



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 ۴، زمستان ۱۳۹۶

فهرست مقالات

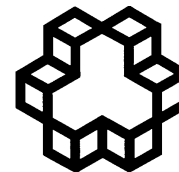
- ۱ طراحی خودخلبان مقاوم با استفاده از جدول بندی بهره فازی
ایمان محمدزمان، سید محمدجواد معافی مدنی
- ۱۳ استخراج ویژگی از داده‌های عمق با استفاده از روش یادگیری عمیق برای کنترل با ناظر ربات چرخ‌دار
فریناز اعلی‌یان هرندی، ولی درهمی
- ۲۵ همزمان سازی مقاوم سیستم های آشوبی واحد بر پایه طراحی روتگر در حضور ورودی غیرخطی ناحیه مرده
سمانه محمدپور، طاهره بینازاده
- ۳۷ شناسایی و کنترل گشتاور دینامومتر جریان فوکوی قطب پنجه‌ای
سام روزبهرانی، حامد نظیفی، سامان ساکی، خلیل کنزی
- ۴۷ روشی جدید جهت محاسبه زاویه تماس قطره با سطوح
مصطفی زمانی محی‌آبادی
- ۵۷ کنترل مقاوم امپدانس ربات با رابط انعطاف‌پذیر در محیطی با سختی نامشخص با استفاده از روش کنترل مود لغزشی
علی فیاضی، ناصر پرریز، علی کریم‌پور، سید حسن حسین نیا



مجله کنترل

ISSN (print) 2008-8345

ISSN (online) 2538-3752



قطب ملی کنترل صنعتی
دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

نشریه علمی - پژوهشی، انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق ایران - قطب کنترل صنعتی دانشگاه صنعتی

خواجه نصیرالدین طوسی، جلد ۱۱، شماره ۴، زمستان 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 الکترونیک: sedigh@kntu.ac.ir

آدرس محل کار: خیابان دکتر شریعتی، پل سیدخندان، دانشکده مهندسی برق دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی
شورای سردبیری: پروفسور علی خاکی صدیق، پروفسور حمید خالوزاده، دکتر علیرضا فاتحی، دکتر مهدی علیاری شوره دلی.

دبیر اجرایی: دکتر مهدی علیاری شوره دلی - تلفن ۸۴۰۶۲۴۰۳ - پست الکترونیک aliyari@kntu.ac.ir

هیأت تحریریه:

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

هیأت مشاوران:

دکتر حمیدرضا مومنی، پروفسور بهزاد مشیری، پروفسور مسعود شفیعی، پروفسور علی خاکی صدیق، پروفسور پرویز جبه دار مارالانی، پروفسور علی غفاری، پروفسور حمید خالوزاده، پروفسور حمیدرضا تقی راد، دکتر کیوان مسروری، دکتر محمدتقی بطحایی، دکتر محمدتقی بهشتی، دکتر فرزاد جعفر کاظمی، دکتر رویا امجدی فرد، پروفسور سید علی اکبر موسویان، پروفسور محمد تشنه لب، پروفسور محمد حایری، پروفسور سید علی اکبر صفوی، پروفسور حسین سیفی، دکتر علیرضا فاتحی، دکتر 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 رضائی، دکتر عبدالرسول قاسمی، پروفسور محمد فرخی، دکتر یزدان باتمانی.

مدیر سایت: مهندس نسیمه فراهانی

صفحه آرا: کیان خالوزاده

فهرست مقالات

- ۱ طراحی خودخلبان مقاوم با استفاده از جدول بندی بهره فازی
ایمان محمدزمان، سید محمدجواد معافی مدنی
- ۱۳ استخراج ویژگی از داده‌های عمق با استفاده از روش یادگیری عمیق برای کنترل با ناظر ربات چرخ‌دار
فریناز اعلمی‌یان هرنندی، ولی درهمی
- ۲۵ همزمان سازی مقاوم سیستم های آشوبی واحد بر پایه طراحی رویتگر در حضور ورودی غیر خطی ناحیه مرده
سمانه محمدپور، طاهره بینازاده
- ۳۷ شناسایی و کنترل گشتاور دینامومتر جریان فوکوی قطب پنجه‌ای
سام روزبھانی، حامد نظیفی، سامان ساکی، خلیل کنزی
- ۴۷ روشی جدید جهت محاسبه زاویه تماس قطره با سطوح
مصطفی زمانی محی‌آبادی
- ۵۷ کنترل مقاوم امیدانس ربات با رابط انعطاف پذیر در محیطی با سختی نامشخص با استفاده از روش کنترل مود لغزشی
علی فیاضی، ناصر پریرز، علی کریم‌پور، سید حسن حسین نیا

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

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

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

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

شیوه تدوین

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

آدرس نویسندگان

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

چکیده

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

تصاویر و عکس‌ها

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

مراجع

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

مقالات

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

کتابها

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

واحدها

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

طول مقالات

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

فرآیند ارسال مقاله

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

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

حق کپی

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

طراحی خودخلبان مقاوم با استفاده از جدول بندی بهره فازی

ایمان محمدزمان^۱، سید محمدجواد معافی مدنی^۲

^۱ استادیار، مجتمع دانشگاهی برق و الکترونیک، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، mohammadzaman@mut.ac.ir

^۲ فارغ التحصیل کارشناسی ارشد، مجتمع دانشگاهی برق و الکترونیک، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، javadmadany@yahoo.com

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۵/۶/۲۲، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۶/۶/۱)

چکیده: در این مقاله خودخلبان مقاوم با استفاده از جدول بندی بهره فازی طراحی شده است. ابتدا با استفاده از ابزار v-gap metric ناحیه پروازی رهگیر به چند زیرناحیه تقسیم شده و برای هر زیرناحیه نقطه کار مناسبی انتخاب می شود. سپس مدل غیر خطی رهگیر در این نقاط کار خطی شده و کنترل کننده مقاوم استاتیکی شکل دهی حلقه H_∞ برای هر نقطه طراحی می شود. در ادامه از روش درونیابی فازی برای درونیابی بین کنترل کننده های طراحی شده استفاده می شود. به منظور دستیابی به کارآیی بهینه در طول فرآیند سوئیچینگ فازی با استفاده از یک تابع هزینه مقدار بهینه توابع عضویت فازی انتخاب می شود. نتایج شبیه سازی شش درجه آزادی نشان دهنده عملکرد مطلوب این سیستم می باشد.

کلمات کلیدی: خودخلبان مقاوم، جدول بندی بهره فازی، شکل دهی حلقه H_∞ ، v-gap metric.

Robust Autopilot Design using Fuzzy Gain Scheduling

Iman Mohammadzaman, Mohammad Javad Moafi Madani

Abstract: In this paper a robust autopilot is designed using fuzzy gain scheduling. At first the flight envelop is divided to sub regions using v-gap metric and a suitable operating point is selected in each region and robust static H_∞ loop shaping controller is designed for the linearized model. Finally, fuzzy gain scheduling is used to interpolate the local controllers. Simulation results show the generality and effectiveness of the proposed control strategy in terms of the performance and robustness of the system.

Keywords: Robust autopilot, Fuzzy gain scheduling, H_∞ loop shaping, v-gap metric.

۱- مقدمه

داشتن دینامیک غیرخطی با پارامترهای متغیر با زمان، وجود نامعینی های متنوع، بروز رفتارهای پیش بینی نشده ناشی از تغییر در جرم، نامعینی در نمودار سوخت و اثرات نامعینی در سطوح بالک ها بر مشکلات طراحی رهگیرها افزوده است. تغییرات سریع متغیرهای رهگیر نیز با توجه به سرعت حرکت و تغییرات در محیط کار رهگیر، از دیگر مسائلی است که به پیچیدگی مسئله کنترل رهگیر اضافه می کند. اکثر این چالش ها در

سیستم های هوافضایی در سالهای اخیر یکی از جذاب ترین موضوعات کنترلی مورد توجه مهندسين بوده است. در بعد مهندسی کنترل، این سیستم ها دارای پیچیدگی خاصی می باشد. رفتار غیرخطی آنها با توجه به شرایط کاری خاص، یک چالش جدی در روند کنترل است. این رفتار غیرخطی ناشی از غیرخطیت در ضرایب آیرودینامیکی، و همچنین ذات غیرخطی و توام با تداخل در معادلات شش درجه آزادی می باشد [۱-۴].

طراحی خودخلبان رهگیر خود را نشان داده و می‌بایست در فرآیند طراحی کنترل‌کننده مدنظر قرار گیرد.

در طراحی خودخلبان رهگیر، در سال‌های اخیر تلاش‌های زیادی انجام شده است. روش‌های مختلفی با توجه به چالش‌های محوری در طراحی کنترل‌کننده مورد استفاده قرار گرفته است. یک روش مورد توجه، طراحی کنترل‌کننده جدول‌بندی بهره می‌باشد. در این روش، ابتدا به انتخاب چند متغیر نشان دهنده غیرخطیت سیستم که قابل اندازه‌گیری و یا تخمین باشند، پرداخته می‌شود. این متغیرها، متغیرهای جدول‌بندی بهره نامیده می‌شوند. با انتخاب این متغیرها، می‌توان به ایجاد فضایی به نام فضای کار پرداخت که ابعاد مختلف آن، متغیرهای جدول‌بندی بهره می‌باشند. با ایجاد فضای کار، به تقسیم فضا به صورت مناسب پرداخته شده و در هر ناحیه، نقطه‌ای به عنوان نقطه کار نامی انتخاب می‌شود. با انتخاب این نقاط، خطی‌سازی حول این نقاط انجام شده و برای هر مدل خطی‌شده، یک کنترل‌کننده محلی طراحی می‌شود. سپس به کمک یک ساختار سوئیچ مناسب، به کنترل سیستم در کل فضای کار پرداخته می‌شود [۶،۵].

همان‌طور که در بالا گفته شد، یکی از بخش‌های کنترل جدول‌بندی بهره، طراحی کنترل‌کننده‌های محلی بعد از انتخاب نقاط کار نامی و خطی‌سازی حول آن نقاط می‌باشد. برای این بخش، روش‌های مختلفی در مقالات پیشنهاد شده است. یکی از روش‌های پرسابقه در طراحی خودخلبان رهگیر، روش کلاسیک می‌باشد. این روش به علت سادگی در طراحی و تحلیل بسیار مورد استفاده بوده است [۶،۵]. اما در رهگیرهای امروزی که دارای تغییرات زیاد در شرایط پروازی هستند و در معرض نامعینی‌های مختلف قرار دارد این روش قادر به حفظ کارایی و قوام موردنظر طراحان نمی‌باشد. در مرجع [۷] با طراحی یک کنترل‌کننده دارای چند درجه آزادی و طراحی یک الگوریتم بهینه‌سازی تکاملی، به تعیین درجات و ضرایب کنترل‌کننده پرداخته شده است. این روش به دلیل امکان بهینه‌سازی کنترل‌کننده دارای مزیت بالایی است، اما به دلیل اینکه فرآیند دسته‌بندی نقاط و انتخاب نقاط کار نامی و همچنین تنظیم کنترل سوئیچ فازی، همه با هم انجام می‌شود و معیارهای عملکرد و حاشیه پایداری مورد توجه است، ممکن است تعداد کنترل‌کننده‌ها زیاد شده و پیاده‌سازی بسیار پیچیده گردد. هرچند نیاز به اطلاعات کامل از سیستم رهگیر و پیچیدگی در تحلیل پایداری و کارایی و همچنین عدم ملاحظات قوام، استفاده از این روش را در طراحی خودخلبان رهگیر محدود می‌کند. در دسته‌ای دیگر از روش‌ها که به عنوان روش‌های مقاوم شناخته شده‌اند توجه خاصی به قوام و کارایی در حضور نامعینی‌ها و اغتشاشات شده است. از دیگر مزایای این روش، نظام‌مند بودن فرآیند طراحی و داشتن ابزارهای مناسب برای تحلیل کارایی و قوام سیستم اغتشاش‌یافته می‌باشد که منجر به اقبال فراوان طراحان خودخلبان گردیده است [۸]. اما در اکثر روش‌های مقاوم، کنترل‌کننده طراحی شده دارای درجه بالای و غیرقابل تعیین در شرایط مختلف می‌باشد که این امر منجر

به پیچیدگی طراحی کنترل‌کننده جدول‌بندی بهره نهایی خواهد شد. یکی از روش‌های جدید مقاوم، روش کنترل‌کننده استاتیکی شکل‌دهی حلقه H_∞ می‌باشد که در آن با استفاده از نامساوی ماتریسی خطی در طراحی کنترل‌کننده می‌توان درجه کنترل‌کننده را در طول فرآیند طراحی در نظر داشت. در [۹] با استفاده از این ایده یک کنترل‌کننده مقاوم استاتیکی طراحی شده است. در این روش ابتدا سیستم نامی با استفاده از وزن‌های مناسب شکل‌دهی می‌شوند، به گونه‌ای که سیستم شکل‌دهی‌شده، معیارهای کارایی موردنظر را برآورده سازد. سپس با استفاده از نامساوی ماتریسی خطی کنترل‌کننده استاتیکی مقاوم برای سیستم شکل‌دهی‌شده طراحی می‌شود. به علت داشتن درجه پایین و همچنین داشتن معیارهای کارایی و قوام، این روش مورد استقبال فراوان در سیستم‌های هوافضایی قرار گرفته است. در مرجع [۱۰] به طراحی خودخلبان رهگیر با استفاده از کنترل‌کننده مقاوم استاتیکی شکل‌دهی حلقه H_∞ پرداخته شده است.

یکی دیگر از مسائل مهم در طراحی کنترل‌کننده جدول‌بندی بهره، طراحی سیستم سوئیچ برای کنترل در کل فضای کار می‌باشد. یکی از ساده‌ترین راه‌ها برای طراحی سیستم سوئیچ، استفاده از درون‌یابی خطی می‌باشد [۱۱]. از ویژگی‌های این روش، انجام عملیات درون‌یابی در کل فضای کار فرآیند می‌باشد. در این مسیر، درون‌یابی به گونه‌های مختلف انجام می‌شود. یک روش مورد استفاده، درون‌یابی صفرها، قطب‌ها و بهره کنترل‌کننده می‌باشد. در روشی دیگر، سیگنال‌های کنترلی بر مبنای مختصات نقطه کار درون‌یابی می‌شوند [۱۲، ۱۳]. در این مراجع، برای سوئیچ از درون‌یابی خطی استفاده شده که در آن، برای هر نقطه، چهار نقطه نامی اطراف آن درنظر گرفته شده و بین این چهار نقطه بر مبنای فاصله درون‌یابی می‌شود. این روش به دلیل اینکه به ازای تمام نقاط داخل فضای کار نیاز به درون‌یابی دارد، حجم محاسبات را بالا برده و کیفیت عملکرد را از حالت طراحی شده تنزل می‌دهد زیرا امکان استفاده از تنها یک کنترل‌کننده برای فضای کاری نزدیک یک نقطه کار نامی وجود ندارد. از معایب این روش‌ها، اعمال درون‌یابی به ازای تمام نقاط کار می‌باشد که باعث پیچیدگی و حجم زیاد محاسبات کنترل‌کننده می‌باشد که مطلوب نیست. همچنین در این روش‌ها، به بررسی کارایی کنترل‌کننده نهایی پرداخته نمی‌شود. علاوه بر درون‌یابی خطی، استفاده از منطق فازی نیز در طراحی سیستم سوئیچ خودخلبان انجام می‌شود [۱۴-۱۸]. در این روش با تعریف توابع عضویت فازی به دسته‌بندی فضا به گونه‌ای پرداخته می‌شود که در نواحی نزدیک به نقطه کار نامی، تنها یک کنترل‌کننده فعال می‌شود و تنها در فواصل میانی بین نقاط کار نامی، درون‌یابی بین کنترل‌کننده‌ها انجام می‌شود. در مرجع [۱۹] به طراحی سیستم سوئیچ به کمک ابزار منطق فازی پرداخته شده است. در این مرجع، با استفاده از یک سیستم فازی TSK، به طراحی توابع عضویت و قواعد فازی به صورت عمومی پرداخته شده و در فرآیند بهینه‌سازی کنترل‌کننده، تعداد و مرکز توابع عضویت و همچنین قواعد فازی تنظیم می‌شوند. این سیستم به دلیل وجود معیارهای متعدد و سخت‌گیرانه منجر

فازی طراحی شده و با اعمال سناریوهای پروازی به مدل رهگیر و بهینه‌سازی باند درونیابی در سیستم فازی، اقدام به طراحی سیستم جدول‌بندی بهره‌فازی می‌شود و در نهایت به ارائه نتایج شبیه‌سازی بر روی مدل رهگیر پرداخته شده است.

۲- مدل دینامیکی رهگیر

مدل ریاضی بیان‌شده در این بخش، توصیف‌کننده دینامیک یک رهگیر STT^۱ با کنترل دم در سه محور غلتش، خمش و گردش می‌باشد. هدف از طراحی خودخلبان آن است که رهگیر مورد نظر بتواند با تغییر زاویه بالک بالابر، سکان و ایلرون ($\delta_e, \delta_r, \delta_a$)، دستورات متغیر شتاب در محورهای خمش و گردش (a_{y_r}, a_{z_r}) را به خوبی تعقیب نماید و علاوه بر آن سرعت زاویه‌ای کانال غلتش را صفر کند. بالک‌های سکان و بالابر توسط عملگر با تابع تبدیل زیر کنترل می‌شوند:

$$\frac{\delta(s)}{\delta_c(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (1)$$

که در آن فرکانس طبیعی عملگر برابر 200 rad/sec و ضریب میرایی برابر 0.7 بوده و δ_c به ترتیب بیانگر سیگنال ورودی به عملگر و سیگنال خروجی از عملگر می‌باشد. متغیرهای قابل اندازه‌گیری، شتاب‌های عمودی و سرعت زاویه‌ای در محورهای خمش و گردش و همچنین عدد ماخ و ارتفاع می‌باشد. معادلات شش‌درجه آزادی در حالت کلی به صورت زیر هستند:

$$\mathbf{F} = m \begin{bmatrix} \dot{U} + WQ - VR \\ \dot{V} + UR - WP \\ \dot{W} + VP - UQ \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} I_x \dot{P} - I_{xy} \dot{Q} - I_{xz} \dot{R} \\ I_y \dot{Q} - I_{yz} \dot{R} - I_{xy} \dot{P} \\ I_z \dot{R} - I_{xz} \dot{P} - I_{xy} \dot{Q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (I_x - I_y)qr + I_{yz}(r^2 - q^2) + I_{xy}rp - I_{xz}pq \\ (I_x - I_z)pr + I_{xz}(p^2 - r^2) + I_{yz}pq - I_{xy}qr \\ (I_y - I_x)pq + I_{xy}(q^2 - p^2) + I_{xz}rq - I_{yz}rp \end{bmatrix}$$

که در آن U, V, W بردارهای سرعت رهگیر در راستای بدنی بوده و I ماتریس ممان اینرسی رهگیر می‌باشد. با تعریف مولفه‌های بردار نیرو و ممان به صورت $\mathbf{F} = [F_x, F_y, F_z]^T$ و $\mathbf{M} = [L, M, N]^T$ و ساده سازی، معادلات شش‌درجه آزادی به شکل زیر تبدیل خواهد شد:

$$\begin{aligned} F_x &= m(\dot{U} + WQ - VR) \\ F_y &= m(\dot{V} + UR) \\ F_z &= m(\dot{W} - QU) \\ L &= I_x \dot{P} \\ M &= I_y \dot{Q} \\ N &= I_z \dot{R} \end{aligned} \quad (3)$$

که در آن m جرم رهگیر می‌باشد. در تمامی روابط فوق، سمت چپ معادلات، نیروها و ممان‌های آیرودینامیکی در جهات مختلف هستند. این

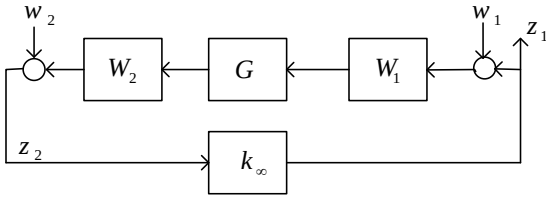
به کنترل‌کننده بزرگی می‌شود که در مرحله پیاده‌سازی محدودیت‌های زیادی را به وجود می‌آورد. در مرجع [۲۰] نیز از سیستم فازی برای سوئیچ استفاده شده است. البته برای انتخاب نقاط کار و به تبع آن توابع عضویت فازی، از روش الگوریتم ژنتیک استفاده شده است. معیار مورد نظر برای بهینه‌سازی نیز کمینه‌سازی خطای ضرایب تابع تبدیل می‌باشد. از محدودیت‌های این روش، امکان ایجاد تعداد زیاد نقطه کار است که اصلاً مطلوب نیست. همچنین حاشیه پایداری مقاوم و عملکرد سیستم در فرآیند طراحی مدنظر قرار نگرفته است. از جمله ایرادات روش‌های فازی مورد بررسی، عدم ارائه تحلیل مناسب از عملکرد کنترل‌کننده نهایی می‌باشد.

اما آنچه در این مقاله انجام شده است، استفاده از جدول‌بندی بهره‌فازی با سیستم سوئیچ فازی برای استفاده در خودخلبان رهگیر می‌باشد. به دلیل نامعینی‌های مدل خطی که ناشی از اثرات غیرخطی و همچنین تغییرپذیری با زمان سیستم می‌باشد، استفاده از کنترل‌کننده محلی مقاوم با روش کنترل‌کننده استاتیکی شکل‌دهی حلقه H_∞ پیشنهاد شده است. همچنین به منظور کاهش پیچیدگی طراحی وزن‌های شکل‌دهی حلقه یک الگوریتم بهینه‌سازی ارائه می‌گردد. در این الگوریتم وزن‌های شکل‌دهی حلقه به گونه‌ای انتخاب می‌شوند که حاشیه پایداری مقاوم سیستم نهایی بهینه گردد. در قدم بعد با استفاده از ابزار Vgap-Metric و با توجه به حاشیه پایداری مقاوم به دست آمده برای نقطه نامی، نقاط کار بعدی انتخاب شده‌اند. انتخاب نقاط کار به گونه‌ای انجام می‌شود که هر کنترل‌کننده محلی قادر به تامین پایداری برای زیر ناحیه مربوط به خود باشد و علاوه بر آن به بهینه‌شدن تعداد زیرناحیه محلی، توجه خاصی شده است. این امر منجر به کاهش قابل ملاحظه پیچیدگی محاسبات و سادگی مرحله سوئیچینگ می‌شود. بعد از طراحی کنترل‌کننده‌ها برای نقاط کار نامی، از یک سیستم فازی برای سوئیچ استفاده شده است. در این سیستم فازی این قابلیت وجود دارد که در قسمتی از ناحیه مربوط به نقطه کار نامی، تنها کنترل‌کننده طراحی شده برای آن نقطه مورد استفاده قرار گیرد و نیازی به درونیابی چند کنترل‌کننده نبوده و لذا در پیاده‌سازی کنترل‌کننده سهولت به وجود می‌آید. همچنین برای بالا بردن کیفیت عملکرد کنترل‌کننده، با درنظر گرفتن شرایط عملکردی رهگیر، چند سناریو طراحی گردیده تا به تحریک نقاط کار مختلف پرداخته و عملکرد محلی و کلی سیستم کنترل جدول‌بندی بهره‌فازی را بهینه سازد. با اعمال سناریوها، تابع معیار انتگرال خطا محاسبه شده و با تغییر باند درونیابی در توابع عضویت فازی، بهترین باند درونیابی برای سیستم سوئیچ فازی مورد استفاده قرار می‌گیرد.

بخش‌بندی مقاله به این صورت است که در بخش دوم مقاله، به معرفی مدل دینامیکی رهگیر پرداخته شده است. در بخش سوم روش طراحی کنترل‌کننده مقاوم معرفی شده و در بخش بعد به انتخاب نقاط کار و تقسیم‌بندی ناحیه کاری پرداخته شده و روند طراحی خودخلبان در نقاط کار انتخاب‌شده بیان شده است. سپس در بخش پنجم سیستم سوئیچ

^۱ Skid to turn

می شوند تا سیستم تحت کنترل شکل دهی شده G_s معیارهای کارایی مطلوب را دارا باشد.



شکل ۱: دیاگرام بلوکی استاندارد روش شکل دهی حلقه H_∞

$$G_s = W_2 G W_1 \quad (9)$$

طراحی کنترل کننده استاتیکی شکل دهی حلقه H_∞ باید به گونه ای انجام شود که نرم بی نهایت تابع تبدیل حلقه بسته از اغتشاش به خروجی در شکل ۱: مطابق رابطه زیر کمینه گردد:

$$\min_{\text{sub } k_\infty} \left\| T \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix} \right\|_\infty = \min_{\text{sub } k_\infty} \left\| \begin{bmatrix} k_\infty \\ I \end{bmatrix} (I - G_s k_\infty)^{-1} \begin{bmatrix} I & G_s \end{bmatrix} \right\|_\infty = \gamma = \varepsilon^{-1} \quad (10)$$

در رابطه فوق ε حاشیه پایداری مقاوم سیستم حلقه بسته می باشد.

طراحی کنترل کننده استاتیکی شکل دهی حلقه H_∞ با اعمال نامعینی روی ضرایب نرمالیزه شده از سمت چپ نسبت به هم اول سیستم تحت کنترل شکل دهی شده G_s انجام می شود. تحقق فضای حالت سیستم تحت کنترل شکل دهی شده G_s را بصورت زیر در نظر بگیرید:

$$G_s = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \quad (11)$$

که در آن $A \in \mathbb{R}^{n \times n}, B \in \mathbb{R}^{n \times n_u}, C \in \mathbb{R}^{n_y \times n}, D \in \mathbb{R}^{n_y \times n_u}$ می باشد. ضرایب نرمالیزه شده از سمت چپ نسبت به هم اول سیستم تحت کنترل G_s را به صورت زیر می توان نوشت:

$$\begin{bmatrix} N_l & M_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A + LC & B + LD & L \\ E^{-1/2}C & E^{-1/2}D & E^{-1/2} \end{bmatrix} \quad (12)$$

که در آن ماتریس های L, E به صورت زیر می باشند:

$$E = I + DD^T \quad (13)$$

$$L = -(BD^T + ZC^T)E^{-1} \quad (14)$$

و در رابطه (۱۴) جواب یک معادله جبری ریکاتی زیر می باشد:

$$(A - BF^{-1}D^T C)Z + Z(A - BF^{-1}D^T C)^T - ZC^T E^{-1} CZ + BF^{-1}B^T = 0 \quad (15)$$

که در رابطه فوق:

$$F = I + D^T D \quad (16)$$

نیروها و ممان ها برحسب ضرایب آیرودینامیکی به صورت زیر تعریف می شوند:

$$\begin{aligned} F_x &= QSC_x(\alpha, \delta_A, M) \\ F_y &= QSC_y(\alpha, \delta_R, M, R) \\ F_z &= QSC_z(\beta, \delta_E, M, Q) \\ L &= QSIC_l(\alpha, \delta_A, M, P) \\ M &= QSIC_m(\alpha, \delta_E, M, Q) \\ N &= QSIC_n(\beta, \delta_R, M, R) \end{aligned} \quad (4)$$

که در آن M عدد ماخ می باشد. برای خطی سازی معادلات رهگیر، ضرایب آیرودینامیکی در رابطه فوق به صورت خطی مدل می شوند:

$$\begin{aligned} C_y &= C_{y_\beta} \beta + C_{y_r} R + C_{y_{\delta_r}} \delta_R \\ C_z &= C_{z_\alpha} \alpha + \frac{d}{2U} C_{z_q} Q + C_{z_{\delta_e}} \delta_E \\ C_l &= \frac{d}{2U} C_{l_p} P + C_{l_{\delta_a}} \delta_A \\ C_m &= C_{m_\alpha} \alpha + \frac{d}{2U} C_{m_q} Q + C_{m_{\delta_e}} \delta_E \\ C_n &= C_{n_\beta} \beta + \frac{d}{2U} C_{n_r} R + C_{n_{\delta_r}} \delta_R \end{aligned} \quad (4)$$

با استفاده از روابط (-) می توان توابع تبدیل هر سه کانال غلتش، خمش و گردش را به دست آورد. در این جا برای سادگی تنها توابع تبدیل کانال های غلتش و خمش نشان داده می شوند زیرا تابع تبدیل کانال گردش مشابه کانال پیچ می باشد:

$$\frac{p(s)}{\delta a(s)} = \frac{L_{\delta A}}{sI_x - L_p} \quad (5)$$

$$\frac{q(s)}{\delta e(s)} = \frac{M_{\delta e} s + (Z_{\delta e} M_\alpha - Z_\alpha M_\delta)}{s^2 - (M_q + Z_\alpha N)s + ((Z_\alpha M_q - M_\alpha Z_q)/V - M_\alpha)} \quad (6)$$

$$\frac{a_z(s)}{q(s)} = \frac{Z_\delta s^2 + (M_\delta Z_q - Z_\delta M_q)s + (Z_\alpha M_\delta - Z_{\delta e} M_\alpha)}{s^2 - (M_q + Z_\alpha N)s + ((Z_\alpha M_q - M_\alpha Z_q)/V - M_\alpha)} \quad (7)$$

که در آن:

$$\begin{aligned} L_{\delta A} &= QSDC_{l_{\delta a}} & Z_q &= \frac{SQDC_{z_q}}{m} \\ L_p &= QSDC_{l_p} \left(\frac{D}{2V} \right) & M_\delta &= \frac{SQDC_{m_{\delta e}}}{I_y} \\ Z_\delta &= \frac{SQDC_{z_{\delta e}}}{m} & M_\alpha &= \frac{SQDC_{m_\alpha}}{I_y} \\ Z_\alpha &= \frac{SQDC_{z_\alpha}}{m} & M_q &= \frac{SQD^2 C_{m_q}}{I_y V} \end{aligned} \quad (8)$$

۳- کنترل کننده استاتیکی شکل دهی حلقه H_∞

در این بخش مروری بر روش استاتیکی شکل دهی حلقه H_∞ می شود. در این روش ابتدا سیستم تحت کنترل نامی G مطابق شکل ۱: توسط وزن های شکل دهی حلقه W_2, W_1 به گونه ای مناسب شکل دهی

$$\tilde{A} = \begin{pmatrix} AR + RA^T & 0 & RC^T & -LE^{1/2} \\ 0 & -\mathcal{H}_{n_u} & 0 & 0 \\ CR & 0 & -\mathcal{H}_{n_y} & E^{1/2} \\ -E^{1/2}L^T & 0 & E^{1/2} & -\mathcal{H}_{n_y} \end{pmatrix} \quad (23)$$

$$\tilde{B} = \begin{pmatrix} B \\ I_{n_u} \\ D \\ 0 \end{pmatrix}, \tilde{C} = \begin{pmatrix} CR & 0 & 0 & E^{1/2} \end{pmatrix} \quad (24)$$

و کنترل کننده نهایی به صورت زیر محاسبه می شود:

$$k_s = W_2 k_\infty W_1 \quad (25)$$

ممکن است لازم باشد برای رسیدن به حاشیه پایداری مقاوم قابل قبول و کارآیی مناسب، فرآیند طراحی وزن های شکل دهی حلقه چندین بار تکرار شود و علاوه بر آن با قاطعیت نمی توان گفت حاشیه پایداری بهینه حاصل شده است. لذا برای حل این مساله و ساده سازی فرآیند انتخاب وزن های شکل دهی حلقه و همچنین بهینه کردن حاشیه پایداری مقاوم، از الگوریتم ارائه شده در استفاده می گردد که به کمک آن فرآیند طراحی وزن های شکل دهی حلقه آسان شده و حاشیه پایداری مقاوم نیز به بهینه محلی می رسد. علاوه بر آن کنترل کننده نهایی نیز از نوع استاتیکی بوده که درجه پایینی دارد.

۴- انتخاب نقطه کار مناسب و طراحی خودخلبان مقاوم

در این بخش با استفاده از ابزار v-gap metric ناحیه پروازی رهگیر به چند زیرناحیه تقسیم شده و برای هر زیرناحیه نقطه کار مناسبی انتخاب می شود. این نقطه باید به گونه ای باشد که کنترل کننده طراحی شده در آن توانایی تامین پایداری در سایر نقاط درون زیر ناحیه مربوط به خود را داشته باشد. ثانیاً به منظور جلوگیری از پیچیدگی در هنگام جدول بندی بهره، تعداد این نواحی تا حد امکان باید کم باشد. ابزار v-gap metric بیانگر بیشترین فاصله بین پاسخ فرکانسی دو سیستم LTI در حالت نامی (G) و غیر نامی (G_A) می باشد. علاوه بر آن با کمک این ابزار می توان تعیین کرد که اگر کنترل کننده ای بتواند سیستم تحت کنترل نامی G را به صورت مقاوم پایدار کند، آن گاه تحت شرایطی خواهد توانست سیستم تحت کنترل غیر نامی G_A را نیز پایدار کند. این موضوع در اثبات پایداری سیستم حلقه بسته مورد بررسی در این مقاله در تمام ناحیه پروازی رهگیر بسیار کاربرد خواهد داشت.

تعریف: v-gap metric به صورت زیر تعریف می شود

$$\delta_v(P_1, P_2) = \begin{cases} \|\Psi(P_1, P_2)\|_\infty, & \text{if } \det \theta(j\omega) \neq 0 \quad \forall \omega \text{ and } \det \theta(s) = 0 \\ 1, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (26)$$

می توان نشان داد رابطه زیر همواره برقرار است:

$$\left\| \begin{bmatrix} k_\infty \\ I \end{bmatrix} (I + G_s k_\infty)^{-1} M_I^{-1} \right\|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} k_\infty \\ I \end{bmatrix} (I - G_s k_\infty)^{-1} \begin{bmatrix} I & G_s \end{bmatrix} \right\| \quad (17)$$

این رابطه بدین معنی است که می توان به جای طراحی کنترل کننده k_∞ به گونه ای که نرم بی نهایت تابع حلقه بسته در رابطه () را کمینه کند، می توان نرم بی نهایت تابع حلقه بسته معادل آن را که در رابطه () آمده کمینه کرد.

با توجه به رابطه فوق می توان شرایط وجود کنترل کننده استاتیکی شکل دهی حلقه H_∞ را به دست آورد. این شرایط بر اساس وجود جواب برای نامساوی های ماتریسی خطی بوده که در قضیه زیر بیان می شود:

قضیه ۱: اگر تحقق فضای حالت G_s با رابطه () بیان شود، کنترل کننده استاتیکی شکل دهی حلقه H_∞ برای سیستم تحت کنترل شکل دهی شده G_s وجود دارد (k_∞) به گونه ای که نرم بی نهایت تابع تبدیل زیر را می نیمم کند:

$$\left\| \begin{bmatrix} k_\infty \\ I \end{bmatrix} (I + G_s k_\infty)^{-1} M_I^{-1} \right\|_\infty < \gamma = \varepsilon^{-1} \quad (18)$$

اگر عدد $\gamma > 1$ و ماتریس معین مثبت متقارن R وجود داشته باشند بطوریکه:

$$R(A + LC)^T + (A + LC)R < 0 \quad (19)$$

$$\begin{pmatrix} AR + RA^T - \gamma BB^T & RC^T - \gamma BD^T & -LE^{1/2} \\ CR - \gamma BD^T & -\gamma E & E^{1/2} \\ -E^{1/2}L^T & E^{1/2} & -\mathcal{H}_{n_y} \end{pmatrix} < 0 \quad (20)$$

در رابطه ()، ماتریس های L, E در روابط () و () توصیف می شوند. بعد از حل نامساوی های () و به دست آوردن ماتریس معین مثبت R و عدد γ ، اگر عدد γ خیلی بزرگ بود (به طور معادل، حاشیه پایداری مقاوم خیلی کوچک بود) باید وزن های شکل دهی حلقه W_2, W_1 دوباره طراحی شوند، در غیر این صورت می توان از لم کران حقیقی برای به دست آوردن کنترل کننده استاتیکی شکل دهی حلقه H_∞ استفاده کرد. این کنترل کننده با رابطه زیر محاسبه می شود:

$$k_\infty = \tilde{k} (\tilde{I} + D\tilde{k})^{-1} \quad (21)$$

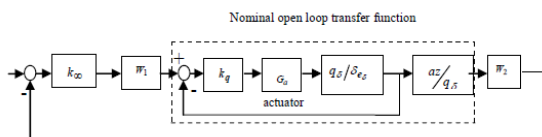
که در رابطه فوق $\tilde{k}$ با حل نامساوی زیر حاصل می شود:

$$\tilde{A} + \tilde{B}\tilde{k}\tilde{C} + \tilde{C}^T \tilde{k}^T \tilde{B}^T < 0 \quad (22)$$

ماتریس های $\tilde{C}, \tilde{B}, \tilde{A}$ در رابطه () به صورت زیر هستند:

$$1.5 \leq M \leq 3.5 \quad (28)$$

$$500m < h \leq 18000m$$



شکل ۲: دیاگرام بلوکی مدل خطی رهگیر در کانال خمش به همراه عملگر و وزن های شکل دهی حلقه و کنترل کننده مقاوم

در این مقاله محدوده عملیاتی رهگیر به سه قسمت تقسیم شده و برای هر قسمت، نقطه کار مناسبی مشخص می گردد، به گونه ای که کنترل کننده طراحی شده برای هر نقطه کار قادر به تامین پایداری برای تمام نقاط درون هر زیر ناحیه باشد. برای نشان دادن این موضوع فضای هر زیر ناحیه برحسب ارتفاع و مایل شبکه بندی شده سپس تابع حلقه باز G_i که به صورت خط چین در شکل ۲ نشان داده شده است به ازای تمام i نقطه موجود درون این ناحیه محاسبه شده و سپس با استفاده از وزن طراحی شده W_2 تمامی این توابع شکل دهی می شوند. در نتیجه i تابع شکل دهی $G_{s,i}$ حاصل می شود. آن گاه فاصله v-gap بین تمام $G_{s,i}$ ها با تابع شکل دهی شده نامی G_s مطابق - محاسبه می شود. اگر ماکزیمم فاصله بین سیستم های تحت کنترل شکل دهی شده $G_{s,i}$ با سیستم تحت کنترل شکل دهی شده نامی G_s ، از حاشیه پایداری مقاوم به دست آمده برای نقطه نامی کمتر بود آن گاه طبق قضیه ۲، کنترل کننده استاتیکی k_{∞} طراحی شده برای این نقطه کار تضمین کننده پایداری در تمام زیر ناحیه مشخص شده در خواهد بود. در غیر این صورت نقطه کار نامی باید دوباره انتخاب شود و این فرآیند دوباره تکرار گردد. بعد از آزمون و خطا سه نقطه که در نشان داده شده است، انتخاب می گردد.

در -، v-gap بین سیستم تحت کنترل شکل دهی شده در این سه نقطه نامی با سایر نقاط درون هر زیر ناحیه نشان داده شده است. نتایج، نشان می دهد که حاشیه پایداری مقاوم کنترل کننده طراحی شده در هر نقطه نامی از بیشینه v-gap در ناحیه مربوط به خود بزرگتر است. پس می توان نتیجه گرفت که هر سه کنترل کننده مقاوم طراحی شده، قادر به حفظ پایداری در هر سه زیر ناحیه مربوط به خود هستند. در مشخصات وزن های شکل دهی حلقه به همراه کنترل کننده استاتیکی مقاوم آمده است.

که در آن: $\Psi(P_1, P_2) = -\tilde{N}_2 M_1 + \tilde{M}_2 N_1$ و $\theta(s) = \tilde{N}_2 N_1 + \tilde{M}_2 M_1$ و N_2, N_1, M_2, M_1 ضرایب از سمت چپ نسبت به هم اول سیستم های تحت کنترل P_1, P_2 بوده و $w_{\text{nodet}} \theta(s)$ برابر تعداد چرخش تابع $\theta(s)$ در جهت عقربه های ساعت حول مبدأ می باشد که در نمودار نایکوئیست مشخص است. قضیه زیر بیان گر شرایطی است که اگر کنترل کننده ای بتواند سیستم تحت کنترل نامی G را به صورت مقاوم پایدار کند، آن گاه خواهد توانست سیستم تحت کنترل غیر نامی G_{Δ} را نیز پایدار کند.

قضیه ۲: سیستم تحت کنترل نامی G داده شده است و $\beta \leq \alpha < b_{\text{opt}}(G)$ است. برای کنترل کننده داده شده K و برای تمام سیستم های تحت کنترل غیر نامی که دارای ویژگی $\delta_v(G, G_{\Delta}) \leq \beta$ هستند، رابطه زیر برقرار است [۲۱]:

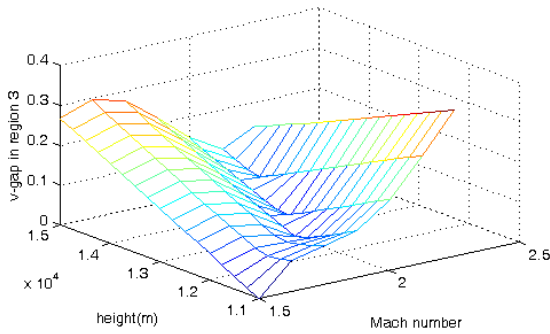
$$\arcsin b_{G,K} > \arcsin \alpha - \arcsin \beta \quad (29)$$

اگر و فقط اگر: $b_{G,K} > \alpha$

قضیه فوق بیان می کند که اگر کنترل کننده K بتواند سیستم تحت کنترل نامی G را با حاشیه پایداری مقاوم β پایدار کند، می تواند هر سیستم تحت کنترلی که فاصله آن از سیستم تحت کنترل نامی، کمتر از β باشد را نیز پایدار نماید.

این قضیه از آن جهت حائز اهمیت است که اگر بتوان درون هر زیر ناحیه در محدوده عملیاتی رهگیر، سیستم تحت کنترل نامی G مناسبی یافت به گونه ای که فاصله v-gap آن با سایر سیستم های تحت کنترل دیگر درون زیر ناحیه، کمتر از حاشیه پایداری مقاوم $b_{G,K}$ باشد آن گاه می توان مطمئن بود که کنترل کننده K تمامی سیستم های تحت کنترل موجود درون زیر ناحیه پروازی رهگیر را نیز پایدار خواهد کرد.

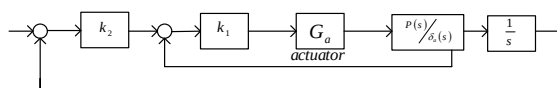
نکته قابل ذکر این است که به علت استفاده از روش شکل دهی حلقه H_{∞} ، در این جا باید v-gap بین سیستم های تحت کنترل شکل دهی شده محاسبه شود. دیاگرام بلوکی سیستم تحت کنترل شکل دهی شده رهگیر در شکل ۲ آمده است. در این شکل دیاگرام بلوکی سیستم خطی شده رهگیر به همراه عملگر و کنترل کننده و وزن های شکل دهی حلقه نشان داده شده است. برای طراحی کنترل کننده در هر نقطه کار، ابتدا حلقه داخلی (سرعت زاویه ای) با طراحی بهره مناسب k_q پایدار شده و سپس تابع حلقه باز نامی (به صورت خط چین در شکل ۲ به عنوان ورودی به الگوریتم بهینه سازی بیان شده در بخش قبل داده می شود. خروجی این الگوریتم وزن های شکل دهی حلقه W_2, W_1 به همراه کنترل کننده استاتیکی شکل دهی حلقه H_{∞} می باشد (در این مقاله برای سادگی تابع وزنی W_2 برابر واحد انتخاب شده است). محدوده عملیاتی رهگیر به صورت زیر می باشد:



شکل ۶: فاصله v-gap بین سیستم تحت کنترل شکل دهی شده نامی با سایر سیستم های تحت کنترل درون ناحیه سوم

در ادامه به طراحی خودخلبان رهگیر به منظور صفر کردن نرخ زاویه ای حلقه غلتش پرداخته می شود. از آنجایی که در به دست آوردن معادلات خطی رهگیر به منظور جلوگیری از تزویج بین کانال های پیچ و یاو، فرض شده است که سرعت زاویه ای کانال غلتش صفر باشد پس باید سرعت زاویه ای کانال غلتش را با طراحی یک کنترل کننده فیدبک ساده مطابق صفر کرد.

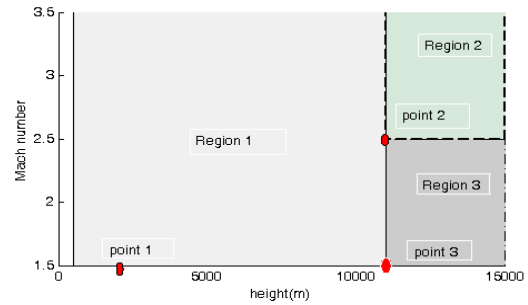
ضرایب k_1, k_2 که در آمده اند، به گونه ای طراحی می شوند که پهنای باند سیستم حلقه بسته در کانال غلتش در بزرگتر از پهنای باند کانال های خمش و گردش باشد. زیرا سرعت زاویه ای کانال غلتش باید سریعتر از کانال های دیگر صفر شود و در غیر این صورت تزویج بین کانال های خمش و گردش رخ خواهد داد.



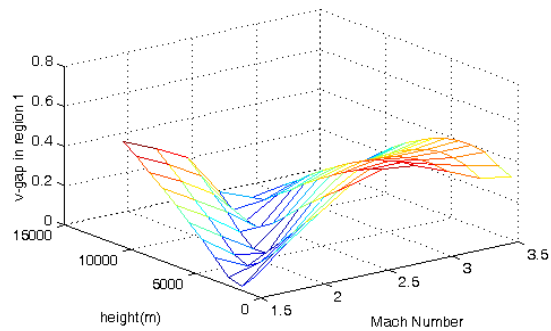
شکل ۷: دیاگرام بلوکی مدل خطی رهگیر در کانال غلتش به همراه حلقه فیدبک

۵- طراحی سویچ فازی

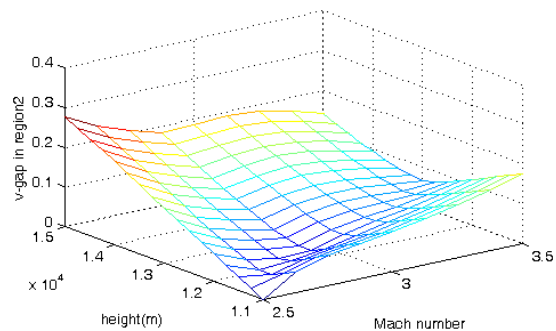
بعد از طراحی کنترل کننده برای نواحی مختلف فضای کاری، نوبت به طراحی ساز و کاری برای انتقال بین کنترل کننده ها، در شرایط حرکت فرآیند از نقطه کاری در ناحیه ای به نقطه کاری در ناحیه دیگر می رسد. برای این کار در این مقاله از ابزار سیستم فازی استفاده شده است. از مزیت های این ابزار می توان به انتقال نرم بین کنترل کننده ها اشاره نمود که در مقایسه با سوئیچ سخت تغییرات سیگنال کنترلی نرم تر بوده و لذا در خروجی نوسانات شدیدی مشاهده نمی شود. همچنین در این حالت، در مناطق مرزی، بین کنترل کننده ها برون یابی می شود که به عملکرد بهتر کنترل کننده نهایی منجر می شود.



شکل ۳: تقسیم محدوده عملیاتی رهگیر به سه زیر ناحیه به همراه نقاط طراحی برای هر ناحیه



شکل ۴: فاصله v-gap بین سیستم تحت کنترل شکل دهی شده نامی با سایر سیستم های تحت کنترل درون ناحیه اول



شکل ۵: فاصله v-gap بین سیستم تحت کنترل شکل دهی شده نامی با سایر سیستم های تحت کنترل درون ناحیه دوم

جدول ۱: مقایسه بین حاشیه پایداری مقاوم و پیشینه v-gap بین سیستم های تحت کنترل نامی و اغتشاش یافته در هر ناحیه

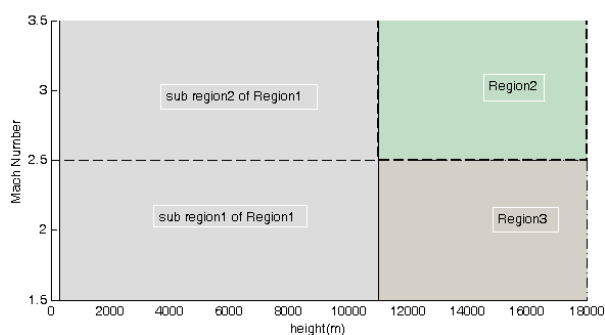
نقطه نامی سوم	نقطه نامی دوم	نقطه نامی اول	
$mach = 2.5$ $height = 11000m$	$mach = 1.5$ $height = 11000m$	$mach = 1.5$ $height = 2000m$	مختصات نقطه کار
$2.5 < mach < 3.5$ $11000m < h < 15000m$	$1.5 < mach < 2.5$ $11000m < h < 15000m$	$1.5 < mach < 3.5$ $500m < h < 11000m$	محدوده هر زیر ناحیه
۰/۳۸	۰/۵۱	۰/۵۲	حاشیه پایداری مقاوم
۰/۳۷	۰/۲۸	۰/۴۸	پیشینه v-gap در هر ناحیه

جدول ۲: تابع وزنی W_2 به ازای سه نقطه کار نامی به همراه کنترل کننده استاتیکی مقاوم و ضریب پایداری ساز حلقه داخلی

نقطه نامی سوم	نقطه نامی دوم	نقطه نامی اول	
-۰/۳	-۰/۳	-۰/۵	k_q
$\frac{0.005s^3 + 0.47s^2 + 21.4s + 85}{s^3 + 65s^2 + 1845s + 0.2}$	$\frac{0.005s^3 + 0.47s^2 + 21.4s + 85}{s^3 + 65s^2 + 1845s + 0.2}$	$\frac{0.001s^3 + 0.11s^2 + 24s + 71}{s^3 + 134s^2 + 1933s + 0.2}$	W_2
۰/۳۵	۰/۷۹	۰/۷۸	k_∞

جدول ۳: ضرایب کنترلی حلقه غلتش در سه نقطه کار

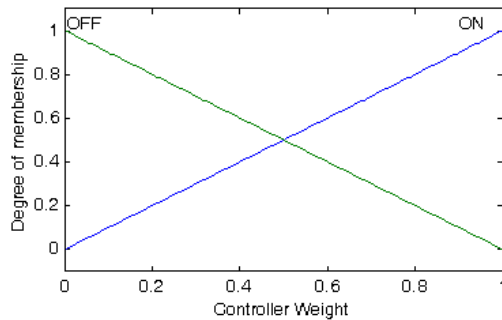
نقطه کار سوم	نقطه کار دوم	نقطه کار اول
$k_2 = 10, k_1 = -0.27$	$k_2 = 10, k_1 = -0.27$	$k_2 = 10, k_1 = -0.27$



شکل ۸: فضای کاری ناحیه بندی شده برای طراحی توابع عضویت فازی

برای فضای کار ناحیه بندی شده در شکل ۸، می توان توابع عضویت فازی را برای هر متغیر طراحی نمود. یک پارامتر مهم دیگر در طراحی توابع عضویت فازی برای فازیگر، مشخص نمودن میزان عرض باند انتقال است که در آن انتقال تابع عضویت از صفر به یک و بالعکس اتفاق می افتد.

برای طراحی سیستم سوئیچ فازی، بایست تک تک اجزای سیستم فازی طراحی شود. اجزای سیستم فازی عبارتند از واحد فازی گر، فازی زدا، جدول قواعد و موتور استنتاج فازی. ابتدا به بررسی واحد فازی گر پرداخته می شود. توابع عضویت فازی برای فازی گر بر مبنای مختصات فضای کار قابل تعریف است. البته بایست توجه نمود که به دلیل اینکه در طراحی توابع عضویت سیستم فازی، متغیرها از هم مستقل هستند، لذا بایست فضای کار را به تعدادی مستطیل تقسیم نمود که در آن، هر مستطیل با مستطیل های مجاور دارای طول یا عرض برابر باشد. این بدین معنی است که بایست هر خط تقسیم کننده فضا در سرتاسر فضا امتداد یابد و به همین دلیل، بایست فضای کار تقسیم شده به سه فضا را اصلاح نموده و خط تقسیم مابین برابر ۲٫۵ را در ناحیه اول نیز امتداد داد که منجر به پدید آمدن ۴ ناحیه می شود. البته نکته قابل توجه این است که دو ناحیه کوچکتر زیر مجموعه ناحیه یک، هر دو دارای یک کنترل کننده می باشند.



شکل ۱۰: توابع عضویت خروجی

جدول قواعد فازی به تعداد نواحی دارای قاعده می باشد. در اینجا چهار ناحیه وجود دارد که برای هر کدام یک قاعده باید نوشته شود. در قسمت اگر قواعد فازی، دو متغیر که برابر تعداد متغیرهای ورودی سیستم می باشد وجود دارد. در قسمت آنگاه قواعد فازی نیز به تعداد کنترل کننده ها که سه کنترل کننده می باشند، متغیر خروجی وجود دارد. چهار قاعده فازی مورد استفاده در این سیستم به صورت زیر می باشد:

$$\begin{aligned} \text{if } m = M_{Low} \text{ and } h = H_{Low} \text{ Then } C_1 = ON \text{ and } C_2 = OFF \text{ and } C_3 = OFF \\ \text{if } m = M_{Low} \text{ and } h = H_{High} \text{ Then } C_1 = OFF \text{ and } C_2 = OFF \text{ and } C_3 = ON \\ \text{if } m = M_{High} \text{ and } h = H_{Low} \text{ Then } C_1 = ON \text{ and } C_2 = OFF \text{ and } C_3 = OFF \\ \text{if } m = M_{High} \text{ and } h = H_{High} \text{ Then } C_1 = OFF \text{ and } C_2 = ON \text{ and } C_3 = OFF \end{aligned} \quad (29)$$

برای استنتاج فازی از ورودی های به دست آمده، موتور استنتاج فازی مورد استفاده می شود. برای این کار، از موتور استنتاج ضرب ممدانی و فازی زدای میانگین مرکز استفاده می شود. در نهایت، روابط به صورت زیر به دست می آید:

$$w_i(t) = \frac{\sum_{l=0}^4 \bar{\mu}_i^l(m(t)) \cdot \mu_h^l(h(t))}{\sum_{l=0}^4 \mu_m^l(m(t)) \cdot \mu_h^l(h(t))} \quad (30)$$

با طراحی این سیستم فازی، امکان سوئیچ فازی کنترل کننده ها در فضای به دست آمده ممکن می گردد. در ادامه، نتایج به دست آمده از سیستم سوئیچ فازی آورده شده است.

۶- نتایج شبیه سازی

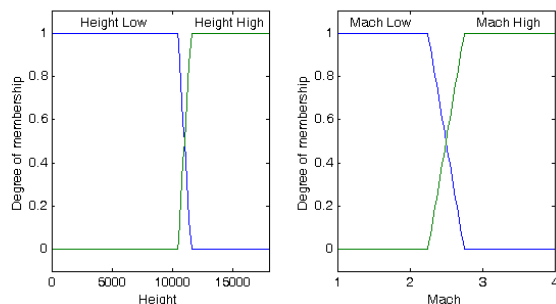
بعد از طراحی کنترل کننده استاتیکی شکل دهی حلقه H_{∞} و وزن های شکل دهی حلقه W_2, W_1 در نقاط کار مختلف و طراحی ساز و کار فازی برای درونیابی بین کنترل کننده ها، به منظور اطمینان از عملکرد سیستم بایستی آنرا به شبیه سازی شش درجه آزادی غیرخطی اعمال نمود.

هدف از شبیه سازی شش درجه آزادی این است که نشان داده شود کنترل کننده طراحی شده قادر است معیارهای کارایی و پایداری که در بخش قبل بیان شد را برای سیستم غیرخطی حفظ کند. برای آن که کارایی کنترل کننده مقاوم نشان داده شود، دستور شتاب ورودی

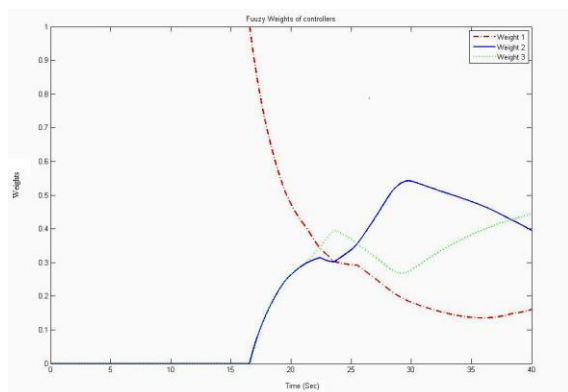
با توجه به اینکه مقدار در نظر گرفته شده برای باند یک مقدار کاملاً تجربی بوده و با سعی و خطا به دست آمده است، برای انتخاب دقیقتر و بهینه این مقدار از روش بهینه سازی خاصی استفاده شده است. در این روش، با استفاده از چند سناریو پروازی از پیش طراحی شده، به تست مقادیر مختلف باند برای توابع عضویت فازی پرداخته شده سپس با بررسی نتایج حاصل از پرواز با استفاده از یک تابع معیار مشخص که در اینجا انتگرال قدر مطلق خطا می باشد، بهترین مقدار برای باند انتخاب شده است. در جدول ۴ ماتریس به دست آمده برای مقادیر مختلف تنظیم باند، آورده شده است. در این جدول، مقادیر مختلف تابع عملکرد برای باندهای مختلف برای توابع عضویت فازی آورده شده است. همان طور که در جدول مشخص شده، مقدار $17,7292$ برای تابع عملکرد که مربوط به باند 50% برای ماخ و باند 90% برای ارتفاع می باشد، مناسب ترین تنظیم برای کنترل کننده می باشد که در نشان داده شده است. اسم گذاری توابع عضویت هم در شکل انجام شده است. توابع عضویت فازی برای فازی زدا نیز برای تمام کنترل کننده ها به یک شکل و به صورت شکل ۱۰ خواهد بود.

جدول ۴: مقادیر تابع عملکرد برای مقادیر مختلف باند تغییرات توابع عضویت

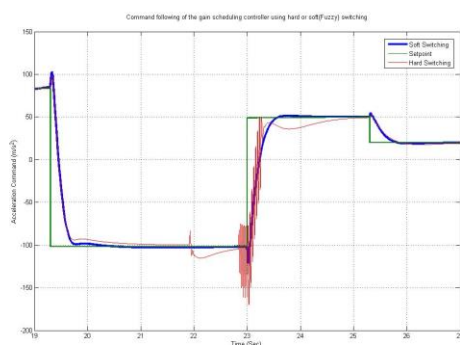
	فازی		
	باند 10% برای ارتفاع	باند 50% برای ارتفاع	باند 90% برای ارتفاع
باند 10% برای ماخ	$19,0684$	$18,3310$	$17,9836$
باند 50% برای ماخ	$18,5559$	$18,1727$	$17,7292$
باند 90% برای ماخ	$18,4965$	$18,2673$	$17,7867$



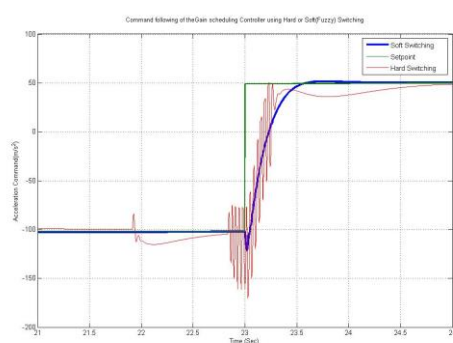
شکل ۹: توابع عضویت ارتفاع و ماخ



شکل ۱۳: نمایش وزن‌های سه کنترل کننده در حالت سوئیچ فازی



شکل ۱۴: عملکرد سوئیچ فازی و سوئیچ سخت در یک سناریوی پروازی



شکل ۱۵: نمایش دقیق تر عملکرد سوئیچ فازی و سوئیچ سخت در یک سناریوی پروازی

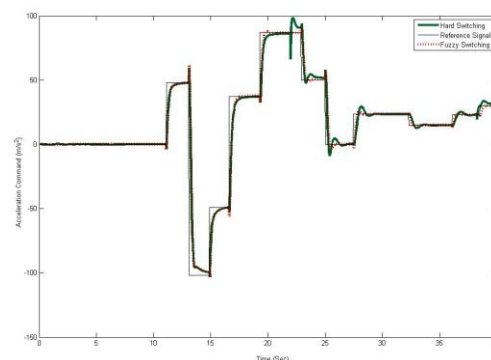
۸- نتیجه گیری

در این مقاله، کنترل کننده جدول‌بندی بهره فازی برای یک رهگیر از نوع دم کنترل طراحی شد. ابتدا ناحیه پروازی رهگیر به چند زیرناحیه تقسیم شده و برای هر زیرناحیه کنترل کننده مقاوم طراحی شد. این طراحی به گونه‌ای انجام گرفت که هر کنترل کننده قادر به تضمین پایداری برای زیرناحیه مربوط به خود باشد. برای این منظور از ابزار $v\text{-gap}$ metric استفاده شد. در ادامه به منظور طراحی کنترل کننده جدول‌بندی بهره و به منظور انتقال از یک ناحیه کاری به یک ناحیه دیگر از سوئیچینگ فازی استفاده شد. به منظور تعیین بهترین باند برای توابع عضویت، با استفاده از چند سناریو پروازی از پیش طراحی شده، به تست مقادیر مختلف باند

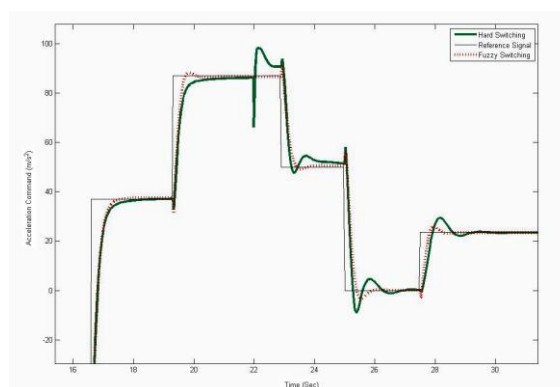
به صورت پله در نقاط مختلف مطابق و به سیستم اعمال می‌شود و معیارهای کارآیی در این نقاط بررسی می‌شوند. برای مقایسه دو حالت سوئیچ سخت و سوئیچ فازی و نشان دادن اینکه اثرات سوئیچینگ به طور کامل از بین می‌رود، در و ورودی یکسان به دو حالت اعمال شده و نتیجه‌های به دست آمده ترسیم شده است.

همان طور که در شکل ۱۲ دیده می‌شود، خروجی سبز رنگ که مربوط به سوئیچ سخت است، دارای پرش شدید در ثانیه ۲۲ است، حال آنکه کنترل کننده با سوئیچ فازی توانسته به خوبی اثر سوئیچ را حذف نماید. و پاسخی بسیار نرم بدهد. وزن‌های کنترل کننده برای حالت فازی در شکل ۱۳ آورده شده‌اند. برای نمایش بهتر تفاوت عملکرد سوئیچ سخت و سوئیچ فازی، در شکل ۱۴ نوسانات شدید در حالت سوئیچ سخت آورده شده و همچنین، نتیجه سوئیچ نرم (فازی) نیز نشان داده شده است. در شکل ۱۵ در بازه تغییرات تمرکز شده تا تفاوت بهتر نشان داده شود.

همان طور که در شکل‌های ۱۴ و ۱۵ نشان داده شده است، نوسانات شدید ناشی از سوئیچ سخت در خروجی سیستم، با اعمال سوئیچ نرم در کنترل کننده جدول‌بندی بهره به طور کامل حذف شده و عملکردی ملایم قابل مشاهده است.



شکل ۱۱: عملکرد دو کنترل کننده با سوئیچ فازی و سوئیچ سخت



شکل ۱۲: نمایش لحظه سوئیچ زنی در حالت سوئیچ سخت در حدود ثانیه ۲۲

- [11] F. Blanchini, S. Miani, F. Mesquine. "A separation principle for linear switching systems and parameterization of all stabilizing controllers". *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 54, pp. 279–292, 2009.
- [12] F.D. Bianchi, R.S. Sanchez-Pena, M. Guadayol, "Gain scheduled control based on high fidelity local wind turbine models". *Renewable energy*, Vol.37, pp.233-240, 2012.
- [13] B. Hency, A. Alleyne. "Robust controller interpolation design technique". *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 18, pp. 1–10, 2010.
- [14] T. P. Blanchett, G. C. Kember, R. Dubay, PID gain scheduling using fuzzy logic, *ISA Transactions*, Volume 39, Issue 3, , pp. 317-325, 2000.
- [15] Zhen-Yu Zhao; Tomizuka, M.; Isaka, S.; "Fuzzy gain scheduling of PID controllers," *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, Vol.23, No.5, pp.1392-1398, 1993.
- [16] Khalil Jouili, Housseem Jerbi, Naceur Benhadj Braiek, An advanced fuzzy logic gain scheduling trajectory control for nonlinear systems, *Journal of Process Control*, Volume 20, Issue 4, , pp. 426-440, 2010.
- [17] Korba, P.; Babuska, R.; Verbruggen, H.B.; Frank, P.M.; "Fuzzy gain scheduling: controller and observer design based on Lyapunov method and convex optimization," *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol.11, No.3, pp. 285- 298, 2003.
- [18] Liu, J, Wang, W, Golnaraghi, F, Kubica, E, "A novel fuzzy framework for nonlinear system control", *FUZZY SETS AND SYSTEMS*, pp2746-2759 2010.
- [19] Lin, CL, Hwang, CL, "A dynamically fuzzy gain - scheduled design for missile autopilot", *AERONAUTICAL JOURNAL*, pp 599-606, 2003.
- [20] M. Oosterom, R. Babuska, Design of a gain-scheduling mechanism for flight control laws by fuzzy clustering, *Control Engineering Practice*, Volume 14, Issue 7, pp 769-781, 2006.
- [21] K. Zhou, J.C. Doyle, and K. Glover, "Robust and optimal control", Prentice Hall, first edition, 1996.
- برای توابع عضویت فازی پرداخته شد و سپس با بررسی نتایج حاصل از پرواز با استفاده از یک تابع معیار مشخص، بهترین مقدار برای باند انتخاب شد. نتایج شبیه سازی نشان دهنده عملکرد مطلوب سیستم جدول بندی بهره فازی دارد.
- ## مراجع
- [1] H. Buschek, "Full Envelope Missile Autopilot Design Using Gain Scheduled Robust Control", *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, Vol. 22, No. 1, pp.115 122, 1999.
- [2] F.D. Bianchi R.S. Sanchez Pena, "Interpolation for gain-scheduled control with guarantees ", *Automatica*, Vol. 47, pp.239 243, 2011.
- [3] G.M. Siouris, "Missile guidance and control systems", New York, Springer-verlag, Inc., 2004.
- [4] Garnell, P.; *Guidance weapon control systems*, 2nd Edition, Pergamon Press, 1980.
- [5] Wilson J. Rugh, Jeff S. Shamma, Research on gain scheduling, *Automatica*, Volume 36, pp. 1401-1425, 2000.
- [6] Douglas A. Lawrence, Wilson J. Rugh, Gain scheduling dynamic linear controllers for a nonlinear plant, *Automatica*, Volume 31, Pages 381-390, 1995.
- [7] T. Screenuch; A. Tsourdos; E. J. Hughes; B. A. White; , "Fuzzy gain-scheduled missile autopilot design using evolutionary algorithms," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol.42, No.4, pp.1323-1339, 2006.
- [8] S. Theodoulis, G. Duc, "Missile autopilot design: Gain scheduling and the gap metric" *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, Vol. 32, No. 3, pp. 986 996, 2009.
- [9] E. Prempain, I. Postlethwaite, "Static H_{∞} loop shaping control of a fly-by-wire helicopter" *Automatica*, Vol. 41, pp. 1517 1528, 2005.
- [10] سید محمدجواد معافی، ایمان محمدزمان، "ارایه روش جدید درونیایی پایدار در طراحی خودخلبان مقاوم زمان بندی بهره"، مجله علمی پژوهشی کنترل، جلد ۶، شماره ۱، صفحه ۶۱-۷۲، ۱۳۹۱.

استخراج ویژگی از داده‌های عمق با استفاده از روش یادگیری عمیق برای کنترل باناظر ربات چرخ‌دار

فریناز اعلمی‌یان هرنندی^۱، ولی درهمی^۲

^۱ دانشجوی دکتری مهندسی کامپیوتر، پردیس فنی و مهندسی، گروه مهندسی کامپیوتر، دانشگاه یزد f.alamiyan@stu.yazd.ac.ir

^۲ دانشیار، پردیس فنی و مهندسی، گروه مهندسی کامپیوتر، دانشگاه یزد vderhami@yazd.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۶/۱/۹، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۶/۵/۲۵)

چکیده: این مقاله چارچوبی از یادگیری عمیق با ناظر را جهت ناوبری ربات چرخ‌دار در زمین‌های هموار با محوریت وظایف پیگیری دیوار و اجتناب از موانع ارائه می‌نماید. در اینجا، فرض بر این است که ربات تنها به یک سیستم بینایی (دوربین کینکت) مجهز است. چالش اصلی در هنگام استفاده از تصاویر عمق، ابعاد بالای تصاویر و استخراج ویژگی‌های مناسب از آنها با هدف کاهش ابعاد ورودی کنترلگر می‌باشد. برای این منظور در این مقاله از یادگیری عمیق بهره‌برداری شده و ویژگی‌های مناسبی بدست می‌آیند که بازنمایی تصاویر عمق هستند. چهار معماری با استفاده از این ویژگی‌ها و سابقه‌های فرمان کنترلی برای کنترلگر ارائه می‌شود. این معماری‌ها در محیط شبیه‌ساز ویبات با یکدیگر مقایسه می‌شوند. آزمایش‌های انجام شده نشان می‌دهد معماری بهره‌برنده از چهار دسته ورودی شامل: ویژگی‌های بازنمایی شده از داده‌های عمق، ویژگی‌های لحظه‌ای قبل، موقعیت خط سیر در تصویر رنگی، و سابقه‌ی فرمان‌های پیشین کنترلگر می‌تواند به خوبی کنترل ربات را در محیط‌های هموار و با مانع به انجام برساند.

کلمات کلیدی: ناوبری ربات، یادگیری با ناظر، یادگیری عمیق، داده‌های عمق.

Feature Extraction from Depth Data using Deep Learning for Supervised Control of a Wheeled Robot

Farinaz Alamiyan Harandi, Vali Derhami

Abstract: This paper proposes a framework of Supervised Deep Learning (SDL) for wheeled robot navigation in soft terrains with a focus on wall following and obstacle avoidance tasks. Here, it is supposed the robot is only equipped with a vision system (Kinect camera). The main challenge while using depth images is high dimensionality of images and extracting proper features of them with a purpose of reducing input dimensionality of controller. To do this, the deep learning is utilized in this paper and the appropriate features which are the representation of depth images are acquired. Four architectures are created using this features and the history of steering commands. These architectures are compared in WEBOT simulator. The experiments show that the proposed architecture with four groups of features including: the represented features of depth data, previous represented features, the position of trajectory in color image, and the history of previous steering commands can control the robot in soft terrain with a variety of obstacles as well.

Keywords: Robot navigation, Supervised learning, Deep learning, Depth data.

۱- مقدمه

مسئله‌ی ناوبری ربات یک مسئله‌ی چالشی در پژوهش‌های انجام شده در حوزه‌ی رباتیک است. ناوبری به معنای هدایت ربات در محیط عملیات است به گونه‌ای که ربات حرکت خود را از یک موقعیت اولیه آغاز کرده و مسیری را تا موقعیت هدف به صورت امن طی کند؛ منظور از ایمنی در مسیر حرکت این است که ربات بتواند موانع پیرامون خود را تشخیص داده و از آنها حذر کند [۱، ۲].

اگر مدل محیط و ربات، در دسترس کنترلگر ربات باشد و شرایط محیط متغیر نباشد می‌توان از روش‌های طرح‌ریزی مسیر استفاده کرد. در این روش‌ها، ابتدا با استفاده از اطلاعات مدل، مسیری بهینه برای حرکت ربات طراحی شده و سپس کنترلگر تلاش می‌کند هدایت ربات را طوری انجام دهد که خط سیر ربات منطبق با مسیر بهینه ایجاد شود. اگر مدل محیط، در دسترس نباشد (که این چالش اغلب در محیط عملیات موجود است)، ربات از اطلاعات محیطی مختلفی که توسط حسگرهای گوناگون جمع‌آوری می‌شوند، بهره‌برداری کرده و شرایط محیطی خود را از لحاظ موقعیت موانع احتمالی، موقعیت هدف، موقعیت فعلی ربات، یا خط‌سیر می‌سنجد؛ به این ترتیب می‌توان فاصله‌ی از موانع را محاسبه کرد و مسیر امن را برای حرکت ربات به صورت محلی اتخاذ نمود [۳، ۴].

رفتارهای گوناگونی که در ناوبری برای ربات مورد نظر است، گاه در محیط عملیات با یکدیگر تناقض دارند. برای مثال اگر وظیفه‌ی ربات در ناوبری، پیگیری هدف^۱ باشد، در این صورت پیمودن کوتاه‌ترین مسیر بین نقاط شروع و پایان، نتیجه‌ای مطلوب است. حال اگر در این مسیر موانعی موجود باشد، ربات ناچار است آن‌ها را دور زده و از مسیر بهینه دور شود. در چنین شرایطی لازم است معیارهای ارزیابی مناسبی برای رفتار ربات در محیط تعریف شود به گونه‌ای که این تناقض‌ها به خوبی مدیریت شده و کمترین تأثیر را در عملکرد ربات داشته باشند.

ربات‌ها برای درک محیط پیرامون خود به حسگرها و تجهیزات گوناگونی مجهز می‌شوند؛ نوع این حسگرها بسته به محیط عملیاتی ربات متفاوت خواهد بود. اینکه ربات، عملیاتی را در محیط‌های داخلی انجام دهد و یا در محیط‌های باز بیرونی فعالیت کند در انتخاب تجهیزات تأثیرگذار است. حسگر فراصوت^۲، مادون قرمز، و پوششگرهای لیزری^۳ نمونه‌هایی از این حسگرها هستند که فاصله‌ی ربات را تا موانع مختلف در محیط می‌سنجند.

در محیط‌های داخلی، هدف اصلی ربات معمولاً دنبال کردن دیوارها و حرکت در کریدورهای ساختمان است. برای نمونه می‌توان به

الگوریتم کنترل‌ی طراحی شده توسط کارلی و فرایر^۴ اشاره کرد. این الگوریتم مبتنی بر اطلاعات حسگرهای مسافت‌سنجی^۵ و اندازه‌گیری‌های فاصله‌ای بوده و در آن از خروجی حسگرهای سونار برای حرکت ربات در طول کریدورها و دنبال کردن دیوارها بهره‌برداری می‌شود [۵]. شبکه‌عصبی احتمالی^۶ ساختار دیگری است که برای هدایت ربات با هدف دنبال کردن دیوار پیشنهاد شده و برای تأمین ورودی از حسگر فراصوت استفاده می‌نماید [۶]. حسگرهای فراصوت در مسائل دنبال کردن دیوار برای اندازه‌گیری و تعیین فاصله و زاویه‌ی حرکت یک ربات با استفاده از کنترلگر پلکانی فازی نیز بکار رفته‌اند [۷].

لازم به ذکر است برای استفاده‌ی بهتر از حسگرهایی همچون سونار و مادون قرمز، و پوشش‌دهی کامل اطراف ربات لازم است تعداد زیادی از این نوع حسگرها در اطراف ربات نصب شود. همچنین لازم است حتماً دیواری موجود باشد تا بتوان از تکنولوژی این حسگرها که بر پایه‌ی برخورد و بازگشت انعکاس پرتوهای ارسالی استوار هستند استفاده نمود. استفاده از حسگرهای بینایی همچون دوربین کینکت و بهره‌برداری از اطلاعات عمق در محیط‌های هموار و با مانع، علاوه بر بهره‌مندی از حسگری ارزان قیمت و با میدان دید وسیع در هزینه‌ها صرفه‌جویی کرده و اطلاعات فراوانی را در اختیار کنترلگر قرار می‌دهد. این حسگر می‌تواند در مسئله‌های ناوبری با هدف دنبال کردن دیوارهای مجازی برای مثال یک خط رنگی نیز استفاده شوند.

برخی از الگوریتم‌های کنترل‌ی از بینایی در ناوبری استفاده کرده‌اند. برای نمونه زو^۷ و همکاران، یک نقطه به نام نقطه‌ی اضمحلال^۸ را بر اساس خطوط نمایش دهنده‌ی کریدورها از تصویر دوربین استخراج کرده و از آن برای شناسایی جهت سر ربات در هدایت استفاده نموده‌اند. در این روش، محاسبات ریاضی مورد نیاز برای بدست آمدن نقاط اضمحلال، بسیار پیچیده است [۷]. یکی دیگر از کاربردهای دوربین برای کنترل موقعیت ربات نسبت به موقعیت هدف، پژوهشی است که در آن از بازخوردهای یک دوربین رنگی CCD استفاده می‌شود. ویژگی‌های بصری محیط پیرامون به ربات این امکان را می‌دهد که موقعیت و جهت حرکت خود را در محیط تشخیص داده و مسیر مناسبی را در پیش گیرد [۸].

تخمین بلادرننگ خط‌سیر ربات به صورت سه‌بعدی و تنها بر اساس سیستم بینایی، کار دیگری است که با استفاده از یک دوربین استریوی^۹

^۴ Carelli and Freire^۵ Odometric Sensor^۶ Probabilistic Neural Network (PNN)^۷ Zhou^۸ Vanishing Point^۹ Stereo Camera^۱ Goal Seeking^۲ Ultrasonic Sensor^۳ Laser Scanner

SLAM^۵ ایجاد می‌شوند. هدف این الگوریتم‌ها، ایجاد نقشه‌ی محیط از طریق تعامل ربات با محیط و استفاده‌ی همزمان از این نقشه‌ها برای هدایت ربات در محیط است. این ابرهای نقطه‌ای سه‌بعدی می‌توانند در یک صفحه‌ی دو بُعدی تصویر شده و به این ترتیب از داده‌های کینکت در الگوریتم‌های SLAM دو بُعدی نیز استفاده نمایند. پژوهش‌هایی که در این زمینه انجام شده‌اند، نشان می‌دهند که دوربین کینکت به عنوان یک حسگر برای ناوبری ربات‌ها و در کاربردهای SLAM، یک گزینه‌ی مناسب و پایدار است. از مزایای این حسگر، قیمت پایین و فراهم‌سازی همزمان تصاویر رنگی و نقشه‌های عمق است.

نمونه‌ای دیگر از پژوهش‌هایی که در آن از دوربین کینکت استفاده شده است، یک سیستم حسی را برای ربات‌های متحرک نظارتی پیشنهاد می‌کند [۱۳]. این سیستم از دو بخش اصلی تشکیل شده و امکان ناوبری خودمختار ربات را فراهم می‌کند. بخش اول یک سیستم ناوبری واکنشی است که از داده‌های دوربین کینکت استفاده کرده و امکان حرکت ربات در محیط و پرهیز از برخورد با موانع را فراهم می‌کند. در این بخش، هر تصویر دریافتی به ۵ بلوک عمودی شکسته شده و سه بلوک که شامل بلوک‌های سمت چپ، میانی، و سمت راست است از لحاظ مقادیر پیکسلی تحلیل می‌شوند؛ سپس بیشترین و کمترین فاصله بین حسگر و موانع محاسبه می‌گردد. در این سیستم ۸ موقعیت مختلف بررسی شده و متناظر با هر یک فرمان کنترلی مناسبی برای ربات اتخاذ می‌شود. در بخش دوم، یک سیستم طبقه‌بند توسط داده‌های جمع‌آوری شده از دوربین کینکت، آموزش دیده و امکان تشخیص این موقعیت‌ها را از طریق تصاویر ایجاد می‌کند.

یادگیری با ناظر، یکی از اولین الگوریتم‌های یادگیری است. این روش می‌تواند در تنظیم پارامترهای یک کنترلگر راه‌گشا باشد [۱۴]. این یادگیری از داده‌های آموزش استفاده کرده و پارامترها را با بهره‌برداری از روش‌های مبتنی بر گرادیانت با کاهش جمع مربعات خطا در خروجی‌ها تنظیم می‌کند [۱۵]. در این نوع یادگیری، چالش‌های قابل توجهی وجود دارد؛ برای مثال جمع‌آوری داده‌های آموزشی در بعضی مسائل با دشواری‌هایی روبه‌رو است. ناسازگاری در داده‌ها، وجود داده‌های نویزی و خطاهای زیاد در آنها بسیار چالش‌برانگیز هستند و گاه کیفیت کنترلگر را به شدت تحت تأثیر قرار می‌دهند [۳].

در سال‌های اخیر، پژوهش‌های ارزشمندی در زمینه‌ی یادگیری عمیق انجام شده است. از جمله‌ی این پژوهش‌ها می‌توان به روش‌های مطرح‌شده در الگوریتم‌های یادگیری NFQ^۶ [۱۶]، DQN^۷ [۱۷]، و DDPG^۸ [۱۸] اشاره کرد. در تمام این الگوریتم‌ها از ساختار شبکه‌عصبی عمیق به عنوان یک تقریب‌زننده‌ی تابع برای بازنمایی

Trinocular در محیط‌های ناشناخته و بیرون از ساختمان انجام شده است. در این سیستم، ویژگی‌های مناسبی که با حرکت ربات در محیط مرتبط هستند، از تصاویر دوربین استخراج می‌شوند و تشخیص موقعیت ربات و مسیر حرکت آن با پیگیری تغییرات شکل گرفته در موقعیت این ویژگی‌ها انجام می‌گیرد [۹].

از حسگرهای بینایی برای تشخیص خط‌سیر و طراحی قواعد کنترل فرمان ربات با استفاده از معادلات سینماتیکی حرکت نیز استفاده شده است [۱۰، ۱۱]. در این تحقیقات از فاصله‌سنج لیزری^۱ برای پوشش موقعیت ناهمواری‌های زمین پیش روی ربات استفاده شده و بررسی عبورپذیری محیط در فواصل دورتر با استفاده از دوربین استریو انجام می‌گردد. مسیر مناسب طرح‌ریزی شده و سپس قواعد کنترل برای هدایت محلی ربات تنظیم می‌شوند. این قواعد شامل کنترل سرعت طولی و عرضی ربات و نیز تنظیم زاویه‌ی سیستم بینایی برای کنترل میدان دید ربات است. در این سیستم‌ها، کنترلگر از اطلاعات مربوط به زمین که طرح‌ریز در اختیار آن قرار می‌دهد از جمله ضریب مقاومت نورد طولی^۲ و ضریب اصطکاک جانبی^۳ استفاده می‌کند و فضای خط‌سیر با تحلیل دینامیکی ربات ارائه می‌شود.

چالش اصلی در کنترل ربات به کمک داده‌های دوربین، بالا بودن ابعاد تصاویر، تعیین تعداد تصاویر عمق به عنوان حافظه‌ی دیداری کنترلگر ربات، و چگونگی استخراج ویژگی‌ها از داده‌های عمق به عنوان ورودی کنترلگر ربات است به طوری که محیط پیرامون ربات به کمک ترکیب خطی و وزن‌دار این ورودی‌ها شناسایی شده و فرمان کنترلی مناسب برای هدایت ربات تولید شود. در بسیاری از پژوهش‌ها، مدل محیط از پیش مشخص بوده و یا برای شناسایی محیط علاوه بر دوربین از حسگرهای دیگری نیز استفاده می‌شود. تصاویر رنگی و یا داده‌های عمق پیش از ورود به کنترلگر ربات پیش‌پردازش شده و ویژگی‌های مورد نظر طراح از آنها استخراج می‌گردد. مفهوم یادگیری برای بهره‌برداری از اطلاعات محلی به هوشمندی کنترلگر کمک می‌کند و می‌تواند مشکلات روش‌های پیشین را برطرف سازد. برای مثال روش‌هایی که از الگوریتم‌های هندسی و محاسبات فاصله‌ای استفاده می‌کنند و فرض‌هایی مانند امکان تشخیص کامل و برخط موانع را در مسئله وارد می‌نمایند؛ فرض‌هایی که در محیط‌های واقعی غیر قابل قبول و ایجاد آنها دشوار هستند.

دوربین کینکت^۴، یکی از سیستم‌های بینایی است که برای بدست آوردن ابر نقطه‌ای سه‌بعدی به عنوان داده‌های توصیف‌کننده‌ی محیط بکار می‌رود [۱۲]. این مدل‌های سه‌بعدی بیشتر در الگوریتم‌های

^۵ Simultaneous Localization and Mapping^۶ Neural Fitted Q-iteration^۷ Deep Q-Network^۸ Deep Deterministic Policy Gradient^۱ Laser Range Finder^۲ Coefficient of Longitudinal Rolling Resistance^۳ Coefficient of Lateral Friction^۴ Kinect Camera

طوری که عملکرد کنترلگر بهبود داده شود، و کاهش تعداد پارامترهای تنظیم‌پذیر کنترلگر از دیگر اهداف این پژوهش می‌باشد. به این ترتیب مسائلی همچون زمان‌بر بودن تنظیم تمام پارامترها در کنترلگرهایی از نوع شبکه‌های عصبی به صورت یکجا، مشکل آموزش نامناسب وزن‌های لایه‌های ابتدایی شبکه‌عصبی و یا مشکلات موجود در عمل گسسته‌سازی فضاها و ورودی و از دست رفتن اطلاعات مفید که در کارهای گذشته وجود دارد برطرف می‌شود.

ساختار مقاله به شرح زیر است: ابتدا در بخش ۲ کارهای گذشته مرور می‌شوند، در بخش ۳ چارچوب پیشنهادی و ایده‌ها شرح داده می‌شوند. بخش ۴ آزمایش‌ها و مقایسه‌ی نتایج را در بر می‌گیرد و در نهایت، نتیجه‌گیری و کارهای آتی در بخش ۵ ذکر می‌شوند.

۲- یادگیری عمیق

یادگیری عمیق عبارت است از ساخت مدل‌های یادگیری ماشین که برای یادگیری نمایشی سلسله‌مراتبی از داده‌ها به کار می‌روند. شبکه‌های عصبی عمیق، اصطلاحی کلی برای مجموعه‌ای از شبکه‌های عصبی با معماری چند لایه است که نشان می‌دهند چگونه شبکه‌های عصبی با تعداد زیادی از لایه‌ها می‌توانند در ایجاد ساختارهای بازنمایی مورد نیاز در یادگیری عمیق موفق عمل کنند. الگوریتم‌های یادگیری ویژگی به صورت با ناظر و بدون ناظر می‌توانند در تنظیم وزن‌های این شبکه‌ها به کار گرفته شوند.

در واقع انواع گوناگونی از شبکه‌های عصبی عمیق موجودند از جمله: شبکه‌های کدگذار خودکار^۲، شبکه‌های عصبی کانولوشن^۳، شبکه‌های عصبی عودکننده^۴، و شبکه‌های عصبی بازگشتی^۵. ترکیب‌های مختلفی از این شبکه‌ها برای مثال ترکیب شبکه‌های عصبی کانولوشن و شبکه‌های عصبی عودکننده نیز می‌توانند با توجه به نوع فضای ورودی در مسئله‌ی تحت بررسی بکار گرفته شوند [۲۱]. این شبکه‌ها با ترکیب چندین تبدیل غیرخطی شکل می‌گیرند که هدف آنها دستیابی به انتزاع بیشتر و در نهایت بازنمایی‌های سودمند از داده‌های موجود است [۲۰]. هر چه تعداد لایه‌ها در شبکه‌عصبی بیشتر شود، مسئله‌ی بهینه‌سازی پیچیده‌تر می‌شود. به همین دلیل یکی از روش‌های آموزش این شبکه‌ها با استفاده از الگوریتم‌های پیش‌آموزشی بدون ناظر و لایه‌ای حریصانه^۶ انجام می‌گیرد [۲۲-۲۵]. در این روش ابتدا هر لایه به صورت مجزا آموزش داده می‌شود و در نهایت روی کل شبکه تنظیم دقیق و یکپارچه‌ای انجام می‌گیرد [۲۳].

داده‌ها به شکل‌های مختلف استفاده شده است اما مسائلی همچون زمان‌بر بودن تنظیم بردارهای پارامترها با ابعاد بالا به صورت یکجا وجود دارد و تلاش شده است روش‌های برای کاهش تعداد نمونه‌های آموزش در عین حفظ کیفیت آموزش ارائه گردد.

نمونه‌ی دیگر از کاربرد یادگیری عمیق در یک راهکار ردگیری اشیاء معرفی شده است [۱۹]. در این راهکار ورودی خام حسگر در فضای ورودی مستقیماً به ردگیری اشیاء نگاشت می‌شود بدون آن‌که هیچ عملیاتی در راستای مهندسی ویژگی‌ها و شناسایی سیستم با استفاده از مدل‌های حسگر یا بستر کار مورد نیاز باشد. سیستم پیشنهادی با دریافت داده‌های خام حسگر به عنوان ورودی به صورت بلادرنگ تخمینی از حالت کل محیط را در خروجی تولید می‌کند. برای این منظور موضوع به صورت یک مسئله‌ی یادگیری عمیق تعریف شده و مدل‌های توالی در قالب شبکه‌های عصبی بازگشتی^۱ برای یادگیری نگاشت مابین اندازه‌گیری‌های حسگرهای ورودی و ردگیری‌های اشیاء استخراج می‌شوند. شبکه عصبی کانولوشن تحت آموزش در این مسئله ۱۱۰۰۰ پارامترها دارد. یادگیری پارامترهای این شبکه به هر دو روش با ناظر و بدون ناظر انجام شده است. برای یادگیری بدون ناظر، یک روش یادگیری به شکل حذف ورودی^۲ پیشنهاد شده است.

ترکیب انواع روش‌های یادگیری می‌تواند قابلیت‌های کنترلگر ربات را بهبود بخشد و عملکرد آن را افزایش دهد. یکی از این ترکیب‌های سودمند می‌تواند در قالب بازنمایی داده‌ها بین یادگیری با ناظر و یادگیری عمیق صورت گیرد که در موفقیت الگوریتم‌های یادگیری تأثیرگذار است؛ در واقع بازنمایی‌های مختلف با کم و زیاد کردن فاکتورهای توصیفی گوناگون، تنوع مستتر در داده‌ها را از ورودی‌های این الگوریتم‌ها حذف کرده یا در آنها می‌گنجاند. به همین دلیل یادگیری روشی برای بازنمایی داده‌ها، امکان استخراج اطلاعات مفید را تسهیل کرده و به عنوان یک عملیات خاص در ساخت طبقه‌بندها و ساختارهای پیش‌بینی‌کننده مطرح می‌شوند [۲۰].

این مقاله چارچوبی را برای ترکیب یادگیری عمیق و یادگیری با ناظر در طراحی کنترلگرها با هدف نایبری ربات‌های چرخ‌دار در زمین‌های هموار با محوریت چالش‌های پیگیری دیوار و اجتناب از موانع، مورد مطالعه قرار می‌دهد. فرض بر این است که ربات تنها به یک سیستم بینایی (دوربین کینکت) مجهز است. استفاده از یادگیری عمیق برای بازنمایی ویژگی‌های توصیف‌کننده‌ی محیط و ترکیب آن با یادگیری با ناظر به منظور آموزش پارامترهای یک کنترلگر با معماری شبکه‌عصبی از دستاوردهای این مقاله است. استفاده از ترکیب خطی ویژگی‌های بازنمایی‌شده به همراه انتخاب ویژگی‌های خاص یک وظیفه (در این پژوهش نایبری، اجتناب از مانع و دنبال کردن دیوار) به

^۲ Auto-Encoder

^۳ Convolutional Neural Networks

^۴ Recurrent Neural Networks

^۵ Recursive Neural Networks

^۶ Greedy Layer-wise Unsupervised Pre-training Algorithms

^۱ Recurrent Neural Network

^۲ Input Dropout

یک جزء خطای باقی‌مانده/بازنمایی^۵ را نشان می‌دهد و جزء دیگر مربوط به مرحله‌ی تنظیم^۶ یا همان جزء تضعیف وزن است. پارامترهای تضعیف وزن λ_i مقادیری مثبت بوده و اندازه‌ی وزن‌ها را در لایه‌های مختلف برای جلوگیری از بیش‌برازش^۷ کدگذار خودکار کنترل می‌کنند.

برای گسترش اصل موجود در کدگذارهای خودکار در روش‌های یادگیری عمیق، ساختار فوق‌بسط داده شده و بازنمایی حاصل از لایه‌ی پنهان در اولین کدگذار خودکار به عنوان ورودی دومین کدگذار خودکار به خدمت گرفته می‌شود و این روند می‌تواند برای افزایش لایه‌های شبکه‌عصبی عمیق ادامه داده شود. در آموزش شبکه‌ی حاصل نیز می‌توان از روشی که در بالا بیان شد، بهره‌برداری کرد؛ به این ترتیب که اولین لایه‌ی پنهان به روش بیان شده آموزش دیده و پس از ایجاد همگرایی، وزن‌های ورودی‌های لایه‌ی پنهان تثبیت می‌شوند و لایه‌ی پنهان بعدی به عنوان یک کدگذار خودکار به روش مشابهی آموزش می‌بیند و این روند تا تکمیل معماری کل شبکه ادامه می‌یابد. در نهایت مرحله‌ی تنظیم روی کل ساختار شبکه به صورت یکپارچه انجام می‌گیرد[۲۶].

۳- روش پیشنهادی

برای ایجاد کنترلگر پیشنهادی لازم است چارچوب ارائه‌شده در شکل ۱ پیگیری شود؛ برای تنظیم این کنترلگر از روش یادگیری عمیق با ناظر (^۸SDL) پیروی می‌شود. در مرحله‌ی نخست، ساختاری برای بازنمایی حالت محیط پیرامون ربات به عنوان ورودی اصلی کنترلگر پیشنهاد می‌گردد. این بازنمایی به کمک یک شبکه‌عصبی پیش‌رو با ساختاری متقارن به عنوان یک تقریب‌زننده‌ی تابع^۹ انجام شده و وزن‌های شبکه با استفاده از یادگیری عمیق و داده‌های آموزش تنظیم می‌شوند.

معماری شبکه‌عصبی به دو بخش تقسیم شده و تعداد نرون‌های لایه‌های پنهان در نیمه‌ی اول، پس از طی کردن روندی کاهشی در لایه‌ی میانی^{۱۰} به حداقل تعداد مورد نظر طراح تقلیل می‌یابد. عمل انتساب نرون‌ها در نیمه دوم شبکه به صورت معکوس، روندی افزایشی یافته و این افزایش تا رسیدن به تعداد اولیه‌ی نرون‌ها در آخرین لایه ادامه داده می‌شود. انتظار این است که ورودی این شبکه با گذر از لایه‌ها به گونه‌ای تغییر یابد که در لایه‌ی خروجی دوباره به حالت اولیه بازنمایی شود. این شبکه در یادگیری با ناظر با داده‌های جمع‌آوری‌شده،

در ساده‌ترین حالت، یک کدگذار خودکار به صورت یک شبکه‌عصبی ۳ لایه ظاهر می‌شود که در آن یک لایه‌ی ورودی، یک لایه‌ی پنهان، و یک لایه‌ی خروجی وجود دارد. اگر در لایه‌ی ورودی و خروجی p نرون و در لایه‌ی پنهان $\mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$ تابع f تابع و باشد موجود نرون q یک تابع انتقال مانند Sigmoid باشد و $x \in \mathbb{R}^p$ از آمده بدست ویژگی مقدار آنگاه باشد، ورودی لایه‌ی از برداری $\mathbb{R}^p$

آمین نرون در لایه‌ی پنهان برای تمام مقادیر $i = 1, \dots, q$ ،
 $h_i(x) := f(w_i^T x + b_i)$ صورت به محاسبه می‌گردد؛

به‌طوری‌که $b_i \in \mathbb{R}^p$ و $w_i \in \mathbb{R}^p$

i با متناظر بایاس مقدار و وزن بردار ترتیب به $\mathbb{R}$ آمین نرون هستند[۲۶].

پس از محاسبه‌ی ویژگی‌ها در لایه‌ی پنهان به صورت $h :=$

$[h_1(x), h_2(x), \dots, h_q(x)]^T \in \mathbb{R}^q$ ، بازنمایی ایجاد شده

در این لایه، به عنوان ورودی لایه‌ی خروجی بکار گرفته می‌شود و خروجی حاصل از لایه‌ی آخر شبکه‌عصبی برای تمام مقادیر

$y_i(h) := f'(w_j^T h + b_j)$ صورت به $j = 1, \dots, p$ ، ایجاد

می‌شود. در این محاسبه $b_j' \in \mathbb{R}^q$ و $w_j' \in \mathbb{R}^q$

j با متناظر بایاس و وزن پارامترهای ترتیب به $\mathbb{R}$ آمین نرون در لایه‌ی

خروجی هستند. در این فرآیند $W := [w_1, w_2, \dots, w_q]^T \in \mathbb{R}^{q \times p}$

و $W' := [w_1', w_2', \dots, w_p']^T \in \mathbb{R}^{p \times q}$ ماتریس‌های

وزن‌ها در کل شبکه هستند و توابع انتقال f و f' الزاماً یکسان نیستند.

اگر ماتریس وزن W' با ماتریس وزن W مساوی باشد یعنی $W' =$

W^T باشد، عملکرد یک کدگذار خودکار با رفتار یک ماشین بولتزمن

محدود شده^۱ قابل مقایسه می‌گردد[۲۶].

خطای موجود مابین بردار ورودی x و بازنمایی انجام شده‌ی y

$[y_1(h), \dots, y_p(h)]^T \in \mathbb{R}^p$ می‌تواند به عنوان معیاری

برای کیفیت بازنمایی انجام شده در لایه‌ی پنهان h در نظر گرفته شده و

یک تابع هزینه برای الگوریتم انتشار رو به عقب^۲ خطا باشد[۲۷].

برای ورودی‌های تصویری مرسوم‌ترین تابع هزینه، میانگین مربعات

خطا (MSE)^۳ است. به این ترتیب تابع هزینه‌ی نهایی به صورت

$$L(x, y, W, W') = \frac{1}{2} \|x - y\|_2^2 + \frac{\lambda_1}{2} \|W\|_F^2 + \frac{\lambda_2}{2} \|W'\|_F^2$$

خواهد بود، به طوری که $\|\cdot\|_F$ نرم فوربنوس^۴

ماتریس‌هاست[۲۸]. در اینجا تابع هزینه از دو بخش تشکیل می‌شود.

^۵ Residual/Reconstruction Error

^۶ Regularization

^۷ Overfitting

^۸ Supervised Deep Learning

^۹ Function Approximator

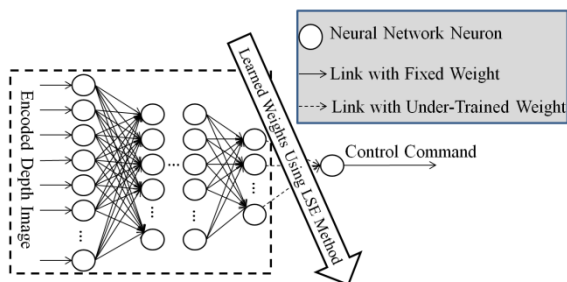
^{۱۰} Middle Layer

^۱ Restricted Boltzmann Machine

^۲ Backpropagation Algorithm

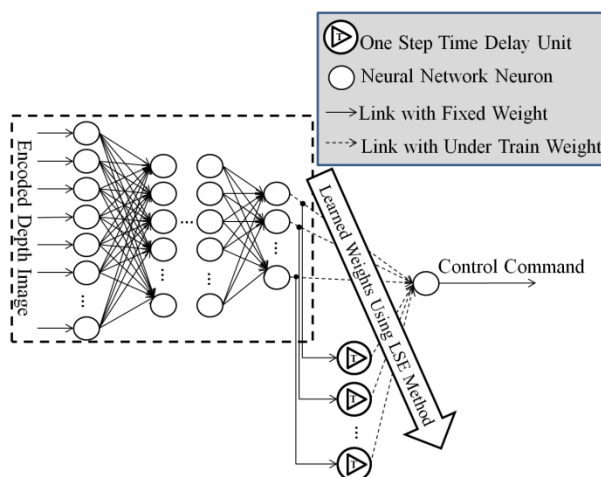
^۳ Mean Squared Error

^۴ Frobenius Norm



شکل ۲: کنترلر SI-SDL

در معماری دوم که آن را کنترلر دو تصویری با روش یادگیری عمیق با ناظر (DI-SDL^۴) می‌نامیم، از نقشه‌ی عمق فعلی و قبلی به صورت همزمان استفاده شده و فرمان خروجی بر اساس این دو ورودی تعیین می‌گردد. هر یک از تصاویر به صورت جداگانه از ساختار بازنمایی ویژگی‌ها عبور داده شده و سپس ساختار کنترلر با تعبیه یک نرون خطی در لایه‌ی خروجی شبکه تکمیل می‌گردد. در این معماری تصویر قبلی به عنوان یک حافظه از وضعیت پیشین محیط در هدایت ربات تأثیرگذار است. شمایی از این کنترلر در شکل ۳ نشان داده شده است.

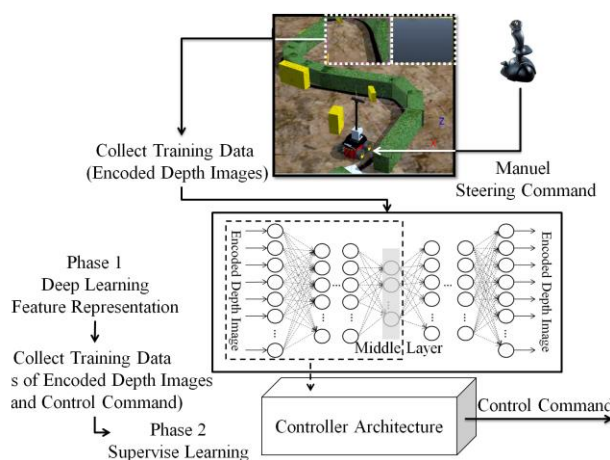


شکل ۳: کنترلر DI-SDL

در معماری سوم، برای هر یک از تصویرهای ورودی، دو ویژگی که معرف موقعیت خط سیر مورد نظر ربات است به ساختار معماری دوم اضافه شده و وزن‌های آخرین لایه از شبکه مشابه معماری پیشین به روش یادگیری با ناظر تنظیم می‌شوند. این معماری، کنترلر دو تصویری به همراه ویژگی‌های مستقیم با روش یادگیری عمیق با ناظر (DIDF-SDL^۵) نامیده می‌شود. شمایی از این کنترلر در شکل ۴ مشهود است.

آموزش دیده و در تنظیم وزن‌های آن از قاعده‌ی انتشار رو به عقب خطا^۱ بهره‌برداری می‌شود. هر چه میزان خطا در آموزش این شبکه کمتر باشد، یادگیری بهتر انجام شده و بازنمایی داده‌های ورودی بهتر صورت پذیرفته است.

پس از پایان مرحله‌ی بازنمایی ویژگی‌های ورودی، لایه‌های پنهان موجود در نیمه‌ی ابتدایی شبکه عصبی و لایه‌ی میانی با حفظ مقادیر تنظیم شده در وزن‌ها، به عنوان بخشی از معماری کنترلر محلی ربات مجدداً بکار گرفته می‌شوند. در ادامه، چهار معماری برای طراحی ساختار کنترلر ربات پیشنهاد می‌شوند که این بازنمایی در آنها نقشی کلیدی داشته و می‌تواند در کنار سایر ویژگی‌ها در توصیف محیط پیرامون ربات مفید واقع شود.



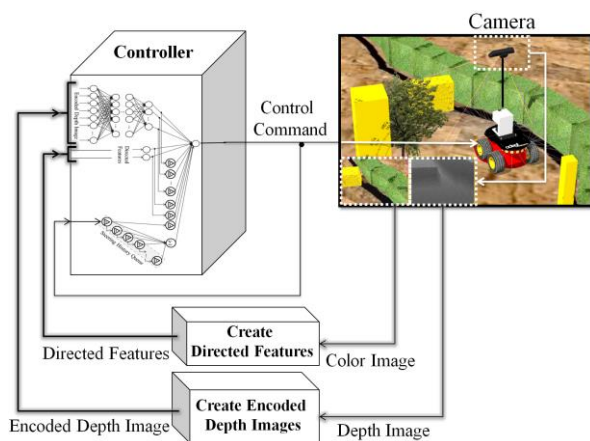
شکل ۱: چارچوب کلی روش پیشنهادی

در معماری‌های پیشنهادی، خروجی هر یک از نرون‌های موجود در لایه‌ی پنهان میانی از شبکه‌ی بازنمایی ویژگی‌ها، به عنوان ورودی به یک نرون با تابع انتقال خطی اتصال یافته و معماری شبکه با ایجاد مقداری حقیقی و پیوسته در خروجی کامل می‌گردد. مقدار وزن پیوندهایی که در این مرحله ایجاد شده‌اند، با استفاده از داده‌های آموزشی و به روش تک عبوری حداقل مربعات خطا^۲ خطی آموزش داده می‌شوند. در معماری اول که آن را کنترلر تک تصویری با روش یادگیری عمیق با ناظر (SI-SDL^۳) می‌نامیم، از نقشه‌ی عمق فعلی به عنوان تنها ورودی کنترلر استفاده می‌شود. شمایی از این کنترلر در شکل ۲ آورده شده است.

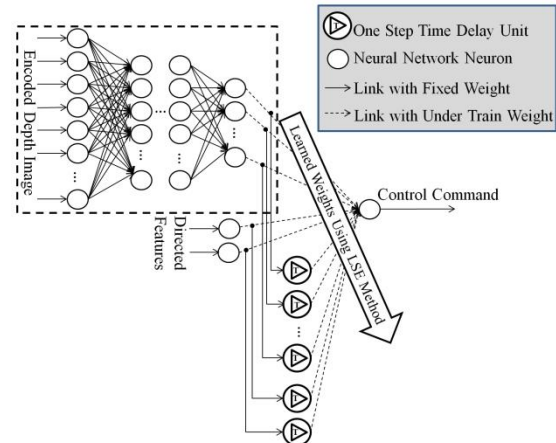
^۴ Double Image - Supervised Deep Learning^۵ Double Image with Directed Features - Supervised Deep Learning^۱ Error Backpropagation Rule^۲ Least Square Errors^۳ Single Image - Supervised Deep Learning

- (۱) هدایت دستی ربات در محیط آموزش با هدف جمع‌آوری داده‌ها در دو مجموعه داده به صورت تصویرهای ورودی کنترلگر و فرمان‌های خروجی آن.
- (۲) آماده‌سازی تصاویر شامل تبدیل تصاویر به نقشه‌های بلوکی و انتساب متغیرهای آماری میانگین و واریانس که در ادامه به آن پرداخته خواهد شد.
- (۳) استفاده از ساختار شبکه‌عصبی عمیق برای بازنمایی حالت محیط پیرامون ربات و آموزش این ساختار به کمک داده‌های آموزش جمع‌آوری شده در گام ۱.
- (۴) استفاده از لایه‌های پنهان موجود در نیمه‌ی ابتدایی شبکه‌عصبی عمیق و لایه‌ی میانی با حفظ مقادیر تنظیم‌شده‌ی وزن‌ها در گام ۳، به عنوان ارائه دهنده قسمتی از ویژگی‌های حالت محیط.
- (۵) افزودن چند ویژگی‌های خاص و متناسب با وظیفه‌ی ربات (دنبال کردن دیوار و اجتناب از موانع) به ویژگی‌های قبلی بدست آمده در بند ۴.
- (۶) اضافه کردن یک لایه‌ی جدید بعد از لایه‌ی ویژگی‌های تولید شده در بند ۵، با تابع انتقال خطی که خروجی آن فرمان کنترلی ربات است.
- (۷) آموزش وزن‌های لایه‌ی آخر شبکه‌عصبی ایجاد شده در گام ۶ به کمک داده‌های جمع‌آوری شده در گام ۱ و استفاده از روش یادگیری با ناظر.

شکل ۶: بلوک دیاگرام کنترلی را با توجه به معماری چهارم برای روش پیشنهادی نشان می‌دهد:

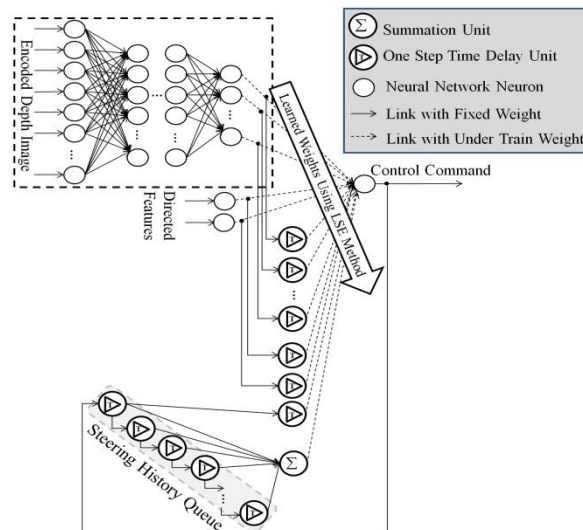


شکل ۶: بلوک دیاگرام کنترلی روش پیشنهادی با توجه به معماری چهارم روش پیشنهادی



شکل ۴: کنترلگر DIDF-SDL

در معماری چهارم، دو ویژگی بر اساس فرمان‌های کنترلی پیشین تعریف شده و به عنوان حافظه‌ای از اعمال ربات به ورودی‌های کنترلگر در ساختار معماری سوم اضافه می‌شوند. به این منظور از یک صف با طولی برابر با تعداد فرمان‌های اخیر مورد نظر بهره‌برداری می‌شود و مقادیر فرمان‌های اخیر کنترلگر در آن ذخیره و به مرور بروز رسانی می‌شوند.



شکل ۵: کنترلگر DIDFSH-SDL

مقدار آخرین فرمان و حاصل جمع فرمان‌های اخیر به عنوان ویژگی‌های رفتاری ربات به ورودی‌های لایه‌ی آخر شبکه افزوده می‌شوند. وزن‌های آخرین لایه از شبکه مشابه معماری‌های پیشین به روش یادگیری با ناظر تنظیم می‌شوند. این معماری، کنترلگر دو تصویری به همراه ویژگی‌های مستقیم و سابقه‌ی فرمان با روش یادگیری عمیق با ناظر (DIDFSH-SDL) نامیده می‌شود. شیمایی از این کنترلگر در شکل ۵ قابل مشاهده است.

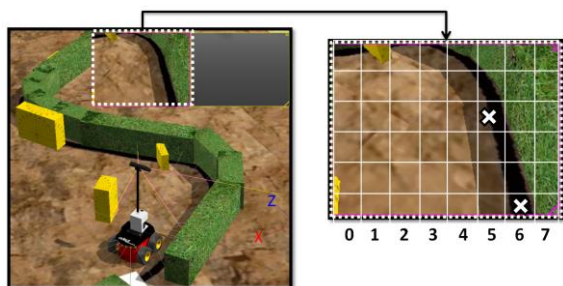
مراحل چارچوب ارائه شده را می‌توان به صورت زیر خلاصه نمود:

شبیه‌سازی و نتایج آزمایش‌ها

^۱ Double Image with Directed Features and Steering History - Supervised Deep Learning

بلوکی درج می‌شوند. این مقادیر با آرایشی خطی و با حفظ ترتیب سطری نقشه‌ی بلوکی (یعنی برداری حاوی ۹۶ مقدار عددی) به عنوان ورودی کنترلگر بکار می‌روند.

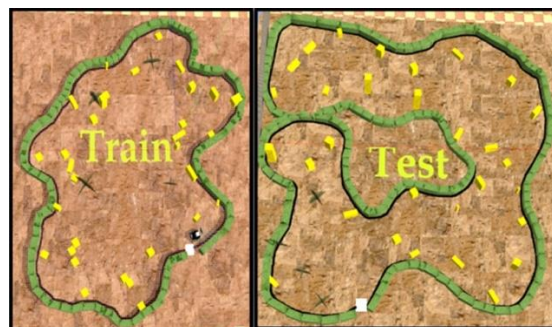
در کنترلگر SI-SDL تعداد داده‌های ورودی برای شبکه‌ی بازنمایی ویژگی‌ها ۹۶ مقدار حقیقی بوده که در کنترلگر DI-SDL این مقدار به ۱۹۲ افزایش می‌یابد. در کنترلگر DIDF-SDL، موقعیت خط‌سیر ربات در سطرها میانی و پایانی انطباق نقشه‌ی بلوکی با هر تصویر رنگی دورین (با در نظر گرفتن مشکی رنگ بودن خط سیر) مشخص شده و به ورودی‌های آخرین لایه از ساختار شبکه عصبی کنترلگر افزوده می‌شود. نمونه‌ای از محاسبه‌ی این موقعیت‌ها در یک تصویر رنگی در شکل ۸ نمایش داده شده است. در کنترلگر DIDFSD-SDL، طول صف ۵ در نظر گرفته شده و آخرین فرمان کنترلی صادر شده به همراه حاصل جمع ۵ فرمان اخیر به عنوان ورودی‌های معرف سابقه‌ی فرمان‌های کنترلی به ساختار کنترلگر اضافه می‌شوند.



شکل ۸: نمونه‌ای از محاسبه‌ی موقعیت‌های خط سیر ربات در تصویر رنگی دورین کینکت

در آزمایش‌های طراحی شده دو رفتار برای ربات تحت بررسی قرار گرفته است: رفتار پیگیری دیوار و رفتار اجتناب از موانع. در اینجا هدف رفتار پیگیری دیوار، هدایت یک ربات برای حرکت به سمت یک دیوار و دنبال کردن آن به عنوان یک خط‌سیر است به گونه‌ای که دیوار همواره در سمت راست ربات قرار داشته باشد و ربات بدون برخورد با دیوار در فاصله‌ی مناسبی از آن حرکت کند. در حین حرکت ربات نباید بیش از اندازه به دیوار نزدیک شده و یا بیش از حد از آن دور شود. در رفتار اجتناب از مانع، ربات باید به گونه‌ای هدایت شود که ربات با موانع موجود در محیط برخورد نکرده و با حاشیه‌ای امن از کنار آنها عبور کند. در ترکیب این دو رفتار انتظار می‌رود ربات با حفظ فاصله‌ی مناسب با دیوار از موانع موجود حذر کرده و در عین حال خط‌سیر خود را گم نکند. ربات باید بتواند با در نظر گرفتن فاصله‌ی موانع با دیوار تحت پیگیری، در صورت امکان، مسیر مابین دیوار و مانع را ترجیح دهد و در صورتی که این فاصله کافی نباشد با فاصله گرفتن از دیوار مانع را دور زده و بدون گم کردن خط‌سیر خود، مجدداً به سمت دیوار حرکت کرده و آن را پیگیری نماید.

برای ارزیابی معماری‌های استفاده‌شده در مسئله‌ی پیگیری دیوار و اجتناب از موانع، از بستر نرم‌افزار متلب و شبیه‌ساز ویبات به صورت همزمان بهره‌برداری شده است. محیط‌های آموزش و تست در محیط شبیه‌ساز ویبات ایجاد شده‌اند و یک ربات چهارچرخ به نام Pioneer3_AT که تنها به یک سیستم بینایی (دوربین کینکت) مجهز شده است، تحت آزمایش قرار گرفته است. این ربات همه‌منظوره دارای قابلیت ناوبری در فضاها با است و در نمونه‌سازی^۱ و تحقیقات پژوهشی رفتارهایی شامل ناوبری، نگاشت، نظارت، و شناسایی کاربرد دارد. این ربات ۵۰۸ میلی‌متر طول، ۴۹۷ میلی‌متر عرض، و ۲۷۷ میلی‌متر ارتفاع دارد و وزن آن ۱۲ کیلوگرم است. بیشینه‌ی سرعت این ربات در آن ۱۴۰ درجه بر ثانیه است. اطلاعات بیشتر در مورد مشخصات و تجهیزات این ربات در وب‌سایت رسمی Adept Mobile Robots^۲ موجود است. کنترلگر ربات با استفاده از نرم‌افزار متلب و به روش پیشنهادی آموزش داده شده و هدایت ربات را بر عهده دارد. محیط آموزش و آزمون مورد استفاده در آزمایش‌ها در شکل ۷ قابل مشاهده هستند. همان‌طور که در این شکل قابل مشاهده است، محیط‌های تحت آزمایش بسیار پیچیده است و موانع مقعر نیز در آنها موجود است.



شکل ۷: محیط آموزش و آزمون مورد استفاده در شبیه‌ساز ویبات

تصاویر عمق بدست آمده از دوربین کینکت به عنوان داده‌ی ورودی کنترلگر استفاده می‌شوند. این دوربین دارای قدرت تفکیک ۳۲۰ در ۲۴۰ پیکسل برای تصاویر عمق است. میدان دید دوربین کینکت در راستای افقی و عمودی به ترتیب ۵۸/۵ و ۴۶/۶ درجه می‌باشد و به این ترتیب می‌تواند برای پوشش هر درجه از میدان دید خود به طور متوسط مربعی با ابعاد ۵ در ۵ پیکسل را لحاظ کند. برای آماده‌سازی ورودی‌های کنترلگر پیشنهادی، هر تصویر عمق دوربین به یک نقشه‌ی بلوکی تبدیل می‌گردد. هر بلوک ۴۰ پیکسل را در هر یک از راستاهای افقی و عمودی تصویر در برمی‌گیرد؛ و میانگین و واریانس عمق تمام پیکسل‌های متعلق به آن بلوک به عنوان مقادیر معرف بلوک در نقشه‌ی

^۱ Prototyping

^۲ <http://www.mobilerobots.com/ResearchRobots/P3AT.aspx>

به کمک یک نرون با تابع انتقال خطی در لایه‌ی خروجی محاسبه می‌گردد. در این شبکه‌عصبی تنها وزن‌های ورودی‌های لایه‌ی آخر به روش باناظر آموزش داده می‌شوند. خروجی کنترلگر یک مقدار حقیقی و پیوسته است. طول صفِ سابقه‌ی فرمان‌های کنترلی در کنترلگر DIDFSH-SDL، ۵ در نظر گرفته شده است.

از آنجا که نتایج آموزش شبکه‌عصبی به مقادیر اولیه‌ی وزن‌های شبکه و مقادیر بایاس نرون‌های پنهان وابسته است و محیط تحت آزمایش دارای ویژگی عدم قطعیت است، در هر یک از آزمایش‌ها، شبکه‌عصبی چندین بار آموزش داده شده و ارزیابی نتایج آزمایش به صورت میانگین نتایج ۵ اجرای مستقل سنجیده می‌شود. هر اجرا شامل یک مرحله‌ی آموزش و یک مرحله‌ی آزمون است. مقدار ریشه‌ی میانگین مربعات خطا و بیشینه‌ی خطا در مقادیر خروجی کنترلگر برای داده‌های آموزش در جدول ۱ قابل مشاهده است.

معیارهای ارزیابی برای بررسی نتایج هر یک از آزمایش‌های انجام شده و مقایسه‌ی کارایی کنترلگرهای پیشنهادی متناسب با اهداف ربات مورد نیاز است. در مسائل ناوبری ربات با اهداف پیگیری دیوار و اجتناب از موانع، نومی خط‌سیر ربات و تطابق آن با تغییرات موقعیت دیوار، رها نشدن روند پیگیری دیوار، رعایت فاصله‌ی مناسب با دیوار و تعداد شکست‌های ربات به عنوان معیارهای ارزیابی مطرح هستند. هر چه تعداد شکست‌ها کمتر باشد و خط‌سیر ربات با تغییرات مسیر انطباق بیشتری داشته باشد، هدایت ربات مطلوب‌تر بوده و کنترلگر بهتر عمل نموده است.

جدول ۱: متوسط مقادیر خطا در آموزش شبکه‌عصبی در مرحله‌ی دوم

روش‌های پیشنهادی				مقادیر خطا
DIDFSH-SDL	DIDF-SDL	DI-SDL	SI-SDL	
۸/۱۸	۸/۶۵	۸/۷۰	۹/۰۵	ریشه‌ی میانگین مربعات خطای شبکه‌عصبی
۲۳/۱۷۰	۲۴/۸۷۳	۲۴/۸۷۵	۲۶/۰۲۹	بیشینه‌ی خطا در خروجی

در اینجا ۳ معیار در نظر گرفته شده و همگی به صورت شکست تعریف شده و هر چه مقدار آنها کمتر باشد، مطلوب‌تر است. شکست^۱ برخورد با مانع^۲ که با استفاده از یک حسگر لمسی^۱ به نام ضربه‌گیر^۲ تشخیص داده می‌شود و تعداد برخورد بدنه‌ی ربات با موانع موجود در محیط را نشان می‌دهد. در صورت وقوع این شکست ربات کمی به عقب هدایت شده و سپس زاویه‌ی حرکت خود را کمی تغییر می‌دهد. مقدار چرخشی به صورت تصادفی در نظر گرفته می‌شود. شکست "خیلی نزدیک به دیوار" و "خیلی دور از دیوار" به ترتیب وضعیت‌هایی را نشان می‌دهند که ربات بیش از اندازه به دیوار نزدیک شده و یا از آن فاصله گرفته است که در اولی احتمال برخورد افزایش

برای آموزش کنترلگر ربات به روش یادگیری با ناظر، ابتدا ربات به صورت دستی در محیط آموزش حرکت داده شده و داده‌های آموزش جمع‌آوری می‌شوند. داده‌های جمع‌آوری شده در مرحله‌ی هدایت دستی ربات شامل بیش از ۱۵۰۰ تصویر است و نرخ تصویر برداری برابر با ۲/۵ تصویر در هر ثانیه است. برای چارچوب پیشنهادی دو مجموعه داده مورد نیاز است. اولین مجموعه شامل تصاویر عمقی است که به صورت نقشه‌ی بلوکی جمع‌آوری می‌شوند. این نقشه‌ها برای آموزش شبکه‌عصبی عمیق در بازنمایی ویژگی‌ها مورد نیاز هستند. هر نقشه‌ی بلوکی در این مجموعه یک زوج ورودی - خروجی را تشکیل می‌دهد یا به عبارت ساده‌تر به عنوان ورودی و خروجی متناظر در آموزش شبکه مشارکت داده می‌شود. در جمع‌آوری این داده‌ها ربات در وضعیت‌های متفاوتی در محیط حرکت داده می‌شود تا انواع موقعیت‌هایی را که ممکن است در طول حرکت خود در محیط با آنها مواجه شود، ملاقات کند. برای مثال موقعیتی که ربات در تصویر عمق هیچ مانعی از جمله دیوار را مشاهده نمی‌کند یا موقعیت‌هایی که دیوار کاملاً در مقابل ربات قرار می‌گیرد. این موارد به هنگام هدایت دستی ربات در محیط که هدف آن جمع‌آوری فرمان‌های کنترلی صحیح است، کمتر رخ می‌دهند و تنها در شرایط پیش‌بینی‌نشده امکان وقوع دارند.

مجموعه‌ی دوم از داده‌های آموزشی شامل زوج‌هایی مرتبی از نقشه‌های عمق بلوکی به عنوان ورودی و فرمان کنترلی متناظر به عنوان خروجی کنترلگر است. هر فرمان خروجی مقداری متعلق به مجموعه‌ی {۲۰، ۰، -۲۰} است و زاویه‌ی چرخش چرخ‌های ربات را در حین حرکت مشخص می‌نماید. این مجموعه داده در آموزش وزن‌های آخرین لایه از شبکه‌عصبی موجود در معماری کنترلگر بکار می‌رود.

ساختار شبکه‌عصبی مورد استفاده در مرحله‌ی بازنمایی ویژگی‌ها یک شبکه‌عصبی ۱۱ لایه را شامل می‌شود که تعداد نرون‌ها در لایه‌های ورودی و خروجی به ترتیب برای ایجاد کنترلگر تک تصویری و دو تصویری برابر با ۹۶ و ۱۹۲ می‌باشد؛ تعداد نرون‌ها در لایه‌های پنهان به ترتیب برابر با ۸۰، ۶۰، ۵۰، ۳۰، ۲۰، ۳۰، ۵۰، ۶۰، ۸۰ است. در نرون‌های موجود در لایه‌ی پنهان وسط (لایه‌ی پنجم با بیست نرون در ساختار فعلی)، که در ساختار کلی شکل ۱ با Middle Layer مشخص شده است، از تابع انتقال Logistic Sigmoid استفاده شده و تابع انتقال برای تمام نرون‌ها در سایر لایه‌های پنهان، Tangent Sigmoid است. کنترلگر نیز یک شبکه‌عصبی ۷ لایه است که لایه‌ی ورودی آن به ترتیب برای ایجاد کنترلگر تک تصویری و دو تصویری دارای ۹۶ و ۱۹۲ نرون می‌باشد و لایه‌های پنهان اول تا پنجم آن از شبکه‌عصبی آموزش دیده در مرحله‌ی بازنمایی ویژگی‌ها با وزن‌های تثبیت شده گرفته شده است. خروجی پنجمین لایه‌ی پنهان به همراه ویژگی‌های دیگری که در معماری‌های دوم تا چهارم معرفی شدند، به عنوان ورودی لایه‌ی خروجی شبکه استفاده شده و ترکیب خطی آنها

^۱ Touch Sensor

^۲ Bumper

جدول ۳: نتایج عملکرد معماری‌های پیشنهادی برای کنترلگر ربات در

محیط آزمون

روش‌های پیشنهادی در محیط آزمون				معیار ارزیابی (بر حسب تعداد)
DIDFSH-SDL	DIDF-SDL	DI-SDL	SI-SDL	
۵۳/۲	۶۲/۸	۶۳	۸۵/۶	شکست "پرخورد با مانع"
۵۰/۴	۵۵/۸	۵۵	۹۱/۴	شکست "خیلی نزدیک به دیوار"
۵۷۳/۸	۵۸۰/۲	۶۳۹/۸	۶۷۱	شکست "خیلی دور از دیوار"

مطابق با نتایج جدول ۳، آخرین معماری پیشنهاد شده نسبت به اولین معماری بهبود چشمگیری داشته و نرخ تعداد شکست‌ها به ترتیب برای هر یک از معیارهای ارزیابی موجود در این جدول در عملکرد ربات در محیط آزمون حدود ۱۸/۶، ۳۷/۹، ۴۴/۹ و ۱۴/۵ درصد بهبود یافته است. شکل‌های ۹، ۱۰، ۱۱ و ۱۲ مسیر طی شده توسط ربات را برای هر یک از چهار کنترلگر پیشنهادی در دو نمونه از بهترین اجراها در آزمایش‌های انجام شده در محیط آزمون نمایش می‌دهد. در این شکل‌ها با بررسی وضعیت خط‌سیر ربات می‌توان مشاهده کرد که ربات با هدایت کنترلگر چهارم که از ویژگی‌های حافظه‌ای بیشتری بهره‌برداری می‌کند کمتر مسیر را گم کرده و توانسته است مطابقت بیشتری مابین خط‌سیر خود و پیچ‌وتاب موقعیت دیوار ایجاد نماید. لازم به ذکر است که شکست "خیلی دور از دیوار" گاه به دلیل وجود موانع اجتناب‌ناپذیر است و به عنوان مثال، مقدار این معیار ارزیابی در جدول ۳ برای آخرین معماری با توجه به اینکه ربات به طور متوسط حدود ۲۶۰۰ گام زمانی در محیط آزمون فعال است، تنها ۲۲/۰۷٪ از زمان فعالیت ربات را تشکیل می‌دهد.

از آنجا که پدیده‌هایی همچون نویز، اغتشاشات و عدم قطعیت‌ها می‌توانند در محیط‌های واقعی روی پاسخ‌های سیستم تأثیرات منفی داشته باشند، عملکرد کنترلگر حاصل از معماری چهارم در حضور تصاویر نویزی بررسی شده است. برای این منظور نویزی گوسی (با میانگین صفر و واریانس برابر با ۰/۱) بیشترین عمق قابل تشخیص توسط دوربین کینکت) به مقدار هر پیکسل از تصاویر عمق دوربین کینکت، اضافه شده است. هر کانال RGB از تصاویر رنگی دوربین نیز با نویز گوسی با میانگین صفر و واریانس برابر با ۰/۱ (مقدار صفر نشان دهنده تصویر بدون نویز و مقدار ۱ بیشترین میزان نویز را نشان می‌دهد) دستخوش تغییر شده است. جدول ۴ نتایج بدست آمده از آزمایش‌ها را برای عملکرد کنترلگر DIDFSH-SDL در محیط آزمون و در مقایسه با نتایج گزارش شده از عملکرد این کنترلگر در جدول ۳، نشان می‌دهد. این بررسی مشخص می‌کند کنترلگر پیشنهادی در مقابل تأثیرات نویز عملکردی پایدار دارد. این پایداری به دلیل نحوه انتخاب ویژگی‌ها و استفاده از اطلاعات آماری مقادیر عمق یعنی میانگین و واریانس در نقشه‌های بلوکی بدست می‌آید.

یافته و در دومی امکان گم کردن مسیر در پیگیری دیوار محتمل تر می‌شود. اگر ربات در فاصله‌ای از دیوار حرکت کند که موقعیت خط‌سیر ربات در انطباق نقشه‌ی بلوکی با هر تصویر رنگی دوربین (برای مثال شکل ۸) در یکی از خانه‌های ۷ یا ۶ تشخیص داده شود (یعنی فاصله با دیوار در نقشه‌ی بلوکی به ترتیب یک یا دو بلوک با عرض ۴۰ پیکسل باشد)، ربات در فاصله مطلوب با دیوار قرار دارد.

در حین حرکت ربات، گاه وضعیت "عدم مشاهده‌ی دیوار" رخ می‌دهد. در این وضعیت امکان تشخیص دیوار یا همان مسیر مورد نظر در تصاویر رنگی دوربین وجود ندارد. این وضعیت می‌تواند اجتناب‌ناپذیر باشد به خصوص زمانی که مسیر حرکت مارپیچ و دارای تحذب‌های شدید باشد. در این شرایط احتمال عدم مشاهده دیوار در تصاویر دوربین زیاد است و الزاماً ربات مسیر حرکت را گم نکرده است. به منظور تفکیک دو وضعیت گم شدن مسیر و پیچ مسیر در آزمایش‌ها از یک حد آستانه استفاده شده است. فرض بر این است که در مسیرهای مارپیچ ربات پس از مواجه شدن با اولین وضعیت "عدم مشاهده‌ی دیوار" می‌تواند حداکثر در ۱۱۰ گام زمانی مجدد دیوار را در تصاویر دریافتی تشخیص دهد؛ به همین دلیل تا ۱۱۰ گام زمانی وضعیت "عدم مشاهده‌ی دیوار" منجر به دخالت هدایتگر دستی در کنترل ربات نمی‌شود. در صورت افزایش تعداد دفعات این وضعیت و عبور از حد آستانه هدایتگر دستی، کنترل ربات را بر عهده گرفته و ربات را به وضعیت مناسبی بازمی‌گرداند.

نتایج عملکرد هر یک از چهار معماری پیشنهادی برای کنترل ربات در جدول ۲ و ۳ قابل مشاهده است. این نتایج نشان می‌دهند که ویژگی‌های حافظه‌ای که در قالب وضعیت پیشین محیط و فرمان‌های کنترلی قبلی به ورودی‌های کنترلگر افزوده می‌شوند، در بهبود کارایی کنترلگر تأثیرگذار هستند و تعداد شکست‌ها را کاهش می‌دهند. بهره‌برداری از یادگیری عمیق در بازنمایی تصاویر عمق با کاهش تعداد ورودی‌های شبکه سرعت اجرا را افزایش داده و در عین حال مانع از کاهش کیفیت نتایج خروجی کنترلگر می‌گردد. ایجاد نقشه‌های بلوکی و انتساب متغیرهای آماری میانگین و واریانس به همراه این بازنمایی می‌تواند تغییرات اندک موجود در وضعیت تصاویر ورودی را حذف کرده و به گونه‌ای ورودی‌ها را خوشه‌بندی نموده و تعمیم‌پذیری کنترلگر را افزایش دهند.

جدول ۲: نتایج عملکرد معماری‌های پیشنهادی برای کنترلگر ربات در

محیط آموزش

روش‌های پیشنهادی در محیط آموزش				معیار ارزیابی (بر حسب تعداد)
DIDFSH-SDL	DIDF-SDL	DI-SDL	SI-SDL	
۳۴/۴	۴۱/۸	۴۵/۲	۶۰/۶	شکست "پرخورد با مانع"
۵/۶	۱۴/۲	۱۱	۲۶	شکست "خیلی نزدیک به دیوار"
۲۹۴	۳۳۳	۴۳۸/۶	۴۷۹/۲	شکست "خیلی دور از دیوار"



شکل ۱۲: نمایی از خط سیر ربات در هدایت توسط کنترلگر

DIDFSH-SDL در محیط آزمون در ۲ اجرای مستقل

۴- نتیجه‌گیری و کارهای آینده

در این مقاله، چارچوبی برای طراحی کنترلگر ربات بهره‌برنده از تصاویر عمق با اهداف پیگیری دیوار و اجتناب از موانع پیشنهاد شد. در طراحی کنترلگرهای پیشنهادی از ترکیب یادگیری عمیق و یادگیری با ناظر استفاده شد. چارچوب پیشنهادی از یک شبکه عصبی عمیق پیش‌رو با ساختاری متقارن برای بازنمایی وضعیت محیط پیرامون ربات در تصاویر دوربین استفاده کرده و با استفاده از یادگیری با ناظر، وزن‌های شبکه را آموزش می‌دهد؛ سپس لایه‌های موجود در نیمه ابتدایی شبکه به عنوان بخشی از معماری کنترلگر مورد بهره‌برداری قرار گرفته و یک لایه تک نرونی با تابع انتقال خطی به عنوان لایه خروجی به ساختار افزوده می‌شود. برای بهبود کیفیت کنترل، ویژگی‌های حافظه‌ای به ورودی‌های لایه خروجی کنترلگر محلق شدند. بخشی از این ویژگی‌ها موقعیت ربات را نسبت به دیوار مشخص کرده و بخشی وضعیت رفتاری ربات و تصمیمات پیشین را ارائه می‌دهند.

نتایج آزمایش‌ها نشان می‌دهند که ایجاد نقشه‌های بلوکی و بازنمایی ویژگی‌ها با استفاده از یادگیری عمیق می‌تواند تعداد داده‌های ورودی کنترلگر را کاهش داده و با خلاصه‌سازی و خوشه‌بندی اطلاعات، ویژگی‌های مناسبی را در اختیار کنترلگر قرار دهد به گونه‌ای که اختلافات جزئی تصاویر در شرایط مشابه (که در ناوبری ربات با فضای حالت ورودی گسترده بسیار متداول هستند و می‌توانند منجر به ناسازگاری داده‌ها در یادگیری با ناظر شوند)، کاهش یافته و تمایزهای اصلی مابین تصاویر برجسته‌تر شود. تأثیر افزودن هر یک از ویژگی‌ها در چهار معماری پیشنهادی، در نتایج آزمایش‌ها به خوبی قابل رؤیت است؛ به طوری که آخرین معماری پیشنهاد شده (کنترلگر DIDFSH-SDL) نسبت به اولین معماری (کنترلگر SI-SDL) بهبود چشمگیری داشته و نرخ تعداد شکست‌ها برای هر یک از معیارهای ارزیابی مورد بررسی بهبود یافته است.

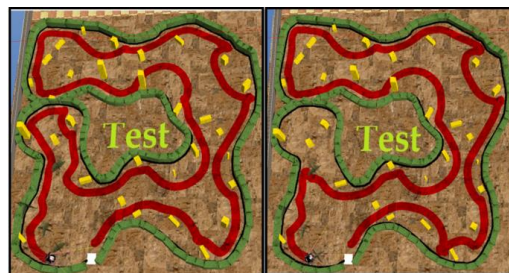
چارچوب پیشنهادی در این مقاله تنها در محیط‌های هموار آزموده شده است؛ بررسی عملکرد معماری پیشنهادی برگزیده در محیط‌های ناهموار، تعیین ویژگی‌های مناسب برای بازنمایی شرایط این محیط‌ها، تنظیم دقیق‌تر و برخط وزن‌های شبکه عصبی با استفاده از روش‌های یادگیری تقویتی و تلاش برای به صفر رساندن تعداد شکست‌ها از جمله مواردی است که می‌توان در کارهای آتی به آنها پرداخت.

جدول ۴: نتایج عملکرد معماری پیشنهادی چهارم برای کنترلگر ربات

در محیط آزمون و در حضور تصاویر نویزی

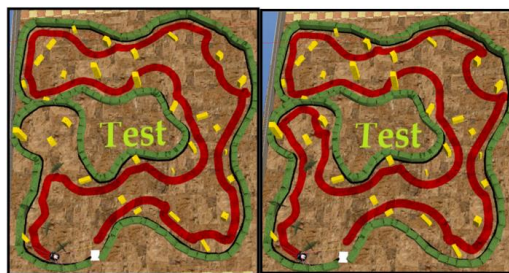
روش‌های پیشنهادی در محیط آزمون		معیار ارزیابی (بر حسب تعداد)
DIDFSH-SDL (Noisy Images)	DIDFSH-SDL	
۵۲/۶	۵۳/۲	شکست "برخورد با مانع"
۵۴/۸	۵۰/۴	شکست "خیلی نزدیک به دیوار"
۵۹۴/۶	۵۷۳/۸	شکست "خیلی دور از دیوار"

لازم به ذکر است که پیش از بررسی معماری‌های منطبق بر چارچوب پیشنهادی، کنترلگری با ساختار یک شبکه عصبی ۷ لایه با ۹۶ نرون در لایه ورودی ایجاد شد. تعداد نرون‌ها در لایه‌های پنهان این شبکه به ترتیب برابر با ۲۰، ۳۰، ۵۰، ۶۰، ۸۰ نرون بوده و یک نرون خطی در لایه خروجی با شرایطی مشابه معماری SI-SDL تنظیم شد. این شبکه با استفاده از مجموعه‌ی دوم داده‌های آموزشی به روش با ناظر آموزش داده شد؛ اما ربات در محیط بسیار نامناسب عمل کرده و ربات قادر به تشخیص هیچ یک از موانع موجود در محیط نبود.



شکل ۹: نمایی از خط سیر ربات در هدایت توسط کنترلگر SI-SDL

در محیط آزمون در ۲ اجرای مستقل



شکل ۱۰: نمایی از خط سیر ربات در هدایت توسط کنترلگر DI-SDL

در محیط آزمون در ۲ اجرای مستقل



شکل ۱۱: نمایی از خط سیر ربات در هدایت توسط کنترلگر DIFD-

SDL در محیط آزمون در ۲ اجرای مستقل

مراجع

- [14] Yung, N. H., & Ye, C., 1999, "An intelligent mobile vehicle navigator based on fuzzy logic and reinforcement learning". IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics), 29(2), 314-321.
- [15] Jang, J., Sun, C., & Mizutani, E., 1997, "Neuro-Fuzzy and Soft Computing, Prentice-Hall, upper Saddle River".
- [16] Riedmiller, M., 2005, "Neural fitted Q iteration—first experiences with a data efficient neural reinforcement learning method", European Conference on Machine Learning.
- [17] Mnih, V., Kavukcuoglu, K., Silver, D., Rusu, A. A., Veness, J., Bellemare, M. G., . . . Ostrovski, G., 2015, "Human-level control through deep reinforcement learning". Nature, 518(7540), 529-533.
- [18] Lillicrap, T. P., Hunt, J. J., Pritzel, A., Heess, N. M. O., Erez, T., Tassa, Y., . . . Wierstra, D. P., 2016, "Continuous control with deep reinforcement learning": Google Patents.
- [19] Ondruska, P., & Posner, I., 2016, "Deep tracking: Seeing beyond seeing using recurrent neural networks". The Thirtieth AAAI Conference on Artificial Intelligence (AAAI).
- [20] Bengio, Y., Courville, A., & Vincent, P., 2013, "Representation learning: A review and new perspectives". IEEE transactions on pattern analysis and machine intelligence, 35(8), 1798-1828.
- [21] Courville, I. G. a. Y. B. a. A., Deep Learning: MIT Press, 2016.
- [22] Bengio, Y., 2009, "Learning deep architectures for AI". Foundations and trends® in Machine Learning, 2(1), 1-127.
- [23] Hinton, G. E., & Salakhutdinov, R. R., 2006, "Reducing the dimensionality of data with neural networks". Science, 313(5786), 504-507.
- [24] Lee, H., Grosse, R., Ranganath, R., & Ng, A. Y., 2009, "Convolutional deep belief networks for scalable unsupervised learning of hierarchical representations", Proceedings of the 26th annual international conference on machine learning.
- [25] Liu, J. N., Hu, Y., You, J. J., & Chan, P. W., 2014, "Deep neural network based feature representation for weather forecasting", Proceedings on the International Conference on Artificial Intelligence (ICAI).
- [26] Günther, J., Pilarski, P. M., Helfrich, G., Shen, H., & Diepold, K., 2016, "Intelligent laser welding through representation, prediction, and control learning: An architecture with deep neural networks and reinforcement learning". Mechatronics, 34, 1-11.
- [27] Williams, D., & Hinton, G., 1986, "Learning representations by back-propagating errors". Nature, 323(6088), 533-538.
- [28] Vincent, P., Larochelle, H., Lajoie, I., Bengio, Y., & Manzagol, P.-A., 2010, "Stacked denoising autoencoders: Learning useful representations in a deep network with a local denoising criterion".
- [1] Hanafi, D., Abueejela, Y. M., & Zakaria, M. F., 2013, "Wall follower autonomous robot development applying fuzzy incremental controller". Intelligent Control and Automation, 4(1), 18.
- [2] Ye, C., Yung, N. H., & Wang, D., 2003, "A fuzzy controller with supervised learning assisted reinforcement learning algorithm for obstacle avoidance". IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics), 33(1), 17-27.
- [3] Fathinezhad, F., Derhami, V., & Rezaeian, M., 2016, "Supervised fuzzy reinforcement learning for robot navigation". Applied Soft Computing, 40, 33-41.
- [4] Fathinezhad, F., & Derhami, V., 2012, "A Novel Supervised Fuzzy Reinforcement Learning for Robot Navigation", [Research]. Journal of Control, 6(3), 1-10.
- [5] Carelli, R., & Freire, E. O., 2003, "Corridor navigation and wall-following stable control for sonar-based mobile robots". Robotics and Autonomous Systems, 45(3), 235-247.
- [6] Karakuş, M. Ö., & Orhan, E., 2013, "Learning of robot navigation tasks by probabilistic neural network". Learning.
- [7] Zhou, Z., Chen, T., Wu, D., & Yu, C., 2011, "Corridor navigation and obstacle distance estimation for monocular vision mobile robots". JDCTA: Int. J. of Digital Content Technology and its Applications, 5(3), 192-202.
- [8] Jafar, F. A., Zakaria, N. A., & Yokota, K., 2014, "Visual Features Based Motion Controller for Mobile Robot Navigation". International Journal of Simulation Systems, Science & Technology, 15(1), 7-14.
- [9] Saeedi, P., Lawrence, P. D., & Lowe, D. G., 2006, "Vision-based 3-D trajectory tracking for unknown environments". IEEE transactions on robotics, 22(1), 119-136.
- [10] Yang, Y., Fu, M., Zhu, H., Xiong, G., & Changsheng, S., 2010, "Control methods of mobile robot rough-terrain trajectory tracking", Control and Automation (ICCA), 2010 8th IEEE International Conference on.
- [11] Hoffmann, G. M., Tomlin, C. J., Montemerlo, M., & Thrun, S., 2007, "Autonomous automobile trajectory tracking for off-road driving: Controller design, experimental validation and racing", American Control Conference.
- [12] Oliver, A., Kang, S., Wünsche, B. C., & MacDonald, B., 2012, "Using the Kinect as a navigation sensor for mobile robotics", Proceedings of the 27th Conference on Image and Vision Computing New Zealand.
- [13] Correa, D. S. O., Sciotti, D. F., Prado, M. G., Sales, D. O., Wolf, D. F., & Osorio, F. S., 2012, "Mobile robots navigation in indoor environments using kinect sensor", Second Brazilian Conference on Critical Embedded Systems (CBSEC).

همزمان سازی مقاوم سیستم های آشوبی واحد بر پایه طراحی ریتگر در حضور ورودی غیر خطی ناحیه مرده

سمانه محمدپور^۱، طاهره بینازاده^۲

^۱ فارغ التحصیل کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی برق و الکترونیک، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی شیراز، s.mohamadpor@sutech.ac.ir

^۲ دانشیار، دانشکده مهندسی برق و الکترونیک، گروه کنترل، دانشگاه صنعتی شیراز، binazadeh@sutech.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۵/۷/۲۵، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۶/۵/۴)

چکیده: در این مقاله، همزمان سازی سیستم های آشوبی واحد در حضور قیود عملی بررسی می شود. قیودی که این مقاله در نظر می گیرد ورودی غیرخطی ناحیه مرده، عدم قطعیت مدل، اغتشاش خارجی و متغیرهای حالت غیر قابل دسترس هستند. ابتدا مدل دینامیکی سیستم های آشوبی واحد در حضور قیود مذکور معرفی می گردد. سپس قانون کنترلی تطبیقی بر پایه متغیرهای حالت ریتگر به نحوی طراحی می شود که همزمان سازی مقاوم بین دو سیستم آشوبی واحد (اصلی و پیرو) رخ دهد. برای این منظور قضیه ای ارائه می شود و بر اساس پایداری لیپانوفی تضمین می گردد که کنترل کننده پیشنهادی منجر به همزمان سازی سیستم های آشوبی واحد علی رغم وجود ورودی غیرخطی ناحیه مرده و همچنین ترم های نایقینی می شود. در نهایت نتایج شبیه سازی ها، کارایی مطلوب قانون کنترلی پیشنهادی را جهت همزمان سازی مقاوم سیستم های آشوبی واحد نشان می دهند.

کلمات کلیدی: سیستم های آشوبی واحد، همزمان سازی مقاوم، ریتگر غیرخطی، ورودی غیرخطی ناحیه مرده، مدلگزشی تطبیقی.

Robust Observer-Based Synchronization of Unified Chaotic Systems in the Presence of Dead-Zone Nonlinearity Input

Samaneh Mohammadpour, Tahereh Binazadeh

Abstract: In this paper, the synchronization of unified chaotic systems in the presence of practical constraints is considered. Constraints that this paper is considered are: dead-zone nonlinearity input, model uncertainty, external disturbance and the unavailability of state variables. First, the dynamical model of the unified chaotic systems in the presence of aforesaid constraints is introduced. Then, an observer-based adaptive controller is designed which guarantees robust synchronization between two unified chaotic systems (i.e. master and slave systems). For this purpose, a theorem is given and according to a Lyapunov stabilization approach, it is guaranteed that the proposed controller leads to robust synchronization objective despite the dead-zone nonlinearity input and also uncertainty terms. Finally, the computer simulations show proper performance of the proposed law in robust synchronization of the unified chaotic systems.

Keywords: unified chaotic systems, robust synchronization, nonlinear observer, dead-zone nonlinearity input, adaptive sliding mode.

۱- مقدمه

آشوب پدیده ای شبه تصادفی و پیچیده است که حساسیت زیادی به شرایط اولیه دارد. در طول سال های اخیر، کنترل و همزمان سازی سیستم های آشوبی علاقه بسیاری از محققان را به خود جلب کرده است و این دلیل اصلی کاربرد آن در زمینه های مخابرات ایمن، لیزر، راکتورهای شیمیایی و بیولوژی است [۱-۴]. مسأله همزمان سازی یعنی طراحی قانون کنترلی به نحوی که دو سیستم آشوبی (اصلی و پیرو) به طور یکسان و همزمان با یکدیگر نوسان کنند. روش های کنترلی مختلفی برای همزمان سازی سیستم های آشوبی در مقالات ارائه شده است، از جمله می توان به کنترل فازی [۵،۶]، کنترل پسگام [۷،۸]، کنترل مد لغزشی [۹-۱۱]، کنترل مرتبه کسری [۱۲،۱۳] و روش خطی سازی فیدبکی [۱۴] اشاره نمود.

در کاربردهای عملی معمولاً متغیرهای حالت سیستم در دسترس نیستند، از اینرو طراحی روتنگر بر اساس تخمین متغیرهای حالت سیستم الزامی است. چندین تحقیق و روش در زمینه همزمان سازی سیستم های آشوبی بر پایه طراحی روتنگر صورت گرفته است؛ به عنوان مثال، همزمان سازی تصویری کلاسی از سیستم های آشوبی با استفاده از رویکرد طراحی روتنگر تطبیقی فازی در مرجع [۱۵] بررسی شده است. در مرجع [۱۶] از رویکرد مد لغزشی جهت همزمان سازی مبتنی بر طراحی روتنگر استفاده می شود. همزمان سازی پس فاز بر اساس تخمین متغیرهای حالت سیستم بین دو یا چند شبکه مختلط آشوبی در مرجع [۱۷] مطالعه می شود. همزمان سازی در حضور اغتشاشات خارجی و پارامترهای نامعلوم بر پایه طراحی روتنگر در مراجع [۱۸،۱۹] بررسی شده است.

سیستم آشوبی واحد کلاسی از سیستم های آشوبی است که رفتار آن شامل رفتار سیستم های Lorenz و Chen به عنوان دو سیستم جداگانه در دو طیف از پارامترهای مجزا و سیستم Liu به عنوان یک مورد خاص است که همانند دیگر سیستم های آشوبی مسئله همزمان سازی در آن مورد توجه محققان است. به عنوان مثال، مرجع [۲۰] رویکرد همزمان سازی با فیدبک کنترل خطی در سیستم آشوبی واحد را با سه ورودی و پارامترهای نامعلوم ارائه کرده است. در مرجع [۲۱] از کنترل کننده تطبیقی بر پایه مد لغزشی جهت همزمان کردن سیستم های واحد استفاده شده است. همزمان کردن سیستم های آشوبی واحد از طریق روش کنترل پالسی در مرجع [۲۲] بررسی شده است. مرجع [۲۳] همزمان سازی بر پایه پسوییتی را بررسی کرده است. همچنین در مراجع [۲۴،۲۵] همزمان سازی دو سیستم آشوبی واحد با استفاده از مفهوم تابع کنترل لیاپانوف (CLF) مطالعه شد. مرجع [۲۶] به همزمان سازی سیستم آشوبی واحد مرتبه کسری دارای ترم های نایقینی پرداخته است.

از آنجایی که سیستم های آشوبی نسبت به تغییرات پارامترهای خود حساس هستند، لذا حضور محرک های غیرخطی از جمله ناحیه مرده در ورودی کنترل آن ها منجر به نتایج غیر قابل پیش بینی و نامطلوب می شود. بنابراین بررسی تاثیر ورودی غیرخطی ناحیه مرده در طراحی کنترل

کننده سیستم های آشوبی به خصوص سیستم های آشوبی واحد بسیار مهم است. باتوجه به مطالعاتی که انجام شد، همزمان سازی در حضور محرک غیرخطی ناحیه مرده جهت سیستم های آشوبی واحد در مراجع محدودی مورد مطالعه قرار گرفته است. به عنوان نمونه در مرجع [۲۷] از کنترل شبکه های عصبی تطبیقی برای همزمان سازی سیستم های آشوبی واحد در حضور ناحیه مرده استفاده شده است. مرجع [۲۸] جهت همزمان سازی دو سیستم آشوبی در حضور ورودی ناحیه مرده از کنترل فازی تطبیقی بهره برده است. همزمان سازی سیستم های آشوبی واحد از طریق کنترل مد لغزشی در حضور ناحیه مرده و ترم های نایقینی در مراجع [۲۹-۳۵] بررسی شده است. مسئله همزمان سازی سیستم های آشوبی واحد مبتنی بر طراحی روتنگر در حضور ترم های نایقینی نامعلوم و همچنین ورودی ناحیه مرده تاکنون در مرجعی بررسی نشده است که در این مقاله به آن پرداخته می شود.

در این مقاله، یک کنترل کننده بر پایه طراحی روتنگر جهت همزمان سازی سیستم های آشوبی واحد طراحی می شود. سیستم پیرو دارای ترم های نایقینی سازگار با ورودی (ناشی از عدم قطعیت پارامتری و اغتشاش خارجی) و همچنین ورودی غیر خطی ناحیه مرده می باشد. از آنجاییکه در عمل همواره متغیرهای حالت یک سیستم در دسترس نیستند، لذا طراحی قانون کنترلی بر پایه روتنگر رویکردی عملی تر و واقع بینانه تر در مواجهه با مساله است که البته به پیچیدگی بیشتری نیز منجر می شود. به دلیل ساختار غیرخطی روتنگر پیشنهادی، ساختار تابع لیاپانوف پیچیده تری جهت اثبات عملکرد مطلوب سیستم حلقه بسته (شامل معادلات سیستم و روتنگر) ارائه گردیده و روند اثبات همزمان سازی در حضور ناحیه مرده و بر مبنای قانون کنترلی بر پایه روتنگر انجام شده است. علاوه بر این، بدلیل وجود ترم های نایقینی و ضرورت عملکرد مقاوم قانون پیشنهادی، رویکرد تطبیقی در طراحی قانون کنترلی مقاوم به منظور کاهش میزان محافظه کاری در برخورد با ترم های نایقینی به کار گرفته شده و قوانین تطبیقی استخراج گردیده است. در نهایت شبیه سازی های کامپیوتری عملکرد مناسب قانون کنترلی پیشنهادی بر روی سه سیستم واحد مذکور (Lorenz، Chen و Liu) را نشان می دهند.

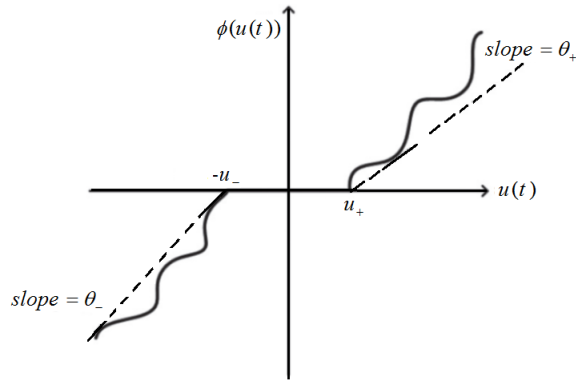
۲- توصیف سیستم های آشوبی واحد

دینامیک سیستم آشوبی غیرخطی واحد به صورت زیر توصیف می شود [۳۴]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = (25\alpha + 10)(x_2(t) - x_1(t)) \\ \dot{x}_2(t) = (28 - 35\alpha)x_1(t) + (29\alpha - 1)x_2(t) - x_1(t)x_3(t) \\ \dot{x}_3(t) = x_1(t)x_2(t) - ((8 + \alpha)/3)x_3(t) \end{cases} \quad (1)$$

منظور از سیستم های آشوبی واحد وجود پارامتر $\alpha \in [0, 1]$ است که اگر $\alpha \in [0, 0.8]$ باشد سیستم (۱) بیانگر سیستم آشوبی Lorenz

$$\begin{cases} (u - u_+) \phi(u) \geq \theta_+ (u - u_+)^2 & u > u_+ \\ (u + u_-) \phi(u) \geq \theta_- (u + u_-)^2 & u < -u_- \end{cases} \quad (4)$$



شکل ۲: تابع غیرخطی ناحیه مرده [۳۳].

فرض ۱: عدم قطعیت Δg و اغتشاش خارجی $d(t)$ محدود و سازگار با ورودی هستند [۳۵]:

$$|\Delta g(y_1, y_2, y_3)| + |d(t)| < \rho \quad (5)$$

که در آن ρ ثابت مثبت ولی نامعلوم است.

فرض ۲: تابع $g(y, t)$ به طور محلی لپ شیتز است که در آن L ثابت لپ شیتز است.

$$\|g(y, t) - g(\hat{y}, t)\| \leq L \|y - \hat{y}\|, \quad \forall y(t) \& \hat{y}(t) \in D, \quad t \in [0, \infty) \quad (6)$$

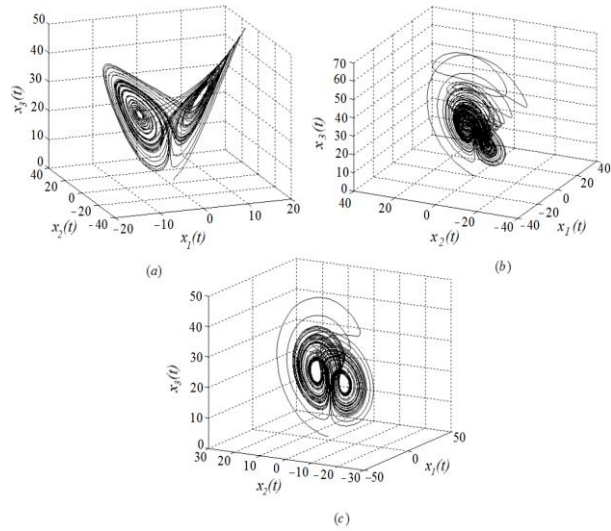
هدف طراحی یک قانون کنترلی مقاوم مبتنی بر رویتگر است به نحوی که دو سیستم آشوبی (۱) و (۲) با در نظر گرفتن قیود عملی نظیر: وجود عدم قطعیت در مدل سیستم، اغتشاشات خارجی و در حضور ورودی غیرخطی ناحیه مرده همزمان شوند. برای این منظور ابتدا یک رویتگر برای سیستم پیرو طراحی می شود سپس کنترل کننده مناسب بر اساس متغیرهای سیستم رویتگر طراحی می گردد تا هدف همزمان سازی محقق می شود.

۳- نتایج اصلی

در این بخش، یک کنترل کننده بر اساس رویتگر پیشنهادی طراحی می شود. همچنین قضیه ای ارائه می گردد که همزمان سازی مقاوم را بین دو سیستم اصلی و پیرو در حضور ورودی غیرخطی ناحیه مرده تضمین کند.

جهت طراحی رویتگر، ابتدا سیستم های (۱) و (۲) به صورت زیر بازنویسی می شوند:

است، اگر $\alpha \in (0.8, 1]$ باشد، بیانگر سیستم آشوبی Chen است و اگر $\alpha = 0.8$ باشد سیستم Liu می باشد، شکل (۱) منحنی فاز سه سیستم مذکور را نشان می دهد که رفتار آشوبی در آن ها مشاهده می شود.



شکل ۱: منحنی فاز سیستم های آشوبی واحد: (a) سیستم Lorenz، (b) سیستم Chen، (c) سیستم Liu.

سیستم آشوبی بیان شده در معادله (۱) به عنوان سیستم اصلی در نظر گرفته می شود، سیستم پیرو که دارای ترم های نایقینی و ورودی غیرخطی ناحیه مرده است، به صورت زیر لحاظ می گردد:

$$\begin{cases} \dot{y}_1(t) = (25\alpha + 10)(y_2(t) - y_1(t)) \\ \dot{y}_2(t) = (28 - 35\alpha)y_1(t) + (29\alpha - 1)y_2(t) - y_1(t)y_3(t) + \Delta g(y_1, y_2, y_3) + d(t) + \phi(u(t)) \\ \dot{y}_3(t) = y_1(t)y_2(t) - ((8 + \alpha)/3)y_3(t) \end{cases} \quad (2)$$

که در آن $x(t), y(t) \in D \subseteq R^3, \{0\} \in D$ بردارهای حالت سیستم اصلی و پیرو هستند. $\Delta g(y_1, y_2, y_3)$ عدم قطعیت مدل و $d(t)$ اغتشاش خارجی می باشند. $u \in R$ ورودی کنترلی و $\phi(u(t)): R \rightarrow R$ یک تابع غیرخطی ناحیه مرده پیوسته است که به صورت زیر بیان می شود [۳۳-۳۵]:

$$\phi(u(t)) = \begin{cases} \phi_+(u(t) - u_+) & u(t) > u_+ \\ 0 & -u_- \leq u(t) \leq u_+ \\ \phi_-(u(t) + u_-) & u(t) < -u_- \end{cases} \quad (3)$$

که در آن $\phi_+, \phi_- > 0$ دو تابع پیوسته غیرخطی دلخواه از $u(t)$ هستند. u_+, u_- ثوابت مثبت معلوم و نشان دهنده محدوده ناحیه مرده می باشند، بنابراین تابع ورودی غیرخطی $\phi(u(t))$ در خارج از باند مرده قرار دارد. پارامترهای θ_+ و θ_- که در شکل (۲) نشان داده شده اند بهره تحمل کاهش بوده که $\theta_+ < \phi_+, \theta_- < \phi_-$ و با رابطه زیر متناسب می باشند:

سیستم اصلی:

در ادامه خطای رویتگر $\varepsilon(t)$ و خطای همزمان سازی $e(t)$ به

صورت زیر تعریف می شوند:

$$\varepsilon(t) = y(t) - \hat{y}(t) \quad (11)$$

$$e(t) = \hat{y}(t) - x(t) \quad (12)$$

بر اساس روابط (۸) و (۹) دینامیک خطای رویتگر به صورت زیر

حاصل می گردد:

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon}(t) &= \dot{y}(t) - \dot{\hat{y}}(t) \\ &= Ay(t) + g(y(t)) + B(\Delta g(y_1, y_2, y_3) + d(t) + \phi(u(t))) - A\hat{y}(t) - g(\hat{y}(t)) - \\ &\quad B\phi(u(t)) - K(z(t) - \hat{z}(t)) \\ &= A\varepsilon(t) + g(y(t)) - g(\hat{y}(t)) - K(z(t) + \hat{z}(t)) + B(\Delta g(y_1, y_2, y_3) + d(t)) \\ &= (A - KC)\varepsilon(t) + g(y(t)) - g(\hat{y}(t)) + B(\Delta g(y_1, y_2, y_3) + d(t)) \end{aligned} \quad (13)$$

همچنین دینامیک خطای همزمان سازی بر اساس روابط (۷) و (۹) به

صورت زیر می باشد:

$$\begin{aligned} \dot{e}(t) &= \dot{\hat{y}}(t) - \dot{x}(t) \\ &= Ae(t) + g(y(t)) - f(x(t)) + B\phi(u(t)) + K(z(t) - \hat{z}(t)) \\ \Rightarrow \begin{cases} \dot{e}_1(t) = (25\alpha + 10)(e_2(t) - e_1(t)) + K_1(z(t) - \hat{z}(t)) \\ \dot{e}_2(t) = (28 - 35\alpha)e_1(t) + (29\alpha - 1)e_2(t) - x_1(t)e_3(t) - \hat{y}_3(t)e_1(t) + \phi(u(t)) + K_2(z(t) - \hat{z}(t)) \\ \dot{e}_3(t) = -((8 + \alpha)/3)e_3 + x_1(t)e_2(t) + \hat{y}_2(t)e_1(t) + K_3(z(t) - \hat{z}(t)) \end{cases} \end{aligned} \quad (14)$$

به دلیل وجود ترم های نایقینی (عدم قطعیت و اغتشاش خارجی) و ورودی غیرخطی ناحیه مرده در سیستم آشوبی نیاز به طراحی قانون کنترلی مقاوم بر اساس متغیرهای سیستم رویتگر است که عملکرد مناسبی داشته باشد. لذا رویکرد مطرح شده در این مقاله استفاده از کنترل مد لغزشی بر پایه قانون تطبیقی است. طراحی کنترل مد لغزشی شامل دو فاز است؛ فاز اول طراحی سطح لغزش به نحوی که حرکت روی سطح لغزش اهداف کنترلی را برآورده سازد. فاز دوم طراحی قانون کنترلی مناسب به نحوی که تضمین کند مسیرهای فاز در حضور عدم قطعیت و اغتشاش خارجی در زمان محدود به سطح می رسند و بر روی آن باقی می مانند. بر این اساس معادله سطح لغزش به صورت زیر پیشنهاد می شود:

$$s(t) = B^T e(t) = e_2(t) \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_3(t) \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -(25\alpha + 10) & (25\alpha + 10) & 0 \\ (28 - 35\alpha) & (29\alpha - 1) & 0 \\ 0 & 0 & -(8 + \alpha)/3 \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ -x_1(t)x_3(t) \\ x_1(t)x_2(t) \end{bmatrix}}_{f(x(t))} \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow \dot{x}(t) &= Ax(t) + f(x(t)) \\ B(\hat{x}(t))u(t) + K(t)[y(t) - C(\hat{x}(t))\hat{x}(t)] \end{aligned}$$

و سیستم پیرو:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{y}_1(t) \\ \dot{y}_2(t) \\ \dot{y}_3(t) \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -(25\alpha + 10) & (25\alpha + 10) & 0 \\ (28 - 35\alpha) & (29\alpha - 1) & 0 \\ 0 & 0 & -(8 + \alpha)/3 \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ y_3(t) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ -y_1(t)y_3(t) \\ y_1(t)y_2(t) \end{bmatrix}}_{g(y(t))} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}}_B u(t) \\ &\quad (\Delta g(y_1, y_2, y_3) + d(t) + \phi(u(t))) \end{aligned} \quad (8)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \dot{y}(t) = Ay(t) + g(y(t)) + B(\Delta g(y_1, y_2, y_3) + d(t) + \phi(u(t))) \\ z(t) = Cy(t) \end{cases}$$

که در آن $z \in R$ خروجی قابل اندازه گیری سیستم پیرو است و ماتریس C به گونه ای انتخاب می شود که جفت (A, C) اکیداً رویت پذیر باشد. رویتگر پیشنهادی جهت تخمین متغیرهای حالت سیستم پیرو به صورت زیر است:

$$\begin{cases} \dot{\hat{y}}(t) = A\hat{y}(t) + g(\hat{y}(t)) + B\phi(u(t)) + K(z - \hat{z}) \\ \hat{z}(t) = C\hat{y}(t) \end{cases} \quad (9)$$

که در آن $\hat{y}(t) \in R^3$ متغیر حالت سیستم رویتگر است. $K = [K_1, K_2, K_3]^T \in R^3$ بهره رویتگر می باشد و به گونه ای انتخاب می شود که $(A - KC)$ هرویتز باشد. همچنین با توجه به رویت پذیری جفت (A, C) این بهره همواره وجود دارد. از آنجایی که $(A - KC)$ هرویتز است بنابراین بر اساس رابطه لیاپانوف برای هر مقدار مثبت معین متقارن ماتریس Q یک ماتریس مثبت معین متقارن منحصر به فرد P وجود دارد به نحوی که رابطه زیر برقرار است:

$$(A - KC)^T P + P(A - KC) = -Q \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \dot{V} = & s(t)B^T (Ae(t) + g(y(t)) - f(x(t)) + \\ & B\phi(u(t)) + K(z(t) - \hat{z}(t))) + \tilde{\rho}(t)\dot{\hat{\rho}}(t) + \\ & \frac{1}{2}(\dot{\varepsilon}(t)^T P \varepsilon(t) + \varepsilon(t)^T P \dot{\varepsilon}(t)) + \\ & \frac{1}{\nu} \tilde{L}(t)\dot{\tilde{L}}(t) \\ \leq & |s(t)| \|B^T (Ae(t) + g(y(t)) - f(x(t)) + \\ & K(z(t) - \hat{z}(t)))\| + s(t)B^T B\phi(u(t)) + \\ & \tilde{\rho}(t)\dot{\hat{\rho}}(t) + \frac{1}{2}(\dot{\varepsilon}(t)^T P \varepsilon(t) + \varepsilon(t)^T P \dot{\varepsilon}(t)) \\ & + \frac{1}{\nu} \tilde{L}(t)\dot{\tilde{L}}(t) \end{aligned} \quad (25)$$

با جایگذاری روابط (۲۲)، (۲۳) در رابطه فوق و همچنین با در نظر گرفتن رابطه (۱۸) نتیجه زیر بدست می آید:

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & \eta |s(t)| + s(t)B^T B\phi(u(t)) + \tilde{\rho}(t)\dot{\hat{\rho}}(t) + \\ & \frac{1}{2}(\dot{\varepsilon}(t)^T P \varepsilon(t) + \varepsilon(t)^T P \dot{\varepsilon}(t)) + \frac{1}{\nu} \tilde{L}(t)\dot{\tilde{L}}(t) \end{aligned} \quad (26)$$

از آنجایی که $(B^T B = 1)$ است داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & \eta |s(t)| + s(t)\phi(u(t)) + \tilde{\rho}(t)\dot{\hat{\rho}}(t) + \\ & \frac{1}{2}(\dot{\varepsilon}(t)^T P \varepsilon(t) + \varepsilon(t)^T P \dot{\varepsilon}(t)) + \frac{1}{\nu} \tilde{L}(t)\dot{\tilde{L}}(t) \end{aligned} \quad (27)$$

و همچنین با جایگذاری معادله $\dot{\varepsilon}(t)$ از رابطه (۱۳) در عبارت فوق می توان نوشت:

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & \eta |s(t)| + s(t)\phi(u(t)) + \tilde{\rho}(t)\dot{\hat{\rho}}(t) + \\ & \frac{1}{2}\varepsilon^T P ((A - KC)\varepsilon(t) + g(y(t)) - g(\hat{y}(t)) + \\ & B(\Delta g(y_1, y_2, y_3) + d(t))) + \\ & \frac{1}{2}((A - KC)\varepsilon(t) + g(y(t)) - g(\hat{y}(t)) + \\ & B(\Delta g(y_1, y_2, y_3) + d(t)))^T P \varepsilon(t) + \frac{1}{\nu} \tilde{L}(t)\dot{\tilde{L}}(t) \\ \leq & \eta |s(t)| + s(t)\phi(u(t)) + \tilde{\rho}(t)\dot{\hat{\rho}}(t) + \\ & \frac{1}{2}\varepsilon(t)^T [(A - KC)^T P + P(A - KC)] \varepsilon(t) + \\ & \varepsilon(t)^T P \|g(y(t)) - g(\hat{y}(t))\| + \\ & \varepsilon^T P (\|\Delta g(y_1, y_2, y_3)\| + |d(t)|) + \\ & \frac{1}{\nu} \tilde{L}(t)\dot{\tilde{L}}(t) \end{aligned} \quad (28)$$

بر طبق فرضیات ۱، ۲ و همچنین جایگذاری روابط (۱۹)، (۲۰)، رابطه فوق به صورت زیر حاصل می گردد:

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & \eta |s(t)| + s(t)\phi(u(t)) + \tilde{\rho}\|\varepsilon(t)\| - \frac{1}{2}\varepsilon(t)^T Q \varepsilon(t) \\ & + L\|\varepsilon(t)\|^2 \|P\| + \rho\|P\|\|\varepsilon(t)\| + \tilde{L}\|P\|\|\varepsilon(t)\|^2 \end{aligned} \quad (29)$$

که در رابطه (۸) معرفی گردید. مشتق سطح لغزش فوق به صورت زیر است:

$$\begin{aligned} \dot{s}(t) = & B^T \dot{e}(t) = B^T (Ae(t) + g(y(t)) - \\ & f(x(t)) + B\phi(u(t)) + K(z(t) - \hat{z}(t))) \end{aligned} \quad (16)$$

بدیهی است که اگر سطح لغزش برابر صفر شود ($s(t) = 0$) معادله (۱۵) همگرایی خطای همزمان سازی به صفر را تضمین می کند ($e_2(t) = 0$). در ادامه قضیه ای ارائه می شود و بر پایه رویتگر و سطح لغزش قانون کنترلی طراحی می گردد به نحوی که هدف همزمان سازی رخ دهد.

قضیه ۱- کنترل کننده مقاوم که در رابطه (۱۷) توصیف می شود با قوانین تطبیقی (۱۹) و (۲۰) همزمان سازی مقاوم سیستم های آشوبی واحد (۱) و (۲) را در حضور عدم قطعیت مدل، اغتشاش خارجی و ورودی غیر خطی ناحیه مرده تضمین می کند.

$$u(t) = \begin{cases} -\eta \text{sign}(s(t)) - u_- & s(t) > 0 \\ 0 & s(t) = 0 \\ -\eta \text{sign}(s(t)) + u_+ & s(t) < 0 \end{cases} \quad (17)$$

$$\eta = |B^T (Ae(t) + g(y(t)) - f(x(t)) + K(z(t) - \hat{z}(t)))| \quad (18)$$

$$\theta = \min(\theta_+, \theta_-), \quad \theta > 1 / \theta > 0$$

$$\dot{\hat{\rho}}(t) = \|\varepsilon(t)\| \|P\| \quad \hat{\rho}(0) \in R^+ \quad (19)$$

$$\dot{\tilde{L}}(t) = \nu \|P\| \|\varepsilon(t)\|^2, \quad \tilde{L}(0) \in R^+ \quad (20)$$

$\nu > 0$ بهره تطبیقی می باشد. همچنین $\hat{\rho}(t)$ و $\tilde{L}(t)$ تخمینی از ثوابت ρ و L هستند.

اثبات- تابع لیپانوف به صورت زیر پیشنهاد می شود:

$$V(t) = \frac{1}{2}s^2(t) + \frac{1}{2}\tilde{\rho}^2(t) + \frac{1}{2}\varepsilon^T(t)P\varepsilon(t) + \frac{1}{2\nu}\tilde{L}^2(t) \quad (21)$$

که در آن $\tilde{\rho}$ و $\tilde{L}$ خطای تخمین ρ و L هستند، لذا داریم:

$$\tilde{\rho}(t) = \hat{\rho}(t) - \rho \Rightarrow \dot{\tilde{\rho}}(t) = \dot{\hat{\rho}}(t) \quad (22)$$

$$\tilde{L}(t) = \hat{L}(t) - L \Rightarrow \dot{\tilde{L}}(t) = \dot{\hat{L}}(t) \quad (23)$$

با مشتق گیری از تابع لیپانوف داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & s(t)\dot{s}(t) + \tilde{\rho}(t)\dot{\hat{\rho}}(t) + \frac{1}{2}(\dot{\varepsilon}^T(t)P\varepsilon(t) + \\ & \varepsilon^T(t)P\dot{\varepsilon}(t)) + \frac{1}{\nu}\tilde{L}(t)\dot{\tilde{L}}(t) \end{aligned} \quad (24)$$

با جایگذاری $\dot{s}(t)$ از رابطه (۱۶) در (۲۴)، عبارت زیر حاصل می گردد:

در رابطه فوق عبارت $|s(t)| \operatorname{sgn}(s(t)) = |s(t)|$ جایگذاری شده است. در ادامه با قرار دادن رابطه (۳۵) در (۳۱) نتیجه زیر حاصل می گردد:

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \eta |s(t)| + s(t) \phi(u(t)) \\ &\leq \eta |s(t)| - \theta |s(t)| \mathcal{G} \eta = \eta |s(t)| (1 - \theta \mathcal{G}) \\ &= -|s(t)| \underbrace{\eta(\theta \mathcal{G} - 1)}_{\gamma} \leq -\gamma |s(t)| \leq -W(e) \quad (36) \\ \mathcal{G} &> 1/\theta > 0 \end{aligned}$$

بنابراین در ناحیه $(\|e\| \geq \bar{\mu})$ به ازای $\mathcal{G} > 1/\theta$ $W(t) = \gamma |s(t)|$ مثبت است، لذا بر طبق لم ۱ (ارجاع به پیوست)، خطای رویتگر پایدار ورودی به حالت (ISS) است.

$$V(t) \leq V(0) - \int_0^t W(\lambda) d\lambda \quad (37)$$

از آنجایی که $\dot{V} \leq -W(t)$ ، بنابراین در ناحیه مذکور تابع لیپانوف $\lambda_{\min}(Q)$ منفی و محدود است. از این رو بنا بر لم باربالات (لم ۲ در پیوست)، $\lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t W(\tau) d\tau$ وجود دارد و محدود می باشد و در نتیجه $\lim_{t \rightarrow \infty} W(t) = 0$ است.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} W(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} \gamma |s(t)| = 0 \quad (38)$$

از آنجایی که γ ضریب ثابت مثبت است لذا در رابطه (۳۸) $\lim_{t \rightarrow \infty} s(t) = 0$ به صفر همگرا می شود، بنابراین بر اساس رابطه (۱۵) اثبات شد که $e_2(t)$ نیز به صفر همگرا می شود ($\lim_{t \rightarrow \infty} e_2(t) = 0$). حال زیرسیستم اول و سوم در رابطه (۱۴) با در نظر گرفتن $e_2(t) = 0$ به صورت زیر حاصل می گردد:

$$\begin{cases} \dot{e}_1(t) = -(25\alpha + 10)e_1(t) \\ \dot{e}_3(t) = -((8 + \alpha)/3)e_3(t) - \hat{y}_2(t)e_1(t) \end{cases} \quad \forall y, \hat{y} \in D \times [0, \infty) \quad (39)$$

لذا زیرسیستم اول به دلیل اینکه $(25\alpha + 10) > 0$ و $\alpha \in [0, 1]$ است $e_1(t)$ به طور مجانبی به صفر همگرا می شود ($\lim_{t \rightarrow \infty} e_1(t) = 0$). همچنین در زیر سیستم سوم با در نظر گرفتن $e_1(t) = 0$ چون $(8 + \alpha)/3 > 0$ است لذا $e_3(t)$ نیز به طور مجانبی و محلی به صفر همگرا می شود ($\lim_{t \rightarrow \infty} e_3(t) = 0$). ■
بنابراین پایداری بردارهای خطا به طور محلی برقرار است. درواقع همزمان سازی در حضور عدم قطعیت و اغتشاش خارجی و همچنین ورودی غیر خطی ناحیه مرده محقق گردیده است.

با قرار دادن روابط $\rho = \hat{\rho} - \tilde{\rho}$ و $L = \hat{L} - \tilde{L}$ در عبارت فوق نتیجه زیر حاصل می گردد:

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \eta |s(t)| + s(t) \phi(u(t)) + \tilde{\rho} \|\varepsilon(t)\| \|P\| \\ &\quad - \frac{1}{2} \varepsilon(t)^T Q \varepsilon(t) + (\hat{L} - \tilde{L}) \|\varepsilon(t)\|^2 \|P\| \\ &\quad + (\hat{\rho} - \tilde{\rho}) \|P\| \|\varepsilon(t)\| + \tilde{L} \|P\| \|\varepsilon(t)\|^2 \quad (30) \\ &\leq \eta |s(t)| + s(t) \phi(u(t)) - \frac{1}{2} \lambda_{\min}(Q) \|\varepsilon(t)\|^2 \\ &\quad + \hat{\rho} \|P\| \|\varepsilon(t)\| + \hat{L} \|\varepsilon(t)\|^2 \|P\| \end{aligned}$$

که در آن $\lambda_{\min}(Q)$ مینیمم مقدار ویژه ماتریس Q است.

در رابطه (۳۰)، در ناحیه ای که شرط $-\frac{1}{2} \lambda_{\min}(Q) \|\varepsilon\|^2 + \hat{\rho} \|P\| \|\varepsilon\| + \hat{L} \|\varepsilon\|^2 \|P\| \leq 0$ برقرار باشد، آنگاه $\dot{V} \leq \eta |s(t)| + s(t) \phi(u(t))$ خواهد بود. به عبارت دیگر برای $\|\varepsilon\| \geq \frac{\hat{\rho} \|P\|}{\frac{1}{2} \lambda_{\min}(Q) + \hat{L} \|P\|} = \bar{\mu}$ داریم:

$$\dot{V} \leq \eta |s(t)| + s(t) \phi(u(t)) \quad (31)$$

در ناحیه $(\|e\| \geq \bar{\mu})$ ، اگر $s(t) < 0$ باشد طبق رابطه (۱۷)، $u(t) > u_+$ است، بنابراین از روابط (۴) و (۱۷) نتیجه زیر حاصل می گردد:

$$\begin{aligned} (u(t) - u_+) \phi(u(t)) &\geq \theta_+(u - u_+)^2 \\ &\geq \theta_+ \mathcal{G}^2 \eta^2 (\operatorname{sign}(s(t)))^2 \\ &\geq \theta \mathcal{G}^2 \eta^2 (\operatorname{sign}(s(t)))^2 \quad (32) \end{aligned}$$

همچنین اگر $s(t) > 0$ طبق رابطه (۱۷)، $u(t) < -u_-$ است، بنابراین از روابط (۴) و (۱۷) داریم:

$$\begin{aligned} (u(t) + u_-) \phi(u(t)) &\geq \theta_-(u + u_-)^2 \\ &\geq \theta_- \mathcal{G}^2 \eta^2 (\operatorname{sign}(s(t)))^2 \\ &\geq \theta \mathcal{G}^2 \eta^2 (\operatorname{sign}(s(t)))^2 \quad (33) \end{aligned}$$

لذا از روابط (۳۲) و (۳۳) نتیجه زیر حاصل می شود:

$$-\mathcal{G} \eta \operatorname{sign}(s(t)) \phi(u(t)) \geq \theta \mathcal{G}^2 \eta^2 (\operatorname{sign}(s(t)))^2 \quad (34)$$

از آنجایی که $s^2(t) \geq 0$ است، با ضرب کردن در رابطه فوق عبارت زیر برقرار می گردد:

$$\begin{aligned} -\mathcal{G} \eta s(t) \operatorname{sign}(s(t)) \phi(u(t)) &\geq \theta \mathcal{G}^2 \eta^2 s^2(t) (\operatorname{sign}(s(t)))^2 \\ -s(t) |s(t)| \mathcal{G} \eta \phi(u(t)) &\geq \theta |s(t)|^2 \mathcal{G}^2 \eta^2 \\ \rightarrow s(t) \phi(u(t)) &\leq -\theta |s(t)| \mathcal{G} \eta \quad (35) \end{aligned}$$

۴- شبیه سازی کامپیوتری

گیرد. همچنین عدم قطعیت و اغتشاش خارجی به صورت زیر لحاظ می گردد:

$$d(t) = 0.5 \cos(t) + 0.01 \sin(5t)$$

$$\Delta g(y_1, y_2, y_3) = 0.03 \cos(7y_1)$$

تابع غیرخطی ناحیه مرده با محدوده مرده $u_+ = u_- = 2$ به صورت زیر می باشد:

$$\phi(u(t)) = \begin{cases} (1 + 0.9 \cos(u(t)))(u(t) - 2), & u(t) > 2 \\ 0, & -2 \leq u(t) \leq 2 \\ (1 + 0.7 \sin(u(t)))(u(t) + 2), & u(t) < -2 \end{cases} \quad (44)$$

و همچنین کنترل کننده را بر اساس رابطه (۴۰) و انتخاب $\theta_+ = 0.1, \theta_- = 0.06$ و $\theta = \min(0.06, 0.1) = 0.06 \rightarrow \mathcal{G} > 1 / \theta > 20$ می توان نوشت:

$$u(t) = \begin{cases} -20\eta(t) \tanh(s(t) / \varepsilon_0) - 2 & s(t) > 0 \\ 0 & s(t) = 0 \\ -20\eta(t) \tanh(s(t) / \varepsilon_0) + 2 & s(t) < 0 \end{cases} \quad (45)$$

$$\eta(t) = |-7e_1(t) + 28e_2(t) - x_1(t)e_3(t) - y_3(t)e_1(t)|$$

و در نهایت سیستم آشوبی (Liu $\alpha = 0.8$) با شرایط زیر بررسی می شود:

$$\phi(u(t)) = \begin{cases} (1 - 0.3 \sin(u(t)))(u(t) - 2) & u(t) > 2 \\ 0 & -2 \leq u(t) \leq 2 \\ (0.9 - 0.4 \cos(u(t)))(u(t) + 2) & u(t) < -2 \end{cases} \quad (46)$$

$$u(t) = \begin{cases} -60\eta(t) \tanh(s(t) / \varepsilon_0) - 2 & s(t) > 0 \\ 0 & s(t) = 0 \\ -60\eta(t) \tanh(s(t) / \varepsilon_0) + 2 & s(t) < 0 \end{cases} \quad (47)$$

$$\eta(t) = |22.2e_2(t) - x_1(t)e_3(t) - y_3(t)e_1(t)|$$

که در آن $u_+ = u_- = 2$ و $\theta_+ = 0.1, \theta_- = 0.02$ است، لذا $\theta = \min(0.02, 0.1) = 0.02 \rightarrow \mathcal{G} > 1 / \theta > 60$ انتخاب شده است. مقادیر زیر جهت شبیه سازی استفاده شده اند:

$$\begin{aligned} K &= [K_1, K_2, K_3]^T = [1 \ 28 \ -1.66]^T, \nu = 1, \\ (y_1(0), y_2(0), y_3(0)) &= (-0.3, -0.2, -0.1), \\ (x_1(0), x_2(0), x_3(0)) &= (0.1, -0.1, -0.4) \\ \Delta g(y_1, y_2, y_3) &= -0.03 \sin(4y_3), \\ d(t) &= 0.7 \cos(t), \varepsilon_0 = 0.2 \end{aligned} \quad (48)$$

شکل های (۳)، (۷) و (۱۱) متغیرهای بردار خطای همزمان سازی را به ترتیب در سیستم های Chen, Lorenz و Liu نمایش می دهند. همان طور که مشاهده می شود علی رغم اینکه ورودی غیرخطی ناحیه مرده به سیستم های واحد اعمال شده است، مسئله همزمان سازی توسط کنترل کننده طراحی شده محقق گردیده است. همچنین شکل های (۴)، (۸) و

اکنون قانون کنترل مقاوم طراحی شده بر روی سه سیستم آشوبی Liu و Chen, Lorenz اعمال می گردد تا کارایی کنترل کننده ارائه شده، مشخص شود. از آنجایی که قانون کنترلی (۱۷) شامل تابع علامت $\text{sgn}(s(t))$ گسسته است به عنوان یک سوئیچ سخت باعث ایجاد پدیده چترینگ می شود، برای جلوگیری از این پدیده تقریب همواری از آن تابع پیوسته $\tanh(s(t) / \varepsilon_0)$ به ازای ε_0 مثبت کوچک جایگزین می شود. لذا قانون کنترلی (۱۷) به صورت زیر اصلاح می گردد:

$$u(t) = \begin{cases} -\mathcal{G} \eta \tanh(\frac{s(t)}{\varepsilon_0}) - u_- & s(t) > 0 \\ 0 & s(t) = 0 \\ -\mathcal{G} \eta \tanh(\frac{s(t)}{\varepsilon_0}) + u_+ & s(t) < 0 \end{cases} \quad (49)$$

ابتدا با قرار دادن $\alpha = 0$ در سیستم آشوبی (۱) سیستم Lorenz مورد بررسی قرار می گیرد. جهت شبیه سازی پارامترها، شرایط اولیه، عدم قطعیت و اغتشاش خارجی به صورت زیر در نظر گرفته می شود.

$$\begin{aligned} K &= [K_1, K_2, K_3]^T = [1 \ 28 \ -1.66]^T, \nu = 0.1 \\ (y_1(0), y_2(0), y_3(0)) &= (-0.3, -0.1, -0.2), \\ (x_1(0), x_2(0), x_3(0)) &= (0.1, 0.2, 0.3) \end{aligned} \quad (41)$$

$$\begin{aligned} \Delta g(y_1, y_2, y_3) &= 0.05 \sin(\pi y_1 + y_2), \\ d(t) &= 0.1 \cos(\pi t) - 0.4 \sin(t), \varepsilon_0 = 1 \end{aligned}$$

تابع غیرخطی ناحیه مرده با توجه به رابطه (۳) به صورت زیر تعریف می شود:

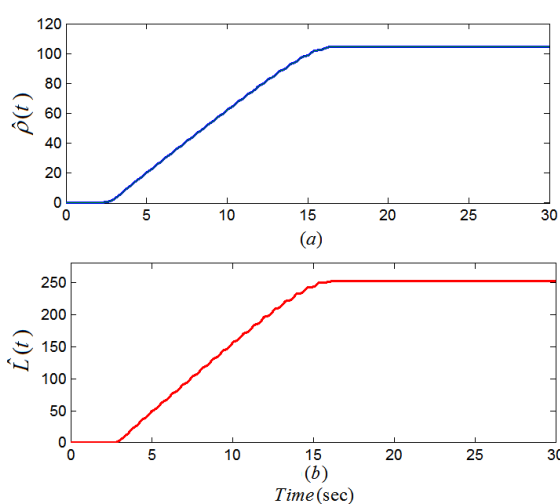
$$\phi(u(t)) = \begin{cases} (1 + 0.05 \sin(u(t)))(u(t) - 3) & u(t) > 3 \\ 0 & -3 \leq u(t) \leq 3 \\ (1 + 0.03 \cos(u(t)))(u(t) + 3) & u(t) < -3 \end{cases} \quad (42)$$

که در آن $u_+ = u_- = 3$ نشان دهنده منطقه مرده است. بر اساس رابطه فوق $\theta_+ = 0.7$ و $\theta_- = 0.5$ تعیین می شوند، لذا $\theta = \min(0.7, 0.5) = 0.5$ است و در نتیجه $\mathcal{G} > 1 / \theta > 4$ انتخاب می گردد. در ادامه قانون کنترلی برای سیستم Lorenz بر طبق رابطه (۴۰) به صورت زیر حاصل می شود:

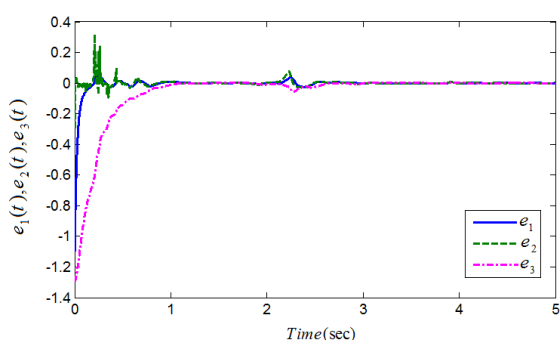
$$\begin{aligned} u(t) &= \begin{cases} -4\eta(t) \tanh(s(t) / \varepsilon_0) - 3 & s(t) > 0 \\ 0 & s(t) = 0 \\ -4\eta(t) \tanh(s(t) / \varepsilon_0) + 3 & s(t) < 0 \end{cases} \\ \eta(t) &= |28e_1(t) - e_2(t) - x_1(t)e_3(t) - y_3(t)e_1(t)| \end{aligned} \quad (43)$$

حال بررسی سیستم آشوبی Chen ($\alpha = 1$) با $K = [K_1, K_2, K_3]^T = [1 \ 28 \ -1.66]^T, \nu = 1, \varepsilon_0 = 0.3$ و شرایط اولیه $(x_1(0), x_2(0), x_3(0)) = (0.1, 0.2, 0.3)$ و $(y_1(0), y_2(0), y_3(0)) = (-0.1, -0.2, -0.3)$ صورت می

پاسخ زمانی کنترل کننده پیشنهادی با ناحیه مرده تعیین شده برای هر سیستم و همچنین پاسخ زمانی تابع غیرخطی ناحیه مرده به ترتیب در شکل های (۵)، (۹) و (۱۳) نمایش داده شده اند. در نهایت شکل های (۶)، (۱۰) و (۱۴) پاسخ زمانی پارامترهای تطبیقی $\hat{L}(t)$, $\hat{\rho}(t)$ را در سه سیستم مذکور نشان می دهند که با گذشت زمان به مقدار مطلوب و ثابتی همگرا شده اند. همانطور که نتایج شبیه سازی ها نشان می دهند، علی رغم اینکه سه سیستم واحد تحت ورودی غیرخطی ناحیه مرده، اغتشاش خارجی و عدم قطعیت های مدل هستند مسئله همزمان سازی برای هر سه سیستم حلقه بسته تحت قانون کنترلی پیشنهادی محقق گردیده است.

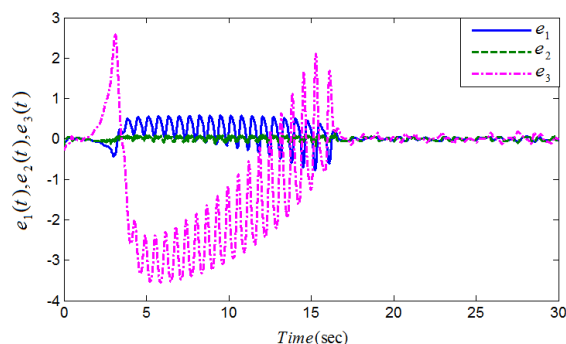


شکل ۶: پاسخ زمانی پارامترهای تطبیقی $\hat{L}(t)$, $\hat{\rho}(t)$ در سیستم Lorenz

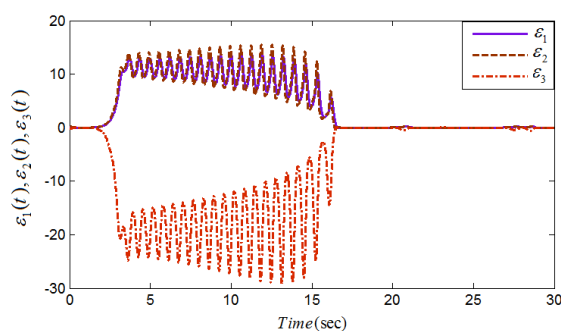


شکل ۷: پاسخ زمانی مولفه های بردار خطای همزمان سازی سیستم Chen (۱ = α) تحت کنترل کننده پیشنهادی

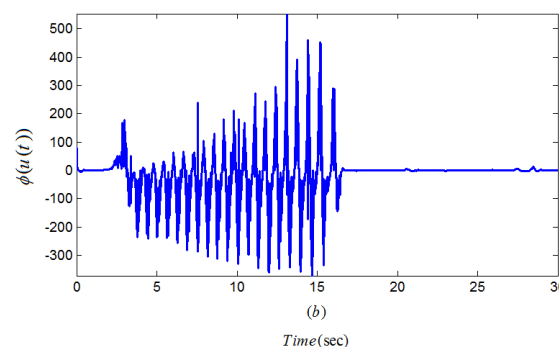
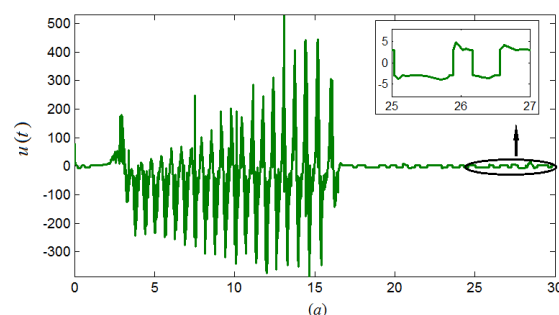
(۱۲)، پاسخ زمانی مولفه های بردار خطای رویتگر $(\varepsilon_1(t), \varepsilon_2(t), \varepsilon_3(t))$ را نشان می دهند. همانطور که مشاهده می شود، رویتگرهای طراحی شده برای هر یک از سیستم های واحد مورد بحث نیز عملکرد مناسب را داشته اند.



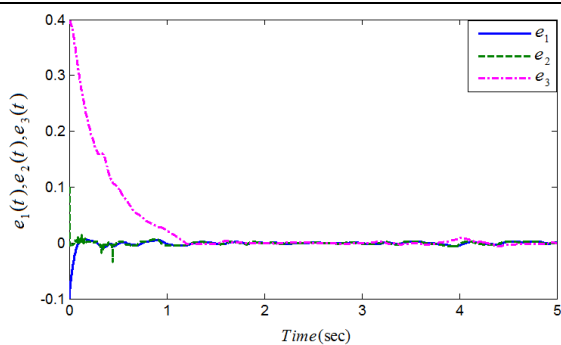
شکل ۸: پاسخ زمانی مولفه های بردار خطای همزمان سازی سیستم Lorenz تحت کنترل کننده پیشنهادی ($\alpha = 0$)



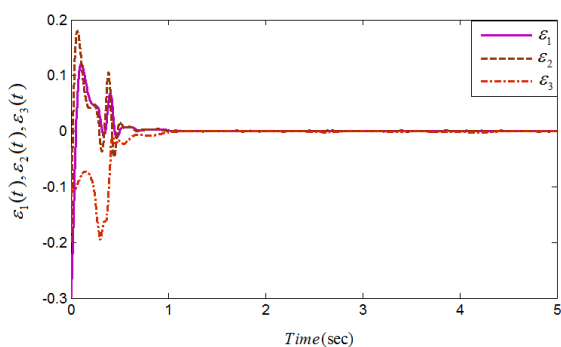
شکل ۹: پاسخ زمانی خطای رویتگر برای سیستم Lorenz



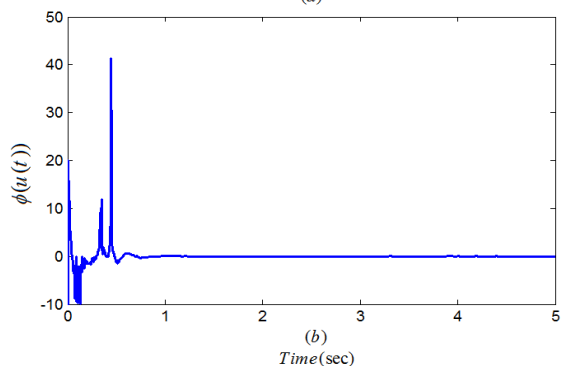
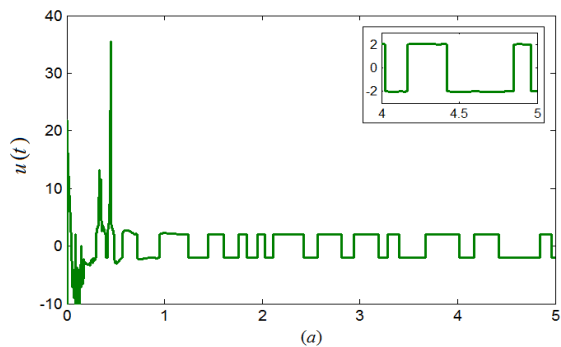
شکل ۱۰: (a) پاسخ زمانی سیگنال کنترلی پیشنهادی؛ (b) پاسخ زمانی تابع غیرخطی ناحیه مرده در سیستم Lorenz



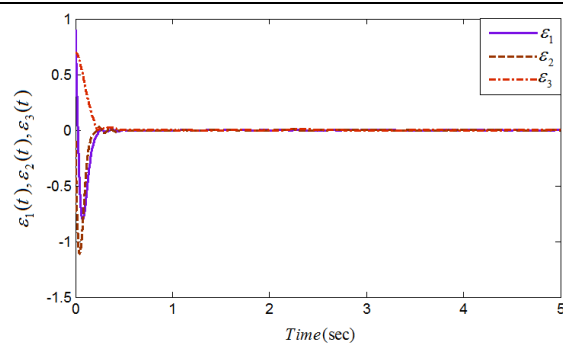
شکل ۱۱: پاسخ زمانی مولفه های بردار خطای همزمان سازی سیستم Liu ($\alpha = 0.8$) تحت کنترل کننده پیشنهادی



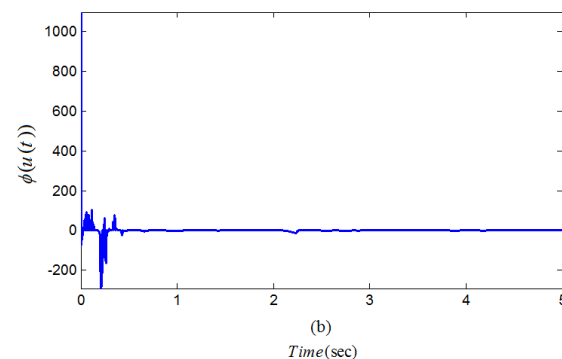
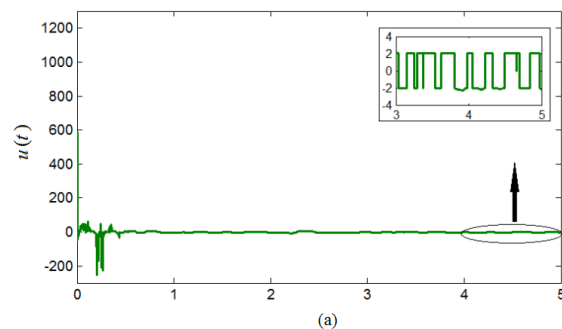
شکل ۱۲: پاسخ زمانی مولفه های بردار خطای رویتگر برای سیستم Liu



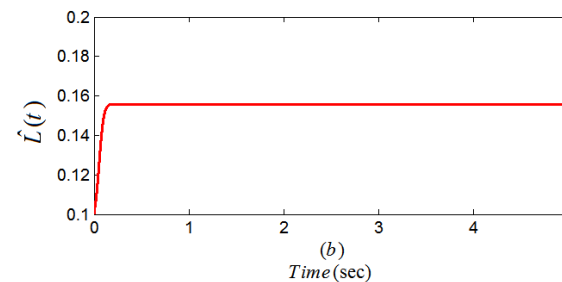
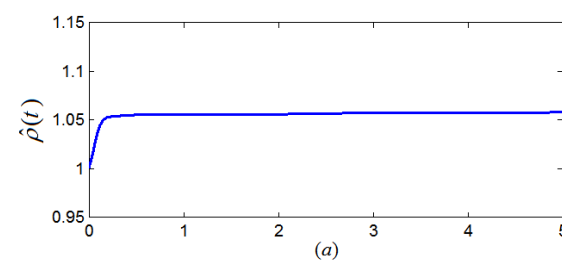
شکل ۱۳: (a) پاسخ زمانی سیگنال کنترلی پیشنهادی؛ (b) پاسخ زمانی تابع غیرخطی ناحیه مرده در سیستم Liu



شکل ۱۴: پاسخ زمانی مولفه های بردار خطای رویتگر برای سیستم Chen



شکل ۱۵: (a) پاسخ زمانی سیگنال کنترلی پیشنهادی؛ (b) پاسخ زمانی تابع غیرخطی ناحیه مرده در سیستم Chen



شکل ۱۶: پاسخ زمانی پارامترهای تطبیقی $\hat{L}(t)$, $\hat{\rho}(t)$ در سیستم Chen

$$\|x(t)\| \leq \alpha_1^{-1}(\alpha_2(\bar{\mu})) \quad \forall t \geq t_0 + T \quad (50)$$

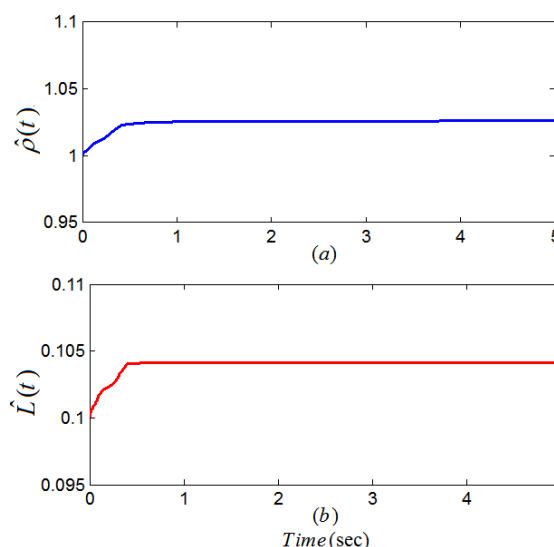
لم ۲ [۳۷]: اگر $W: R \rightarrow R$ یک تابع پیوسته برای $t > 0$ باشد و حد انتگرال $\lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t W(\lambda) d\lambda$ وجود داشته باشد و محدود باشد آنگاه داریم:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} W(t) = 0 \quad (51)$$

مراجع

- [1] B. Nana, P. Woafu, and S. Domngang, "Chaotic synchronization with experimental application to secure communications," Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation, vol. 14, no. 5, pp. 2266-2276, 2009.
- [2] C.S. Zhou, J. Kurths, E. Allaria, S. Boccaletti, and R. Meucci, "Noise-enhanced synchronization of homoclinic chaos in a CO 2 laser," Physical Review E, vol. 67, no. 1, pp. 015205, 2003.
- [3] S. Vaidyanathan, "Adaptive synchronization of chemical chaotic reactors," Int J ChemTech Res, vol. 8, no. 2, pp. 612-621, 2015.
- [4] J.E. Skinner, M. Molnar, T. Vybiral, and M. Mitra, "Application of chaos theory to biology and medicine," Integrative Physiological and Behavioral Science, vol. 27, no. 1, pp. 39-53, 1992.
- [5] M.T. Ziaabari, A. Moarefianpur, and M. Morvarid, "Fuzzy stability and synchronization of new 3D chaotic systems," International Journal of Information Engineering and Electronic Business (IJIEEB), vol. 6, no. 5, pp. 53, 2014.
- [6] A. Boulkroune, A. Bouzeriba, and T. Bouden, "Fuzzy generalized projective synchronization of incommensurate fractional-order chaotic systems," Neurocomputing, vol. 173, pp. 606-614, 2016.
- [7] S. Vaidyanathan, V.T. Pham, and C.K. Volos, "Adaptive Backstepping Control, Synchronization and Circuit Simulation of a Novel Jerk Chaotic System with a Quartic Nonlinearity," Advances and Applications in Chaotic Systems. Springer International Publishing, pp. 109-135, 2016.
- [8] W. Xing-Yuan, and Z. Hao, "Backstepping-based lag synchronization of a complex permanent magnet synchronous motor system," Chinese Physics B, vol. 22, no. 4, pp. 048902, 2013.

[۹] علی ابویی، محمد رضا جاهد مطلق، محمد مهدی عارفی و زهرارمحانی جراتی «کنترل لغزشی- تطبیقی سیستم فوق آشوب لورنز با در نظر گرفتن عدم قطعیت، اغتشاش، ورودی های کنترلی غیر خطی



شکل ۱۴: پاسخ زمانی پارامترهای تطبیقی $\hat{L}(t)$, $\hat{\rho}(t)$ در سیستم Liu.

۵- نتیجه گیری

در این مقاله همزمان سازی بین دو سیستم غیرخطی آشوبی واحد در حضور ورودی غیرخطی ناحیه مرده و ترم های نایقینی بررسی گردید. برای این منظور، ابتدا معادلات سیستم های اصلی و پیرو ارائه شد و قیود عملی مورد استفاده در این مقاله معرفی گردید، سپس دینامیک خطای رویتگر و خطای همزمان سازی بیان شد و قانون کنترلی بر پایه طراحی رویتگر پیشنهاد گردید به نحوی که پایداری مجانبی خطای همزمان سازی سیستم حلقه بسته را تحت ورودی اشباع و با استفاده از رویکرد لیپانوفی تضمین کرد. در نهایت، روش پیشنهادی جهت طراحی کنترل کننده مقاوم بر روی سه سیستم آشوبی واحد (Liu و Chen، Lorenz) به کار برده شد و شبیه سازی های کامپیوتری، کارایی کنترل کننده مقاوم پیشنهادی را در همزمان سازی سیستم های آشوبی واحد نشان دادند.

پیوست

لم ۱: سیستم $\dot{x} = f(t, x, u)$ را در نظر بگیرید، اگر $V(t, x)$ یک تابع پیوسته دیفرانسیل پذیر باشد به نحوی که $V: [0, \infty) \times R^n \rightarrow R^n$ بر قرار باشد آنگاه برای هر $u \in R^m$ و $x \in R^n$ رابطه زیر برقرار است [۳۷]:

$$\begin{aligned} \alpha_1(\|x\|) &\leq V(t, x) \leq \alpha_2(\|x\|), \\ \frac{\partial V}{\partial t} + \frac{\partial V}{\partial x} f(t, x, u) &\leq -W_3(x), \\ \forall \|x\| \geq \rho(\|u\|) &\geq 0. \end{aligned} \quad (49)$$

که در آن α_1, α_2 کلاسی از تابع K_∞ هستند. ρ کلاسی از تابع K است. و $W_3(x)$ یک تابع مثبت پیوسته روی R^n می باشد. در نتیجه سیستم $\dot{x} = f(t, x, u)$ پایدار ورودی به حالت (ISS) است و با توجه به $x(t_0)$ و $\bar{\mu}$ ، $T \geq 0$ وجود دارد به نحوی که رابطه زیر برقرار است:

- [20] Z. Zhang, J.H. Park, and H. Shao, "Adaptive synchronization of uncertain unified chaotic systems via novel feedback controls," *Nonlinear Dynamics*, vol. 81, no. 1-2, pp. 695-706, 2015.
- [21] J.H. Park, "Aaptive synchronization of a unified chaotic system with an uncertain parameter," *International Journal of Nonlinear Sciences and Numerical Simulation*, vol. 6, no. 2, pp.201-206, 2005.
- [22] S. Chen, Q. Yang, and C. Wang, "Impulsive control and synchronization of unified chaotic system," *Chaos, solitons & fractals*, vol. 20, no. 4, pp. 751-758, 2004.
- [23] F. Wang, and C. Liu, "Synchronization of unified chaotic system based on passive control," *Physica D: Nonlinear Phenomena*, vol. 225, no.1, pp. 55-60, 2007.
- [24] W. Yu, "Finite-time stabilization of three-dimensional chaotic systems based on CLF," *Physics Letters A*, vol. 374, no. 30, pp. 3021-3024, 2012.
- [25] H. Wang, Z. Han, W. Zhang, and Q. Xie, "Synchronization of unified chaotic systems with uncertain parameters based on the CLF," *Nonlinear Analysis: Real World Applications*, vol. 10, no. 2, pp. 715-722, 2009.
- [26] S. Kuntanapreeda, "Robust synchronization of fractional-order unified chaotic systems via linear control," *Computers & Mathematics with Applications*, vol. 63, no.1, pp.183-190, 2012.
- [27] D.J. Li, "Adaptive neural network control for unified chaotic systems with dead-zone input," *Journal of Vibration and Control*, pp. 1-6, 2013.
- [28] A. Boulkroune, S. Hamel, and A.T. Azar, "Fuzzy control-based function synchronization of unknown chaotic systems with dead-zone input," *Advances in Chaos Theory and Intelligent Control*. Springer International Publishing, pp. 699-718, 2016.
- [29] Y. Liu, and D. Lin, "Sliding mode control for uncertain chaotic systems with nonlinear inputs," *Mechanical Engineering Research*, vol. 2, no. 1, pp. 1, 2012.
- [30] Z.Q. Li, G.Y. Tang, and P.R. Peng, "Synchronization of uncertain unified chaotic systems with dead-zone nonlinearity," 2008 Chinese Control and Decision Conference, IEEE, pp. 2876-2881, 2008.
- [31] L. Qiaoping, and L. Wenlin, "Synchronization of chua's circuit system with dead-zone in the control input," *Industrial Mechatronics and Automation (ICIMA)*, 2010 2nd International Conference on, vol. 2, 2010.
- و ناشناخته بودن پارامتر های سیستم، مجله کنترل، جلد ۴، شماره ۴، صفحات ۶۲-۷۳، ۱۳۸۹.
- [10] S. Mohammadpour, T. Binazadeh, "Observer-based synchronization of uncertain chaotic systems subject to input Saturation", *Transactions of the Institute of Measurement and Control*. DOI: 10.1177/0142331217705435, 2017.
- [11] S. Mohammadpour, T. Binazadeh, "Robust adaptive synchronization of chaotic systems with nonsymmetric input saturation constraints", *Journal of Computational and Nonlinear Dynamics*, 13(1), p.011005, 2018
- [۱۲] علی فیاضی، حسین احمدی نوبری و حسن فاتحی مرج «همزمان سازی سیستم های مرتبه کسری آشوبی جنسیو تسی و کولت با استفاده از کنترل کننده تطبیقی مرتبه کسری»، مجله کنترل، جلد ۵، شماره ۴، صفحات ۱-۱۱، ۱۳۹۰.
- [13] H.T. Yau, S.Y. Wu, C.L. Chen, and Y.C. Li, "Fractional-order chaotic self-synchronization-based tracking faults diagnosis of ball bearing systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 6, pp. 3824-3833, 2016.
- [14] L. Cao, and X. Chen, "Input-output linearization minimum sliding mode error feedback control for synchronization of chaotic system," *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, vol. 229, no. 8, pp. 685-699, 2015.
- [15] A. Boulkroune, and M. M'saad, "Fuzzy adaptive observer-based projective synchronization for nonlinear systems with input nonlinearity," *Journal of Vibration and Control*, vol. 18, no. 3, pp. 437-450, 2011.
- [16] M.C. Pai, "Adaptive sliding mode observer-based synchronization for uncertain chaotic systems," *Asian Journal of Control*, vol. 14, no. 3, pp. 736-743, 2012.
- [17] M. Zhao, H.G. Zhang, Z.L. Wang, and H.J. Liang, "Observer-based lag synchronization between two different complex networks," *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, vol. 19, no. 6, pp. 2048-2059, 2014.
- [18] J. Sun, and Q. Yin, "Robust fault-tolerant full-order and reduced-order observer synchronization for differential inclusion chaotic systems with unknown disturbances and parameters," *Journal of Vibration and Control*, vol. 21, no. 11, pp. 2134-2148, 2015.
- [19] P. Bagheri, M. Shahrokhi, and H. Salarieh, "Adaptive observer-based synchronization of two non-identical chaotic systems with unknown parameters," *Journal of Vibration and Control*, pp. 1-11, 2015.

-
- [34] M. Zribi, N. Smaoui, and H. Salim, "Synchronization of the unified chaotic systems using a sliding mode controller," *Chaos, Solitons & Fractals*, vol. 42, no. 5, pp. 3197-3209, 2009.
- [35] Z.Q. Li, G.Y. Tang, and P.R. Peng, "Synchronization of uncertain unified chaotic systems with dead-zone nonlinearity," 2008 Chinese Control and Decision Conference. IEEE, pp. 2876-2881, 2008.
- [36] H. Wang, Z. Han, W. Zhang, and Q. Xie, "Chaos control and synchronization of unified chaotic systems via linear control," *Journal of sound and vibration*, vol. 320, no. 1, pp.365-372, 2009.
- [37] H.K. Khalil, "Nonlinear control," Prentice Hall. 2014.
- [32] S. Hamel, and A. Boulkroune, "A generalized function projective synchronization scheme for uncertain chaotic systems subject to input nonlinearities," *International Journal of General Systems*, vol. 45, no. 6, pp. 689-710. 2016.
- [33] T.Y. Chiang, J.S. Lin, T.L. Liao, and J.J. Yan, "Anti-synchronization of uncertain unified chaotic systems with dead-zone nonlinearity," *Nonlinear Analysis: Theory, Methods & Applications*, vol. 68, no. 9, pp. 2629-2637, 2008.
-

شناسایی و کنترل گشتاور دینامومتر جریان فوکوی قطب پنجه‌ای

سام روزبهانی^۱، حامد نظیفی^۲، سامان ساکی^۳، خلیل کنزی^۴

^۱ مربی - دانشجوی دکتری، جهاد دانشگاهی واحد خواجه نصیرالدین طوسی، گروه پژوهشی تولید برق تجدیدپذیر، samroozbehani@jdnasir.ac.ir

^۲ کارشناس ارشد، جهاد دانشگاهی واحد خواجه نصیرالدین طوسی، گروه پژوهشی تولید برق تجدیدپذیر، h.nazifi@jdnasir.ac.ir

^۳ دانشجوی دکتری، جهاد دانشگاهی واحد خواجه نصیرالدین طوسی، گروه پژوهشی تولید برق تجدیدپذیر، saman_saki@jdnasir.ac.ir

^۴ دانشیار، جهاد دانشگاهی واحد خواجه نصیرالدین طوسی، گروه پژوهشی ماشین‌های الکتریکی، khkanzi@jdnasir.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۵/۲/۲۲، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۶/۶/۷)

چکیده: در این مقاله، هدف شناسایی و کنترل گشتاور سیستم دینامومتر جریان فوکوی قطب پنجه‌ای می‌باشد. دینامومتر جریان فوکو، دارای یک سیم‌پیچی تحریک DC، تعدادی قطب و سیلندر چرخان است که از طریق شفت به موتور الکتریکی کوپل می‌شود. از طریق کنترل گشتاور دینامومتر، امکان تست بارگیری از موتور در نقاط کار مختلف فراهم می‌شود. سیستم کنترل گشتاور دینامومتر، دارای دو حلقه کنترلی داخلی و خارجی است. در حلقه کنترل خارجی، لزوم شناسایی رابطه گشتاور سیستم وجود دارد. در این راستا، ابتدا گشتاور سیستم بصورت تابعی چند جمله‌ای از جریان تحریک DC و سرعت دورانی آن تخمین زده می‌شود. سپس گشتاور تخمینی با گشتاور مرجع مقایسه می‌شود. در مرحله بعد کنترل‌کننده، جریان مرجع تحریک DC را با توجه به خطای گشتاور تعیین می‌کند. در حلقه کنترل داخلی نیز، کلیدزنی منبع جریان طوری صورت می‌پذیرد که خروجی آن جریان مرجع را ردیابی کند. کنترل‌کننده‌های طراحی شده در هر دو حلقه از نوع PID می‌باشد. نتایج شبیه‌سازی و پیاده‌سازی عملی بر روی دینامومتر فوکوی ۲۲/۵ کیلووات، کارایی روش تخمین و کنترل را نشان می‌دهد. پیاده‌سازی سیستم کنترلی بر روی ریزپردازنده ARM سری LPC-1788 انجام شده است.

کلمات کلیدی: دینامومتر جریان فوکوی قطب پنجه‌ای، شناسایی و کنترل گشتاور، تست بارگیری موتور.

Identification and Torque Control of a Claw Pole Eddy Current Dynamometer

Sam Rozbehani, Hamed Nazifi, Saman Saki, Khalil Kanzi

Abstract: In this paper, the object is an estimation and torque control of a claw pole eddy current dynamometer system. The eddy current dynamometer is included DC excitation coil, poles and rotational cylinder that is coupled to the electrical motor through the shaft. Load testing of electrical motor in different operating point is provided by torque control using dynamometer. The close loop system of the eddy current dynamometer is consisted of two inner and outer control loops. In the outer control loop, the torque relation should be estimated. In this regard, first the torque estimation is presented as a function of DC excitation current and rotational speed and then, the estimated torque is compared with reference torque. In the next step, the reference current is determined according to the torque error. In the inner control loop, the switching of the DC current source is done such that its output tracks the reference current. Both designed controllers for two loops are PID controllers. The experimental and simulation results for 22.5 KW eddy current dynamometer reveals the efficiency of the proposed estimation and control method. The control system is implemented on the ARM-LPC-1788 micro controller.

Keywords: Claw pole eddy current dynamo meter, Identification and torque control, load testing of motor.

۱- مقدمه

طراحی و ساخت یک دستگاه دینامومتر جریان فوکوی قطب پنجه ای ۴۵ کیلووات جهت تست بارگیری از موتور معکوس گرد در [۱-۳] ارائه شده است. با توجه به شکل ۱، سیستم مورد مطالعه شامل یک موتور معکوس گرد، دو دستگاه دینامومتر جریان فوکو و منابع جریان مربوط به هر بخش می‌باشد. موتور معکوس گرد دارای دو شفت داخلی و خارجی است. بطوریکه شفتها بطور همزمان در دو جهت مخالف می‌چرخند. گشتاور الکترومغناطیسی موتور معکوس گرد برای هر دو شفت برابر می‌باشد. از آنجایی که لختی دو بخش دوار متفاوت است، سرعت آنها نیز برابر نخواهد بود. تست بارگیری از این نوع موتور معکوس گرد، با استفاده از دو دستگاه دینامومتر فوکو ۲۲/۵ کیلووات انجام می‌شود [۳-۱].

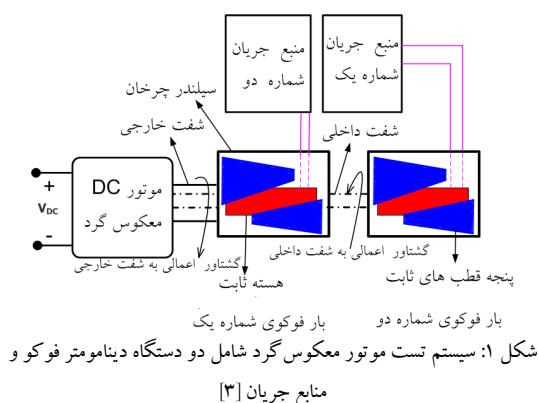
در شکل ۲ ساختار دینامومتر فوکو شامل سیلندر، پنجه قطب‌ها و سیم‌پیچی تحریک نشان داده شده است. سیم‌پیچی تحریک توسط تعدادی پنجه قطب ثابت احاطه می‌شود. اگر سیم‌پیچی تحریک به منبع جریان DC وصل شود، میدان مغناطیسی دوقطبی در هسته ایجاد می‌شود. اما به دلیل وجود پنجه قطب‌ها، این میدان دوقطبی تبدیل به میدان چند قطبی می‌شود. در این حالت اگر سیلندر دینامومتر فوکو توسط شفت موتور چرخانده شود، جریان فوکو در سیلندر شکل می‌گیرد. در نتیجه تقابل بین این جریان و شار مغناطیسی هسته، گشتاور مقاوم در جهت خلاف گشتاور موتوری ایجاد می‌شود. در این حالت با توجه به تقابل این دو گشتاور، نوعی تلفات گرمایی تحت عنوان تلفات فوکو در سیلندر ایجاد می‌شود.

ویژگی بارز دینامومتر جریان فوکو در [۱-۳]، از لحاظ چیدمان و ساختار قطب است که در واقع یک نوآوری در ساختار سیستم محسوب می‌شود. بطوریکه دینامومتر فوکوی ساخته شده از نوع قطب پنجه‌ای می‌باشد. مزیت‌های این ساختار در مقایسه با نوع معمولی آن شامل موارد ذیل می‌باشد:

- ضخامت سیلندر دینامومتر فوکوی قطب پنجه‌ای در مقایسه با دینامومتر فوکوی معمولی بسیار کوچکتر است که این موضوع باعث کاهش اثر پوستی در ساختار مذکور می‌شود.
- استفاده از ساختار پنجه قطب، منجر به ایجاد تعداد قطب بیشتر در مقایسه با نوع معمولی می‌شود. در نتیجه در سرعت دورانی یکسان، نوع پنجه قطب می‌تواند تلفات فوکوی بیشتری را در مقایسه با نوع معمولی ایجاد کند.

البته سیستم تست ارائه شده دارای دو عیب اساسی می‌باشد که مربوط به روش اندازه‌گیری گشتاور و همچنین روش کنترل گشتاور می‌باشد. در

این مقاله، نوع‌آوری و روش پیشنهادی برای رفع معایب سیستم تست پیشنهادی در [۱-۳] ارائه شده است. در سیستم تست [۱-۳]، اندازه‌گیری گشتاور دینامومتر فوکو با نصب گشتاورسنج دورانی روی شفت موتور انجام می‌شود. این نوع گشتاورسنج‌ها بسیار گران می‌باشند و نرخ خرابی ادوات مذکور نسبتاً زیاد می‌باشد. بدین جهت یکی از راهکارهای مرسوم در این شرایط، تخمین تلفات فوکو و یا تخمین گشتاور فوکو است. مراجع زیادی به تخمین تلفات فوکو با استفاده از روشهای تحلیلی و یا عددی پرداخته‌اند. در [۴-۹]، تحلیل تلفات فوکو با استفاده از روش‌های عددی شامل روش اجزای محدود و یا روش المان مرزی انجام شده است. مدل‌سازی با استفاده از روشهای عددی از دقت زیادی برخوردار می‌باشد، اما از عیبه‌ای این روش‌ها به کند بودن آن می‌توان اشاره کرد. به همین دلیل استفاده از روشهای تحلیلی، بیشتر مورد توجه قرار می‌گیرد [۱۰-۱۱]. در طراحی بهینه ماشینهای الکتریکی، از روش‌های تحلیلی به دلیل کاهش زمان محاسبات در مقایسه با سایر روش‌ها، استفاده می‌شود. یکی از معایب روشهای تحلیلی اعمال یک سری تقریب‌ها و فرض‌هایی است که ممکن است منجر به ایجاد نتایج با خطای قابل توجه نسبت به نتایج واقعی شود. دو پدیده شامل اثر واکنش آرمیچر و اثر پوستی از مواردی است که می‌تواند در عملکرد و تحلیل دینامومتر فوکو تاثیرگذار باشد. در [۱۲] به مدل‌سازی دینامومتر فوکو با استفاده از روش تحلیلی و با در نظر گرفتن اثر واکنش آرمیچر و اثر پوستی پرداخته شده است.



شبیه‌سازی و پیاده‌سازی برای بررسی کارایی روش شناسایی و کنترل دینامومتر جریان فوکوی ۲۲/۵ کیلووات ارائه شده است.

۲- ساختار کنترلی پیشنهادی دینامومتر جریان

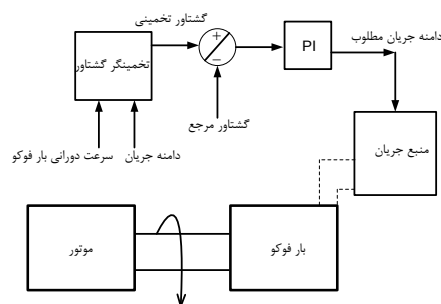
فوکو

بلوک دیاگرام طرح پیشنهادی سیستم کنترل دینامومتر جریان فوکو در شکل ۳ ارائه شده است. در این طرح، سیستم کنترل حلقه بسته دینامومتر فوکو، شامل یک منبع جریان DC است که با استفاده از دو حلقه کنترلی داخلی و خارجی پشت سرهم کنترل می‌شود. در حلقه کنترل خارجی، لزوم شناسایی رابطه گشتاور سیستم وجود دارد. در این راستا، ابتدا گشتاور سیستم بصورت تابعی چند جمله‌ای از جریان تحریک DC و سرعت دورانی آن تخمین زده می‌شود. سپس گشتاور تخمینی با گشتاور مرجع مقایسه می‌شود. در مرحله بعد کنترل‌کننده، جریان مرجع تحریک DC را با توجه به خطای گشتاور تعیین می‌کند. در حلقه کنترل داخلی نیز، کلیدزنی منبع جریان طوری صورت می‌پذیرد که خروجی آن جریان مرجع را دریابی کند. کنترلرهای طراحی شده در هر دو حلقه از نوع PID می‌باشد. طراحی بلوک دیاگرام شکل ۳ شامل بخش‌های ذیل می‌باشد:

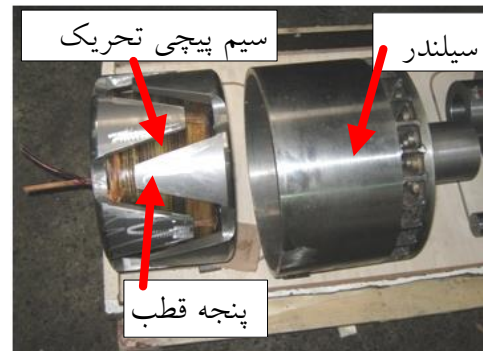
- شناسایی و تخمین گشتاور
- طراحی کنترلر گشتاور و تعیین جریان مرجع
- طراحی کنترلر منبع جریان

۲-۱ بخش شناسایی و تخمین گشتاور

برای شناسایی رابطه گشتاور، ابتدا به ازای جریان‌های تحریک و در سرعت‌های مختلف، مقادیر گشتاور دینامومتر فوکو در شرایط کوپل موتور DC به دینامومتر فوکو ثبت می‌شود. سپس تابع تقریبی تخمین گشتاور به صورت تابعی از جریان تحریک و سرعت دورانی استخراج می‌شود. نحوه تست بارگیری از موتور در شکل ۱ نشان داده شده است. با توجه به اینکه موتور در این تست از نوع معکوس‌گرد می‌باشد، برای تست بارگیری آنها لزوم استفاده از دو دستگاه دینامومتر فوکو وجود دارد.



شکل ۳: بلوک دیاگرام طرح کنترلی گشتاور بار فوکو



شکل ۲: ساختار دینامومتر جریان فوکو قطب پنجه‌ای [۳]

در [۱۳]، مدل‌سازی گشتاور ترمز فوکو به صورت تابعی از جریان تحریک و سرعت دورانی سیلندر ارائه شده است. در این مقاله نیز برای مدل‌سازی و شناسایی گشتاور دینامومتر فوکو از روش [۱۳] استفاده شده است.

مشکل بعدی در سیستم تست [۳-۱]، مربوط به کنترل حلقه باز گشتاور می‌باشد. در سیستم تست [۳-۱]، کنترل گشتاور هر یک از دینامومترها به صورت حلقه باز از طریق تغییر جریان سیستم تحریک صورت می‌پذیرد. بدین صورت که اپراتور دستگاه با تغییر جریان سیستم تحریک، میزان گشتاور دینامومتر فوکو را تغییر می‌دهد. با توجه به افزایش دمای سیلندر، گشتاور دینامومتر فوکو در شرایط عدم تغییر جریان تحریک، تغییر می‌کند. بنابراین در این حالت جریان تحریک باید دوباره توسط اپراتور تنظیم شود. برای حل این مشکل، گشتاور دینامومتر فوکو باید بصورت حلقه بسته از طریق منبع جریان کنترل شود. در [۱۴]، روش کنترل سرعت بهینه از طریق کنترل جریان منبع تغذیه سوئیچینگ برای ترمز فوکو مورد استفاده در صنایع ریلی پیشنهاد شده است. همچنین در [۱۵]، کنترل سرعت ترمز فوکو کوپل شده به موتور، از طریق کنترل حلقه بسته جریان مبدل الکترونیک قدرت پیاده‌سازی شده است. در این مقاله بر خلاف مراجع [۱۴] و [۱۵]، هدف اصلی کنترل گشتاور دینامومتر جریان فوکو بجای کنترل سرعت است.

بر همین اساس در این مقاله، طراحی و ساخت کنترل گشتاور بدون سنسور برای دینامومتر جریان فوکوی ۲۲/۵ کیلووات ارائه شده است. مدار کنترل هوشمند گشتاور بدون سنسور ساخته شده، قابلیت تخمین و کنترل حلقه بسته گشتاور دینامومتر جریان فوکو و تست موتور کوپل شده به آن را تا حد گشتاور ۱۱۰ نیوتون متر دارد. این سیستم، شامل یک منبع جریان DC سوئیچینگ است که با استفاده از دو حلقه کنترلی داخلی و خارجی پشت سرهم کنترل می‌شود. کنترلرهای طراحی شده در هر دو حلقه از نوع PI می‌باشد و سیستم پردازنده مورد استفاده ARM سری LPC-1788 می‌باشد.

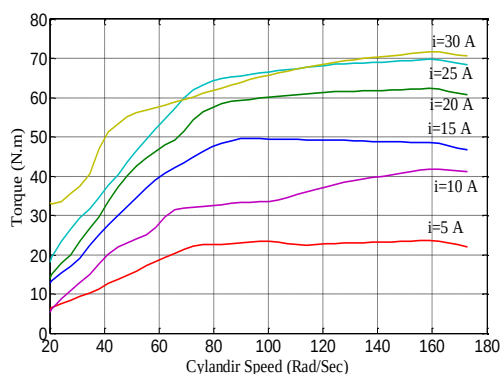
ساختار این مقاله به نحوی است که در بخش ۲، شناسایی سیستم و تعیین رابطه گشتاور تخمینی انجام شده است. سپس در بخش ۳، روش طراحی کنترل‌کننده‌های سیستم آورده شده است. در نهایت نتایج

$$T_{estimate}(\omega, i) = a_1 + (a_2 i + a_3 \omega) + (a_4 i^2 + a_5 i \omega + a_6 \omega^2) + (a_7 i^3 + a_8 i^2 \omega + a_9 i \omega^2 + a_{10} \omega^3) + (a_{11} i^4 + a_{12} i^3 \omega + a_{13} i^2 \omega^2 + a_{14} i \omega^3 + a_{15} \omega^4) + (a_{16} i^5 + a_{17} i^4 \omega + a_{18} i^3 \omega^2 + a_{19} i^2 \omega^3 + a_{20} i \omega^4 + a_{21} \omega^5) \quad (6)$$

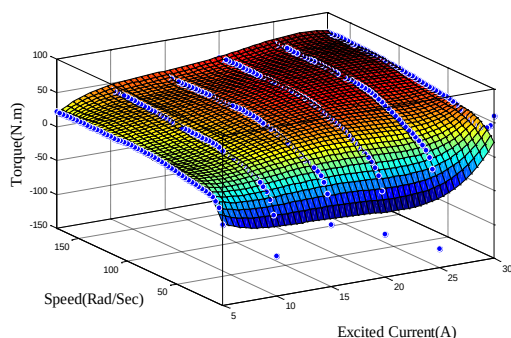
در رابطه (۶)، پارامتر i معرف جریان تحریک بر حسب آمپر و پارامتر ω بیانگر سرعت دورانی بارفوکو بر حسب رادیان بر ثانیه می‌باشد. همچنین $T_{estimate}$ معادل گشتاور تخمینی می‌باشد. در شکل ۶، مقادیر گشتاور تخمینی (رابطه (۶)) با مقادیر گشتاور ثبت شده سیستم (رابطه (۵))، به ازای جریان تحریک ۲۰ آمپر مقایسه شده است. با توجه به این شکل، خطای رابطه تخمینی با مقادیر ثبت شده تجربی، در حد قابل قبولی است.

۲-۲- طراحی کنترلر گشتاور و تعیین جریان مرجع

در این بخش هدف طراحی کنترل‌کننده در حلقه خارجی است. با توجه به شکل ۷، گشتاور تخمینی بار فوکو در هر لحظه از طریق رابطه (۶) تخمین زده شده و سپس با گشتاور مرجع مقایسه می‌شود. سپس خطای گشتاور مرجع و تخمینی به عنوان ورودی به واحد کنترل‌کننده داده می‌شود و بر اساس مقدار خطا، سیگنال کنترلی توسط کنترل‌کننده تعیین می‌شود. سیگنال کنترلی در حلقه خارجی، جریان مرجع منبع تغذیه سوئیچینگ می‌باشد.



شکل ۴: مشخصه گشتاور-سرعت دورانی سیستم بار فوکو



شکل ۵: مشخصه سه بعدی گشتاور-سرعت دورانی-جریان تحریک بار فوکو

جهت مدل‌سازی یک دینامومتر فوکو همواره یکی از دینامومترها قفل شده و جلوی چرخش آن گرفته می‌شود. در گام اول، موتور در شرایط بی‌باری تست می‌شود. بنابراین جریان تحریک هر دو دینامومتر فوکو روی مقدار صفر تنظیم شده و یکی از بارها قفل می‌باشد. با توجه به صفر بودن جریان تحریک بار فوکو، تلفات فوکو در این حالت صفر می‌باشد. تلفات مکانیکی سیستم در زمان بی‌باری موتور با تفاضل توان الکتریکی ورودی موتور و تلفات مسی موتور برابر می‌باشد. بنابراین داریم:

$$P_{No-loading loss} = P_{mechanical loss} = V_m I_m - R_m I_m^2 = A \quad (1)$$

که در آن R_m ، I_m و V_m به ترتیب معرف مقاومت آرمیچر، جریان و ولتاژ موتور می‌باشند. در مرحله بعد، در شرایط قفل بودن یکی از بارهای فوکو، هدف تست موتور در شرایط بارداری آن می‌باشد. بنابراین در این شرایط، جریان تحریک دینامومتر فوکو برای یکی از بارها روی مقدار غیر صفر تنظیم می‌شود. در این حالت برای مجموع تلفات مکانیکی کل سیستم و تلفات بار فوکو داریم:

$$P_{loading loss} = P_{mechanical loss} + P_{eddy current loss} = V'_m I'_m - R_m I_m^2 = A' + B \quad (2)$$

حال با فرض اینکه تلفات مکانیکی سیستم در شرایط بارداری و بی‌باری موتور در سرعت‌های مشابه برابر می‌باشند، رابطه (۳) نتیجه می‌شود:

$$A' = A \quad (3)$$

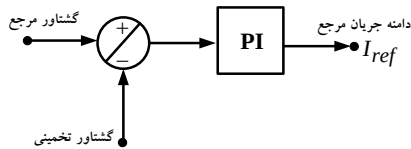
بنابراین تلفات دینامومتر فوکو از رابطه (۴)، نتیجه می‌شود:

$$P_{eddy current loss} = (A' + B) - A = B \quad (4)$$

به این روش، اندازه‌گیری تلفات فوکو به روش تجربی گفته می‌شود. برای محاسبه گشتاور دینامومتر فوکو در هر سرعت و جریان تحریک مشخص، گشتاور دینامومتر فوکو از رابطه (۵)، حاصل می‌شود:

$$T_{eddy load} = \frac{P_{eddy current loss}}{\omega} \quad (5)$$

حال با توجه به رابطه (۵)، مشخصه دو بعدی گشتاور-سرعت دورانی دینامومتر فوکو به ازای جریان‌های تحریک ۵ تا ۳۰ آمپر در شکل ۴ نشان داده شده است. همچنین مشخصه سه بعدی گشتاور-سرعت دورانی-جریان تحریک دینامومتر فوکو با استناد به نتایج تجربی در شکل ۵ نشان داده شده است. جهت تخمین گشتاور دینامومتر فوکو با توجه به نتایج تجربی مشخصه شکل ۵، تابع تقریبی دو متغیره گشتاور بصورت رابطه (۶) قابل تخمین می‌باشد:



شکل ۷: بلوک دیاگرام طرح کنترلی گشتاور بار فوکو

با توجه به مخرج تابع تبدیل که به ازای نقاط کار متفاوت محاسبه شده است، مشاهده می‌شود که سیستم حلقه باز پایدار است. از طرفی چون سیستم در مبدا مختصات قطبی ندارد، لذا ردیابی حالت ماندگار برای ورودی پله امکان پذیر نبوده و باید از یک انتگرال‌گیر در ساختار کنترل‌کننده استفاده شود. بنابراین کنترل‌کننده مورد نظر برای تست عملی و پیاده‌سازی به صورت **PI** در نظر گرفته می‌شود. به منظور تعیین ضرایب **PI** از محک راث استفاده می‌شود. با توجه به تابع تبدیل رابطه (۹) و استفاده از کنترل‌کننده **PI** به صورت $C(s) = k_p + k_i/s$ ، داریم:

$$\begin{cases} k_i > 0 \\ k_p > \frac{-(90.88\omega^0 + 0.08 + 5 \times 10^7 i_a^{o2})}{5 \times 10^7 i_a^{o2}} \\ k_p > \frac{k_i - (73.53 + 80882.35\omega^0)(90.88\omega^0 + 0.08 + 5 \times 10^7 i_a^{o2})}{5 \times 10^7 i_a^{o2} (73.53 + 80882.35\omega^0)} \end{cases} \quad (10)$$

با توجه به شرایط رابطه (۱۰)، سیستم پایدار بوده و خطای ردیابی در حالت ماندگار برابر با صفر است. همچنین توجه داریم که به دلیل وجود انتگرال‌گیر، دفع اغتشاش پله به راحتی صورت می‌گیرد. در این شرایط، با توجه به نقطه کار سیستم و نامعادله (۱۰)، ضرایب کنترل‌کننده انتخاب می‌شوند.

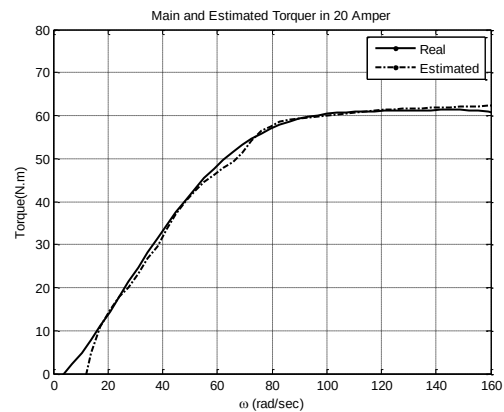
۳-۲- طراحی کنترلر منبع جریان

با توجه به شکل ۸، منبع جریان در واقع یک مبدل **DC-DC** می‌باشد که جریان آن قابل کنترل است. کنترل جریان خروجی مبدل **DC-DC** از طریق مدولاسیون دوره کاری کلیدزنی صورت می‌پذیرد. بدین ترتیب که مبدل **DC-DC** شامل یک سیستم کنترل فیدبک است که ابتدا جریان مرجع با جریان خروجی را مقایسه می‌کند. با توجه به خطای حاصل از این مقایسه، کنترل‌کننده **PID** دوره کاری کلید زنی مطلوب را مشخص می‌کند. برای تابع تبدیل مبدل **DC-DC** شکل ۸، داریم:

$$\frac{RI(s)}{V_x(s)} = \frac{RI(s)}{V_g d(s)} = \frac{1}{LC(S^2 + S(\frac{1}{RC}) + \frac{1}{LC})} \quad (11)$$

این رابطه در حوزه زمان گسسته به صورت رابطه (۱۲) است:

$$\frac{I(z)}{d(z)} = \frac{V_g}{R(1 + \frac{(1-z^{-1})L}{RT_s} + \frac{(1-z^{-1})^2 LC}{(T_s)^2})} \quad (12)$$



شکل ۶: گشتاور تخمینی و گشتاور ثبت شده در جریان تحریک ۲۰ آمپر

برای طراحی کنترل‌کننده خارجی، بهره حلقه داخلی یک فرض می‌شود. در این شرایط ابتدا مدل فضای حالت موتور **DC** کوپل شده به دینامومتر به صورت رابطه (۷)، مفروض می‌باشد [۱۴]:

$$\begin{cases} \dot{i}_a = \frac{1}{L_a}(V_a - R_a i_a - K' i_a \omega) \\ \dot{\omega} = \frac{1}{J}(T_e - T_l - B\omega) \end{cases} \quad (7)$$

که در این رابطه پارامترهای V_a ، R_a ، L_a ، K' ، J و B به ترتیب ولتاژ ترمینال موتور، مقاومت سیم‌پیچی آرمیچر، اندوکتانس، ثابت تناسب، ممان اینرسی شفت و ضریب اصطکاک می‌باشند. همچنین $T_e = K' i_a^2$ گشتاور الکتریکی و T_l گشتاور بار مغناطیسی است. در این معادله فضای حالت متغیرهای حالت جریان آرمیچر i_a و سرعت دورانی شفت ω می‌باشند. در صورتی که بخواهیم از کنترل‌کننده **PI** به منظور کنترل سیستم استفاده کنیم، باید ابتدا معادله (۷) حول نقطه کار خطی‌سازی شود. بنابراین معادله خطی سیستم حول نقطه کار به صورت رابطه (۸) قابل ارائه است:

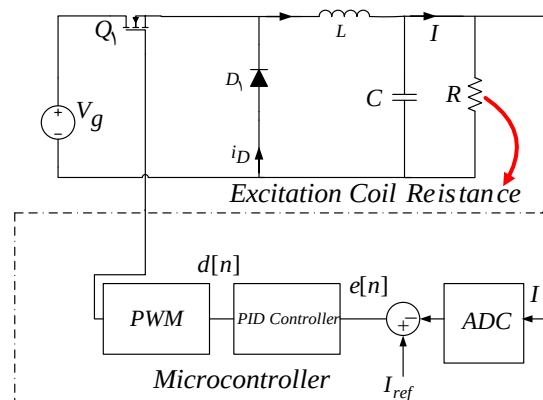
$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{i}_a \\ \Delta \dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -80882.35\omega^0 - 73.53 & -80882.35 i_a^{o2} \\ 617.98 i_a^{o2} & -0.0011 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_a \\ \Delta \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -5.62 \end{bmatrix} T_l \quad (8)$$

در این مدل خطی، اندیس **o** در بالای پارامترها بیانگر نقطه کار سیستم است. این بدان معنی است که سیستم در هر نقطه کار دارای مدلی متفاوت است. بنابراین در انتخاب کنترل‌کننده **PI** باید دقت نمود تا ضرایبی انتخاب شوند که در محدوده عملکرد سیستم، پایداری مطلوبی داشته باشد. برای تابع تبدیل سیستم حلقه بسته داریم:

$$\frac{\Delta T_e(s)}{\Delta T_l(s)} = \frac{5 \times 10^7 i_a^{o2}}{s^2 + (73.53 + 80882.35\omega^0)s + 90.88\omega^0 + 0.08 + 5 \times 10^7 i_a^{o2}} \quad (9)$$

گشتاور موتور و دینامومتر برابر می‌باشند. البته در شرایط حالت گذرا یک فرجهش نسبتاً بزرگ مربوط به گشتاور موتور مشاهده می‌شود. دلیل این موضوع، افزایش پله‌ای ولتاژ موتور است که منجر به تغییرات ناگهانی دامنه جریان موتور و در نهایت این موضوع منجر فرجهش ناگهانی گشتاور موتور می‌شود. البته اشاره به این نکته لازم است که با توجه به اینکه رابطه (۶) که تخمین گشتاور بر اساس آن صورت می‌گیرد یک رابطه استاتیکی است، لذا این رابطه تخمین مقدار گشتاور را فقط در حالت ماندگار ارائه می‌دهد. به همین دلیل در نتایج شبیه‌سازی در لحظه تغییر ولتاژ اختلاف زیادی بین مقدار گشتاور و تخمین آن در حالت گذرا دیده می‌شود.

پس از میرا شدن سرعت موتور، گشتاور موتور نیز در مقدار ماندگار تثبیت می‌شود. همچنین به ازای افزایش گشتاور مرجع در ثانیه ۲۵ام، جریان مرجع نیز با توجه به شکل ۹-ب، نوسان می‌کند. این موضوع به علت وجود لختی دینامومتر و عدم تغییرات پله‌ای سرعت آن می‌باشد. به عبارت بهتر با توجه به شکل ۹-ج پس از میرا شدن سرعت دینامومتر، جریان مرجع و گشتاور تخمینی نیز در مقادیر ماندگار مربوطه میرا می‌شوند.



شکل ۸: کنترل جریان مبدل DC-DC

که در آن d معادل دوره کاری کلید الکترونیک قدرت است که توسط کنترل کننده PID تنظیم می‌شود. با توجه به توضیحات قبل، سیگنال خطا به صورت رابطه (۱۳)، تعریف می‌شود:

$$e_2(s) = I_{ref}(s) - I(s) \quad (13)$$

از طرفی، برای واحد کنترل کننده داریم:

$$\frac{d(s)}{e_2(s)} = K_{p2} + \frac{K_{i2}}{s} + K_{d2}s \quad (14)$$

$$\frac{d(z)}{e(z)} = \frac{K_p T_s (1 - z^{-1}) + K_i T_s^2 + K_d (1 - z^{-1})^2}{T_s (1 - z^{-1})} \quad (15)$$

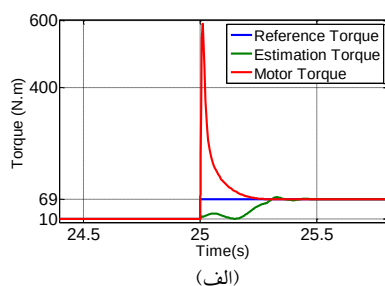
که در آن زمان نمونه برداری برابر با $1/1$ میلی ثانیه می‌باشد. به منظور پیاده‌سازی کنترل کننده بر روی پردازنده ARM ، ضرایب کنترل کننده PID به صورت رابطه (۱۶) تعیین می‌شوند:

$$K_{p2} = \frac{L}{RT_s}; K_{i2} = \frac{1}{T_s}; K_{d2} = \frac{LC}{T_s} \quad (16)$$

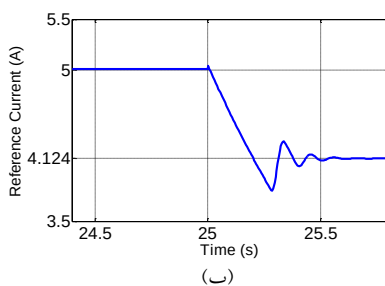
پارامترهای مورد نیاز برای شبیه‌سازی سیستم در پیوست ۱ ارائه شده است.

۴- نتایج شبیه‌سازی

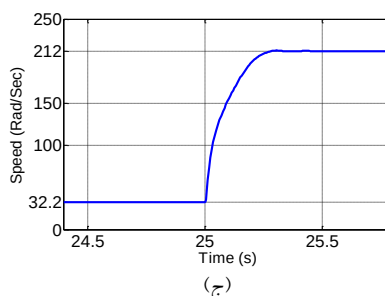
در این بخش از مقاله به بررسی نتایج شبیه‌سازی در مورد مسئله ردیابی و اثر دفع اغتشاش سیستم حلقه بسته پرداخته می‌شود. نتایج شبیه‌سازی برای دو حالت ارائه شده است. در حالت اول، نتایج شبیه‌سازی ردیابی گشتاور مرجع ۱۰ نیوتن متر و ۶۹ نیوتن متر به ترتیب در بازه‌های زمانی ۰ تا ۲۵ ثانیه و بازه زمانی ۲۵ تا ۲۵/۵ ثانیه، ارائه شده است. اندازه ولتاژ موتور، برای گشتاور مرجع ۱۰ نیوتن متر، ۸ ولت و برای گشتاور مرجع ۶۹ نیوتن متر، برابر با ۸۵ ولت است. در شکل ۹-الف به ترتیب شکل موج گشتاور موتور، گشتاور تخمینی دینامومتر فوکو و همچنین گشتاور مرجع نشان داده شده است. با توجه به این شکل، ردیابی گشتاور مرجع، در شرایط حالت ماندگار با دقت بسیار بالایی انجام شده است و در این شرایط



(الف)

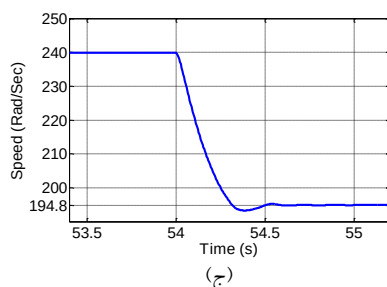
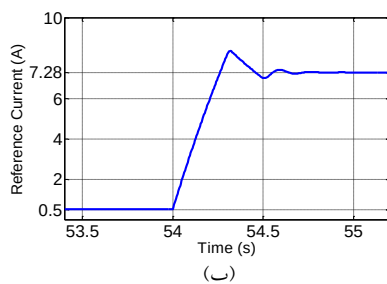
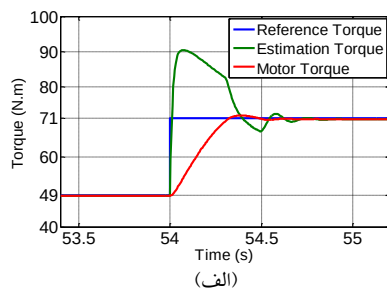


(ب)

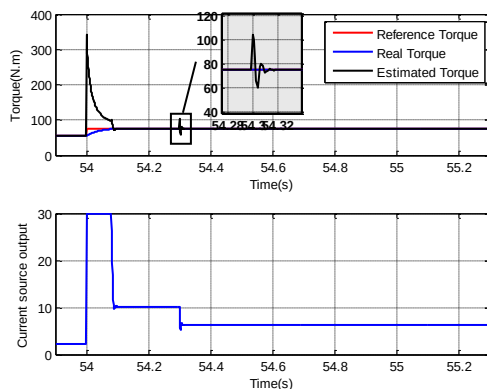


(ج)

شکل ۹: نتایج شبیه‌سازی کنترل کننده در حالت اول.
الف- گشتاور ب- جریان تحریک ج- سرعت دورانی دینامومتر



شکل ۱۰: نتایج شبیه‌سازی کنترل کننده در حالت دوم.
الف- گشتاور ب- جریان تحریک ج- سرعت دورانی دینامومتر



شکل ۱۱: بررسی دفع اغتشاش وارد شده به گشتاور مکانیکی سیستم

سیستم تحت کنترل شامل دو دستگاه دینامومتر فوکو با توان $2 \times 22/5$ کیلووات، رک کنترل و پایش دینامومتر فوکو و یک دستگاه موتور معکوس گرد 60 کیلووات، در شکل ۱۵ نشان داده شده است. شفت داخلی موتور معکوس گرد به یکی از دینامومترها و شفت بیرونی آن به دینامومتر دیگری وصل است. در این مقاله در شرایط تست موتور معکوس گرد، فقط یکی از بارهای فوکو کنترل و پایش می‌شود و بار فوکوی دوم، قفل می‌باشد.

در حالت دوم ولتاژ موتور در طی کل زمان تست روی مقدار 80 ولت ثابت است. همچنین گشتاور مرجع، تا لحظه 54 ثانیه برابر با 49 نیوتن متر می‌باشد و سپس در لحظه 54 ثانیه، گشتاور مرجع اعمال شده به مقدار 71 نیوتن متر تغییر پیدا می‌کند. با توجه به شکل ۱۰-الف، فراجش ناگهانی گشتاور موتور در این شرایط مشاهده نمی‌شود، دلیل این موضوع عدم تغییرات ولتاژ موتور در لحظه تغییر گشتاور مرجع می‌باشد. همچنین به ازای افزایش گشتاور مرجع در ثانیه 54 ام، جریان مرجع نیز با توجه به شکل ۱۰-ب، نوسان می‌کند. این موضوع به علت وجود لختی دینامومتر و عدم تغییرات پله‌ای سرعت آن می‌باشد. به عبارت بهتر با توجه به شکل ۱۰-ج، پس از میرا شدن سرعت دینامومتر، جریان مرجع و گشتاور تخمینی نیز در مقادیر ماندگار مربوطه میرا می‌شوند.

در مرحله بعدی، نتایج موضوع اثر اغتشاش بر سیستم کنترلی بررسی شده است. دفع اغتشاش در این آزمایش می‌تواند بر روی جریان اعمالی به سیم پیچ و یا گشتاور بار بررسی شود. به دلیل اینکه اعمال اغتشاش به گشتاور مکانیکی منطقی تر بوده و در عمل بیشتر اتفاق می‌افتد، در این آزمایش ابتدا اغتشاش گشتاور بار بررسی می‌شود و سپس در ادامه به منظور بررسی بهتر عملکرد کنترل کننده، اغتشاش منبع جریان نیز ارائه شده است. در این بررسی، ولتاژ موتور ثابت و 80 ولت فرض شده است. به منظور ایجاد تنوع در نقاط کار، گشتاور مرجع تا ثانیه 54 بر روی 55 نیوتن متر و از این لحظه به بعد، 75 نیوتن متر فرض شده است. در لحظه $54/3$ ثانیه، گشتاور اغتشاشی برابر با 30 نیوتن متر به خروجی سیستم اضافه می‌شود. نتایج شبیه‌سازی دفع اغتشاش در شکل ۱۱ نشان داده شده است. با توجه به این شکل مشاهده می‌شود که گشتاور بار اعمال شده به موتور در مدت زمان بسیار کوتاهی توسط کنترل کننده دفع می‌شود.

به همین ترتیب در شکل ۱۲ نتایج ردیابی برای حالتی که اغتشاش جریانی برابر با 6 آمپر وجود دارد، نشان داده شده است. این اغتشاش در ثانیه $54/3$ ، به سیستم حلقه بسته اعمال می‌شود. با توجه به شکل ۱۲، ردیابی گشتاور با حذف اثر اغتشاش، در این حالت نیز به سرعت توسط کنترل کننده دفع شده است.

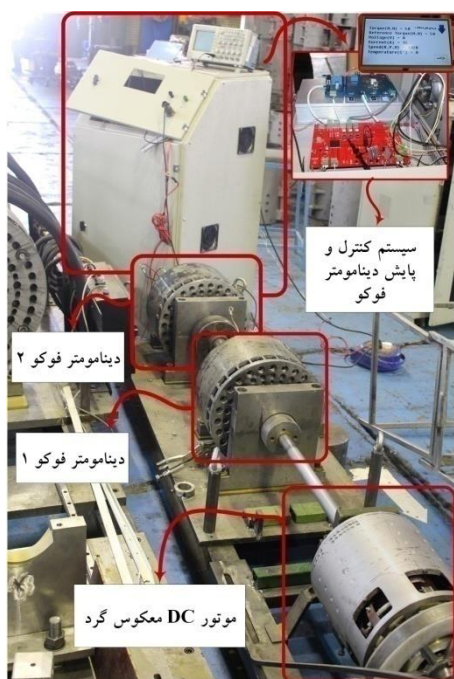
۵- نتایج عملی

در شکل ۱۳ پیاده‌سازی سیستم تخمین گشتاور و کنترل حلقه بسته گشتاور فوکو در پردازنده ARM نشان داده شده است. با توجه به این بلوک دیاگرام، مشاهده می‌شود که ورودی‌های پردازنده شامل سرعت دورانی، گشتاور مرجع و جریان فیدبک منبع جریان می‌باشد که توسط مبدل‌های آنالوگ به دیجیتال بر روی پورت ورودی قرار می‌گیرند. در محیط نرم‌افزاری پردازنده، محاسبات مربوط به تخمین گشتاور انجام می‌شود. سپس جریان مرجع تعیین شده و در نهایت عرض پالس PWM برای کنترل جریان منبع به پورت خروجی فرستاده می‌شود. در شکل ۱۴، برد قدرت و برد کنترل طراحی شده توسط پردازنده ARM مدل LPC-1788 نشان داده شده است.

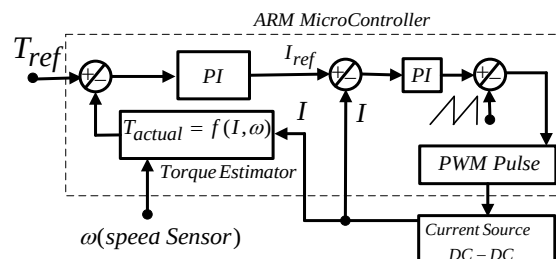
می‌تواند ناشی از تلفات سیم‌پیچی تحریک در سیستم عملی باشد. به عبارت بهتر، در سیستم تست عملی برای ایجاد گشتاور مورد نظر، جریان تحریک بیشتری باید ایجاد شود. همچنین علت عدم وجود دامنه گشتاور فرافروش فوکو در نتایج عملی در مقایسه با نتایج شبیه‌سازی، زمان نمونه‌برداری سیستم تست عملی می‌باشد. به عبارت بهتر، گشتاور فرافروش لحظه‌ای در نتایج شبیه‌سازی در فاصله زمانی کمتر از ۰/۰۵ ثانیه اتفاق افتاده است، که با توجه به بزرگ بودن زمان نمونه‌برداری سیستم پایش از عدد مذکور، گشتاور فرافروش در بازه زمانی گذارا ثبت نشده است. البته نتایج شبیه‌سازی گشتاور تخمینی با نتایج عملی گشتاور تخمینی در شرایط حالت ماندگار کاملاً با هم همخوانی دارد.

۶- نتیجه‌گیری

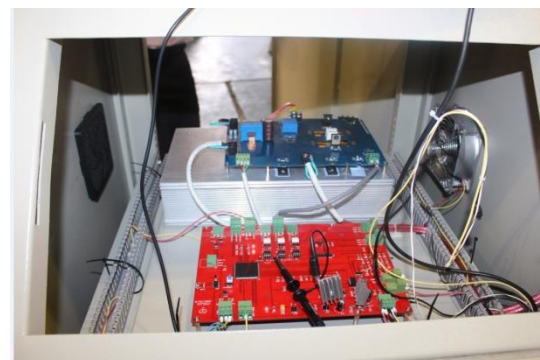
هدف از این مقاله، طراحی و ساخت سیستم تخمین گشتاور و کنترل دینامومتر فوکوی ۲۲/۵ کیلووات می‌باشد. در این راستا، به منظور شناسایی سیستم و استخراج دینامیک مدل ابتدا تخمینی از گشتاور به صورت تابع تقریبی وابسته به جریان تحریک و سرعت دورانی سیلندر ارائه شد. با توجه به نتایج شبیه‌سازی و تجربی، تخمین گشتاور دینامومتر فوکو با خطای قابل قبولی انجام شده است. همچنین سیستم پیشنهادی جهت کنترل گشتاور فوکو شامل دو حلقه کنترلی سری بوده که در نهایت جریان سیستم تحریک را کنترل می‌کند. با توجه به نتایج شبیه‌سازی و عملی روی بر روی دینامومتر فوکو، ردیابی گشتاور با خطای قابل قبولی انجام شد.



شکل ۱۵: ساختار سیستم کنترل گشتاور دینامومتر فوکو



شکل ۱۳: پیاده‌سازی کنترل گشتاور در پردازنده



شکل ۱۴: برد کنترلی طراحی شده برای پیاده‌سازی بلوک دیاگرام شکل ۹

به منظور آماده‌سازی سیستم برای تست و ارزیابی، دو سناریو در نظر گرفته می‌شود. در این دو سناریو، چهار نقطه کار برای تست سیستم حلقه بسته در نظر گرفته می‌شود. لازم به ذکر است که در این سناریوها به منظور بررسی بهتر نتایج، دو ورودی مرجع به سیستم اعمال شده است تا نتایج و زمان ردیابی را واضح‌تر بتوان تحلیل کرد. در شکل ۱۶، ورودی پله‌ای با دامنه ۱۰ نیوتن‌متر به منظور ورودی مرجع تا ثانیه ۲۵ در نظر گرفته شده است. سپس از ثانیه ۲۵ به بعد مقدار گشتاور مرجع بر روی ۶۹ نیوتن‌متر تغییر وضعیت می‌دهد. با توجه به نتایج تست عملی، مشاهده می‌شود که کنترل‌کننده طراحی شده به همراه تخمین‌گر گشتاور که هر دو در پردازنده ARM برنامه‌نویسی شده‌اند، کنترل سیستم را به خوبی انجام داده است. در ادامه آزمایش عملی، در شکل ۱۷ نتایج ردیابی برای دو نقطه کار جدید ۴۹ و ۷۱ نیوتن‌متر در نظر گرفته شده است. در این حالت نیز مشاهده می‌شود که کنترل‌کننده به همراه ساختار تخمین گشتاور، نتایج ردیابی قابل قبولی را بدون خطای حالت ماندگار ارائه داده است. از طرفی همانطور که در بلوک دیاگرام شکل ۱۳ نشان داده شده است، عرض پالس PWM کلید ماسفت منبع جریان، از طریق سیگنال خروجی PI دوم تعیین می‌شود. شکل موج PWM کلید ماسفت در شکل ۱۸ در شرایطی نشان داده شده است که گشتاور خروجی سیستم بر روی گشتاور بار مرجع ۷۱ نیوتن‌متر قرار گرفته است. در این حالت مشاهده می‌شود که دوره کاری کلید ماسفت (عرض پالس) برابر با ۲۰٪ می‌باشد. با توجه به اینکه حداکثر جریان خروجی منبع جریان برابر با ۴۰ آمپر (جدول ۱ پیوست) می‌باشد، لذا در این حالت جریانی برابر با ۸ آمپر به سیم‌پیچ تزریق می‌شود که نتایج آن نسب به شبیه‌سازی شکل ۱۰-ب، که ۷/۲۸ آمپر است، اختلاف ناچیزی دارد. دلیل این اختلاف جزئی،

جدول ۲- مشخصات فنی نمونه بار فوکوی ساخته شده

پارامتر	مقدار
توان نامی ترمز	۲۲/۵×۲KW
جریان تحریک	۳۰A
قطر خارجی سیلندر	۳۶۱,۴۰ mm
قطر داخلی سیلندر	۳۴۰,۴۰ mm
ضخامت سیلندر	۱۰,۵ mm
قاعدع کوچک پنجه قطب	۴۱,۹۸ mm
قاعدع بزرگ پنجه قطب	۱۲۰,۵۳ mm
ارتفاع پنجه قطب	۱۳۸ mm
جنس هسته، سیلندر و قطب‌ها	Fe-St۳۷

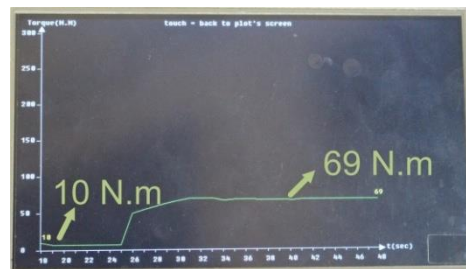
جدول ۳- مشخصات فنی نمونه الکتروموتور معکوس گرد جریان مستقیم

پارامتر	مقدار
توان نامی ترمز	۶۰KW
ولتاژ نامی	۲۰۰V
جریان نامی	۳۰۰A
طول موتور	۳۱۰mm
کلاس عایقی	H
سرعت نسبی بین دو بخش دوار	۴۰۰۰-۳۵۰۰rpm
سرعت آرمیچر	۲۰۰۰-۱۷۵۰rpm
سرعت قطب‌ها	۲۰۰۰-۱۷۵۰rpm

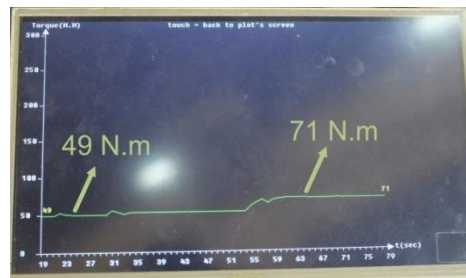
مراجع

- [1] Kh. Kanzi, A. Dehafarin, S. Roozbehani, M. Kanzi, Q.Vasheghani, "Novel Claw pole Eddy Current Load for Testing DC Counter Rotating Motor Part I: Construction," Journal of International Conference on Electrical Machines and Systems, vol. 1(3), pp.57-65, 2012.
- [2] Kh. Kanzi, S. Roozbehani, A. Dehafarin, M. Kanzi, "Novel Claw pole Eddy Current Load for Testing DC Counter Rotating Motor Part II: Design and Modeling," Journal of International Conference on Electrical Machines and Systems, vol. 1(4), pp. 16-22, 2012.

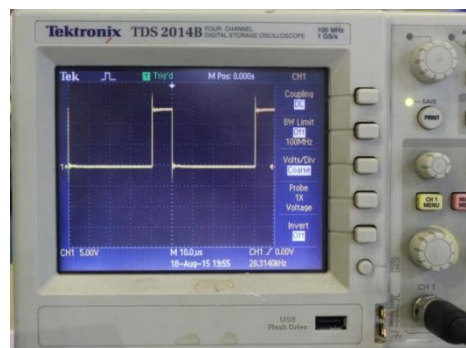
[۳] سام روزبهانی، مجید کنزی، ابوالفضل ده آفرین، خلیل کنزی، مدلسازی و ساخت بارفوکوی قطب پنجه ای جهت تست الکتروموتور معکوس گرد، بیست و هفتمین کنفرانس بین المللی برق، تهران، پژوهشگاه نیرو، آبان ۱۳۹۱.



شکل ۱۶: نتایج تست عملی ردیابی گشتاور مرجع برای دو گشتاور ۱۰ و ۶۹ نیوتن متر



شکل ۱۷: نتایج تست عملی ردیابی گشتاور مرجع برای دو گشتاور ۴۹ و ۷۱ نیوتن متر



شکل ۱۸: پالس گیت ماسفت منبع جریان در شرایط گشتاور مرجع ۷۱ نیوتن متر

پیوست ۱:

مقادیر پارامترهای سیستم در تست‌های شبیه‌سازی و پیاده‌سازی به صورت جداول ۱ تا ۳ می‌باشند.

جدول ۱- طراحی پارامترهای مدار قدرت منبع

پارامتر	واحد	مقدار
Maximum V_{in}	V	۴۹
Minimum V_{in}	V	۵۱
Maximum I_o	A	۴۰
Minimum I_o	A	۵
R_L	Ohm	۰,۱
f_s	Hz	۲۸۰۰۰
L	uH	۰,۶۲۸۲۲
C	uF	۱۵

- [10] H. Shin, J. Choi, H. Cho, S. Jang, "Analytical Torque Calculations and Experimental Testing of Permanent Magnet Axial Eddy Current Brake", IEEE Trans. Magn, vol.49 (7), 4152–4155, 2013.
- [11] R. Yazdanpanah, M. Mirsalim, "Axial-Flux Wound-Excitation Eddy-Current Brakes: Analytical Study and Parametric Modeling", IEEE Trans. Magn, vol.50 (6), 2014.
- [12] S. Sharif, J. Faiz, K. Sharif, "Performance analysis of a cylindrical eddy current brake", IET Electric Power Applications, Vol. 6(9), pp. 661–668, 2012.
- [13] S. Anwar, A Parametric Model of an Eddy Current Electric Machine for Automotive Braking Applications, IEEE Trans.Control system Tech, Vol.12, No.3, May 2004.
- [14] Zamani A. Design of a controller for rail eddy current brake system. IET Electrical Systems in Transportation. 2014 Jun; 4(2):38-44.
- [15] Yazdanpanah R, Mirsalim M. Hybrid electromagnetic brakes: design and performance evaluation. IEEE Transactions on Energy Conversion. 2015 Mar; 30(1):60-9.
- [16] S. Roozbehani, S. Saki, H. Nazifi, and K. Kanzi, "Identification and fuzzy-PI controller design for a novel claw pole eddy current dynamometer in wide speed range," in Electrical Engineering (ICEE), 2016 24th Iranian Conference on, 2016, pp. 1038-1042.
- [4] J.R. Bowler, T.Theodoulidis, "Boundary element calculation of eddy currents in cylindrical structures containing cracks," IEEE Trans. Magn, vol. 45(3), pp. 1012–1015, 2009.
- [5] D. Pusch, J. Smajic, Z. Andjelic, J.M. Ostrowski, "Comparison between BEM and classical FEM for a 3D low-frequency eddy-current analysis," IEEE Trans. Magn, vol. 46(8), pp. 2919–2921, 2010.
- [6] H. De Gersem, "Combined spectral-element finite-element discretization for magnetic-brake simulation," IEEE Trans. Magn, vol. 46(8), pp. 3520–3523, 2010.
- [7] E. Dlala, "Comparison of models for estimating magnetic core losses in electrical machines using the finite-element method", IEEE Trans. Magn, vol. 45(2), pp. 716–725, 2009.
- [8] J. Pippuri, A. Belahcen, E. Dlala, A.Arkkio, "Inclusion of eddy currents in laminations in two-dimensional finite element analysis", IEEE Trans. Magn, vol.46 (8), pp. 2915–2918, 2010.
- [9] S.E. Gay, M. Ehsani, "Parametric analysis of eddy-current brake performance by 3-D finite-element analysis", IEEE Trans. Magn, vol. 42(2), pp.319–328, 2006.

روشی جدید جهت محاسبه زاویه تماس قطره با سطوح

مصطفی زمانی محی آبادی

مربی، گروه پژوهشی پیل سوختی حرارت بالا، دانشگاه ولی عصر (عج) رفسنجان، M.Zamani@vru.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۵/۸/۹، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۶/۶/۲۹)

چکیده: در این تحقیق، با استفاده از روش پردازش تصویر زاویه تماس قطره با سطح در حالت متقارن و نامتقارن بررسی و اندازه گیری شد. در این روش زاویه تماس توسط آنالیز تصویر بدست می آید و هیچ نیازی به مشخصات سیال و یا سطح جامد نیست. اساس فرایند اندازه گیری، برطبق روش تقاطع همراه با تابع وزن گوسی است، به این صورت که در ابتدا نقطه تماس به صورت دقیق توسط اپراتور هریس مشخص و سپس یکسری از نقاط روی مرز قطره در نزدیکی نقطه تماس انتخاب شد. در مرحله بعد زاویه بین این جفت نقاط توسط خط مرتبط و مستقیم بین آنها بدست آمد. و در نهایت میانگین زوایا براساس یک تابع وزنی گوسی محاسبه شد. جهت اعتبارسنجی الگوریتم پیشنهادی نتایج حاصل با نتایج بدست آمده از روش استاندارد که اخیراً مطرح شده مقایسه شد و اختلاف نتایج کمتر از ۱ درجه بدست آمد. مزایای این روش شامل دقت بالا، قابلیت انجام برای گستره وسیعی از زوایای تماس، قابلیت استفاده برای قطره های متقارن و نامتقارن و نیز کاملاً خودکار بودن این روش است.

کلمات کلیدی: اندازه گیری، زاویه تماس، برخورد قطره، پردازش تصویر

A New Method for Measuring Contact Angle of Impacting Drop

Mostafa Zamani Mohiabadi

Abstract: In this paper, a new image processing technique has been proposed to measure the contact angle of symmetric and asymmetric drops. In our proposed method, the contact angle is calculated by analyzing the side view image of the drop without needing any liquid parameters. The procedure of the technique is according to the secant technique coupled with a Gaussian weighted function, as follows: at the beginning the exact location of the contact points is obtained by Harris corner detector function, then a series of points are selected on the drop boundary near the contact points. In the third step, a set of contact angles are estimated by passing secant lines through the contact point and each of the boundary points. In the final step, a gaussian weighted average function is applied to the calculated angles to estimate the main contact angle. The contact angle measurement algorithm is verified by comparing its results with the obtained measurements of a recent standard study. High accuracy, usability for all ranges of contact angles, applicability to both symmetric and asymmetric drops and being fully automatic are other advantages of the presented method.

Keywords: Measurement, Contact Angle, drop impact, Image Processing.

۱- مقدمه

بوده اند و از جمله کاربردهای آن می توان پوشش نازک سطوح، رنگ اسپری، کاربرد در آفت کش ها، و پاشش پلاسم را نام برد. بطور کلی رفتار قطره تابعی از خواص قطره، سطح و محیط اطراف

اخیراً پژوهش های زیادی در زمینه رفتار قطره در برخورد با سطوح انجام شده اند. این پژوهش ها عمدتاً مبتنی بر دینامیک سیالات

آن است. زاویه لحظه‌ای تماس یکی از پارامترهای معرف این رفتار می‌باشد. زاویه تماس قطره با سطح، جهت توصیف ترشوندگی سطح جامد [۲۰]، میعان و تبخیر [۳]، از بین بردن یخ زدگی [۴]، چسبندگی بین قطره و سطوح جامد، و بسیاری از کاربردهای عملی دیگر استفاده شده است [۵]. از این رو، اندازه‌گیری دقیق زاویه تماس نه تنها برای پژوهش‌های علمی، بلکه در طیف گسترده‌ای از کاربردهای صنعتی اهمیت اساسی دارد [۷]. با توجه به پژوهش‌های انجام شده در این زمینه، روش‌های اندازه‌گیری زاویه تماس به دو گروه اصلی طبقه‌بندی می‌شوند، روش‌های تعادل نیروهای کششی و روش‌های نوری. روش‌های تعادل نیروهای کششی بر اساس اندازه‌گیری نیروی تعامل مایع-جامد از طریق معادله یانگ-لاپلاس [۸] انجام می‌گیرند. روش‌های نوری بر اساس تصویربرداری از برخورد قطره در حالت دینامیکی می‌باشند و زاویه تماس کلی مشاهده شده دو بعدی از قطره را اندازه‌گیری می‌کنند. در روش‌های تعادل نیروهای کششی، مقدار زاویه تماس بر اساس تعادل حرارتی-مکانیکی از یک قطره در حال سکون روی یک سطح جامد و با توجه به سه تنش داخلی آن بدست می‌آید. در اکثر شرایط عملی ممکن است زاویه لحظه‌ای تماس با شرایط عدم تعادل [۹-۱۱] مورد توجه باشد، از این رو در چنین مواردی روش‌های نوری تنها گزینه موجود برای اندازه‌گیری زاویه تماس است. در واقع در طول مدت زمان برخورد، شکل قطره دستخوش تغییرات بزرگ، سریع و گاهی اوقات غیرمقارن می‌شود. بنابراین استفاده از روش‌های تعادل نیروهای کششی تقریباً غیرممکن است. در روش‌های نوری، یک دوربین با وضوح بالا روند برخورد را ضبط می‌کند و پس از آن می‌توان با روش‌های مختلف اندازه‌گیری را انجام داد.

در [۱۲] لی و همکاران زاویه تماس قطره را بر روی سطوح صاف و خشن برای مایع‌های با ویسکوزیته مختلف اندازه‌گیری کردند. آنها توانستند با استفاده از تعادل انرژی، ارتباطی بین میزان ترشوندگی و سرعت برخورد قطره بدست آورند. آن‌ها یک مدل کروی برای قطره موردنظر در نظر گرفته و سپس زاویه برخورد را توسط آن محاسبه نمودند.

در روش‌های نوری مدرن از تکنیک‌های پردازش تصویر جهت اندازه‌گیری زاویه تماس استفاده می‌گردد که بطور بالقوه قادر به اندازه‌گیری زاویه تماس از هر قطره با هر شکل (مقارن یا نامقارن) می‌باشند. در ادامه، پژوهش‌های انجام شده در زمینه

پردازش تصویر برای اندازه‌گیری زاویه تماس، ارائه می‌شود. لی و همکاران [۱۳] یک تابع دایروی جهت تطبیق با شکل قطره و براساس مشخصات قطره معرفی کرده‌اند. آنها به منظور استخراج مرزهای قطره، از تکنیک تقسیم بندی تصویر همراه با تبدیل واترشد^۲ استفاده کردند. مزیت اصلی این روش سرعت بالای اجرای آن است، ولی قابل اجرا برای قطره‌های نامقارن نیست. محدودیت دیگر این روش دقت کم در اندازه‌گیری بویژه برای قطره‌های بزرگ است، زیرا در قطره‌های بزرگ بدلیل گرانش زیاد شکل قطره از حالت دایروی خارج می‌شود [۱۴ و ۱۵]. چینی و همکاران [۱۶] یک روش مبتنی بر پردازش تصویر ارائه دادند، که در آن زاویه تماس با تقریب چند جمله‌ای در مرز قطره و در نزدیکی خط تماس اندازه‌گیری می‌شود. اما روش آنها در مواردی که انعکاس نور قابل رویت نباشد با خطا مواجه می‌شود، به درستی عمل نمی‌کند. بنابراین در چنین مواردی نقاط تماس باید بصورت دستی مشخص شوند که حساس به خطای انسانی می‌باشد. در یکی از جدیدترین تحقیقات در این زمینه بیول و همکاران [۱۷] الگوریتمی پیشنهاد دادند که با کمک یک ماسک زاویه‌سنج عمل می‌کند. در این الگوریتم یک ماتریس خروجی هم اندازه با تصویر ورودی، ایجاد می‌گردد و در آن مقدار زاویه محاسبه شده در همان محل از پیکسل‌های مرز قطره قرار می‌گیرد. آنها در روش خود بمنظور به حداقل رساندن خطا، اندازه ماسک را با توجه به قطره مورد مطالعه تنظیم کردند. بعنوان مثال اندازه‌گیری زاویه بسیار کوچک (10°) نیاز به ماسک بزرگتر دارد، در حالی که ماسک کوچکتر را می‌توان برای تصاویر با وضوح کم استفاده نمود. در این مقاله یک روش مبتنی بر پردازش تصویر، برای اندازه‌گیری زاویه تماس معرفی شده است که بر اساس روش تقاطع عمل می‌کند. مقدار زاویه تماس با استفاده از متوسط وزنی زوایای بدست آمده در امتداد نقاط تماس، اندازه‌گیری می‌شود. این مدل قابل اجرا برای هر شکل از قطره می‌باشد. در بخش بعدی روش پردازش تصویر شرح داده شده است، که به طور خودکار می‌تواند در سمت چپ و راست زاویه تماس، و بدون نیاز به دانستن خصوصیات قطره، زاویه مورد نظر را اندازه‌گیری نماید. این روش برای تمام محدوده‌های زاویه تماس قابل اجرا است. با توجه به موقعیت نقاط تماس، الگوریتم پیشنهادی همچنین می‌تواند عرض ناحیه مرطوب برای قطره‌های مقارن و نامقارن را تخمین بزند.

^۲ Watershed^۳ Tensiometry

۲- پیش پردازش

۲-۳- تیز کردن لبه

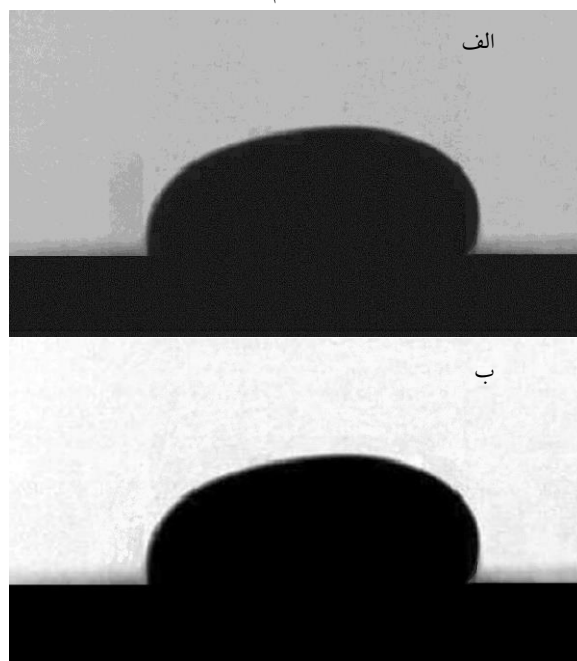
یکی از روش‌های معمول بدست آوردن مرز قطره استفاده از روش‌های تشخیص لبه^۲ می‌باشد. الگوریتم‌های متعددی در این زمینه استفاده شده اند، که می‌توان به الگوریتم‌های سوبل^۳، پرویت، روبرتس و لاپلاسن اشاره کرد. این الگوریتم‌ها معمولاً یک لبه تیز از تصویر را مشخص می‌کنند و در آن‌ها نتیجه خروجی به فرمت تصویر باینری (۱-۰) تبدیل شده و فقط پیکسل‌هایی که معرف بیشترین تغییرات در شدت پیکسل‌ها هستند مساوی با ۱ قرار داده شده و بقیه مساوی صفر می‌باشند. در این مطالعه علاوه بر تشخیص لبه یک عملگر تیزکنندگی برای لبه‌ها طراحی و استفاده شده است که هدف آن تقویت روشنایی در طول مرز قطره می‌باشد. برای این هدف در ابتدا از ماسک واضح‌ساز (USM)^۴ استفاده شده که توسط این تکنیک لبه‌های قطره قابل تشخیص می‌شوند. روش کلی اینگونه است که ابتدا ماسک روی تصویر قرار داده شده و آن را بلور می‌کند که در محل لبه‌ها مقدار بلور شدگی شدیدتر از سایر قسمت‌های تصویر خواهد بود. در مرحله بعد، تصویر حاصل با تصویر اصلی مقایسه می‌شود و در قسمت‌هایی که این مقادیر تفاوت بیشتری با هم دارند، لبه تیز می‌گردد. به این ترتیب تصویر نهایی ما دارای تصویری با لبه‌های تیز و مستخرج از یک تصویر بلور شده خواهد بود. درواقع پروسه بلور کردن باعث کاهش فرکانس‌های بالا در تصویر اصلی می‌گردد. شکل ۲ تصویر اصلی قبل و بعد از پروسه مذکور را نشان می‌دهد.

۲-۱- تبدیل تصویر رنگی به تصویر مقیاس خاکستری

در مرحله اول، تصویر رنگی به حالت سیاه و سفید تبدیل می‌شود. تصویر خروجی دارای ۲۵۶ سطح خاکستری، از ۰ (سیاه) تا ۲۵۵ (سفید) می‌باشد.

۲-۲- بهبود توازن شدت روشنایی

معمولاً تصاویر برخورد قطره شامل صفحه بستر با رنگ تیره است که این ناحیه تاریک می‌تواند تأثیر زیادی در کیفیت تصویر داشته باشد. لذا به منظور افزایش کیفیت و بالا بردن وضوح تصویر از روش تعدیل شدت روشنایی استفاده می‌شود [۱۸]. پروسه تعدیل شدت روشنایی که عمدتاً با کمک متعادل سازی هیستوگرام^۱ انجام می‌گیرد تغییر محسوسی در جزئیات قطره ایجاد نمی‌کند. مثالی از این پروسه در شکل ۱ نشان داده شده است. در شکل ۱-الف تصویر اصلی نشان داده شده است که در حالی که شکل ۱-ب تصویر بعد از متعادل سازی هیستوگرام را نشان می‌دهد.



شکل ۱ (۱-الف): تصویر اصلی (۱-ب): تصویر بعد از متعادل سازی هیستوگرام

^۲ Edge detection method

^۳ Sobel, Prewitt, Roberts, Laplacian of Gaussian

^۴ Unsharp mask (USM)

^۱ Histogram equalization

این تحقیق از آستانه گذاری اتسوا^۱ استفاده می گردد که در زیر گروه روش های آستانه گذاری مبتنی بر خوشه بندی، دسته بندی می شود. این متد به روشی برای بخش بندی تصویر بر اساس یافتن آستانه بهینه می باشد به نحوی که تصویر به دو کلاس مجزا (سیاه و سفید) تقسیم شود. شکل ۳ پروسه های مدنظر را نشان می دهد.



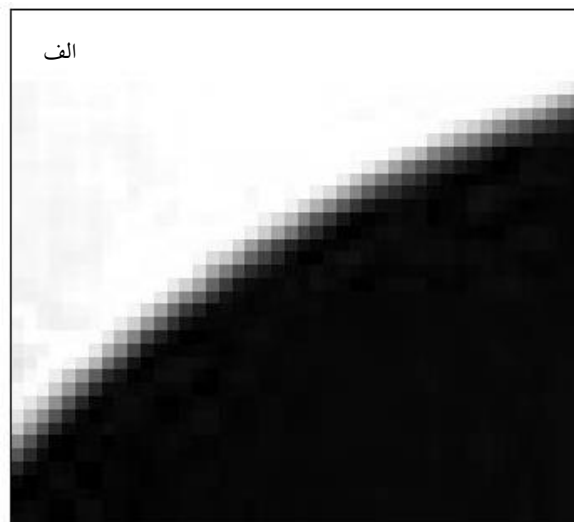
ب



شکل ۳ (الف-۳) تصویر اصلی (ب-۳) تصویر باینری

۳- اندازه گیری

مرحله اول در اندازه گیری، بدست آوردن نقطه تماس در سه فاز گاز، مایع و جامد می باشد. بدست آوردن این نقطه جزء مهمترین پروسه هایی است که در دقت اندازه گیری زاویه تماس اهمیت دارد. بدین منظور یک روش کاملاً اتوماتیک برای بدست آوردن نقطه تماس طراحی شده که با استفاده از تکنیک های هوشمند ریاضیاتی قابلیت بدست آوردن این نقطه را دارد. نقطه تماس، نقطه ای است که ماکزیمم تغییرات را در همه جهات دارد. با توجه به این ویژگی می توان از روش هریس-کرنر^۲ که براساس همبستگی^۳ است استفاده کرد [۱۹]. این عملگر مقدار تغییرات سیگنال را در هر نقطه بدست می آورد و با استفاده از پنجره ای که برای آن تعریف شده، مقادیر در جهات مختلف بصورت



ب



شکل ۲ (الف-۲) قسمتی از لبه قطره از تصویر اصلی (ب-۲) تصویر بعد از تیز کردن لبه

۲-۴ تبدیل تصویر به تصویر باینری

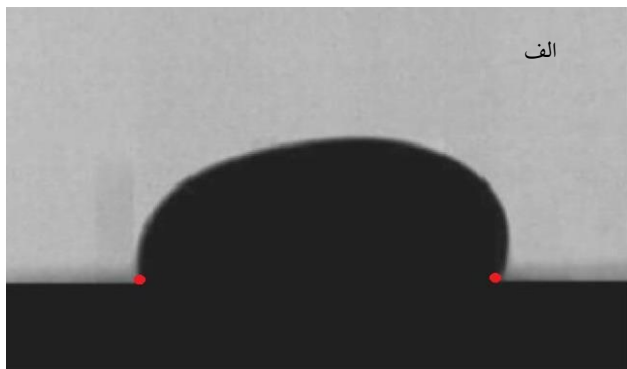
این مرحله براساس مقدار آستانه ای که برای تصویر تعریف می شود تصویر اصلی به تصویر سیاه و سفید با دو مقدار ۰ و ۱ تبدیل می شود. هدف این پروسه ساده سازی و تفکیک قطره و سطح برخورد از هوای اطراف می باشد، بگونه ای که قسمت گازی (هوا) بصورت سفید و مابقی تصویر بصورت سیاه در نظر گرفته شود. لذا شکل تابع تبدیل براساس تابع هدف تعریف شده و بصورت معکوس نسبت به حالت نرمال در نظر گرفته می شود. در این حالت تابع مورد نظر بشکل تیره می باشد. در اکثر مثال هایی که برای این پروسه انجام می شود معمولاً آستانه تغییرات معادل با ۷۰ درصد از بیشترین مقدار شدت در تصویر اصلی در نظر گرفته می شود. در

^۱ Otsu

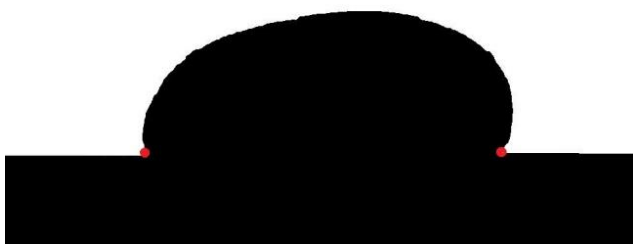
^۲ Harris Corner Detector

^۳ Auto-correlation

(گوشه) را با استفاده از عملگر هریس برای تصویر باینری نشان می‌دهد. محل نقاط گوشه در تصویر اصلی نیز نشان داده شده که مشخص کننده دقت اندازه گیری می‌باشد.



ب



شکل ۴ محل نقاط گوشه: (الف-۴) تصویر اصلی (ب-۴) تصویر باینری

۴- محاسبه زاویه تماس

در این مقاله اندازه گیری زاویه تماس و آنالیز خط تماس براساس روش پردازش تصویر و با استفاده از روش تقاطع به همراه تابع وزنی صورت گرفته است. روش تقاطع ممکن است در ابتدا بعنوان ساده ترین روش در پردازش تصویر شناخته شود، اما سادگی لزوماً به معنی عدم دقت نیست. روش تقاطع براساس تقریب زاویه تماس بین نقطه تماس و نقاط روی مرز قطره می‌باشد. همانطور که بطور شماتیک در شکل ۵ نشان داده شده، الگوریتم تقاطع می‌تواند با معادله (۷) نشان داده شود.

$$\theta = \arctan(\Delta y / \Delta x) \quad (7)$$

در این معادله Δx و Δy بترتیب نشان دهنده فاصله افقی و عمودی از نقطه تماس می‌باشند. این تقریب برای زاویه تماس زمانی دقیق است که نقطه دوم که روی مرز قطره قرار گرفته بطور صحیح انتخاب شود. در صورتیکه نقطه دوم خیلی نزدیک یا خیلی دور از نقطه تماس انتخاب شود زاویه اندازه گرفته شده دقت کافی را برای تقریب زاویه تماس قطره نخواهد داشت.

همبستگی با مقدار اولیه محاسبه می‌گردند. در نتیجه وقتی که این اپراتور به نزدیکی نقطه گوشه (نقطه تماس ۳ فاز) برسد بیشترین تغییرات را داشته لذا ماکزیمم مقدار در این نقطه بدست می‌آید. الگوریتم مورد نظر بشکل ریاضی در ادامه توضیح داده شده است. اگر تصویر با I نمایش داده شود و قاب تصویر به مرکز (x, y) به اندازه (u, v) جابه جا شود آنگاه:

$$S(x, y) = \sum_u \sum_v w(u, v) (I(u+x, v+y) - I(u, v))^2 \quad (1)$$

$I(u+x, v+y)$ با بسط تیلور بصورت زیر تخمین زده می‌شود:

$$I(u+x, v+y) \approx I(u, v) + I_x(u, v)x + I_y(u, v)y \quad (2)$$

در روابط بالا I_x و I_y مشتقات جزئی I در جهت x و y می‌باشند و w پنجره متحرک است که مقدار مشتقات در این پنجره اعمال می‌گردد. S توسط معادله (۳) تخمین زده می‌شود.

$$S(x, y) = \sum_u \sum_v w(u, v) (I_x(u, v)x - I_y(u, v)y)^2 \quad (3)$$

S را می‌توان بصورت ماتریس با معادله (۴) نوشت.

$$S(x, y) = \begin{pmatrix} x & y \end{pmatrix} A \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} \quad (4)$$

که A بصورت معادله (۵) تعریف می‌شود.

$$A = \sum_u \sum_v w(u, v) \begin{bmatrix} I_x^2 & I_x I_y \\ I_x I_y & I_y^2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

به ماتریس A ماتریس هریس^۱ گفته می‌شود.

روش هریس بدین صورت عمل می‌کند که برای هر پیکسل از تصویر، ماتریس هریس محاسبه می‌گردد. با توجه به ماتریس A به هر پیکسل یک امتیاز داده می‌شود که بصورت زیر محاسبه می‌گردد:

$$Mc = \Delta(A) - \alpha \times \text{trace}^2(A) \quad (6)$$

که Δ دترمینان (حاصل ضرب مقادیر ویژه) و trace مجموع عناصر قطری (مجموع مقادیر ویژه) ماتریس می‌باشند و α یک عدد ثابت است. براساس بیان ریاضی، در رابطه بالا، نقاطی به عنوان گوشه تشخیص داده می‌شوند که در آنها Mc ماکزیمم باشد، که باتوجه به فرمول ۴-۶، منجر به بیشینه شدن مقدار S در نقطه گوشه می‌شود.

از طرفی چون در تصاویر مربوطه ۲ نقطه تماس داریم، x و y برای دو نقطه i که در آنها S ماکزیمم می‌شود، به عنوان مختصات نقاط تماس تشخیص داده می‌شوند. شکل ۴ محل نقاط تماس

^۱ Harris

نقاط میانی پتانسیل بیشتری برای اندازه گیری دقیق دارند. بدین منظور از تابع گوسی، به عنوان تابع وزنی استفاده می گردد. این تابع در رابطه (۹) نشان داده شده است. همانطور که از شکل ۵ مشخص است، این تابع نقاط ابتدا و انتها را کم وزن تر و نقاط میانی را پر وزن تر در نظر می گیرد.

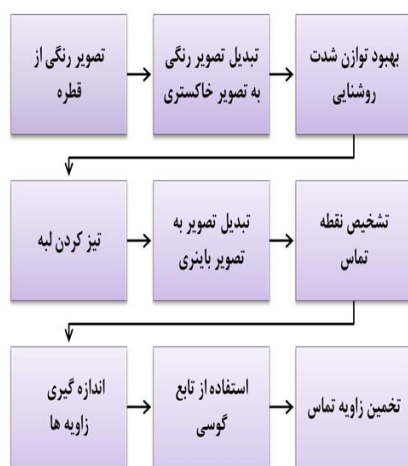
تابع وزنی به نقاط اندازه گیری اعمال شده و مطابق با رابطه ۸ تا ۱۰ مقدار نهایی زاویه تماس (θ) تقریب زده می شود.

$$\Phi = \{\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_N\} \quad (8)$$

$$w(i) = e^{\frac{-(i-0.5N)^2}{5N}} \quad (9)$$

$$\theta = \frac{\sum_{i=1}^N w(i) * \Phi_i}{\sum_{i=1}^N w(i)} \quad (10)$$

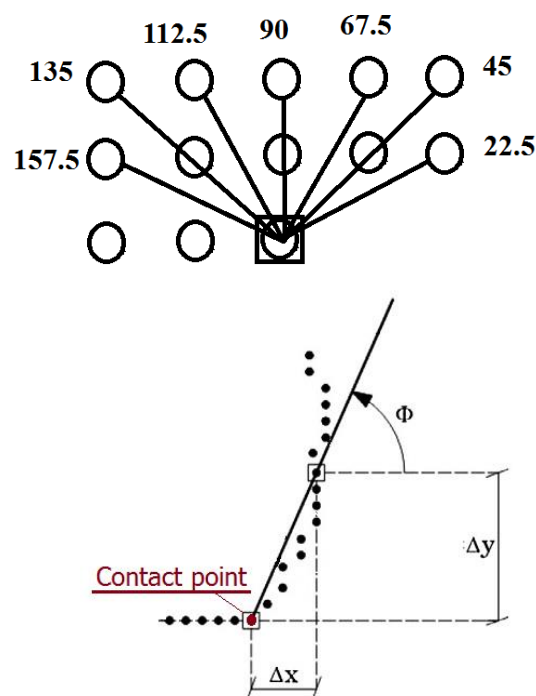
در روابط بالا Φ_i زاویه i ام، w تابع گوسی، i شماره زاویه مدنظر و N تعداد کل زوایا می باشند. در شکل ۶ تمامی مراحل اعمال شده بر روی تصویر یک قطره نشان داده شده است.



شکل ۶ مراحل پردازش اعمال شده بر روی تصویر یک قطره جهت اندازه گیری زاویه تماس

۵- اعتبارسنجی

جهت اعتبارسنجی الگوریتم ارایه شده، نتایج بدست آمده از روش پیشنهادی، با اندازه گیری های انجام شده در مقاله [۱۲] مقایسه شده است. در شکل های (۷-۹) آقای لی و همکاران ۱ زاویه تماس را برای یک قطره ۳ میلی لیتری در حالت تعادل بدست آوردند که با خط تیره در سمت چپ تصویر نشان داده شده است. در این تصاویر خط قرمز نشان دهنده زاویه بدست آمده از روش ارائه شده در مقاله [۱۲] می باشد. از آنجایی که قطره در حالت تعادل بوده و شرایط در دو طرف قطره بسیار بهم نزدیک و مشابه می باشند، لذا مقایسه دو زاویه در دو سمت قطره مقایسه صحیحی

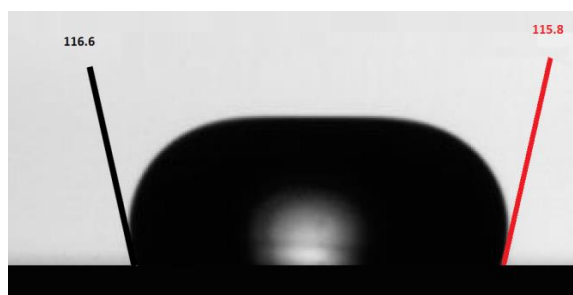


شکل ۵ محاسبه زاویه تماس براساس مکانیزم تقاطع و محدوده قابلیت اندازه گیری زوایا

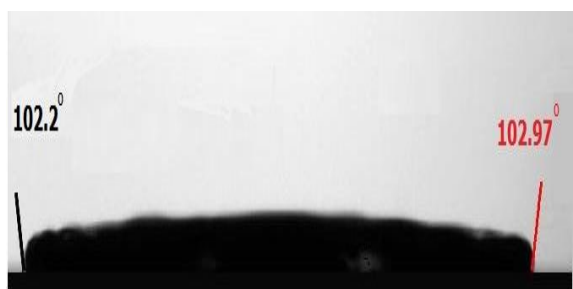
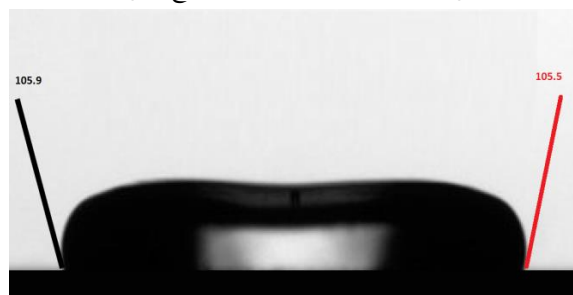
برای مثال فرض کنید نقطه دوم را به اندازه ۲ پیکسل در نظر بگیریم ($\Delta y = 2$)، در این صورت الگوریتم ارایه شده، تنها قابلیت اندازه گیری ۷ زاویه ۲۲/۵، ۴۵، ۶۷/۵، ۹۰، ۱۱۲/۵، ۱۳۵ و ۱۵۷/۵ (شکل ۵) درجه را خواهد داشت و زوایای مابین آنها قابل اندازه گیری نخواهد بود. به عبارت دیگر اگر نقطه دوم خیلی نزدیک به نقطه تماس باشد دقت اندازه گیری پایین می آید. از طرفی چنانچه نقطه دوم در فاصله خیلی دور از نقطه تماس در نظر گرفته شود، امکان دارد زاویه محاسبه شده، نشان دهنده مقدار دقیقی برای زاویه تماس نباشد (شکل ۵).

با توجه به مطالب گفته شده، زاویه محاسبه شده شدیداً تابع انتخاب نقطه دوم بر روی مرز قطره است. به این منظور یکسری از نقاط روی سطح قطره، و در نزدیکی نقطه تماس در نظر گرفته شده و سپس برای هر کدام از نقاط روی مرز، بطور جداگانه زاویه ای در نظر گرفته می شود. سپس تابع وزنی برای میانگین گیری زوایای بدست آمده، اعمال می گردد. بطور خلاصه می توان روش موردنظر را بشکل زیر در نظر گرفت: ابتدا نقاط انتخاب شده، به تعداد ۱۰ در صد از ارتفاع قطره در نظر گرفته می شود. بعنوان مثال اگر ارتفاع قطره به اندازه ۴۱۷ پیکسل باشد به اندازه ۴۱ پیکسل از پیکسل هایی که در روی سطح قطره قرار گرفته اند را مورد مطالعه قرار می دهیم، بترتیبی که پیکسل شماره ۱ نزدیکترین فاصله و پیکسل شماره ۴۱ دورترین نقطه را دارد. با توجه به شکل ۵ نزدیکترین و دورترین نقاط، پتانسیل عدم دقت بیشتری دارند اما

^۱Lee, Derome et al

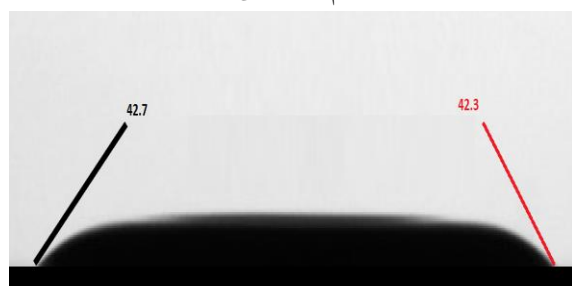


شکل ۸ تصویر برخورد قطره گلیسرین با سطح استیل [۱۲]

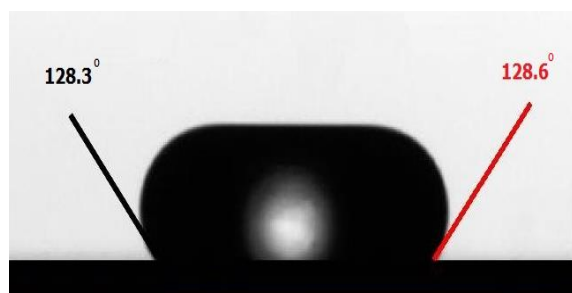
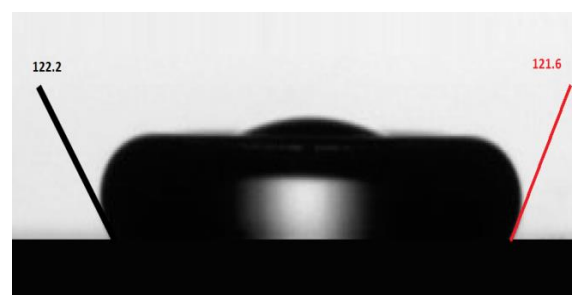


شکل ۹ تصویر برخورد قطره آب با سطح استیل [۱۲]

جهت آزمودن روش پیشنهادی می باشد. جهت اعتبارسنجی، اعداد نوشته شده در سمت چپ و راست در شکل قابل مشاهده می باشند و در ادامه در جدول (۱) با هم مقایسه می شوند.



شکل ۷ تصویر برخورد قطره اتانول با سطح استیل [۱۲]



جدول (۱) مقایسه اندازه گیری انجام شده روش پیشنهادی با روش آقای لی و همکاران [۱۲]

محاسبه زاویه برخورد قطره با سطح (درجه)							
میانگین درصد اختلاف دو روش	شکل سوم		شکل دوم		شکل اول		
	روش ۲	روش ۱	روش ۲	روش ۱	*روش ۲	*روش ۱	
۰/۵۸۳	۴۱/۳	۴۱/۲	۴۲/۳	۴۲/۷	۴۱/۹۶	۴۲/۲	قطره اتانول با سطح استیل
۰/۴۷	۱۱۵/۸	۱۱۶/۶	۱۲۱/۶	۱۲۲/۲	۱۲۸/۶	۱۲۸/۳	قطره گلیسرین با سطح استیل
۰/۶۷	۹۹/۹	۱۰۰/۸	۱۰۵/۵	۱۰۵/۹	۱۰۲/۹۷	۱۰۲/۲	قطره آب با سطح استیل

*روش مرجع [۱۲]

** روش پیشنهادی

دارند، لذا تابع وزنی به گونه‌ای طراحی می‌شود که نقاط دور و نزدیک دارای وزن کمتری نسبت به بقیه نقاط داشته باشند. برای اعتبارسنجی روش پیشنهادی، نتایج بدست آمده با نتایج موجود در مقاله‌ای (مرجع [۱۲]) در این زمینه مقایسه گردیده است. نتایج بدست آمده دارای دقت خوبی بوده و اختلافی کمتر از یک درجه داشته‌اند. مزیت اصلی این روش، کاملاً هوشمند بودن الگوریتم در پیدا کردن نقاط تماس قطره و همچنین توانایی برای اندازه‌گیری دقیق هرگونه زاویه کوچک و بزرگ می‌باشد. همچنین هزینه محاسبات بسیار کم امکان استفاده از این روش برای کاربردهای صنعتی با تصاویر بسیار زیاد را فراهم می‌آورد.

در بعضی از تصاویر مانند شکل (۹)، تشخیص زاویه تماس و همچنین محل دقیق نقاط تماس کیفیت پایینی دارد، به گونه‌ای که حتی به صورت چشمی نیز قابل تشخیص نیست. در صورتیکه با استفاده از روش پیشنهادی، نقطه تماس بصورت قابل قبولی تشخیص داده شده است و همانطور که مشاهده می‌شود نتایج بدست آمده در این اندازه‌گیری به نتایج بدست آمده از روش مرجع [۱۲] نزدیک بوده که نشان از دقت بسیار خوب این روش می‌باشد. لازم به ذکر است که اگرچه مقادیر بدست آمده از روش پیشنهادی و روش مرجع [۱۲] اندکی تفاوت دارند، این تفاوت لزوماً به معنی خطا در اندازه‌گیری با روش پیشنهادی نیست.

۶- نتیجه‌گیری

مراجع

- [1] R. Förch, H. Schönherr, A. Tobias, A. Jenkins, Surface Design: Applications In Bioscience And Nanotechnology, John Wiley & Sons, 2009.
- [2] J.T. Cieslinski, K. Krygier, Sessile Droplet Contact Angle Of Water–Al₂O₃, Water–TiO₂ And Water–Cu Nanofluids, Experimental Thermal and Fluid Science, Vol. 59, pp.258–263, 2014.
- [3] F.M. Mancio Reis, P. Lavieille, M. Miscevic, Toward Enhancement Of Water Vapour Condensation Using Wettability Gradient Surface, Experimental Thermal and Fluid Science, Vol. 67, pp.70–74, 2015.
- [4] Z.-J. Wang, D.-J. Kwon, K.L. Devries, J.M. Park, Frost Formation And Anti-Icing Performance Of A Hydrophobic Coating On Aluminum, Experimental Thermal and Fluid Science, Vol.60, pp.132–137, 2015.
- [5] J.H. Moon, D.Y. Kim, S.H. Lee, Spreading And Receding Characteristics Of A Non-Newtonian Droplet Impinging On A Heated Surface,

در این مقاله یک روش پردازش تصویر جدید ارائه شده است که مقدار زاویه تماس برای تصاویر متقارن و غیرمتقارن را، با استفاده از تصویر گرفته شده از قسمت جانبی قطره، بدست می‌آورد. براساس طبیعت پردازش تصویر، الگوریتم پیشنهاد شده نیاز به هیچگونه اطلاعاتی از سیال و جامد و حتی مقادیر مربوط به سطح ندارد و همچنین نیاز به هیچگونه تحلیل فیزیکی ندارد. لذا این روش بعنوان یک روش کاملاً اتوماتیک، در تمامی کاربردها قابل اجراست. نتایج بدست آمده، نشان می‌دهد که بدست آوردن نقطه تماس بوسیله اپراتور هریس که براساس همبستگی و تغییرات شدت روشنایی در تصویر است، دارای دقت بسیار بالایی در بدست آوردن نقطه تماس می‌باشد.

مقدار زاویه بدست آمده در مطالعه، براساس روش تقاطع همراه با تابع وزنی اعمال شده به چندین نقطه در روی مرز قطره می‌باشد. از آنجایی که نقاط نزدیک و دور از قطره پتانسیل عدم دقت را

- [13] L. Li, W. Kang, D. Ye, A Contact Angle Measurement Method For The Droplets In Ewod-Based Chips, In: Proceeding 2nd Ieee, Conference Nano/Micro Engineering Molecular System, Bangkok, Thailand, 16th–19th January, 2007.
- [14] M. Bortolotti, M. Brugnara, C.D. Volpe, S. Siboni, Numerical Models For The Evaluation Of The Contact Angle From Axisymmetric Drop Profiles: A Statistic Comparison, Journal of colloid and interface science, Vol.336, pp.285–297, 2009.
- [15] Skinner, F. K., Y. Rotenberg, And A. W. Neumann. "Contact Angle Measurements From The Contact Diameter Of Sessile Drops By Means Of A Modified Axisymmetric Drop Shape Analysis." Journal Of Colloid And Interface Science, Vol.130.1, pp.25-34, 1989.
- [16] S.F. Chini, A. Amirfazli, A Method For Measuring Contact Angle Of Asymmetric And Symmetric Drops, Colloids and Surfaces A: Physicochemical and Engineering Aspects, Vol.388, pp.29–37, 2011.
- [17] D. Biolè, V. Bertola, A Goniometric Mask To Measure Contact Angles From Digital Images Of Liquid Drops, Colloids Surf. Colloids and Surfaces A: Physicochemical and Engineering Aspects, Vol.467, pp.149–156, 2015.
- [18] M. Piccardi, Background Subtraction Techniques: A Review, Systems, man and cybernetics, IEEE international conference on. Man Cybern, 2004.
- [19] C. Harris And M. Stephens, A Combined Corner And Edge Detector, Alvey vision conference, pp.147–151, 1988.
- Experimental Thermal and Fluid Science, Vol.57, pp.94–101, 2014.
- [6] F. Salaun, E. Devaux, S. Bourbigot, P. Rumeau, Application Of Contact Angle Measurement To The Manufacture Of Textiles Containing Microcapsules, Textile research journal, Vol.79, pp.1202–1212, 2009.
- [7] D. Biolé, M. Wang, And V. Bertola, Assessment Of Direct Image Processing Methods To Measure The Apparent Contact Angle Of Liquid Drops, Experimental Thermal and Fluid Science, Vol.76, pp.296 - 305, 2016.
- [8] C. Della Volpe, D. Maniglio, M. Morra, S. Siboni, The Determination Of A 'Stable-Equilibrium' Contact Angle On Heterogeneous And Rough Surfaces, Colloids and Surfaces A: Physicochemical and Engineering Aspects, Vol.206, pp.47–67, 2002.
- [9] A.B.D. Cassie, Contact Angles, Discussions of the Faraday Society, Vol.3, pp.11–16, 1948.
- [10] S. Baxter, Wetting And Contact-Angle Hysteresis, Nature, Vol.165, pp.198, 1950.
- [11] K.H. Kang, How Electrostatic fields Change Contact Angle In Electro-Wetting, Langmuir, Vol.18, pp.10318–10322, 2002.
- [12] J. B. Lee, N. Laan, , K. G. de Bruin, G. Skantzaris, N. Shahidzadeh, D. Derome, J. Carmeliet, and D. Bonn, "Universal rescaling of drop impact on smooth and rough surfaces." Journal of Fluid Mechanics, Vol.786, pp.R4, 2015.

کنترل مقاوم امپدانس ربات با رابط انعطاف پذیر در محیطی نامشخص با استفاده از روش کنترل مود لغزشی

علی فیاضی^۱، ناصر پریرز^۲، علی کریم پور^۳، سیدحسن حسین نیا^۴

^۱ دانشجوی دکتری مهندسی کنترل، دانشکده مهندسی، گروه مهندسی برق، دانشگاه فردوسی مشهد، a.fayazi@yahoo.co.uk

^۲ استاد، دانشکده مهندسی، گروه مهندسی برق، دانشگاه فردوسی مشهد، n-pariz@um.ac.ir

^۳ دانشیار، دانشکده مهندسی، گروه مهندسی برق، دانشگاه فردوسی مشهد، karimpour@um.ac.ir

^۴ استادیار، دانشکده مهندسی مکانیک، گروه مهندسی میکروسیستم و ابزار دقیق، دانشگاه دلفت، s.h.hosseinnia@tudelft.nl

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۵/۱۰/۱۴، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۶/۵/۵)

چکیده: در این مقاله روشی جدید بر مبنای کنترل مود لغزشی برای کنترل امپدانس یک بازوی ربات با رابط انعطاف پذیر در مواجهه با محیطی نامشخص، ارائه شده است. استراتژی کنترل پیشنهادی، در برابر تغییرات پارامترهای محیط (نظیر سختی و ضریب میرایی)، اغتشاش نامعلوم اصطکاک کولمبی، تغییرات جرم رابط و اصطکاک ویسکوز مقاوم است. همچنین، روش پیشنهادی برای هر دو حرکت آزاد و مقید معتبر می باشد. در رویکرد جدید پیشنهادی، کنترل کننده بصورت خودکار از مود کاری حرکت آزاد به مود کاری مقید تغییر وضعیت می دهد. بنابراین نیازی به الگوریتمی جداگانه برای تشخیص برخورد رابط با محیط نمی باشد. در این راستا، کنترل کننده امپدانس با حلقه ی درونی موقعیت پیشنهاد شده است. بدین معنی که در حرکت آزاد نیروی اعمالی به محیط صفر است و زاویه ی مرجع برای حلقه ی درونی موقعیت همان موقعیت مطلوب است. در حرکت مقید، مسیر مرجع برای حلقه ی درونی با استفاده از دینامیک امپدانس مطلوب تعیین می شود. کارایی و اثربخشی کنترل کننده پیشنهادی با استفاده از شبیه سازی عددی نشان داده شده است.

کلمات کلیدی: کنترل مقاوم امپدانس، کنترل مود لغزشی، رویکرد اغتشاش نامعلوم، بازو با رابط انعطاف پذیر، محیط نامشخص.

Robust Impedance Control of a Single-Link Flexible Robot Interacting with the Unknown Environment using Sliding Mode Control Method

Ali Fayazi, Naser Pariz, Ali Karimpour, Seyed Hassan HosseinNia

Abstract: In this paper, a novel scheme based on sliding mode control method for impedance control of a single link flexible robot arm when it comes into contact with unknown environment, is presented. The proposed control strategy is robust against the changes of the environment parameters (such as stiffness and damping coefficient), the unknown Coulomb friction disturbances, payload and viscous friction variations. The proposed scheme is also valid for both constrained and unconstrained motions. In our new approach, the controller automatically switches from a free to a constrained motion mode therefore it does not need an algorithm to detect collision between the link and the environment. In this regard, impedance control is proposed with the inner loop position. This means that in the free motion, the applied force to the environment is zero and the reference trajectory for the inner loop position is the desired trajectory. In the constrained motion, the reference trajectory for the inner loop is determined by the desired impedance dynamic. Feasibility and effectiveness of the proposed control scheme are demonstrated via numerical simulations.

Keywords: Robust impedance control, Sliding mode control, Unknown disturbance observer, Single-link flexible arm, Unknown environment.

۱- مقدمه

امروزه، کنترل امپدانس سیستم‌های رباتیک دارای تعامل با محیط به یکی از موضوع‌های بسیار مهم در کنترل ربات تبدیل شده است و اهمیت آن با جهت گیری کاربردهای ربات در راستای کمک به انسان، ملموس تر شده است. برخی از کاربردهای عملی بازوهای رباتیک عبارتند از: مونتاژ، حفاری، برش، نقاشی، ماشین کاری که در آنها بازوی ربات انعطاف پذیر در تعامل با محیط می‌باشد. کاربردهای جدید رباتیک در حوزه‌های مختلف سبب توسعه تحقیقات، در زمینه کنترل بازوهای انعطاف پذیر شده است. از جمله این کاربردهای جدید می‌توان به کاربردهای صنعتی اشاره نمود که به منظور بهبود عملکرد ربات‌های صنعتی سنگین و حجیم فعلی گرایش به استفاده از مواد سبک در ساخت بازوهای رباتیک انعطاف پذیر دارد. در [۱]، برخی از کاربردهای ربات با بازوی انعطاف پذیر بررسی شده است. از جمله این کاربردها، می‌توان به بازوهای سبک و انعطاف پذیر مورد استفاده در صنعت هوا و فضا اشاره نمود که در آن سبکی مواد یک نیاز ضروری است. کنترل سازه‌های بزرگ مانند جرتیل، نردبان‌های امداد و نجات که به عنوان یک رابط انعطاف پذیر رفتار می‌کنند [۲]. انجام عمل جراحی با حداقل تهاجم با ابزار نازک انعطاف پذیر که در آن کنترل دقیق ربات ضروری است [۳].

ربات با بازوی انعطاف پذیر بسیار سبک چندین مزیت نسبت به ربات صلب مرسوم دارد. از جمله این مزایا، می‌توان به مصرف انرژی کمتر، محرک‌های کوچکتر، هزینه کمتر، قدرت مانور بهتر، حمل و نقل بهتر و نسبت بار به وزن بازوی بالاتر اشاره نمود. علاوه بر این مزایا، به دلیل انعطاف پذیری این نوع بازوها شدت برخورد به اشیاء یا انسان کاهش می‌یابد. علی رغم این ویژگی‌های مفید، کنترل آنها بسیار دشوار است. یکی از این سختی‌ها کنترل ارتعاشات است که به دلیل ساختار انعطاف پذیر در طول ساختار این نوع بازوها ظاهر می‌شود و دیگری مربوط به مدل پیچیده ریاضی دینامیک این نوع بازوها است.

بطور کلی، کلیه وظایف بازوی ربات در کاربردهای مذکور را می‌توان به دو دسته مختلف حرکت آزاد و مقید تقسیم بندی کرد. در دسته اول، بازوی ربات در فضای کاری‌اش بدون برخورد با محیط عمل می‌کند (حرکت آزاد). در دسته دوم، بازوی ربات در تماس با محیط است. در این وضعیت محیط بطور مداوم بر روی حرکت بازو، محدودیت دینامیکی اعمال می‌کند.

سه روش اصلی که به طور معمول در کنترل حرکت سازگار استفاده می‌شود عبارتند از: کنترل امپدانس^۱، کنترل کمپلاینس^۲، و کنترل

ترکیبی موقعیت/نیرو^۳. ایده کنترل امپدانس برای اولین بار توسط هوگان ارائه شد [۴]. در این روش نه موقعیت و نه نیرو کنترل می‌شود. کنترل امپدانس دارای یک ویژگی جامع است که آن را در مواجهه با حرکات مقید و آزاد کارآمدتر می‌کند. در واقع کنترل امپدانس، کنترل رفتار دینامیکی سیستم است و در شکل تعمیم یافته اش یک معادله دینامیکی بین خطاهای موقعیت و نیرو ایجاد می‌کند. این معادله می‌تواند به عنوان امپدانس مطلوب بین موقعیت و نیروی تعاملی با محیط تعریف شود. بنابراین، سیستم کنترل امپدانس، در طی حرکت‌های بدون قید (حرکت آزاد) به یک سیستم کنترل موقعیت تقلیل می‌یابد و در طی حرکت‌های مقید به عنوان یک سیستم کنترل نیرو عمل می‌کند.

کنترل امپدانس بازوی صلب به طور گسترده در مقالات آمده است [۵-۱۳]. بسیاری از پژوهشگران این حوزه، کنترل موقعیت، نیرو و کنترل ترکیبی موقعیت/نیرو را بررسی کرده‌اند. با این حال، در مقالات به مسأله کنترل امپدانس بازوی انعطاف پذیر بسیار کم پرداخته شده است.

دردهه‌های اخیر، استراتژی‌های کنترل مختلفی در زمینه ربات با بازوی انعطاف پذیر تعامل با محیط، پیشنهاد شده است. هدف اصلی این پژوهش‌ها حذف ارتعاشات ناشی از ساختار انعطاف پذیر است [۱۴-۱۸]. در مرجع [۱۴]، برخی از این استراتژی‌های کنترل یافت می‌شود. اکثر این تحقیقات استراتژی کنترل موقعیت، نیرو، موقعیت و نیرو ترکیبی و بسیار محدود کنترل امپدانس را جهت تحقق اهداف کنترلی، بکار برده‌اند. در مرجع [۱۵]، دو حلقه کنترلی تو در تو بر مبنای کنترل مود لغزشی برای کنترل موقعیت ربات تک رابط انعطاف پذیر پیشنهاد شده است که در مقابل تغییرات بار و اصطکاک موتور مقاوم است. در مرجع [۱۶]، یک استراتژی کنترلی، شامل دو حلقه داخلی و بیرونی برای کنترل موقعیت یک رابط انعطاف پذیر با دو درجه آزادی ارائه شده است. حلقه داخلی برای کنترل موقعیت دو موتور بوسیله یک کنترل کننده PID و حلقه بیرونی جهت حذف ارتعاشات رابط انعطاف پذیر با اعمال استراتژی خطی سازی فیدبک حالت-ورودی پیشنهاد شده است. در مرجع [۱۷]، کنترل نیرو یک تک بازوی بسیار سبک با انعطاف پذیری در رابط بر مبنای فیدبک گشتاور اعمالی موتور به رابط (گشتاور کوپلینگ) پیشنهاد شده است. در این مقاله، از یک کنترل کننده PID اصلاح شده (I-PD) برای کنترل نیرو رابط برای هر دو حرکت مقید و آزاد در تعامل با محیطی معلوم، استفاده شده است. در مرجع [۱۸]، کنترل امپدانس یک بازوی ربات با انعطاف پذیری رابط در حرکت آزاد و مقید با استفاده از روش کنترل مود لغزشی، ارائه شده است.

در بسیاری از مقالات مربوط به کنترل رابط انعطاف پذیر در تعامل با محیط [۱۴-۱۸]، برای کنترل سیستم در دو مود کاری مختلف (حرکت

^۱ Impedance control

^۲ Compliance control

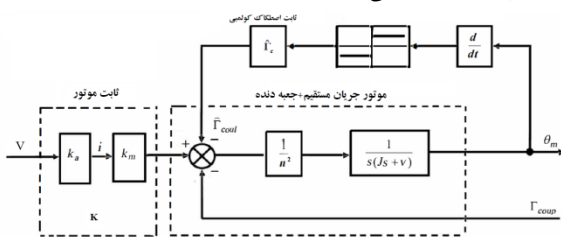
^۳ Hybrid position/force control

مقاومت از ربات های صلب^۱ معمول می باشد. به دلیل رفتار کشسان ربات های انعطاف پذیر، استخراج مدل ریاضی که بتواند رفتار فیزیکی واقعی بازو را توصیف کند بسیار دشوار می باشد. یکی از ویژگی های شناخته شده بازوی انعطاف پذیر ظهور مودهای نامحدود ارتعاش هنگام برخورد بازو با محیط نامشخص است.

مدل سازی دینامیک تک بازوی ربات با انعطاف پذیری رابط شامل دو بخش می باشد: دینامیک مربوط به محرک تک بازو انعطاف پذیر، شامل دینامیک موتور جریان مستقیم همراه با چرخ دنده و منبع تغذیه است و بخش دیگر دینامیک مربوط به تک رابط انعطاف پذیر است. در ادامه، به ترتیب دینامیک مربوط به موتور و تک بازوی انعطاف پذیر شرح داده می شود.

۱-۲ دینامیک موتور

همان گونه که اشاره شد بازوهای انعطاف پذیر تک رابط شامل یک بخش انعطاف پذیر است که کششی توزیع شده را در امتداد کل سازه بازو ایجاد می کند و بخشی صلب تحت عنوان محرک، باعث حرکت مکانی سازه می شود. محرک تک بازوی انعطاف پذیر مورد مطالعه شامل یک موتور جریان مستقیم همراه با یک دسته جعبه دنده و یک تقویت کننده-سروو جریان است که این تقویت کننده سروو، جریان ورودی به موتور را کنترل می کند که این مقدار جریان با ولتاژ اعمالی به سروو از طرف کنترل کننده، متناسب است. شکل ۲ بلوک دیاگرام تقویت کننده، موتور و جعبه دنده را نشان می دهد.



شکل ۱: بلوک دیاگرام محرک الکتریکی

دینامیک موتور، تقویت کننده سروو جریان و چرخ دنده به ترتیب مطابق روابط (۱)، (۲) و (۳) می باشد [۱۷]:

$$k_m i = J \ddot{\theta}_m + v \dot{\theta}_m + \hat{\Gamma}_{coul} + \hat{\Gamma}_{coup} \quad (1)$$

$$i = k_a V \quad (2)$$

$$\hat{\theta}_m = \theta_m n; \hat{\Gamma}_c = \frac{\Gamma_c}{n}; \hat{\Gamma}_{coup} = \frac{\Gamma_{coup}}{n} \quad (3)$$

که در روابط بالا k_m ثابت الکترومکانیکی مربوط به موتور، i جریان موتور، J لختی موتور، v ضریب اصطکاک ویسکوز موتور،

مقید و آزاد)، دو نوع کنترل کننده جداگانه پیشنهاد شده است. برای انجام این کار بایستی دو مدل دینامیکی مختلف نیز برای این مودهای کاری موجود باشد. همچنین برای تغییر وضعیت کنترل کننده از مود کاری حرکت آزاد به مقید، استفاده از الگوریتمی جداگانه برای تشخیص برخورد، الزامی است.

در روش پیشنهادی این مقاله، ابتدا، یک مدل دینامیکی برای رابط کشسان معرفی می شود که برای هر دو مود حرکت مقید و آزاد رابط معتبر می باشد. سپس، براساس مدل معرفی شده رابط، یک کنترل کننده یکپارچه برای مودهای کاری حرکت مقید و آزاد رابط انعطاف پذیر ارائه می شود. به این ترتیب بدون نیاز به الگوریتمی جداگانه برای تشخیص برخورد رابط با محیط، کنترل کننده بصورت خودکار از مود کاری حرکت آزاد به مود کاری حرکت مقید تغییر وضعیت می دهد. ضمن اینکه در این مطالعات، جنس و سختی محیط از قبل مشخص است به طور کلی، برخورد بین بازوی انعطاف پذیر و محیطی با سختی نامشخص می تواند در نقطه انتهایی و یا نقاط میانی رابط رخ دهد. ولیکن، در بسیاری از کاربردها بویژه بازوهای صنعتی برخورد با محیط اغلب در نقطه انتهایی است. تا آنجایی که نویسندگان این مقاله اطلاع دارند، مفهوم کنترل مقاوم امپدانس ربات با رابط انعطاف پذیر در محیط نامشخص، نسبتاً جدید و برای اولین بار به آن پرداخته شده است. در این راستا، کنترل کننده امپدانس با حلقه‌ی درونی موقعیت پیشنهاد شده است. بدین معنی که در حرکت آزاد نیروی اعمالی به محیط صفر است و زاویه‌ی مرجع برای حلقه‌ی درونی موقعیت همان موقعیت مطلوب است. در حرکت مقید، مسیر مرجع برای حلقه‌ی درونی با استفاده از دینامیک امپدانس مطلوب تعیین می شود. با فرض اینکه کنترل کننده موقعیت درونی دقیق باشد و با فرض موجود بودن اطلاعات دینامیکی و هندسی محیط، می توان پارامتر سختی (بهره) امپدانس مطلوب را طوری اختیار کرد تا نیرو در مقدار مطلوب قرار گیرد. بنابراین طراحی کنترل کننده دقیق حلقه‌ی درونی موقعیت، بخش اصلی کار در کنترل کننده امپدانس است.

این مقاله به صورت زیر مرتب شده است. در ادامه و در بخش دوم مدل سازی بازوی ربات با انعطاف پذیری شرح داده شده است. بخش سوم مقاله به طراحی کنترل کننده مقاوم امپدانس بر مبنای استراتژی کنترل مود لغزشی می پردازد. تحلیل پایداری سیستم کنترل حلقه بسته در بخش چهارم آمده است. بخش پنجم به شبیه سازی عددی با استفاده از روش پیشنهادی اختصاص یافته است. در پایان نتایج بدست آمده در بخش ششم جمع بندی شده است.

۲- مدل سازی تک بازوی ربات با انعطاف پذیر

پذیری رابط

مدل سازی بازوهای انعطاف پذیر، از جمله موضوع های مورد علاقه در زمینه ربات های انعطاف پذیر است. مدل سازی بازوهای انعطاف پذیر بسیار

^۱ Rigid

ساده از کنترل کننده با تلاش کنترلی و هزینه محاسباتی کمتر، از دیگر مودهای ارتعاشی چشم پوشی شود. بر اساس این مفروضات، مدل دینامیکی تک رابط انعطاف پذیر مطابق روابط زیر توصیف می شود [۱۷]:

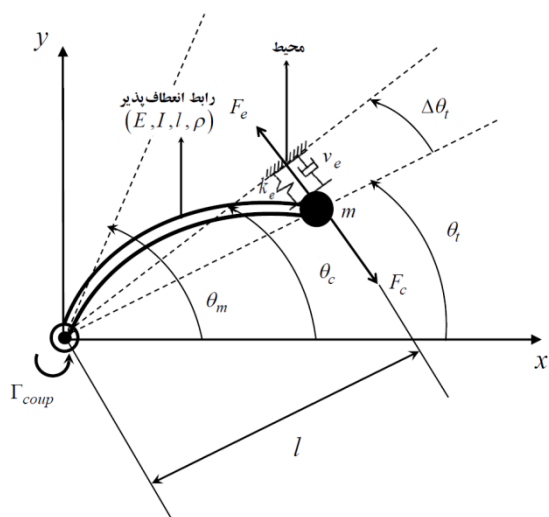
$$ml^2\ddot{\theta}_t = c(\theta_m - \theta_t) + F_c l, \quad F_c = -F_e \quad (۷)$$

$$\Gamma_{coup} = c(\theta_m - \theta_t) \quad (۸)$$

که در روابط فوق m جرم متمرکز شده در انتهای رابط، l طول رابط، Γ_{coup} گشتاور اعمالی به رابط از طرف موتور (گشتاور کوپلینگ^۲)، θ_m زاویه موتور، θ_t زاویه انتهای آزاد رابط (زاویه بار)، c سختی دورانی بازو است که از رابطه زیر بدست می آید:

$$c = \frac{3EI}{l} \quad (۹)$$

که در آن E مدول یانگ^۳ (مدول الاستیسیته) و I ممان اینرسی سطح مقطع است. هر دو این پارامتر در طول سازه انعطاف پذیر ثابت در نظر گرفته شده است [۱۷]. شکل ۲ نمایش پارامتری رابط انعطاف پذیر با برخورد در انتهای رابط را به تصویر می کشد. تک رابط انعطاف پذیر می تواند حول محور Z (محور عمود بر صفحه ی شکل) بچرخد.



شکل ۲: بازوی تک رابط انعطاف پذیر

در ادامه، فرض می شود محیط نامشخص در تماس با رابط دارای امیدانس مکانیکی معادل رابطه (۱۰) باشد.

$$F_e = k_e(y - y_c) + v_e \frac{d(y - y_c)}{dt} \quad (۱۰)$$

که در آن $y_c = l\theta_c$ نقطه تعادل ایستای جسم است. با جایگذاری $y = l\theta_t$ و رابطه ی $y_c = l\theta_c$ (۱۰) به صورت رابطه زیر باز نویسی می شود:

$\hat{\Gamma}_{coup}$ گشتاور اصطکاک کولمب نامعلوم، $\hat{\Gamma}_{coup}$ گشتاور کوپلینگ اعمالی به رابط انعطاف پذیر از جانب موتور، V ولتاژ اعمال شده به سروو-تقویت کننده از طرف کنترل کننده، k_a بهره تقویت کننده و n نسبت کاهش جعبه دنده است. زاویه موتور بوسیله $\hat{\theta}_m$ نمایش داده شده است، بنابراین سرعت و شتاب محرک به ترتیب با نمادهای $\dot{\theta}_m$ و $\ddot{\theta}_m$ مشخص می شود. قابل ذکر است نماد های هشتک مربوط به مقادیر موتور است و نماد های استاندارد مربوط به مقادیر دیده شده از خروجی چرخ دنده (سمت رابط) می باشند. به عنوان مثال نماد استاندارد بدون هشتک θ_m زاویه موتور در خروجی چرخ دنده می باشد. بنابراین با ترکیب روابط (۱)، (۲) و (۳) دینامیک کامل سیستم محرک به صورت رابطه زیر بدست می آید.

$$kV = Jn\ddot{\theta}_m + vn\dot{\theta}_m + \frac{\Gamma_{coup}}{n} + \frac{\Gamma_{coul}}{n} \quad (۴)$$

که در آن $k = k_m k_a$ ثابت موتور است. از طرفی، گشتاور اصطکاک کولمب اغتشاشی است که دینامیک سیستم را تحت تاثیر قرار می دهد. این اغتشاش وابسته به علامت سرعت زاویه ای موتور می باشد. اغتشاش اصطکاک کولمبی وقتی که $\dot{\theta}_m \neq 0$ به صورت رابطه زیر مدل می شود:

$$\hat{\Gamma}_{coul} = \hat{\Gamma}_c \cdot \text{Sign}(\dot{\theta}_m) = \begin{cases} \hat{\Gamma}_c, & \dot{\theta}_m > 0 \\ -\hat{\Gamma}_c, & \dot{\theta}_m < 0 \end{cases} \quad (۵)$$

که در آن $\hat{\Gamma}_c$ ثابت اصطکاک کولمبی نامعلوم است که برای هر موتور مقدار متفاوتی دارد. باین وجود، وقتی که $\dot{\theta}_m = 0$ اغتشاش اصطکاک کولمبی از رابطه زیر بدست می آید:

$$\hat{\Gamma}_{coul} = \text{Sign}(V) \cdot \min(k|V|, \hat{\Gamma}_{coup}) \quad (۶)$$

۲-۲ دینامیک تک رابط انعطاف پذیر

روش های مختلفی برای مدل سازی تک بازوی ربات با انعطاف پذیری رابط وجود دارد. از جمله ی این روش ها می توان به مدل المان محدود^۱، مدل مودهای مفروض و مدل پارامترهای فشرده اشاره نمود [۱۹].

در این مقاله، از روش مدل پارامتر فشرده (مدل جرم فشرده) جهت مدل سازی دینامیکی تک رابط انعطاف پذیر استفاده شده است. در این مدل، فرض شده است تغییر شکل در ساختار رابط بسیار کوچک است و کل جرم در موقعیت انتهای رابط متمرکز شده است (جرم بار چندین برابر جرم بازو است) و جرم آزادانه در موقعیت نوک می چرخد. بنابراین لختی دورانی این جرم روی دینامیک رابط تاثیر نمی گذارد و هیچ گشتاوری از این موقعیت ایجاد نمی شود. بنابراین، این ویژگی ها موجب می شود سازه با مود اصلی ارتعاش، نوسان کند و برای دستیابی به مدلی

^۲ Coupling torque

^۳ Young Modulus

^۱ Finite Element Model

و با جایگذاری رابطه‌ی (۲۰) در روابط (۱۸) و (۱۹)، توابع تبدیل زیر نیز بدست می‌آیند:

$$\frac{\Gamma_{coup}(s)}{\Delta\Theta_m(s)} = \frac{c(s^2 + \frac{v_e}{m}s + \frac{k_e}{m})}{s^2 + \frac{v_e}{m}s + (\frac{k_e}{m} + \frac{c}{ml^2})} \quad (21)$$

$$\frac{F_e(s)}{\Delta\Theta_m(s)} = \frac{\frac{c}{ml}(v_e s + k_e)}{s^2 + \frac{v_e}{m}s + (\frac{k_e}{m} + \frac{c}{ml^2})} \quad (22)$$

باتعین $y_2 = \Gamma_{coup}$ ، $y_1 = F_e$ ، $x_2 = \Delta\dot{\theta}_t$ ، $x_1 = \Delta\theta_t$ ، $u = \Delta\theta_m$ ، دینامیک رابط انعطاف‌پذیر در نمایش معادلات فضای حالت مطابق رابطه‌ی زیر حاصل می‌شود:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -(\frac{k_e}{m} + \frac{c}{ml^2}) & -\frac{v_e}{m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{c}{ml^2} \end{bmatrix} u$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_e l & v_e l \\ -c & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ c \end{bmatrix} u$$

برای محیطی که صلب است، چون سختی متناظر با آن بی‌نهایت است ($k_e \rightarrow \infty$)، بنابراین $\Delta\theta_t = 0$ و روابط (۲۱) و (۲۲)، بصورت زیر خلاصه می‌شوند:

$$\frac{\Gamma_{coup}(s)}{\Delta\Theta_m(s)} = \lim_{k_e \rightarrow \infty} \frac{c(s^2 + \frac{v_e}{m}s + \frac{k_e}{m})}{s^2 + \frac{v_e}{m}s + (\frac{k_e}{m} + \frac{c}{ml^2})} = c \quad (24)$$

$$\frac{F_e(s)}{\Delta\Theta_m(s)} = \lim_{k_e \rightarrow \infty} \frac{\frac{c}{ml}(v_e s + k_e)}{s^2 + \frac{v_e}{m}s + (\frac{k_e}{m} + \frac{c}{ml^2})} = \frac{c}{l} \quad (25)$$

۳- طراحی کنترل مقاوم امیدانس

در این بخش، روش کنترل پیشنهادی برای رابط انعطاف‌پذیر مورد مطالعه قرار می‌گیرد. قبل از طراحی کنترل‌کننده بایستی این نکته را لحاظ کرد که مدل دینامیکی مورد استفاده باید جوابگوی هر دو مود کاری باشد. عبارتی بایستی فقط یک مدل دینامیکی برای رابط توسعه داده شود. مدل دینامیکی رابط در تماس با محیط در بخش ۲ بدست آمد. حال به دنبال این مسأله می‌باشیم تا از مدل رابط در حرکت مقید، برای حرکت آزاد نیز استفاده کنیم. تنها تفاوت مدل رابط در مدهای حرکت آزاد و مقید در لحاظ کردن نیروی اعمالی به محیط است. می‌توان حرکت آزاد را همان حرکت مقید در نظر گرفت، با این فرض که رابط در حرکت آزاد در زاویه‌ی ایستای صفر با جسم دارای امیدانس صفر برخورد داشته

$$F_e = k_e l(\theta_t - \theta_c) + v_e l \frac{d(\theta_t - \theta_c)}{dt} \quad (11)$$

که در آن k_e ضریب سختی محیط و v_e ضریب میرایی محیط، θ_t زاویه‌ی انتهای آزاد رابط و θ_c زاویه‌ی ایستای محیط است. از آنجایی که y_c یک نقطه‌ی ثابت در صفحه می‌باشد، $\frac{d(\theta_c)}{dt} = 0$ ، بنابراین رابطه‌ی (۱۱) به رابطه زیر تبدیل می‌شود:

$$F_e = k_e l(\theta_t - \theta_c) + v_e l \frac{d(\theta_t)}{dt} \quad (12)$$

بنابراین امیدانس محیط با یک فنر و میراکننده مدل شده است. با جایگزینی رابطه‌ی نیروی اعمالی به محیط (رابطه‌ی (۱۲)) در رابطه‌ی (۷) رابطه زیر بدست می‌آید:

$$\Gamma_{coup} = ml^2 \ddot{\theta}_t + k_e l^2 (\theta_t - \theta_c) + v_e l^2 \frac{d(\theta_t)}{dt} \quad (13)$$

حال در رابطه‌ی (۱۳) تفاوت بین زاویه‌ی بار و زاویه‌ی ایستای جسم را با متغیر $\Delta\theta_t = \theta_t - \theta_c$ تعریف می‌کنیم. با توجه به این که $\ddot{\theta}_c = \dot{\theta}_c = \theta_c = 0$ ، رابطه‌ی مذکور به شکل زیر درمی‌آید:

$$\Gamma_{coup} = ml^2 \ddot{\Delta\theta}_t + v_e l^2 \dot{\Delta\theta}_t + k_e l^2 \Delta\theta_t \quad (14)$$

از طرف دیگر، با استفاده از رابطه‌ی (۸) با توجه به تعریف متغیر $\Delta\theta_m = \theta_m - \theta_c$ داریم:

$$\Gamma_{coup} = c(\theta_m - \theta_c - \theta_t + \theta_c) = c(\Delta\theta_m - \Delta\theta_t) \quad (15)$$

و از رابطه‌ی (۱۲) نیز داریم:

$$F_e = k_e l(\Delta\theta_t) + v_e l \frac{d(\Delta\theta_t)}{dt} \quad (16)$$

با اعمال تبدیل لاپلاس به رابطه‌های (۱۴) تا (۱۶)، به ترتیب روابط (۱۷) تا (۱۹) بدست می‌آیند:

$$\Gamma_{coup}(s) = (ml^2 s^2 + v_e l^2 s + k_e l^2) \Delta\Theta_t(s) \quad (17)$$

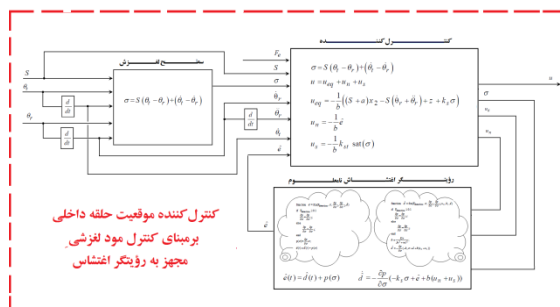
$$\Gamma_{coup}(s) = c(\Delta\Theta_m(s) - \Delta\Theta_t(s)) \quad (18)$$

$$F_e(s) = (v_e l s + k_e l) \Delta\Theta_t(s) \quad (19)$$

با ترکیب روابط (۱۷) و (۱۸) تابع تبدیل زیر به دست می‌آید:

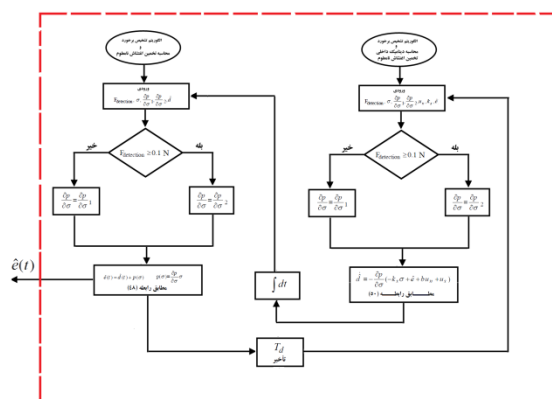
$$\frac{\Delta\Theta_t(s)}{\Delta\Theta_m(s)} = \frac{\frac{c}{ml^2}}{s^2 + \frac{v_e}{m}s + (\frac{k_e}{m} + \frac{c}{ml^2})} \quad (20)$$

شکل ۵ جزئیات مربوط به بلوک کنترل موقعیت حلقه داخلی بر مبنای کنترل مود لغزشی را نشان می‌دهد. همان گونه که از شکل ۵ ملاحظه می‌شود کنترل مود لغزشی به یک رؤیتگر اغتشاش مجهز است.



شکل ۵: سیستم کنترل موقعیت حلقه داخلی بر مبنای کنترل مود لغزشی مجهز به رؤیتگر اغتشاش

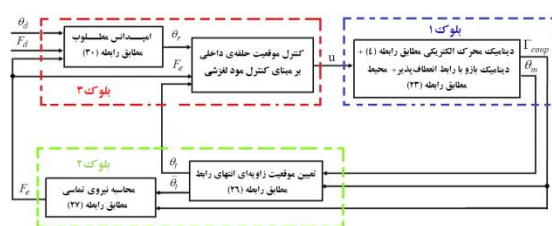
در بلوک مربوط به رؤیتگر اغتشاش نامعلوم، برای تشخیص مود کاری مقید از آزاد از شبه کد الگوریتمی ساده، براساس مقدار نیروی محاسبه شده از بلوک ۲ و مقایسه آن با یک آستانه مشخص، استفاده شده است. شکل ۶ جزئیات الگوریتم تشخیص، تخمین اغتشاش نامعلوم بر اساس یک قانون به روز رسانی تحت عنوان دینامیک داخلی تخمین اغتشاش نامعلوم را نشان می‌دهد. جزئیات مربوط به رؤیتگر اغتشاش نامعلوم در زیر بخش ۳-۲ آمده است.



شکل ۶: شبه کد الگوریتم تشخیص برخورد رابط با محیط بر اساس مقدار نیروی تماسی و محاسبه دینامیک داخلی تخمین اغتشاش نامعلوم به عنوان یک قانون بروز رسانی در سیستم رؤیتگر اغتشاش برای تخمین اغتشاش نامعلوم

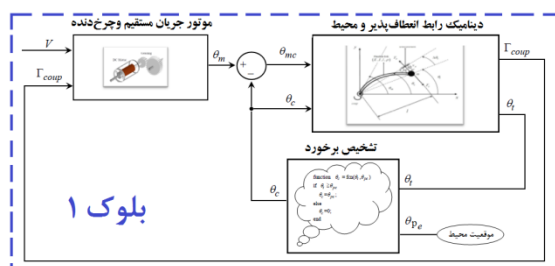
تفاوت رابط انعطاف پذیر با رابط صلب در این است که زاویه موتور دیگر با زاویه دیگر نقاط روی رابط برابر نیست. به عبارت دیگر هر نقطه روی رابط دارای مقداری انحراف نسبت به حالت صلب است. بایستی به طریقی علی رغم انحراف موجود در رابط بتوان زاویه نقطه دلخواه در روی رابط را به مقدار مرجع قرار داد. بنابراین برای کنترل موقعیت دقیق، تخمین و حذف اثر خاصیت انعطاف پذیری رابط ضروری به نظر می‌رسد.

است. حال اگر زاویه‌ی انتهایی رابط به زاویه ای بزرگتر یا مساوی زاویه ایستای جسم رسید، به این معنی است که رابط با جسم برخورد داشته است. این الگوریتم تشخیص برخورد در بخش مدل سازی دینامیک رابط و محیط پیش بینی شده است. بعد از تعیین مدل یکپارچه‌ای که بتواند مشخصه‌های دینامیکی رابط را در هر دو مود کاری نشان دهد، نوبت به طراحی کنترل کننده‌ای می‌رسد که با داشتن فقط یک دسته پارامتر جواب گوی وظایف کنترلی باشد. در اینجا کنترل کننده امپدانس با حلقه‌ی درونی موقعیت مورد نظر است. همان طور که پیش از این ذکر شد، در حرکت آزاد نیروی اعمالی به محیط صفر است و زاویه‌ی مرجع برای حلقه‌ی درونی موقعیت همان موقعیت مطلوب است. در حرکت مقید، مسیر مرجع برای حلقه‌ی درونی با استفاده از دینامیک امپدانس مطلوب تعیین می‌شود. با فرض اینکه کنترل کننده موقعیت درونی دقیق باشد و با فرض موجود بودن اطلاعات دینامیکی و هندسی محیط، می‌توان پارامتر سختی (بهره) امپدانس مطلوب را طوری اختیار کرد تا نیرو در مقدار مطلوب قرار گیرد. بنابراین طراحی کنترل کننده دقیق حلقه‌ی درونی موقعیت بخش اصلی کار در کنترل کننده امپدانس است. شکل ۳ سیستم کنترل حلقه بسته سیستم را نشان می‌دهد. همان طور که در شکل مشاهده می‌شود بلوک ۱ دینامیک مربوط به رابط انعطاف پذیر، محیط و محرک، بلوک ۲ تخمین و محاسبه‌ی موقعیت انتهایی رابط و نیروی تماسی و بلوک ۳ طرح کنترل امپدانس مقاوم با حلقه درونی موقعیت را نشان می‌دهد.



شکل ۳: سیستم کنترل امپدانس مقاوم بر مبنای موقعیت، همراه با ردیابی نیرو که در آن کنترل مود لغزشی یک حلقه کنترل موقعیت داخلی است

جزئیات مربوط به بلوک ۱ در شکل ۴ نشان داده شده است. همان گونه که از شکل ۴ مشاهده می‌شود از شبه کد الگوریتمی ساده، بر مبنای موقعیت محیط برای تشخیص برخورد انتهایی رابط با محیط در مدل سازی سیستم رابط در مود حرکت مقید و آزاد استفاده شده است.



شکل ۴: دینامیک محرک الکتریکی، رابط انعطاف پذیر و محیط همراه با الگوریتم تشخیص برخورد برای مدل سازی رابط در مود حرکت مقید و آزاد

$$F_e = k_l (\ddot{\theta}_d - \ddot{\theta}_r) + k_d (\dot{\theta}_d - \dot{\theta}_r) + k_p (\theta_d - \theta_r) \quad (30)$$

که در آن θ_d زاویه مطلوب، θ_r زاویه مرجع برای کنترل‌کننده موقعیت حلقه درونی، k_l ضریب لختی، k_d ضریب میرایی، k_p ضریب سختی (بهره) و F_e نیروی تماسی است که مطابق رابطه‌ی (۱۱) بدست می‌آید. در حالت ماندگار و با فرض کنترل موقعیت دقیق حلقه‌ی درونی و تنظیم نیرو در مقدار مطلوب، روابط (۳۰) و (۱۱) مطابق روابط زیر خواهند بود:

$$F_d = k_p^* (\theta_d - \theta_t) \quad (31)$$

$$F_d = k_e^* l (\theta_t - \theta_c^*) \quad (32)$$

در رابطه (۳۱) بهره‌ی امیدانس متناظر با اطلاعات جسم فرضی برای تنظیم نیرو در مقدار مطلوب است. بنابراین می‌توان با استفاده از روابط (۳۱) و (۳۲) ضریب سختی امیدانس را بر طبق رابطه‌ی (۳۳) طوری اختیار کرد تا نیروی اعمالی در حالت ماندگار به مقدار مطلوب برسد:

$$k_p^* = \frac{F_d k_e^* l}{k_e^* l (\theta_d - \theta_c^*) - F_d} \quad (33)$$

همان‌طور که ذکر شد، بخش اصلی طراحی کنترل‌کننده امیدانس در این پژوهش به طراحی کنترل موقعیت حلقه درونی مربوط می‌شود. چالش اصلی کنترل‌کننده موقعیت در رابط انعطاف‌پذیر، حذف انحراف ناشی از انعطاف‌پذیری رابط است. برای حل این چالش می‌توان بازوی انعطاف‌پذیر را همانند یک بازوی صلب در نظر گرفت با این فرض که انحراف حاصل از انعطاف‌پذیری در رابط ناشی از یک اغتشاش ورودی است. برای کنترل حلقه درونی موقعیت در این پژوهش از کنترل‌کننده مود لغزشی استفاده شده است. اثر نامطلوب انحراف در رابط بایستی به نحوی حذف شود. در راستای حذف این اثر نامطلوب کنترل‌کننده مود لغزشی پیشنهادی به یک رؤیتگر اغتشاش مجهز شده است. در ادامه کنترل‌کننده مود لغزشی بر مبنای رؤیتگر اغتشاش توصیف می‌شود.

۳-۱ کنترل مود لغزشی بر مبنای رؤیتگر اغتشاش

مطابق رابطه (۱۱) نیروی اعمالی به محیط قابل محاسبه است، بنابراین با جایگزینی رابطه (۱۱) در رابطه‌ی (۱۴) داریم:

$$\Gamma_{coup} = ml^2 \Delta \ddot{\theta}_t + F_e l \quad (34)$$

همچنین رابطه (۴) را که مربوط به دینامیک موتور جریان-مستقیم است را می‌توان به صورت رابطه‌ی زیر باز نویسی کرد:

$$knV = Jn^2 \Delta \ddot{\theta}_m + vn^2 \Delta \dot{\theta}_m + \Gamma_{coup} + \Gamma_{coul}^d \quad (35)$$

ایده‌ی اصلی کنترل موقعیت رابط انعطاف‌پذیر در اینجا بر این فرض استوار است که می‌توان انحراف در رابط را ناشی از اغتشاش در ورودی

همان‌طور که ذکر شد، در کنترل‌کننده امیدانس برای محاسبه‌ی بهره امیدانس برای تنظیم نیروی تماسی در نیروی مطلوب، به اطلاعات زاویه‌ی نقطه‌ی برخورد رابط با جسم یا به عبارتی زاویه‌ی ایستای جسم، پارامترهای دینامیکی جسم و سنجش نیروی تماسی نیاز داریم. از طرفی مقادیر قابل سنجش فقط گشتاور اعمالی به رابط و زاویه‌ی موتور هستند. بنابراین بایستی با استفاده از این مقادیر و روابط حاکم بر سیستم به اطلاعات مورد نظر برای زاویه‌ی نقطه برخورد و نیروی تماسی رسید. زاویه‌ی انتهای آزاد رابط به سادگی با استفاده از رابطه‌ی (۸) بدست می‌آید:

$$\theta_t = \theta_m - \frac{\Gamma_{coup}}{c} \quad (26)$$

همچنین برای بدست آوردن نیروی تماسی از ترکیب روابط (۷) و (۸) داریم:

$$F_e = \frac{1}{l} (\Gamma_{coup} - ml \ddot{\theta}_t) \quad (27)$$

حال اگر پارامترهای سختی و میرایی محیط معلوم باشند، با استفاده از رابطه (۱۶) می‌توان موقعیت ایستای جسم را طبق رابطه‌ی زیر تعیین نمود:

$$\theta_c = \theta_t + \frac{v_e}{k_e} \dot{\theta}_t - \frac{F_e}{(k_e l)} \quad (28)$$

این رابطه برای محاسبه‌ی موقعیت ایستای جسم زمانی کارآمد است که پارامترهای دینامیکی محیط معلوم باشند. حال آنکه در این پژوهش این پارامترها نامعلوم فرض شده‌اند. بنابراین بایستی به طریق دیگری از این رابطه استفاده کرد. فرض می‌کنیم که رابط با یک جسم فرضی با ضریب سختی معلوم k_e^* و میرایی معلوم v_e^* برخورد می‌کند. به این ترتیب با استفاده از رابطه‌ی (۲۸) موقعیت جسم فرضی θ_c^* نیز براحتی بدست می‌آید. این اطلاعات در ادامه برای محاسبه‌ی بهره‌ی امیدانس جهت تنظیم نیروی تماسی در مقدار نیروی مطلوب بکار می‌روند. موقعیت جسم فرضی با توجه به رابطه‌ی (۲۸) مطابق رابطه زیر بدست می‌آید:

$$\theta_c^* = \theta_t + \frac{v_e^*}{k_e^*} \dot{\theta}_t - \frac{F_e}{(k_e^* l)} \quad (29)$$

همان‌طور که در بخش مقدمه اشاره شد، هدف کنترل امیدانس ایجاد رابطه‌ی دینامیکی مطلوب (امیدانس مطلوب) بین جابجایی نقطه اثر انتهایی و نیروی تماسی است. بطور معمول، این امیدانس مطلوب به صورت یک سیستم مرتبه دوم خطی انتخاب می‌شود بطوری که بتوان رابطه‌ی دینامیکی بین جابجایی نقطه اثر انتهایی و نیروی تماسی را توسط سیستم جرم-فنر-دمپر^۱ کنترل نمود. رابطه‌ی معمول امیدانس مطلوب به صورت معادله دیفرانسیل زیر بیان می‌شود:

^۱ Mass-spring-damper system

$$u = u_{eq} + u_n + u_s \quad (۴۱)$$

$$u_{eq} = -\frac{1}{b} \left((S+a)x_2 - (S\dot{\theta}_r + \ddot{\theta}_r) + z + k_s \sigma \right) \quad (۴۲)$$

$$u_n = -\frac{1}{b} \hat{e} \quad (۴۳)$$

$$u_s = -\frac{1}{b} k_{st} \text{sat}(\sigma) \quad (۴۴)$$

$$\text{sat}(\sigma) = \begin{cases} \text{sgn} \sigma & \text{if } |\sigma| > \varphi \\ \frac{\sigma}{\varphi} & \text{if } |\sigma| \leq \varphi \end{cases} \quad (۴۵)$$

که در آن پارامترهای k_s ، k_{st} و φ ثابت های مثبتی هستند که توسط طراح تعیین می شود. با جایگذاری رابطه های (۴۱) و (۴۲) در رابطه (۳۹) داریم:

$$\dot{\sigma} = -k_s \sigma + e + bu_n + bu_s \quad (۴۶)$$

با جایگذاری رابطه ی (۴۳) و (۴۴) در (۴۶) دینامیک سطح لغزش مطابق رابطه ی زیر بدست می آید:

$$\dot{\sigma} = -k_s \sigma - k_{st} \text{sat}(\sigma) + \tilde{e} \quad (۴۷)$$

که در آن $\tilde{e} = e - \hat{e}$ خطای تخمین اغتشاش است. اگر تخمین اغتشاش طوری باشد تا خطای تخمین به صفر میل کند، در این صورت شرایط مود لغزشی نیز برقرار می شود و علیرغم وجود انحراف در رابط، مسیر مرجع حاصل از بلوک امپدانس ردیابی می شود. در ادامه رؤیتگر اغتشاش توصیف می شود.

۳-۲ رؤیتگر اغتشاش

رؤیتگر اغتشاش مورد استفاده در این مقاله یک نسخه ی تغییر یافته از رؤیتگر معرفی شده در مرجع [۲۰] است. فرض می کنیم تخمین اغتشاش e با رابطه ی زیر قابل بیان باشد:

$$\hat{e} = \hat{d}(t) + p(\sigma) \quad (۴۸)$$

که در آن $p(\sigma)$ یک تابع خطی یا غیرخطی از متغیر σ است. $\hat{d}(t)$ بایستی طوری تخمین زده شود تا خطای تخمین $\tilde{e}$ به صفر میل کند. با مشتق گیری از رابطه ی (۴۸) با جایگذاری $\dot{\sigma}$ از رابطه ی (۴۶) رابطه ی زیر حاصل می شود:

$$\dot{\hat{e}} = \dot{\hat{d}}(t) + \frac{\partial p}{\partial \sigma} (-k_s \sigma + e + bu_n + bu_s) \quad (۴۹)$$

به این ترتیب با در نظر گرفتن دینامیک $\hat{d}(t)$ به صورت یک قانون به-روز رسانی مطابق رابطه ی زیر:

کنترلی دانست. بنابراین با توجه به این فرض، زاویه ی انتهای آزاد رابط θ_t را همانند رابط صلب با زاویه ی موتور θ_m برابر قرار می دهیم و در عوض منشا انحراف را بعنوان اغتشاش در ولتاژ ورودی لحاظ می کنیم. بنابراین معادله رابط به همراه موتور به یک دینامیک مرتبه دوم تبدیل می شود که در نمایش معادلات فضای حالت با رابطه ی زیر بیان می شود:

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) = ax_2(t) + b(u + V_d) + z + \Gamma_{coul}^d \end{cases} \quad (۳۶)$$

که در آن $x_2(t) = \Delta \dot{\theta}(t)$ ، $x_1(t) = \Delta \theta(t)$ ، $a = -\frac{vn^2}{Jn^2 + ml^2}$ ، $b = \frac{Kn}{Jn^2 + ml^2}$ و $z = -\frac{F_e l}{Jn^2 + ml^2}$ است. Γ_{coul}^d ورودی اغتشاش نامعلوم مربوط به اصطکاک کولمبی، u سیگنال کنترل و V_d را ولتاژ اغتشاش ورودی نامعلوم مربوط به انحراف ناشی از کشسانی رابط در نظر می گیریم. در ادامه، سطح لغزش σ را به صورت رابطه ی زیر تعریف می کنیم:

$$\sigma = S(\theta_t - \theta_r) + (\dot{\theta}_t - \dot{\theta}_r) \quad (۳۷)$$

که در آن S پارامتر کنترلی است که توسط طراح تعیین می شود. با مشتق گیری از رابطه ی (۳۷) و جایگذاری از رابطه ی (۳۶) بدست می آوریم:

$$\dot{\sigma} = (S+a)x_2 + bV - (S\dot{\theta}_r + \ddot{\theta}_r) + z + \Gamma_{coul}^d \quad (۳۸)$$

که در آن $V = u + V_d$ است. همان طور که ذکر شد، اثر نامطلوب مربوط به کشسانی رابط را روی کنترل موقعیت با اغتشاش V_d مدل می کنیم که در ورودی به سیستم اعمال می شود. بنابراین داریم:

$$\begin{aligned} \dot{\sigma} &= (S+a)x_2 + b(u + V_d) - (S\dot{\theta}_r + \ddot{\theta}_r) + z + \Gamma_{coul}^d \\ &= (S+a)x_2 + bu - (S\dot{\theta}_r + \ddot{\theta}_r) + z + e(x, t) \end{aligned} \quad (۳۹)$$

که در آن $e(x, t)$ جمله ی اغتشاش نامعلوم است و با رابطه زیر تعریف می شود:

$$e(x, t) = bV_d + \Gamma_{coul}^d \quad (۴۰)$$

در ادامه برای سادگی، اغتشاش نامعلوم را تنها با e نشان می دهیم. سیگنال کنترل u به سه عبارت u_{eq} ، u_n و u_s تقسیم می شود. عبارت u_{eq} برای جبران جملات معلوم و u_n برای جبران اغتشاش نامعلوم e و عبارت ناپیوسته غیرخطی u_s با تقریب هموارش برای کاهش پدیده وزوز در فاز رسیدن به سطح لغزش کنترل مود لغزشی، مورد استفاده قرار می گیرد. ایده ی اصلی طرح پیشنهادی تخمین اغتشاش نامعلوم توسط رؤیتگر اغتشاش و سپس استفاده از منفی مقدار تخمینی در u_n برای حذف اثر آن است. فعلاً فرض می کنیم که تخمین اغتشاش $\hat{e}$ موجود است. روش تخمین اغتشاش با استفاده از رؤیتگر اغتشاش بعد از معرفی کنترل کننده در زیر بخش ۳-۲ توصیف می شود.

$$|\sigma| \leq \frac{\lambda + \sqrt{\lambda^2 + 4k_s \mu \lambda}}{2k_s} \quad (58)$$

$$\dot{d}(t) = -\frac{\partial p}{\partial \sigma}(-k_s \sigma + \hat{e} + bu_n + bu_s) \quad (50)$$

دینامیک تخمین اغتشاش نیز به صورت رابطه (۵۱) بدست می آید:

$$\dot{\hat{e}} = \frac{\partial p}{\partial \sigma} \tilde{e} \quad (51)$$

باتفریق دو طرف رابطه (۵۱) از عبارت $\dot{e}$ رابطه زیر حاصل می شود:

$$\dot{\tilde{e}} = -\frac{\partial p}{\partial \sigma} \tilde{e} + \dot{e} \quad (52)$$

دینامیک خطای تخمین $\tilde{e}$ نشان می دهد که برای پایداری بایستی تابع

$$p(\sigma) \text{ به نحوی انتخاب شود که } \frac{\partial p}{\partial \sigma} \text{ تابعی مثبت و اندازگی مشتق}$$

اغتشاش طبق رابطه زیر محدود باشد.

$$|\dot{e}| < \mu \quad (53)$$

که در آن μ یک عدد ثابت مثبت است.

۴- تحلیل پایداری سیستم کنترل حلقه بسته

در این بخش، شرایط پایداری مورد مطالعه، برگرفته از مرجع [۲۱]

می باشد. برای این منظور تابع لیاپانوف مطابق رابطه زیر معرفی می شود:

$$V(\sigma, \tilde{e}) = \frac{1}{2}(\sigma^2 + \tilde{e}^2) \quad (54)$$

با مشتق گیری از $V(\sigma, \tilde{e})$ و استفاده از روابط (۴۷) و (۵۲) داریم:

$$\dot{V}(\sigma, \tilde{e}) = -k_s \sigma^2 - k_{st} \text{sat}(\sigma) \sigma + \tilde{e} \dot{e} + \tilde{e} \sigma - \frac{\partial p}{\partial \sigma} \tilde{e}^2 \quad (55)$$

با استفاده از ناتساوی یانگ^۱ [۲۲]، $ab \leq \frac{1}{2}(a^2 + b^2)$ و رابطه (۵۳) و

پس از ساده سازی داریم:

$$\dot{V}(\sigma, \tilde{e}) \leq -\left(k_s - \frac{1}{2}\right)\sigma^2 - \left(\frac{\partial p}{\partial \sigma} - 1\right)\tilde{e}^2 + \frac{1}{2}\mu^2 - k_{st} \text{sat}(\sigma) \sigma \quad (56)$$

پارامترهای کنترلی را می توان طوری اختیار کرد تا همواره $\left(k_s - \frac{1}{2}\right)$ و

$\left(\frac{\partial p}{\partial \sigma} - 1\right)$ با توجه به رابطه (۵۶) می توان دریافت که دینامیک های

سطح لغزش σ تخمین اغتشاش $\tilde{e}$ پایدار مجانبی نیست ولی با توجه به

کار انجام شده در مرجع [۲۳] کراندار است. با حذف جزئیات

مشتق گیری کران های روی $|\tilde{e}|$ و $|\sigma|$ به ترتیب مطابق روابط (۵۷) و (۵۸)

بدست می آید:

$$|\tilde{e}| \leq \lambda = \frac{\mu}{\sqrt{2\left(\frac{\partial p}{\partial \sigma} - 1\right)}} \quad (57)$$

۵- نتایج شبیه سازی

۵-۱ نتایج شبیه سازی برای حرکت آزاد و مقید

شبیه سازی عددی این کار در محیط نرم افزاری سیمولینک متلب انجام شده است و برای حل مجموعه معادلات دیفرانسیل از حل کننده رانگ-کوتا^۲ و اندازه گام های ثابت^۳ 0.001 استفاده شده است. پارامترهای کنترلی شامل پارامترهای بلوک امپدانس و رؤیتگر مود لغزشی مطابق جدول ۱ با سعی و خطا انتخاب شده اند. همچنین برخی از مقادیر پارامترهای فیزیکی مورد استفاده در این شبیه سازی برگرفته از مرجع [۱۷] در جدول ۲ آمده است. در ادامه، نتایج شبیه سازی برای هر دو حرکت آزاد و مقید بررسی شده است. برای شبیه سازی، نیروی تماسی مطلوب برای حرکت مقید برابر 20 N نیوتن ($F_d = 20 \text{ N}$) انتخاب شده است و زاویه ی مطلوب $\theta_d(t)$ برای حرکت آزاد مطابق رابطه زیر تعریف می شود:

$$\theta_d(t) = \begin{cases} 5t^2; & 0 \leq t < 1 \\ 10t - 5; & 1 \leq t < 3 \\ 10\left(4t - \frac{t^2}{2}\right) - 50; & 3 \leq t < 4 \\ 30; & t \geq 4 \end{cases} \quad (59)$$

جدول ۱: پارامترهای کنترلی سیستم.

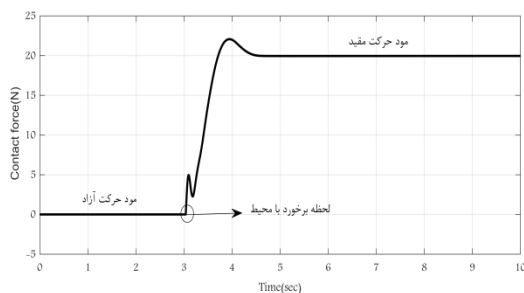
پارامتر	توصیف پارامتر	مقدار
مشخصات امپدانس مطلوب		
k_p	ضریب سختی	k_p^*
k_d	ضریب میرایی	$0.2k_p^*$
k_f	ضریب لختی	$0.01k_p^*$
مشخصات کنترل کننده موقعیت مود لغزشی		
s	پارامتر کنترلی	5
k_s	پارامتر کنترلی	1
k_{st}	بهره کنترل فیدبک سوئیچینگ	0.1
$\frac{\partial p}{\partial \sigma_1}$	پارامتر کنترلی برای حرکت آزاد	2
$\frac{\partial p}{\partial \sigma_2}$	پارامتر کنترلی برای حرکت مقید	15
مشخصات جسم فرضی		
k_e^*	ضریب سختی جسم فرضی	5 N/m
v_e^*	ضریب میرایی جسم فرضی	1 N.s/m

^۲ Runge-Kutta solver

^۳ Fixed step size

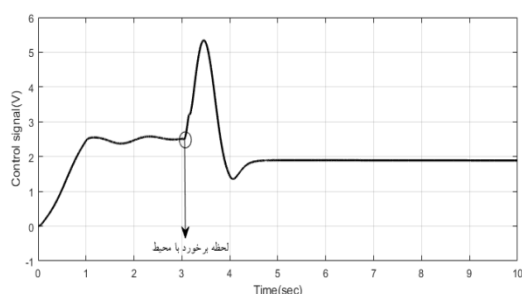
^۱ Young inequality

همان گونه که از شکل ۸ مشاهده می شود دامنه گشتاور کوپلینگ برای مود حرکت آزاد (کنترل موقعیت) کم و با شروع مود حرکت مقید (کنترل نیرو) و برخورد رابط با محیط، دامنه ی گشتاور کوپلینگ جهت اعمال نیروی مطلوب به محیط، به مقدار قابل ملاحظه ای افزایش می یابد.



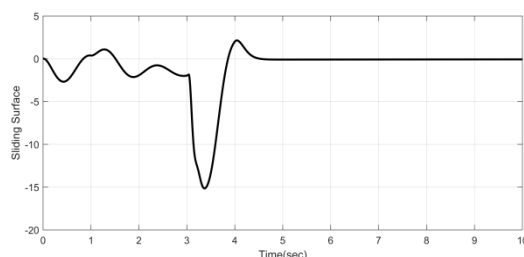
شکل ۹: نیروی تماسی برای حرکت آزاد و مقید

همان گونه از شکل ۹ مشاهده می شود، لحظه برخورد انتهای رابط با محیط در لحظه ی ۳ ثانیه اتفاق افتاده است. واضح است که قبل از این لحظه حرکت آزاد داریم و نیروی تماسی صفر است. بعد از این لحظه حرکت مقید داریم و نیرو تماسی به خوبی در زمان بسیار کمی مقدار مطلوب ۲۰ نیوتن را دنبال می کند. شکل ۷ سیگنال کنترل مربوط به کنترل کننده پیشنهادی را برای هر دو حرکت آزاد و مقید نشان می دهد.



شکل ۱۰: سیگنال کنترل برای حرکت آزاد و مقید

همان طور که از شکل ۱۰ مشاهده می شود، دامنه سیگنال کنترلی برای مود حرکت آزاد، قبل از برخورد رابط با محیط ($t < 3 \text{ sec}$) و حرکت مقید بعد از لحظه برخورد رابط با محیط ($t \geq 3 \text{ sec}$) مناسب می باشد و حد ولتاژ اشباع منبع تغذیه تجاوز نمی کند. شکل ۱۱ سطح لغزش کنترل کننده مود لغزشی مجهز به رویتگر اغتشاش را برای دو مود حرکت آزاد و مقید نشان می دهد.

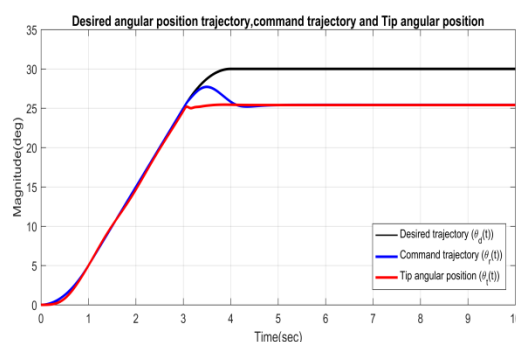


شکل ۱۱: سطح لغزش کنترل کننده مود لغزشی برای حرکت آزاد و مقید همان گونه که از شکل ۱۱ مشاهده می شود به دلیل وجود رویتگر اغتشاش و استفاده از تابع هموار کننده ی $\text{sat}(\sigma)$ در قانون کنترلی، پدیده وزوز روی سطح لغزش مشاهده نمی شود.

جدول ۲: پارامترهای فیزیکی سیستم.

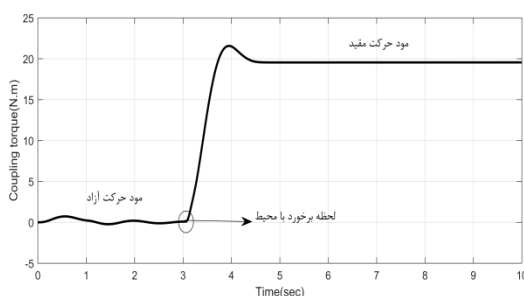
پارامتر	توصیف پارامتر	مقدار
مشخصات رابط انعطاف پذیر		
E	مدول الاستیسیته	$122 \times 10^9 \text{ pa}$
I	ممان اینرسی سطح مقطع	$3.017 \times 10^{-12} \text{ m}^4$
ρ	چگالی	1800 kg/m^3
l	طول	0.98 m
d	قطر	$2.8 \times 10^{-3} \text{ m}$
m	جرم	$43.71 \times 10^{-3} \text{ kg}$
مشخصات موتور		
J	اینرسی کلی موتور و چرخ دنده	$6.87 \times 10^{-5} \text{ kg m}^2$
v	ضریب اصطکاک ویسکوز	$1.041 \times 10^{-3} \text{ kg m}^2/\text{s}$
n	نسبت کاهش دنده موتور	50
k	ثابت موتور	$2.1 \times 10^{-1} \text{ N m/V}$
V_{sat}	ولتاژ اشباع تقویت کننده سروو	$\pm 10 \text{ V}$

شکل ۷ مسیر مربوط به زاویه مطلوب، زاویه مرجع تولید شده توسط بلوک امیدانس و زاویه انتهای رابط را برای حرکت آزاد و مقید نشان می دهد.

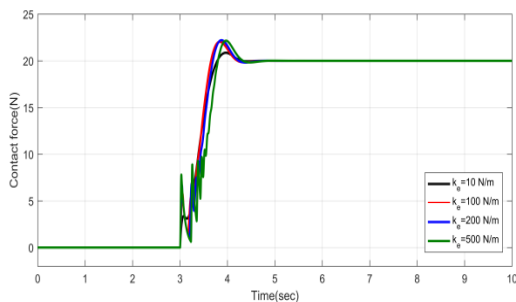


شکل ۷: مسیر مربوط به زاویه مطلوب، زاویه مرجع تولید شده توسط بلوک امیدانس و زاویه انتهای رابط

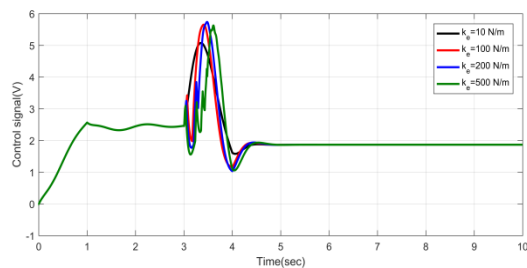
همان طور که از شکل ۴ مشاهده می شود تا قبل از ۳ ثانیه برای حرکت آزاد رابط، زاویه ی انتهای رابط به خوبی زاویه ی مطلوب را دنبال می کند و برای حرکت آزاد کنترل موقعیت به طور کامل انجام می شود و برای لحظه بعد از ۳ ثانیه که نقطه ی انتهای رابط با محیط برخورد می کند، کنترل نیرو به طور کامل مطابق شکل ۹ انجام می شود. شکل های ۸ و ۹ به ترتیب گشتاور اعمالی از طرف موتور به رابط (Γ_{coup}) و نیروی تماسی (F_e) را برای هر دو حرکت آزاد و مقید نشان می دهد.



شکل ۸: گشتاور کوپلینگ برای حرکت آزاد و مقید

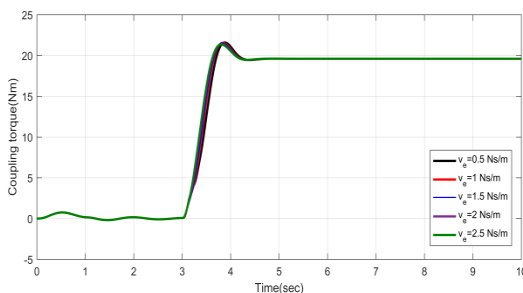


شکل ۱۴: نیروی تماسی برای حرکت آزاد و مقید به ازای مقادیر مختلف از سختی محیط



شکل ۱۵: سیگنال کنترلی برای حرکت آزاد و مقید به ازای مقادیر مختلف از سختی محیط

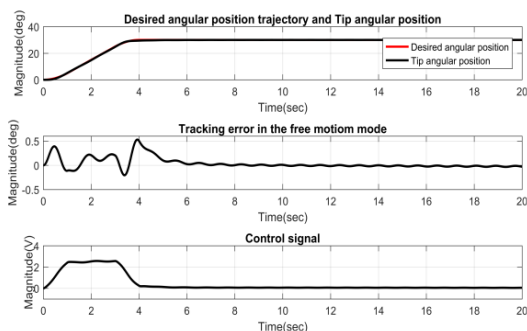
همان طور که از شکل ۱۴ مشاهده می شود با برخورد رابط با محیط در لحظه ۳ ثانیه ($t = 3 \text{ sec}$) نیروی مطلوب ۲۰ نیوتن ($F_d = 20 \text{ N}$) به ازای مقادیر مختلف از سختی محیط به خوبی دنبال می شود. البته ارتعاشاتی در فاز برخورد، به خصوص برای مقادیر بزرگ از سختی محیط (محیط سفت) ایجاد می شود که نشان دهنده نیروهای ضربه ای در لحظه برخورد رابط با محیط در نقطه تماس است. شدت این ارتعاشات و دامنه ای این نیروهای ضربه ای برای محیط های سفت، نسبت به محیط های نرم بیشتر است. در ادامه، شبیه سازی برای مقادیر مختلف از ضریب میرایی محیط انجام داده شده است. شکل های ۱۶، ۱۷ و ۱۸ به ترتیب گشتاور کوپلینگ، نیروی تماسی و سیگنال کنترلی را به ازای یک مقدار ثابت از سختی محیط $k_e = 100 \frac{\text{Ns}}{\text{m}}$ و مقادیر مختلف از ضریب میرایی محیط ($v_e = 0.5 \frac{\text{Ns}}{\text{m}}, 1 \frac{\text{Ns}}{\text{m}}, 1.5 \frac{\text{Ns}}{\text{m}}, 2 \frac{\text{Ns}}{\text{m}}, 2.5 \frac{\text{Ns}}{\text{m}}$) نشان می دهند.



شکل ۱۶: گشتاور کوپلینگ برای حرکت آزاد و مقید به ازای مقادیر مختلف از ضریب میرایی محیط

۲-۵ نتایج شبیه سازی برای حرکت آزاد (کنترل موقعیت)

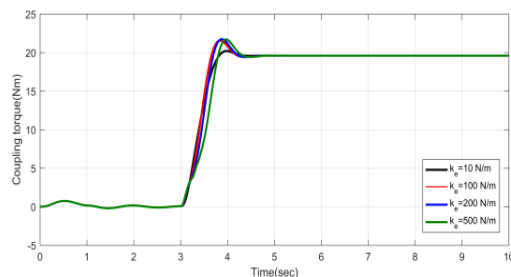
در این بخش، نتایج شبیه سازی برای زمانی که کنترل امپدانس به یک استراتژی کنترل موقعیت تقلیل می یابد، آمده است. در این شرایط، موقعیت محیط به گونه ای انتخاب می شود که رابط با محیط برخوردی نداشته باشد. بنابراین در این حالت برخوردی بین انتهای رابط و محیط انجام نمی شود و نیروی تماسی صفر نیوتن است ($F_e = 0 \text{ N}$). برای نشان دادن قابلیت استراتژی کنترل پیشنهادی در ردیابی کامل موقعیت زاویه ای مطلوب، مسیر θ_d را به عنوان زاویه مطلوب مطابق رابطه (۵۹) در نظر می گیریم. در شبیه سازی با توجه به دامنه ای θ_d ، برای عدم برخورد انتهای رابط با محیط، پارامتر مربوط به موقعیت محیط در زاویه ۴۵ درجه در نظر گرفته شده است ($\theta_{pe} = 45^\circ$). شکل ۱۲ ردیابی زاویه انتهایی رابط را به ازای مسیر مرجع مطلوب θ_d نشان می دهد.



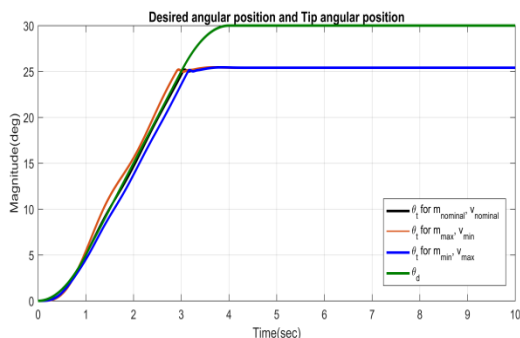
شکل ۱۲: ردیابی مسیر مطلوب توسط زاویه انتهایی رابط در مود حرکت آزاد

۳-۵ نتایج شبیه سازی برای حرکت آزاد و مقید به ازای پارامترهای مختلف محیط

در این بخش، برای نشان دادن میزان مقاومت استراتژی کنترلی در مقابل تغییرات پارامترهای محیط شبیه سازی به ازای مقادیر مختلف از پارامترهای محیط انجام شده است. شکل های ۱۳، ۱۴ و ۱۵ به ترتیب گشتاور کوپلینگ، نیروی تماسی و سیگنال کنترلی را به ازای یک مقدار ثابت از ضریب میرایی $v_e = 1 \frac{\text{Ns}}{\text{m}}$ و مقادیر مختلف از ضریب سختی محیط ($k_e = 10 \frac{\text{Ns}}{\text{m}}, 100 \frac{\text{Ns}}{\text{m}}, 200 \frac{\text{Ns}}{\text{m}}, 500 \frac{\text{Ns}}{\text{m}}$) نشان می دهند.

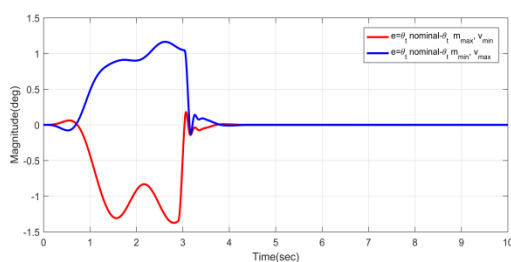


شکل ۱۳: گشتاور کوپلینگ برای حرکت آزاد و مقید به ازای مقادیر مختلف از سختی محیط

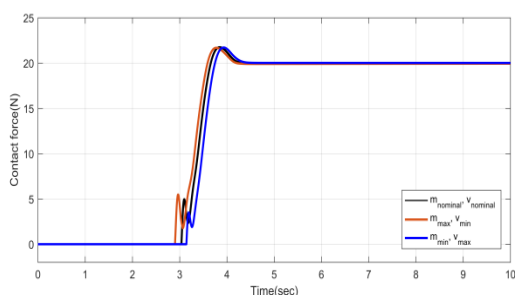


شکل ۱۹: ردیابی مسیر مرجع مطلوب، به ازای افزایش ۲۵ درصدی جرم رابط و کاهش ۲۵ درصدی ضریب اصطکاک و یسکوز موتور و بالعکس، کاهش ۲۵ درصدی جرم رابط و افزایش ۲۵ درصدی ضریب اصطکاک و یسکوز موتور در حضور اغتشاش نامعلوم اصطکاک کولمبی

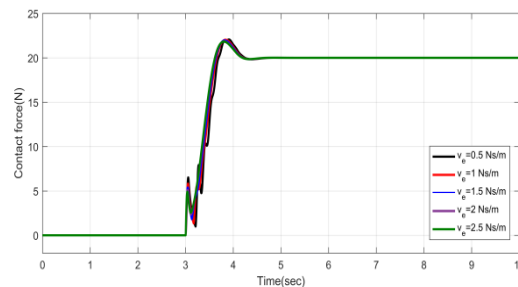
همان گونه که از شکل ۱۹ مشاهده می شود، بیشترین انحراف وضعیت نوک رابط نسبت به حالت نامی اش و البته نسبت به مسیر مرجع مطلوب کمتر از ۱/۵ درجه است (1.37°). این اختلاف مربوط به زمانی است که جرم رابط ۲۵ درصد افزایش ($m_{\max} = m_n + 0.25m_n$) و ضریب اصطکاک و یسکوز موتور ۲۵ درصد کاهش پیدا می کند ($v_{\min} = v_n - 0.25v_n$). بنابراین، طرح کنترل پیشنهادی مقاومت مناسبی نسبت به تغییرات جرم رابط و تغییرات ضریب اصطکاک و یسکوز موتور در فاز حرکت آزاد دارد. جزئیات این اختلاف ناچیز وضعیت زاویه ای نوک رابط در اثر تغییرات مذکور نسبت به حالت نامی اش در شکل ۲۰ آمده است.



شکل ۲۰: جزئیات اختلاف وضعیت زاویه ای نوک رابط نسبت به مقدار نامی اش در حرکت آزاد

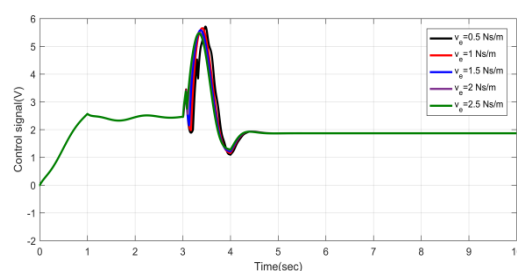


شکل ۲۱: نیروی تماسی به ازای افزایش ۲۵ درصدی جرم رابط و کاهش ۲۵ درصدی ضریب اصطکاک و یسکوز موتور و بالعکس، کاهش ۲۵ درصدی جرم رابط و افزایش ۲۵ درصدی ضریب اصطکاک و یسکوز موتور در حضور اغتشاش نامعلوم اصطکاک کولمبی



شکل ۱۷: نیروی تماسی برای حرکت آزاد و مقید به ازای مقادیر مختلف از ضریب میرایی محیط

همان گونه که از شکل ۱۷ مشاهده می شود، با برخورد رابط با محیط در لحظه ۳ ثانیه ($t = 3 \text{ sec}$) نیروی مطلوب ۲۰ نیوتن ($F_d = 20 \text{ N}$) به ازای مقادیر مختلف از میرایی محیط به خوبی دنبال می شود.



شکل ۱۸: سیگنال کنترلی برای حرکت آزاد و مقید به ازای مقادیر مختلف از ضریب میرایی محیط

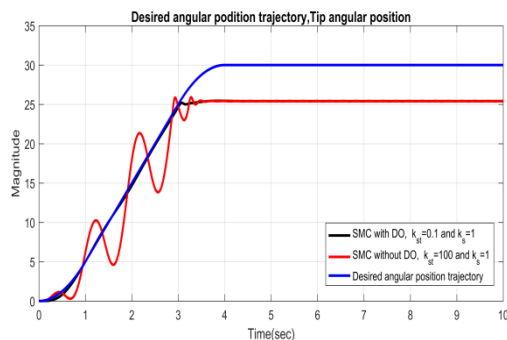
۴-۵ نتایج شبیه سازی برای حرکت آزاد و مقید به ازای تغییرات جرم رابط و پارامتر موتور

در این بخش، برای نشان دادن میزان مقاوم بودن استراتژی کنترل پیشنهادی در مقابل تغییرات جرم رابط (m) و تغییرات ضریب اصطکاک و یسکوز موتور (v)، شبیه سازی به ازای افزایش ۲۵ درصدی جرم رابط ($m_{\max} = m_n + 0.25m_n, m_n = 0.44 \text{ kg}$) و کاهش ۲۵ درصدی ضریب اصطکاک و یسکوز موتور ($v_{\min} = v_n - 0.25v_n, v_n = 1.041 \times 10^{-3} \text{ kg m}^2/\text{s}$) و همچنین، به ازای کاهش ۲۵ درصدی جرم رابط ($m_{\min} = m_n - 0.25m_n$) و افزایش ۲۵ درصدی ضریب اصطکاک و یسکوز موتور ($v_{\max} = v_n + 0.25v_n$) نسبت به مقدار نامی، در حضور اغتشاش نامعلوم اصطکاک کولمبی (Γ_{coul}^d)، برای حرکت مقید و آزاد انجام شده است. مقاومت کنترل کننده نسبت به تغییرات جرم رابط و ضریب یسکوز موتور، از این جنبه اهمیت دارد که عموماً این تغییرات می تواند از ۱۰ درصد مقدار نامی بیشتر باشد. ولیکن، سایر پارامترها با استفاده از شناسایی سیستم با دقت قابل قبولی بدست می آیند. شکل های ۲۰، ۲۱، ۲۲ و ۲۳ به ترتیب ردیابی مسیر مرجع مطلوب برای حرکت آزاد، جزئیات اختلاف وضعیت زاویه ای نوک رابط نسبت به مقدار نامی اش در حرکت آزاد، نیروی تماسی در حرکت مقید، گشتاور کوپلینگ، و سیگنال کنترل را به ازای تغییرات مذکور نشان می دهد.

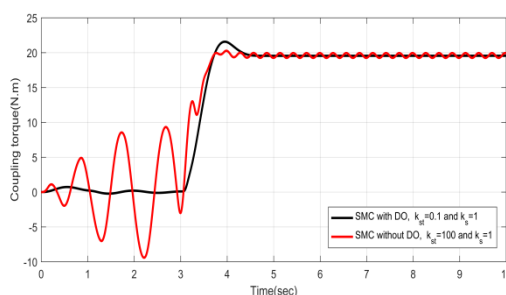
شکل ۷ مسیر مربوط به زاویه مطلوب، زاویه مرجع تولید شده توسط بلوک امیدانس و زاویه انتهایی رابط را برای حرکت آزاد و مقید نشان می دهد.

۵-۵ نتایج شبیه سازی حاصل از اعمال کنترل مود لغزشی مجهز به رؤیتگر اغتشاش و کنترل مود لغزشی مرسوم

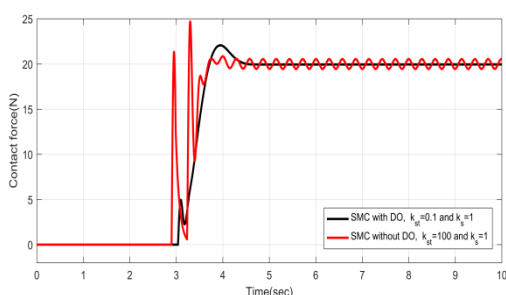
در این بخش، به منظور نشان دادن برتری عملکرد کنترل مود لغزشی مجهز به رؤیتگر اغتشاش مورد استفاده در این مقاله نسبت به عملکرد کنترل مود لغزشی مرسوم، شبیه سازی برای هر دو مود حرکت آزاد و مقید انجام شد. شکل های ۲۴، ۲۵، ۲۶، ۲۷ و ۲۸ به ترتیب مسیر زاویه ای مطلوب و موقعیت زاویه ای انتهایی رابط، گشتاور کوپلینگ، نیروی تماسی و سیگنال کنترل و سطح لغزش را نشان می دهد.



شکل ۲۴: مسیر زاویه ای مطلوب و موقعیت زاویه ای انتهایی رابط

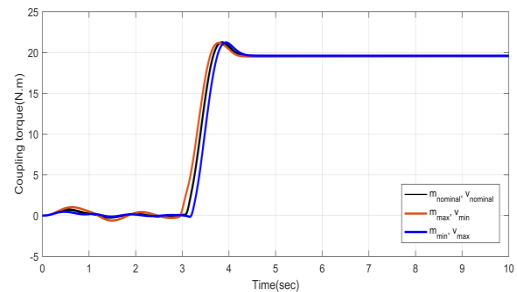


شکل ۲۵: گشتاور کوپلینگ برای حرکت آزاد و مقید



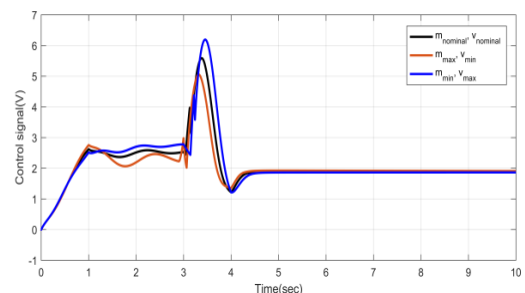
شکل ۲۶: نیروی تماسی برای حرکت آزاد و مقید

همان طور که شکل ۲۱ نشان می دهد، به ازای افزایش ۲۵ درصدی جرم رابط و کاهش ۲۵ درصدی ضریب اصطکاک و یسکوز موتور و بالعکس، کاهش ۲۵ درصدی جرم رابط و افزایش ۲۵ درصدی ضریب اصطکاک و یسکوز موتور در حضور اغتشاش نامعلوم اصطکاک کولمبی تغییری محسوس در حالت ماندگار روی نیروی تماسی نسبت به حالت نامی اش ایجاد نمی شود. این نکته نشان دهنده ای این مقاوم بودن استراتژی کنترل پیشنهادی در مقابل تغییرات جرم رابط و همچنین تغییرات پارامتر موتور در فاز حرکت مقید است.



شکل ۲۲: گشتاور کوپلینگ به ازای افزایش ۲۵ درصدی جرم رابط و کاهش ۲۵ درصدی ضریب اصطکاک و یسکوز موتور و بالعکس، کاهش ۲۵ درصدی جرم رابط و افزایش ۲۵ درصدی ضریب اصطکاک و یسکوز موتور در حضور اغتشاش نامعلوم اصطکاک کولمبی

همان گونه که از شکل ۲۲ مشاهده می شود، تغییرات گشتاور کوپلینگ نسبت به مقدار نامی اش در مود حرکت آزاد ناچیز و در مود حرکت مقید در حالت ماندگار تغییری مشاهده نمی شود.



شکل ۲۳: سیگنال کنترل به ازای افزایش ۲۵ درصدی جرم رابط و کاهش ۲۵ درصدی ضریب اصطکاک و یسکوز موتور و بالعکس، کاهش ۲۵ درصدی جرم رابط و افزایش ۲۵ درصدی ضریب اصطکاک و یسکوز موتور در حضور اغتشاش نامعلوم اصطکاک کولمبی

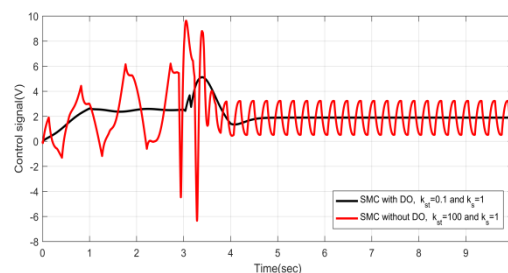
از شکل ۲۳ مشاهده می شود که حداکثر مقدار سیگنال کنترل کمتر از ۶/۵ ولت است. این حداکثر مقدار مربوط به زمانی است که جرم رابط ۲۵ درصد کاهش ($m_{\min} = m_n - 0.25m_n$) و ضریب اصطکاک و یسکوز موتور ۲۵ درصد افزایش پیدا می کند ($v_{\max} = v_n + 0.25v_n$). بنابراین، به ازای اعمال تغییرات مذکور در پارامترهای سیستم، سیگنال کنترل همچنان هموار و در محدوده قابل قبول، کمتر از ولتاژ اشباع منبع تغذیه ($V_{sat} = \pm 10V$) در هر دو حرکت مقید و آزاد می باشد.

۶- نتیجه گیری

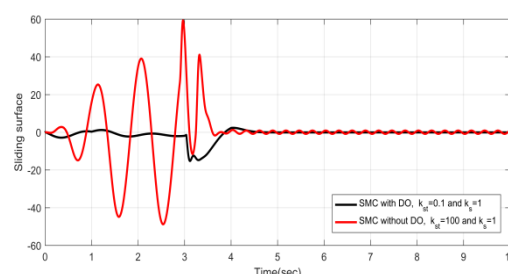
در این مقاله، کنترل مقاوم امپدانس بازوی ربات با انعطاف پذیری رابط در محیطی نامعلوم ارائه شد. در روش پیشنهادی این مقاله، کنترل کننده ای یکپارچه برای مودهای کاری مقید و حرکت آزاد رابط انعطاف پذیر ارائه شد. به این ترتیب بدون نیاز به الگوریتمی جداگانه برای تشخیص برخورد نقطه‌ی انتهایی رابط با محیط، کنترل کننده به طور خودکار از مود کاری حرکت آزاد به مود کاری مقید تغییر وضعیت می دهد. در این راستا، کنترل کننده امپدانس با حلقه‌ی درونی موقعیت بر مبنای کنترل مود لغزشی مجهز به رؤیتگر اغتشاش نامعلوم، پیشنهاد شد. تجهیز کنترل مود لغزشی به رؤیتگر اغتشاش باعث می شود تقریب مناسبی از عدم قطعیت ها و اغتشاشات سیستم داشته باشیم و در نتیجه عملکرد سیستم نسبت به کنترل مود لغزشی مرسوم بهبود یابد. نتایج شبیه سازی نشان می دهد روش کنترل پیشنهادی در کنترل موقعیت انتهایی رابط در ردیابی مسیر مطلوب برای حرکت آزاد و کنترل نیرو در ردیابی نیروی مطلوب در برخورد با محیط نامعلوم عملکرد بسیار خوبی دارد. ضمن اینکه مقاومت سیستم در مقابل تغییرات پارامترهای محیط (ضرب سختی و ضرب میرایی)، تغییرات پارامترهای سیستم (تغییر جرم رابط و ضریب اصطکاک ویسکوز موتور) و ورودی اغتشاش نامعلوم ناشی از کشسانی رابط و اصطکاک کولمبی بسیار مناسب می باشد. به طوری که به ازای تغییرات ۲۵ درصدی پارامترهای سیستم، در مود حرکت آزاد، موقعیت زاویه ای انتهایی رابط حداکثر ۱/۴ درجه (1.4°) نسبت به مسیر مرجع مطلوب، اختلاف دارد. در مود حرکت مقید، در حالت ماندگار، نیروی تماسی اختلاف محسوسی با نیروی مطلوب ندارد. همچنین، سیگنال کنترل هموار و مقدار آن برای انجام وظایف کنترلی در مود حرکت مقید و آزاد از مقدار اشباع ولتاژ منبع تغذیه ($V_{sat} = \pm 10V$) تجاوز نمی کند. لذا، این ویژگی سیگنال کنترل، پیاده سازی عملی روش کنترل پیشنهادی را کاملاً ممکن می سازد.

مراجع

- [1] S. K. Dwivedy, and P. Eberhard, "Dynamic analysis of flexible manipulators, a literature review". Mechanism and Machine Theory, vol.41, Issue 3, pp. 749-777, 2006.
- [2] O. Sawodny, H. Aschemann, and A. Bulach, "Mechatronic designed control of fire rescue turnable ladders as flexible link robots," In: Proceedings of the IFAC 15th triennial world congress, Barcelona; 2002.
- [3] R. A. Beasley, R. D. Howe, "Model-based error correction for flexible robotic surgical



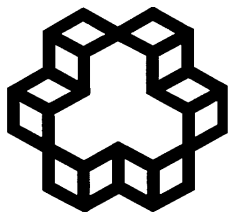
شکل ۲۷: سیگنال کنترل برای حرکت آزاد و مقید



شکل ۲۸: سطح لغزش برای حرکت آزاد و مقید

همان طور که از شکل های ۲۴، ۲۵، ۲۶ و ۲۷ مشاهده می شود، کنترل مود لغزشی مجهز به رؤیتگر اغتشاش به کار رفته در بلوک کنترل موقعیت حلقه‌ی داخلی (نمودار مشکی) عملکردی به مراتب بهتر، در مقایسه با عملکرد کنترل مود لغزشی مرسوم (نمودار قرمز) در هردو مود حرکت آزاد و مقید دارد. در مود حرکت آزاد، مطابق شکل ۲۴، موقعیت زاویه‌ای انتهایی رابط به طور کامل مسیر زاویه‌ای مطلوب را دنبال می کند درحالی که، نتایج شبیه سازی حاصل از کنترل مود لغزشی مرسوم، نشان می دهد که موقعیت زاویه‌ای انتهایی رابط در ردیابی مسیر مطلوب ناتوان است. همچنین در مود حرکت مقید، مطابق شکل ۲۶، ردیابی نیروی مطلوب بدون هیچ گونه خطایی به خوبی انجام شده است ولیکن، نتایج حاصل از اعمال کنترل مود لغزشی مرسوم نشان می دهد که نیروی تماسی حول نیروی مطلوب نوسان می کند. از شکل ۲۵ مشاهده می شود که دامنه و نوسان گشتاور کوپلینگ حاصل از اعمال کنترل مود لغزشی مرسوم، به خصوص در مود حرکت آزاد، نسبت به روش کنترل پیشنهادی بیشتر است. همچنین، مطابق شکل ۲۷، سیگنال کنترلی بدست آمده در این روش پیشنهادی، در هر دو مود حرکت آزاد و مقید، هموارتر و دارای نوسان و دامنه ولتاژ کمتری نسبت به سیگنال کنترل بدست آمده از روش کنترل مود لغزشی مرسوم می باشد. لازم به یادآوری است که در این مقاله، رؤیتگر اغتشاش مورد استفاده در کنترل مود لغزشی، علاوه بر جبران عدم قطعیت پارامترها و اغتشاش نامعلوم مربوط به اصطکاک کولمب موتور، اغتشاش ناشی از کشسانی رابط را نیز جبران می کند و به همین دلیل است که در هر دو مود حرکت آزاد و مقید عملکرد بسیار خوبی نسبت به عملکرد کنترل مود لغزشی مرسوم دارد. ضمن اینکه مطابق شکل ۲۸، در کنار بکارگیری تابع هموار کننده‌ی σ قانون کنترل، باعث حذف پدیده وزوز از روی سطح لغزش می شود.

- [13] Heck D., Saccon A., Wouw N. V. D., and Nijmeijer H., 2016, "Guaranteeing stable tracking of hybrid position-force trajectories for a robot manipulator interacting with a stiff environment", *Automatica*, vol. 63, pp. 235- 247.
- [14] M. Benosman, and G. Le Vey, "Control of flexible manipulators: A survey". *Robotica*, vol.22, Issue 5, pp. 533-545, 2004.
- [15] G. Mamani, J. Besedas, and V. Feliu, "Sliding mode tracking control of a very lightweight single-link flexible robot robust to payload changes and motor Friction". *Journal of Vibration and Control*, vol. 18, no. 8, pp 1141-1155, 2011.
- [16] C. F. Castillo-Berrio, and V. Feliu-Batlle, "Vibration-free position control for a two degrees of freedom flexible-beam sensor". *Mechatronics*, vol. 27, pp 1-12, 2015.
- [17] I. Payo, V. Feliu, and O. D. Cortazar, "Force control of a very lightweight single-link flexible arm based on coupling torque feedback". *Mechatronics*, vol. 19, pp 334-347, 2009.
- [18] G. R. Vossoughi, and A. Karimzadeh, "Impedance Control of a Flexible Link Robot for Constrained and Unconstrained Maneuvers Using Sliding Mode Control (SMC) Method". *Scientia Iranica*, vol. 14, no. 1, pp 33-45, 2007.
- [19] L. Bascetta, and P. Rocco, "Modelling flexible manipulators with motors at the joints," *Mathematical and Computer Modeling of Dynamical Systems*, vol. 8, no. 2, pp. 157–183, 2002.
- [20] W. H. Chen, "Nonlinear disturbance observer-enhanced dynamic inversion control of missiles," *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, vol. 26, no, 1, pp. 161–166, 2003.
- [21] V. S. Deshpande, B. Mohan, P. D. Shendge, and S. B. Phadke, "Disturbance observer based sliding mode control of active suspension systems," *Journal of Sound and Vibration*, vol. 333, pp. 2281-2296, 2014.
- [22] W. F. Trench, *Introduction to Real Analysis*, Pearson Education, 2003
- [23] M. Corless, and G. Leitman, "Continuous state feedback guaranteeing uniform ultimate boundedness for uncertain dynamic systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 26, no. 5, pp. 1139–1144, 1981.
- instruments," *Proceedings of the robotics: science and systems*, vol. I. Cambridge (MA): Massachusetts Institute of Technology; 2005.
- [4] N. Hogan. "Impedance Control: an Approach to Manipulation: Part1, Part2, Part3", *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, vol. 107, pp. 1-24, 1985.
- [5] T. Lasky., and T. C Hsia., "On force-tracking impedance control of robot manipulators", *Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pp. 274-280, 1991
- [6] S. Lee, and H. S. Lee, "Intelligent control of manipulators interfacing with an uncertain environment based on generalized impedance", *Proceedings of IEEE Symposium on Intelligent Control*, pp. 61-66, 1991.
- [7] H. Seraji, and R. Colbaugh, "Force tracking in impedance control", *Proceeding of the IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pp. 499-506. 1993.
- [8] S. Jung, T. C. Hsia, and R. G. Bonitz, "Force tracking impedance control of robot manipulators under unknown environment", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 12, issue. 3, pp. 474-483, 2004.
- [9] M. M. Fateh, and R. Babaghasabha, "Impedance control of robots using voltage control strategy", *Nonlinear Dynamics*, vol. 74, pp. 277–286, 2013.
- [10] M. Sharifi, S. Behzadipour, and G. R. Vossoughi, "Nonlinear model reference adaptive impedance control for human-robot interactions", *Control Engineering Practice*, vol. 32, pp. 9–27, 2014.
- [11] Q. Xu, "Robust Impedance Control of a Compliant Microgripper for High-Speed Position/Force Regulation", *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 62, no. 2, pp. 1201- 1209, 2015.
- [12] S. A. M. Dehghan, M Danesh, and F. sheikholeslam, "Adaptive hybrid force/position control of robot manipulators using an adaptive force estimator in the presence of parametric uncertainty", *Advanced Robotics*, vol. 29, no. 4, pp. 209–223, 2015.



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. 4, Winter 2018.

Publisher: Iranian Society of Instrumentation and Control Engineers

Managing Director: Prof. Iraj Goodarznia

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

Tel: 84062317

Email: sedigh@kntu.ac.ir

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

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

Editorial Board:

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

Advisory Board:

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

Website Manager: Nasibeh Farahani

Page Editor: Kiyan Khaloozadeh



**A Joint Publication of the Iranian Society of Instrument and Control Engineers and
the Industrial Control Center of Excellence of K.N. Toosi University of Technology**

Vol. 11, No. 4, Winter 2018

Contents

Robust Autopilot Design using Fuzzy Gain Scheduling	1
Iman Mohammadzaman, Mohammad Javad Moafi Madani	
Feature Extraction from Depth Data using Deep Learning for Supervised Control of a Wheeled Robot	13
Farinaz Alamiyan Harandi, Vali Derhami	
Robust Observer-Based Synchronization of Unified Chaotic Systems in the Presence of Dead-Zone Nonlinearity Input	25
Samaneh Mohammadpour, Tahereh Binazadeh	
Identification and Torque Control of a Claw Pole Eddy Current Dynamometer	37
Sam Rozbehani, Hamed Nazifi, Saman Saki, Khalil Kanzi	
A New Method for Measuring Contact Angle of Impacting Drop	47
Mostafa Zamani Mohiabadi	
Robust Impedance Control of a Single-Link Flexible Robot Interacting with the Unknown Environment using Sliding Mode Control Method	57
Ali Fayazi, Naser Pariz, Ali Karimpour, Seyed Hassan HosseinNia	