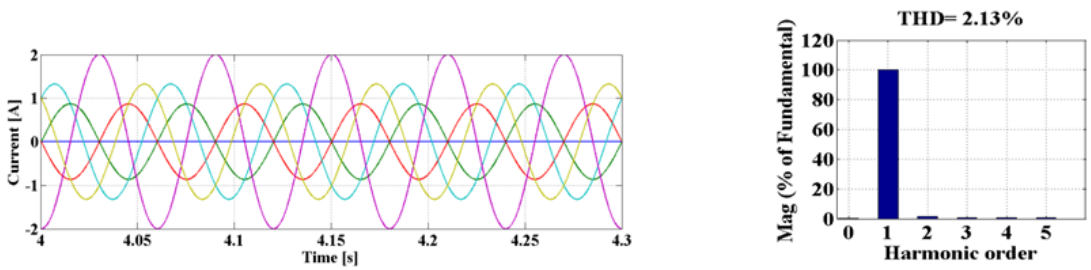
شکل ۶: مقایسه عملکرد سه کنترل کننده PI ، رزونانسی و ADRC در شرایط خطای قطع فاز

می‌شود برابر با ۳٪ است. همانطور که ملاحظه می‌شود نتایج بدست آمده در دو حالت استفاده از کنترل کننده رزونانسی و ADRC برای کنترل قطع فاز تقریبا یکسان است . با این تفاوت که برای استفاده ازکنترل کننده رزونانسی در هنگام قطع فاز می‌بایست مقدار مرجع جریانها برای کنترل حالت خطا تغییر کند [۴،۷] در صورتی که در روش ADRC نیازی به هیچ گونه تغییر در ساختار کنترلی برای حالت بعد از خطا وجود ندارد.

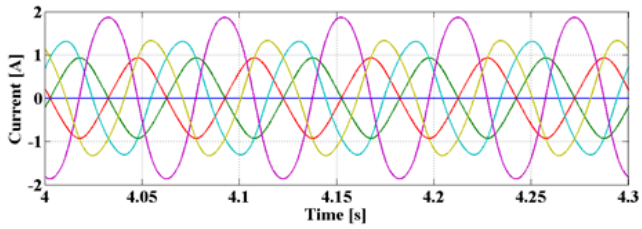
به منظور تحلیل عملکرد این کنترل کننده ها در ایجاد اعوجاج هارمونیکی، در شکل ۷ شکل موج جریانهای موتور شش فازه با دو نوترال مجزا برای حالتی که فاز اول سیم‌پیچ اول یا همان a_1 قطع شده است به همراه نمایش هارمونیکی جریان فاز b_1 به عنوان نمونه، در شرایطی که از این سه کنترل کننده جهت کنترل حالت قطع فاز مورد استفاده قرار گرفته است، نمایش داده شده است. همانطور که ملاحظه می‌شود، در حالتی که از کنترل کننده های PI و رزونانسی در حالت خطا استفاده می‌شود چون جریان فیدبک جهت حذف اغتشاش گشتاور خروجی وجود ندارد، بنابراین هارمونیک جریان در حالتی که این کنترل کننده ها مورد استفاده قرار می‌گیرند کمتر از حالتی است که از کنترل کننده ADRC استفاده خواهد شد.

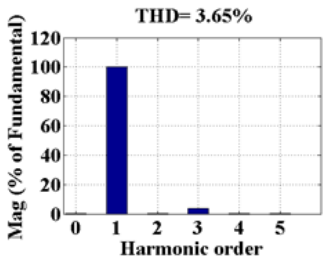


شکل ۷ الف: شکل موج جریانهای موتور در حالت قطع فاز a_1 و هارمونیک جریان فاز b_1 با کنترل کننده PI



شکل ۷ ب: شکل موج جریانهای موتور در حالت قطع فاز a_1 و هارمونیک جریان فاز b_1 با کنترل کننده رزونانسی





شکل ۷ ج: شکل موج جریانهای موتور در حالت قطع فاز a_1 و هارمونیک جریان فاز b_1 با کنترل کننده ADRC

شکل ۷: شکل موج جریانهای موتور شش فازه با دو نوترال مجزا و نمایش هارمونیکی جریان فاز b_1 برای سه روش کنترلی PI ، رزونانسی و ADRC

۵- نتیجه گیری

در این مقاله روشی جدید و موثر درکنترل موتور القایی شش فازه برای هر دو حالت سالم و قطع فاز ارائه شده است به طوری که برخلاف روشهای قبلی، کنترل موتور هم در شرایط سالم و هم در شرایط خطای قطع فاز به درستی و با دقت بالا و بدون هیچ گونه تغییر در ساختار کنترلی انجام می‌گیرد. سه کنترل کننده PI ، رزونانسی و ADRC جهت کنترل موتور القایی شش فازه مورد تحلیل و بررسی قرار گرفتند. کنترل کننده ADRC به دلیل توانایی حذف اغتشاش خارجی نظیر گشتاور بار در حالت سالم و همچنین حذف اغتشاشات بوجود آمده و ایجاد شرایط تعادل مناسب در شرایط خطا و بخصوص عدم نیاز به تغییر در ساختار کنترل کننده در شرایط خطای قطع فاز، دارای توانایی بالاتری نسبت به کنترل کننده های PI و رزونانسی است. در مقایسه با کنترل کننده PI و رزونانسی، اگر چه پارامترهای بیشتری وجود دارند که باید تنظیم شوند، اما با این وجود هنگامی که این پارامترها به درستی تنظیم شوند مقدار آنها برای هر محدوده سرعت، گشتاور بار و همچنین هم برای حالت سالم و هم شرایط قطع فاز موثر خواهد بود در حالی که برای کنترل کننده PI و رزونانسی برای هر محدوده سرعت و حالت قطع فاز نیاز به تنظیم مجدد بهره ها برای یک ماشین یکسان می‌باشد.

پیوست

جدول۱: مشخصات موتور القایی شش فازه

تعداد زوج قطب (p)	۲
توان نامی	۹۰ W
ولتاژ نامی	۴۲ V
سرعت نامی	۲۸۰۰ Rpm
گشتاور نامی	۰/۳ N.m
جریان نامی	۲/۶ A
شار نامی (phir)	۰/۰۶ Wb
اندوکتانس متقابل (M)	۱۱/۵ mH
مقاومت استاتور (R_S)	۰/۲ Ω
مقاومت روتور (R_r)	۰/۲۱۱ Ω
ضریب اینرسی(J)	۱۰۰×۱۰$^{-۶}$ Kg.m^2
فرکانس	۵۰

روش کنترلی	ADRC	PI و رزونانسی
حلقه کنترل سرعت	ND: r = ۵۰, h_0 = ۰/۰۲ ESO: α_1 = ۱, δ_1 = ۰/۷۵, β_1 = ۵۰, β_2 = ۶۰ NLSEF: β_3 = ۱۰, δ_2 = ۰/۵, α_2 = ۰/۷۵ b = ۳×P×$phir$/۲=۹۰۰	K_p = ۰/۰۲ K_I = ۰/۰۵
حلقه کنترل مولفه q جریان	ND: r = ۱۰۰, h_0 = ۰/۰۲ ESO: α_1 = 1, δ_1 = ۱۰, β_1 = ۱۵۰, β_2 = ۲۰ NLSEF: β_3 = ۰/۲, δ_2 = ۱۰, α_2 = ۰/۷۵ b = ۳×P×$phir$/۲=۹۰۰	K_p = ۰/۰۲ K_I = ۱۰
حلقه کنترل مولفه d جریان	ND: r = ۱۰۰, h_0 = ۰/۰۲ ESO: α_1 = ۱, δ_1 = ۰/۷۵, β_1 = ۵۰, β_2 = ۶۵ NLSEF: β_3 = ۰/۱, δ_2 = ۱۰, α_2 = ۰/۷۵ b = ۳×P×$phir$/۲=۹۰۰	K_p = ۰/۰۲ K_I = ۱۰

جدول ۲: مقادیر بهره‌های کنترل کننده ها در حالت سالم و قطع فاز

مراجع

[1] E. Levi, “Multiphase electric machines for variable-speed applications,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, pp. 1893–1909, May 2008.

[2] H. Ryu, J. Kim, and S. Sul, “Synchronous-frame current control of mul-tiphase synchronous motor under asymmetric fault condition due to openphases,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 4, pp. 1062–1070, Jul./Aug.2006.

[3] R. Kianinezhad, B. Nahid-Mobarakeh, L. Baghli, F. Betin, and G.-A. Capolino, “Modeling and control of six-phase symmetrical induction machine under fault condition due to open phases,” *IEEE Trans. Ind.Electron.*, vol. 55, no. 5, pp. 1966–1977, May 2008.

[4] H.S Che, M.J Duran, E.Levi, M.Jones, W.Ping Hew And N.A.Rahim, “Postfault operation of an asymmetrical six-phase induction machine with single and two isolated neutral points, ” *IEEE Trans. Pow.Electron*, vol.29, no.10, pp.5406-5416, Oct. 2014.

[10] Su, Y.X.; Zheng, C.H.; Duan, B.Y., "Automatic disturbances rejection controller for precise motion control of permanent-magnet synchronous motors, " *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol.52, no.3, pp.814-823, June 2005.

[11] H. Sira-Ramírez, J. Linares-Flores, C. García-Rodríguez and M. A. Contreras-Ordaz, "On the Control of the Permanent Magnet Synchronous Motor: An Active Disturbance Rejection Control Approach," in *IEEE Trans.Control Systems Technology*, vol. 22, no. 5, pp. 2056-2063, Sept. 2014.

[12] J. Li, H.P Ren,Y.Ru Zhong "Robust speed control of induction motor drives using first-order Auto-Disturbance Rejection Controllers," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 1, Jan/Feb 2015.

[13] B. Du, S. Wu, S. Han and S. Cui, "Application of Linear Active Disturbance Rejection Controller for Sensorless Control of Internal Permanent-Magnet Synchronous Motor," in *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 63, no. 5, pp. 3019-3027, May 2016.

[14] Y. Zhao and T.A. Lipo, "Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 5, pp.1100-1108, Sept./Oct. 1995.

[5] H. Guzmán, M. J. Duran, F. Barrero, B. Bogado, and S. Toral, "Speed control of five-phase induction motors with integrated open-phase fault operation using model-based predictive current control techniques," *IEEETrans. Ind. Electron*., vol. 61, no. 9, pp. 4474–4484, Sep. 2014.

[6] C. Lim, E. Levi M. Jones, N. Abd Rahim, and W. Hew, "FCS-MPC based current control of a five-phase induction motor and its comparison with PI-PWM control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, pp. 149–163, Jan. 2014.

[7] H. Guzmán, M. J. Duran, F. Barrero, L. Zarri, B. Bogado, I. G. Prietoand and M.R. Arahal, "Comparative study of predictive and resonant controllers in fault-tolerant five-phase induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, Jan 2016.

[8] J. Han, "Auto-disturbances-rejection controller and its applications," (in Chinese), *Control Decision*, vol. 13, no. 1, pp. 19–23, 1998.

[9] J. Han, "From PID to active disturbance rejection control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 3, pp. 900–906, Mar. 2009.

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. 1, Spring 2017.

Publisher: **I**ranian **S**ociety of **I**nstrumentation and **C**ontrol **E**ngineers

Managing Director: Prof. Iraj Goodarznia

Editor-in-Chief: Prof. Ali Khaki-Sedigh

Tel: 84062317

Email: sedigh@kntu.ac.ir

Assistant Editor: Prof. Hamid Khaloozadeh, Dr. Alireza Fatehi, Dr. Mahdi Aliyari Shoorehdeli

Executive Director: Dr. Mahdi Aliyari Shoorehdeli, Tel: 84062403, Email: aliyari@kntu.ac.ir

Editorial Board:

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

Advisory Board:

Dr. H.R. Momeni, Prof. B. Moshiri, Prof. M. Shafiee, Prof. A. Khaki-Sedigh, Prof. P. Jabedar-Maralani, Prof. A. Ghaffari, Prof. H. Khaloozadeh, Prof. H.R. Taghirad, Dr. K. Masroori, Dr. M.T. Bathaei, Dr. M.T. Hamidi-Beheshti, Dr. F. Jafarkazemi, Dr. R. Amjadifard, Prof. S.A. Moosavian, Prof. M. Teshnelab, Prof. M. Haeri, Prof. S.A. Safavi, Prof. H. Seyfi, Dr. A. Fatehi, Prof. M.R. Akbarzadeh- Toutounchi, Prof. M. Golkar, Prof. N. Pariz, Dr. M. Javadi, Dr. J. Heirani-Nobari, Prof. F. Hossein- Babaei, Dr. B. Moaveni, Dr. M. Aliyari Sh., Dr. M. Arvan , Prof. M. Tavakoli-Bina, Dr. F. Farivar, Dr. M. Ayati, Dr. M. Mansouri, Dr. R. Havangi, Dr. A. Ramezani, Dr. A. Ghasemi, Prof. M. Farrokhi, Dr. Y. Batmani.

Site Manager: Nasibeh Farahani

Page Editor: Kiyan Khaloozadeh

I S I C E

Journal of Control

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

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

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. 1, Spring 2017

Contents

Multi-Objective Optimization of a QoS-Aware Channel Allocation in Cognitive Radio Networks using NSGA-II Algorithm 1
Hooman Razavi, Abdorasoul Ghasemi

A Nonlinear Optimal Multivariable Controller Design for Trajectory Tracking of Non-Holonomic Mobile Robots 11
Hossein Mirzaeinejad, Ali Mohammad Shafei

Bounded Adaptive Control of Uncertain Nonlinear Teleoperation with Actuators Saturation and Asymmetric Varying Time Delays 19
Soheil Ganjefar, Sara Rezaei, Farzad Hashemzadeh

Control of a Heterogeneous Platoon of Vehicles with Actuator Lag, Communication Delay and Switched Interaction Topology: Constant Spacing and Constant Time Headway Policies 27
Hossein Chehardoli, Mohammadreza Homaeinezhad

A New Optimization Based Method for Estimation and Spatial Localization of Lung's Air Volume from 3D CT Images 39
Hadi Moghadas-Dastjerdi, Mohammadreza Ahmadzadeh, Mahdi Karami, Farzin Ghiasi, Abbas Samani

Robust Control of Symmetrical Six-Phase Induction Machine under Open-phase Fault Condition based on ADRC 51
Ali Hajary, Reza Kianinezhad, Ghodratollah Seyfossadat, Alireza Saffarian, Saeidollah Mortazavi