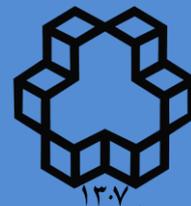




مجله کنترل

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 ۱۳، شماره ۱، بهار ۱۳۹۸

فهرست مقالات

- ۱ کنترل زمان محدود حرکت گروهی عامل‌های جمعی با وجود عنصر غیرخطی اشباع
سید اسماعیل میرعبداللهی شمس، محمد حائری
- ۹ مدل سازی، کنترل و ارتقاء مدیریت کیفیت سرویس و تعالی ارتباطات و فناوری اطلاعات با مطالعه موردی شبکه مادر مخابراتی کشور
محمد رضا زارع، عبداله آقایی، احمد اصل حداد، یاسر صمیمی
- ۲۱ پایدارسازی محلی برای کلاسی از سیستم‌های سوئیچ ضربه ای غیرخطی با نایقینی های صفر نشونده تحت ورودی کنترل با نرْم محدود
محسن قلعه نوئی، محمدرضا اکبرزاده توتونچی، ناصر پرریز
- ۳۵ کنترل اجماع توزیع شده تطبیقی برای دسته‌ای از سیستم‌های چندعاملی غیرخطی نامعین و ناهمگون
مائده تاج، مریم شهریاری کاهکشی
- ۴۷ طراحی و ارزیابی تجربی الگوریتم تخمین وضعیت تلفیقی در رونده زیرآبی خودکار مبتنی بر فیلتر تکمیلی غیرمستقیم
سید وحید ضیاء، جواد بابایی، ابراهیم علیزاده
- ۵۷ ارائه یک کنترل کننده ترکیبی بهینه شده مبتنی بر NSGA-II برای مبدل سوئیچینگ بوست
بهزاد بهنام، پیمان حاجی جسینی، محمد موسوی انزهایی
- ۷۵ طراحی کنترل مد لغزشی برای سیستم‌های کنترل تصادفی دارای اطلاعات ازدست‌رفته
مهدی اشرفی بافقی، علی دلاور خلفی



مجله کنترل

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



نشریه علمی - پژوهشی، انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق ایران - قطب کنترل صنعتی دانشگاه صنعتی
خواجه نصیرالدین طوسی، جلد ۱۳، شماره ۱، بهار ۱۳۹۸

پست الکترونیک: control@isice.ir

صاحب امتیاز: انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق ایران

مدیر مسئول: پروفسور ایرج گودرزیا

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

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

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

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

هیأت تحریریه:

پروفسور علی خاکی صدیق (استاد) - پروفسور ایرج گودرزیا (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 یینا، دکتر فائزه فریور، دکتر موسی آیتی، دکتر محمد مثوری، دکتر رمضان هاونگی، دکتر امین رضانی، دکتر عبدالرسول قاسمی، پروفسور محمد فرخی، دکتر یزدان باتمانی.

هیأت مدیره انجمن مهندسان کنترل و ابزار دقیق:

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

مدیر سایت: مهندس نسیمه فراهانی

فهرست مقالات

- ۱ کنترل زمان محدود حرکت گروهی عامل‌های جمعی با وجود عنصر غیرخطی اشباع
سید اسماعیل میرعبداللهی شمس، محمد حائری
- ۹ مدل سازی، کنترل و ارتقاء مدیریت کیفیت سرویس و تعالی ارتباطات و فناوری اطلاعات با
مطالعه موردی شبکه مادر مخابراتی کشور
محمد رضا زارع، عبد اله آقایی، احمد اصل حداد، یاسر صمیمی
- ۲۱ پایدارسازی محلی برای کلاسی از سیستم‌های سوئیچ ضربه ای غیرخطی با نایقینی‌های صفر
نشونده تحت ورودی کنترل با نُرم محدود
محسن قلعه نوئی، محمدرضا اکبرزاده توتونچی، ناصر پریرز
- ۳۵ کنترل اجماع توزیع شده تطبیقی برای دسته‌ای از سیستم‌های چندعاملی غیرخطی نامعین و
ناهمگون
مانده تاج، مریم شهریاری کاهکشی
- ۴۷ طراحی و ارزیابی تجربی الگوریتم تخمین وضعیت تلفیقی در رونده زیرآبی خودکار مبتنی بر
فیلتر تکمیلی غیرمستقیم
سید وحید ضیاء، جواد بابایی، ابراهیم علیزاده
- ۵۷ ارائه یک کنترل کننده ترکیبی بهینه شده مبتنی بر NSGA-II برای مبدل سوئیچینگ بوست
بهزاد بهنام، پیمان حاجی جسینی، محمد موسوی انزهایی
- ۷۵ طراحی کنترل مد لغزشی برای سیستم‌های کنترل تصادفی دارای اطلاعات از دست رفته
مهدی اشرفی بافق، علی دلاور خلفی

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 مستقلی چاپ و به همراه مقاله ارسال گردد.

چکیده

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

تصاویر و عکس‌ها

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

مراجع

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

مقالات

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

کتابها

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

واحد‌ها

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

طول مقالات

حداکثر تعداد صفحات مقاله ۱۵ صفحه است که معادل حدود ۷۵۰۰ واژه است. برای چاپ صفحات بیشتر و یا رنگی لازم است هزینه‌ای معادل 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 نسخه برداری شده است را دریافت و به دفتر مجله ارسال نمایند.

کنترل زمان محدود حرکت گروهی عامل‌های جمعی با وجود عنصر غیر خطی اشباع

سید اسماعیل میرعبداللهی شمس^۱ و محمد حائری^۲

^۱ گروه کنترل، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه آزاد اسلامی واحد علوم و تحقیقات، تهران، ایران

^۲ آزمایشگاه سیستم‌های کنترل پیشرفته، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی شریف

نویسنده عهده دار مکاتبات: محمد حائری، haeri@sharif.ir

پذیرش: ۱۳۹۷/۰۳/۳۱

ویرایش: ۱۳۹۷/۰۱/۲۳

دریافت: ۱۳۹۶/۰۲/۲۱

چکیده: در این مقاله حرکت گروهی زمان محدود سیستم‌های چندعاملی در حضور عنصر غیر خطی اشباع مورد بررسی قرار می‌گیرد. با ارائه یک پروتکل کنترل جدید نشان داده می‌شود که سرعت و موقعیت عامل‌ها با دینامیک انتگرال گیر دو گانه در زمان محدود به یکدیگر و به سرعت و موقعیت رهبر همگرا می‌شوند. فرض شده است که گراف ارتباط بین عامل‌ها متصل است و حداقل یک عامل از موقعیت و سرعت رهبر مطلع است. ثابت می‌شود عامل‌ها تحت این پروتکل کنترلی به یکدیگر برخورد نمی‌کنند و نیز گراف ارتباط متصل باقی خواهد ماند. ضمناً شرایطی ارائه می‌گردد که سطح سیگنال کنترل از دامنه محدود کننده اشباع کمتر باشد.

کلمات کلیدی: حرکت گروهی، عامل‌های جمعی، کنترل زمان محدود، عنصر غیر خطی ساز اشباع

Finite-time Flocking of Multi-agent System with Input Saturation

Seyyed Esmaeil Mirabdollahi Shams and Mohammad Haeri

Abstract: In this paper a finite-time flocking of multi-agent system with input saturation is investigated. By introducing a new control protocol, it is show that speed and position of agents with double-integrator dynamics converge to the speed and position of leader in finite time. It is assumed that the graph between the agents is connected and that at least one agent is informed of the leader speed and position. It is shown that the agents do not collide under this control protocol and the graph remains connected. Further, conditions are provided by which the control signal level remains less than the limiting saturation range.

Keywords: Multi agent system, Flocking, finite time control, input saturation

۱- مقدمه

و سرعت رهبر مطلع است. الگوریتم ارائه شده در این مقاله تضمین می کند که سرعت عامل ها در زمان محدود به سرعت رهبر همگرا می شود و نشان داده می شود در حین حرکت در عین اینکه اتصال شبکه ارتباطی پابرجا باقی می ماند (connectivity preserving)، عامل ها به یکدیگر برخورد نمی کنند.

تفاوت و نوآوری این مقاله نسبت به مقالات مشابه دو چیز است یکی حرکت گروهی زمان محدود در مقابل حرکت گروهی مجانبی و دومی در نظر گرفتن عنصر غیر خطی اشباع در ورودی که به نظر می رسد به این مسئله هم در موضوع حرکت گروهی عامل ها کمتر پرداخته شده است.

در ادامه در بخش ۲ مقدمات ریاضی مورد نیاز در تبیین مسئله تعریف شده بیان می شود. در بخش ۳ حرکت گروهی زمان محدود عامل ها مورد بررسی قرار می گیرد و در بخش ۴ با ارائه شبیه سازی صحت عملکرد الگوریتم ارائه شده نشان داده می شود.

۲- تعریف ها و مبانی ریاضی

N عامل با دینامیک زیر که در فضای اقلیدسی n بعدی حرکت می کنند را در نظر بگیرید

$$\begin{cases} \dot{x}_i = v_i \\ \dot{v}_i = u_i \end{cases}, i = 1, \dots, N, \quad (1)$$

که در آن $x_i, v_i \in R^n$ موقعیت و سرعت عامل ها و $u_i \in R^n$ شتاب حرکت و به عبارت دیگر قانون کنترلی می باشد. در شکل برداری، موقعیت، سرعت و شتاب عامل ها به صورت زیر نمایش داده می شود.

$$\begin{aligned} x &= [x_1^T \ x_2^T \ \dots \ x_N^T]^T \\ v &= [v_1^T \ v_2^T \ \dots \ v_N^T]^T \\ u &= [u_1^T \ u_2^T \ \dots \ u_N^T]^T \end{aligned} \quad (2)$$

قدرت انتقال اطلاعات بین عامل ها بستگی به فاصله عامل ها دارد. به حداکثر فاصله بین عامل ها که می توانند با یکدیگر تبادل داده کنند شعاع همسایگی گویند و عامل های همسایه عامل i ام به صورت زیر تعریف می شود.

$$N_i(t) = \{j: \|x_i - x_j\| < r, j = 1, 2, \dots, N, j \neq i\}, \quad (3)$$

که در آن $\| \cdot \|$ نرم اقلیدسی مرتبه ۲ است.

شبکه $G = (V, E, A)$ از مجموعه گره $V = \{v_1, v_2, \dots, v_n\}$ و مجموعه لبه $E \subseteq V \times V$ و ماتریس همسایگی A تشکیل شده است. هر لبه e_k با یک زوج گره (v_i, v_j) تعریف می شود. ماتریس $A = [a_{ij}] \in R^{N \times N}$ قدرت انتقال اطلاعات بین عامل ها را نشان می دهد به طوریکه اگر $(v_j, v_i) \in E$ باشد $a_{ij} \neq 0$ خواهد بود. اگر شبکه بدون جهت باشد ماتریس A متقارن خواهد بود. ضمناً $a_{ii} = 0$ است. با توجه به اینکه همسایگی را فقط بر اساس فاصله بین عامل ها تعریف کرده ایم در این مقاله ماتریس A متقارن و شبکه بدون جهت است. به دنباله ای از لبه ها از گره i تا گره j مسیر گفته می شود. اگر بین هر دو گره دلخواه از شبکه حداقل یک مسیر وجود داشته باشد به آن متصل گویند (connected). $L = \Delta A - A$ را ماتریس لاپلاسیان می گویند که در آن ΔA ماتریسی قطری است و i امین المان قطری آن برابر

با شروع قرن ۲۱ توجه ویژه ای به سیستم های چندعاملی (multi-agent systems) شد [۱]. سیستم چندعاملی به سیستمی گفته می شود که از چند زیرسیستم یکسان یا غیریکسان که آن را عامل (agent) نامند تشکیل شده است. در این نوع سیستم ها هر عامل بخشی از اطلاعات مورد نیاز جهت ساخت سیگنال کنترل را از عامل های مجاور می گیرد. در این نوع سیستم ها به دلیل زیاد بودن عامل ها و پیچیدگی و حجم بالای محاسبات امکان کنترل مستقل هر عامل وجود ندارد لذا هر عامل با دریافت اطلاعات از عامل های مجاور خود سیگنال کنترل خود را می سازد. هواپیماهای بدون سرنشین [۲]، وسایل نقلیه خودکار [۳]، روبات های امدادگر و مین یاب [۴] و نوسانگرهای تزویج شده [۵] از جمله سیستم های چندعاملی است که می توان به آن ها اشاره کرد. با توجه به نوع گرایش محققان به سیستم های چندعاملی اهداف متفاوتی همچون اجماع (consensus) [۵]، شکل پذیری (formation) [۴]، حرکت گروهی (flocking) [۶] و غیره تعریف شده است. ایده ی اولیه سیستم های چندعاملی از حرکت گروهی پرندگان، زنبورهای عسل، مورچه ها، ماهی ها و غیره گرفته شده است [۷]. سیستم چندعاملی ای که در آن عامل ها با رعایت سه شرط زیر در کنار یکدیگر حرکت کنند را حرکت گروهی گویند [۸]:

الف) حرکت نزدیک به هم

ب) سرعت یکسان

ج) عدم برخورد با یکدیگر

Olfati در [۸] و Su و همکارانش در [۹] با ارائه الگوریتم هایی این سه خاصیت را برآورده کرده اند. در تمامی روش های ارائه شده در مقالات مختلف حرکت گروهی، همگرایی مجانبی به اثبات رسیده است. با توجه به مزایای روش های کنترل زمان محدود (finite-time control) مانند پاسخ گذرای سریع تر، دقت بالاتر، همگرایی سریع تر و حذف اغتشاش بهتر [۱۰، ۱۲]، اخیراً محققان به کنترل زمان محدود گرایش بیشتری پیدا کرده اند. این گرایش در سیستم های چندعاملی هم وجود داشته به طوریکه Guan و همکارانش در [۱۳] اجماع زمان محدود سیستم های مرتبه ۲ را ارائه داده اند. در [۱۴] اجماع زمان محدود سیستم های چندعاملی با دینامیک غیرخطی بررسی شده است همینطور الگوریتمی برای اجماع زمان محدود وسایط نقلیه بدون سرنشین (AUV) و حرکت بدون برخورد آنها در [۱۵] ارائه شده است.

حرکت گروهی عامل ها در دو حالت بدون رهبر و با رهبر بررسی می شود. در حالت با رهبر الگوریتم ارائه شده بایستی به گونه ای باشد که موقعیت و سرعت عامل ها به موقعیت و سرعت رهبر همگرا شوند. در این مقاله حرکت گروهی زمان محدود عامل ها با دینامیک انتگرال گیر دو گانه مورد بررسی قرار می گیرد که در حد بررسی های نویسندگان مقاله تاکنون به آن پرداخته نشده است. در این مقاله فرض شده است که شبکه ارتباطی بین عامل ها متصل (connected) بوده و حداقل یکی از عامل ها از موقعیت

تعریف می شود.

$$\|z\|_{\sigma} = \frac{1}{\varepsilon} (\sqrt{1 + \varepsilon \|z\|^2} - 1) \quad (9)$$

با این مزیت نسبت به نرم اقلیدسی که در صفر دارای مشتق است [۹]. $\psi_1(z)$ وظیفه مقاومت در مقابل از دست رفتن اتصال را برعهده دارد.

$$\psi_1(z) = a_{ij} \frac{z^2}{r_{\alpha} - z + r_{\alpha} Q^{-1}} \quad (10)$$

که در آن $Q > V_{\max}$ است و بیشترین مقدار تابع انرژی V است که بعداً تعریف می شود. ضمناً $\|r\|_{\sigma} = r_{\alpha}$ همچنین $\psi_2(z)$ از برخورد عامل ها جلوگیری می کند.

$$\psi_2(z) = \int_{d_{\alpha}}^z \phi_{\alpha}(s) ds \quad (11)$$

$$\phi_{\alpha}(s) = a \rho_h \left(\frac{z}{r_{\alpha}} \right) \phi(z - d_{\alpha}) \quad (12)$$

$$\phi(z) = \frac{z}{\sqrt{1+z^2}} \quad (13)$$

$$\rho_h(z) = \begin{cases} 1 & \text{if } z \in [0, h] \\ 0.5 \left(1 + \cos \left(\pi \frac{z-h}{1-h} \right) \right) & \text{if } z \in [h, 1] \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (14)$$

در این روابط $h \in (0,1)$ و $0 < d < r$, $d_{\alpha} = \|d\|_{\sigma}$, $a > 0$ قابل تنظیم می باشند. بدین ترتیب

$$f_i^a = -\sum_{j \in N_i} \nabla_{x_j} \psi(\|x_{ij}\|_{\sigma}). \quad (15)$$

با استفاده از روش های عددی می توان نشان داد که $|f_i^a|$ دارای یک مقدار بیشینه است که از آن می توان برای محدود کردن سطح سیگنال کنترل استفاده کرد. این مقدار بیشینه به پارامترهای $|f_i^a|$ بستگی دارد و ارتباطی با شرایط اولیه موقعیت و سرعت عامل ها ندارد. این مقدار بیشینه را با $\max |f_i^a|$ نشان می دهیم.

بخش دوم و سوم از f_i^b و f_i^c ، با روابط (۱۶) و (۱۷) تعریف می شوند و به ترتیب وظیفه نزدیک کردن موقعیت و سرعت عامل ها به یکدیگر را برعهده دارند.

$$f_i^b = -\sum_{j \in N_i} a_{ij} \tanh(\text{sig}^{\alpha_1}(x_i - x_j)) \quad (16)$$

$$f_i^c = -\sum_{j \in N_i} a_{ij} \tanh(\text{sig}^{\alpha_2}(v_i - v_j)) \quad (17)$$

تابع sig به صورت زیر تعریف می شود.

$$\text{sig}^{\alpha}(x) = \text{sign}(x)|x|^{\alpha} \quad (18)$$

ضمناً $0 < \alpha_1 < 1$ قابل تنظیم و $\alpha_2 = \frac{2\alpha_1}{\alpha_1+1}$ است.

المان های ماتریس همسایگی $A = [a_{ij}]$ به شکل زیر تعریف می شوند.

$$a_{ij} = \begin{cases} 0 & i = j \\ \rho_h \left(\frac{\|x_{ij}\|_{\sigma}}{r_{\alpha}} \right) & i \neq j \end{cases} \quad (19)$$

در آخر، بخش چهارم و پنجم معادله (۷) وظیفه نزدیک کردن موقعیت و سرعت عامل ها به موقعیت و سرعت رهبر را دارا می باشند. به طوریکه عامل ها بتوانند موقعیت و سرعت رهبر را ردیابی (track) کنند.

$$f_i^d = -c_1 h_i \tanh(\text{sig}^{\alpha_1}(x_i - x_0)) \quad (20)$$

$$f_i^e = -c_2 h_i \tanh(\text{sig}^{\alpha_2}(v_i - v_0)) \quad (21)$$

در روابط (۲۰) و (۲۱) $h_i = 1$ است اگر عامل نام مستقیماً به موقعیت و

است با $\sum_{j=1}^n a_{ij}$ اگر مقادیر ویژه ماتریس لاپلاسین را با λ_1 تا λ_n به ترتیب غیر نزولی نشان دهیم $\lambda_1 = 0$ و بردار ویژه متناظر با آن $(1, 1, \dots, 1)$ خواهد بود. ضمناً شرط لازم و کافی برای متصل بودن شبکه آن است که $\lambda_2 > 0$ باشد [۸].

با توجه به اینکه هدف ارائه الگوریتمی جهت حرکت گروهی زمان محدود است قبل از ورود به بحث اصلی دو تعریف و یک لم در مورد کنترل زمان محدود ارائه می شود.

تعریف ۱ [۱۰]. سیستم مرتبه n زیر را در نظر بگیرید

$$\dot{x} = f(x), x = (x_1, x_2, \dots, x_n) \in R^n \quad (4)$$

که در آن $f: U_0 \rightarrow R^n$ تابعی برداری پیوسته می باشد و U_0 یک همسایگی باز در اطراف $x = 0$ است. نقطه تعادل $x = 0$ از سیستم (۴) پایدار محلی زمان محدود خوانده می شود اگر شرایط زیر برقرار باشد.

الف) سیستم در همسایگی \bar{U}_0 پایدار مجانبی باشد که $\bar{U}_0 \subseteq U_0$.

ب) زمان محدود $T(x_0)$ وجود داشته باشد طوری که $\lim_{t \rightarrow T(x_0)} x(t, x_0) = 0$ و $x(t, x_0) = 0$ برای هر $t \geq T(x_0)$.

تعریف ۲ [۱۳]. تابع برداری پیوسته $f(x) = (f_1(x), f_2(x), \dots, f_n(x))$

را هموزن از مرتبه $k \in R$ با تاخیر (r_1, r_2, \dots, r_n) گویند اگر برای هر $\varepsilon > 0$ داشته باشیم $f_i(\varepsilon^{r_1} x_1, \varepsilon^{r_2} x_2, \dots, \varepsilon^{r_n} x_n) = \varepsilon^{k+r_i} f_i(x)$, $i = 1, 2, \dots, n$ و سیستم (۴) را هموزن گویند اگر $f(x)$ هموزن باشد. علاوه بر آن سیستم

$$\dot{x} = f(x) + \bar{f}(x), \bar{f}(0) = 0, x \in R^n \quad (5)$$

هموزن محلی از مرتبه $k \in R$ با تاخیر (r_1, r_2, \dots, r_n) گویند اگر $f(x)$ هموزن از مرتبه $k \in R$ با تاخیر (r_1, r_2, \dots, r_n) باشد و بردار پیوسته $\bar{f}(x)$ در رابطه زیر صدق کند.

$$\lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \frac{\bar{f}_i(\varepsilon^{r_1} x_1, \varepsilon^{r_2} x_2, \dots, \varepsilon^{r_n} x_n)}{\varepsilon^{k+r_i}} = 0 \quad \forall x \neq 0 \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (6)$$

لم ۱ [۱۳]. فرض کنید سیستم (۴) هموزن از مرتبه $k \in R$ با تاخیر (r_1, r_2, \dots, r_n) تابع $f(x)$ پیوسته و در $x = 0$ پایدار مجانبی است. اگر مرتبه هموزنی $k < 0$ باشد نقطه تعادل سیستم (۴) پایدار زمان محدود است و اگر رابطه (۶) برقرار باشد سیستم (۵) پایدار محلی زمان محدود خواهد بود.

سیگنال کنترل ارائه شده در این مقاله از ۵ بخش تشکیل شده است.

$$u_i = K(f_i^a + f_i^b + f_i^c + f_i^d + f_i^e) \quad (7)$$

وظیفه بخش، f_i^a ، جلوگیری از برخورد عامل ها و همچنین مقاومت در مقابل از دست رفتن اتصال شبکه است. این کار توسط گرادیان دو تابع پتانسیل که از مراجع [۹، ۱۶] گرفته شده و به شکل (۸) تعریف می شود انجام می گیرد.

$$\psi(\|x_{ij}\|_{\sigma}) = \psi_1(\|x_{ij}\|_{\sigma}) + \psi_2(\|x_{ij}\|_{\sigma}) \quad (8)$$

در این رابطه $x_{ij} = x_i - x_j$ است. همچنین نرم σ با پارامتر ε به شکل زیر

$$\lim_{t \rightarrow T_0} (v_i - v_0) \rightarrow 0, v_i - v_0 = 0, \forall t \geq T_0 \quad (30)$$

ب) حداکثر فاصله عامل های آگاه با رهبر از مقدار $\sqrt{V_0(\alpha_1 + 1)c_1^{-1}}$ $(\alpha_1 + 1)$ کمتر خواهد بود

ج) اتصال شبکه در حین حرکت برقرار می ماند.

د) در صورتی که $V_0 < \psi_2(0)$ باشد عامل ها با یکدیگر برخورد نخواهند کرد.

اثبات. الف) تابع انرژی V را به عنوان تابع لیبانوف کاندیدا می کنیم. مشتق اجزاء این تابع در مسیر سیستم (۲۹) اینگونه است.

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \sum_{i=1}^n \tilde{v}_i \dot{\tilde{v}}_i = \sum_{i=1}^n \tilde{v}_i u_i = \\ &- \sum_{i=1}^n \tilde{v}_i K \left(\sum_{j \in N_i} \nabla_{x_j} \psi(\|x_{ij}\|_\sigma) + \sum_{j \in N_i} a_{ij} \tanh(\text{sig}^{\alpha_1}(\tilde{x}_i - \tilde{x}_j)) \right) \\ &+ \sum_{j \in N_i} a_{ij} \tanh(\text{sig}^{\alpha_2}(\tilde{v}_i - \tilde{v}_j)) + c_1 h_i \tanh(\text{sig}^{\alpha_1}(\tilde{x}_i)) + \\ &c_2 h_i \tanh(\text{sig}^{\alpha_2}(\tilde{v}_i)) \end{aligned} \quad (31)$$

$$\dot{V}_2 = \frac{K}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n a_{ij} (\tilde{v}_i - \tilde{v}_j) \tanh(\text{sig}^{\alpha_1}(\tilde{x}_i - \tilde{x}_j)), \quad (32)$$

$$\dot{V}_3 = K \sum_{i=1}^n c_1 h_i \tilde{v}_i \tanh(\text{sig}^{\alpha_1}(\tilde{x}_i)), \quad (33)$$

$$\dot{V}_4 = K \sum_{i=1}^n \tilde{v}_i \sum_{j \in N_i} \nabla_{x_j} \psi(\|x_{ij}\|_\sigma), \quad (34)$$

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{V}_1 + \dot{V}_2 + \dot{V}_3 + \dot{V}_4 = - \sum_{i=1}^n \tilde{v}_i K \left(\sum_{j \in N_i} a_{ij} \tanh(\text{sig}^{\alpha_2}(\tilde{v}_i - \tilde{v}_j)) + \right. \\ &\left. c_2 h_i \tanh(\text{sig}^{\alpha_2}(\tilde{v}_i)) \right) \\ &= \frac{K}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n a_{ij} (\tilde{v}_i - \tilde{v}_j) \tanh(\text{sig}^{\alpha_2}(\tilde{v}_j - \tilde{v}_i)) \\ &- K \sum_{i=1}^n \tilde{v}_i c_2 h_i \tanh(\text{sig}^{\alpha_2}(\tilde{v}_i)) \\ &\leq \frac{K}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n a_{ij} (\tilde{v}_i - \tilde{v}_j) \tanh(\text{sig}^{\alpha_2}(\tilde{v}_j - \tilde{v}_i)) \leq 0. \end{aligned} \quad (35)$$

با توجه به داشتن مساوی صفر در رابطه (۳۵) از قضیه لاسال^۱ استفاده می کنیم. در نظر بگیرد $\dot{V} = 0$ که نتیجه می شود.

$$\begin{aligned} \frac{K}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n a_{ij} (\tilde{v}_i - \tilde{v}_j) \tanh(\text{sig}^{\alpha_2}(\tilde{v}_j - \tilde{v}_i)) - \\ K \sum_{i=1}^n \tilde{v}_i c_2 h_i \tanh(\text{sig}^{\alpha_2}(\tilde{v}_i)) = 0 \end{aligned} \quad (36)$$

با توجه به (۳۶) و فرض ۱ نتیجه می شود $\tilde{v}_i = \tilde{v}_j = 0, i, j = 1, 2, \dots, n$ ضمناً اگر $\tilde{v}_i = \tilde{v}_j = 0$ واضح است که نتیجه می شود $\dot{V} = 0$ لذا شرط لازم و کافی برای $\dot{V} = 0$ آن است که $\tilde{v}_i = \tilde{v}_j = 0$ باشد که نتیجه می دهد $\dot{\tilde{v}}_i = 0$ پس

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{v}}_i &= -K \left(\sum_{j \in N_i} \nabla_{x_j} \psi(\|x_{ij}\|_\sigma) + \sum_{j \in N_i} a_{ij} \tanh(\text{sig}^{\alpha_1}(\tilde{x}_i - \tilde{x}_j)) \right) \\ &+ \sum_{j \in N_i} a_{ij} \tanh(\text{sig}^{\alpha_2}(\tilde{v}_i - \tilde{v}_j)) + c_1 h_i \tanh(\text{sig}^{\alpha_1}(\tilde{x}_i)) + \\ &c_2 h_i \tanh(\text{sig}^{\alpha_2}(\tilde{v}_i)) = 0. \end{aligned} \quad (37)$$

با توجه به $\tilde{v}_i = \tilde{v}_j = 0$ نتیجه می شود

$$\begin{aligned} -K \left(\sum_{j \in N_i} \nabla_{x_j} \psi(\|x_{ij}\|_\sigma) + \sum_{j \in N_i} a_{ij} \tanh(\text{sig}^{\alpha_1}(\tilde{x}_i - \tilde{x}_j)) \right) + \\ c_1 h_i \tanh(\text{sig}^{\alpha_1}(\tilde{x}_i)) = 0. \end{aligned} \quad (38)$$

در ادامه با ضرب \tilde{x}_i و گرفتن جمع از رابطه بالا می توان گفت

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^n \tilde{x}_i \left(-K \sum_{j \in N_i} \nabla_{x_j} \psi(\|x_{ij}\|_\sigma) - K \sum_{j \in N_i} a_{ij} \tanh(\text{sig}^{\alpha_1}(\tilde{x}_i - \tilde{x}_j)) \right) - \\ K c_1 h_i \tanh(\text{sig}^{\alpha_1}(\tilde{x}_i)) = - \\ K \sum_{i=1}^n \tilde{x}_i \sum_{j \in N_i} \nabla_{x_j} \psi(\|x_{ij}\|_\sigma) - \frac{K}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n a_{ij} (\tilde{x}_j - \tilde{x}_i) \tanh(\text{sig}^{\alpha_1}(\tilde{x}_j - \tilde{x}_i)) - \\ K \sum_{i=1}^n \tilde{x}_i c_1 h_i \tanh(\text{sig}^{\alpha_1}(\tilde{x}_i)). \end{aligned} \quad (39)$$

سرعت رهبر دسترسی داشته باشد که اصطلاحاً به آن عامل آگاه گویند (informed agent) و برای بقیه عامل ها این مقدار صفر است. همچنین $c_1 > 0$ و $c_2 > 0$ پارامترهای کنترلی جهت وزن دادن به ردیابی است.

پارامتر K جهت تنظیم سطح پیشینه سیگنال کنترل تعریف شده تا بتوان این سطح را کمتر از حد اشباع l_{sat} قرار داد. با توجه به مطالب گفته شده اگر مقدار K از رابطه زیر محاسبه شود سطح سیگنال کنترل هیچگاه به حد اشباع نخواهد رسید.

$$K \leq \frac{l_{\text{sat}}}{(\max |f_i^{\alpha}| + 2n + c_1 + c_2)} \quad (22)$$

دینامیک حرکتی رهبر به شکل زیر تعریف می شود.

$$\begin{cases} \dot{x}_0 = v_0 \\ \dot{v}_0 = 0 \end{cases} \quad (23)$$

فرض ۱. با توجه به شرط متصل بودن عامل ها و اینکه حداقل یک عامل مستقیماً از موقعیت و سرعت رهبر اطلاع دارد، کلیه عامل ها مستقیم یا غیرمستقیم نسبت به رهبر مطلع هستند.

۳- حرکت گروهی زمان محدود عامل های

جمعی

در این بخش نشان خواهیم داد موقعیت و سرعت عامل ها با دینامیک سیستم (۱) تحت سیگنال کنترل (۷) به موقعیت و سرعت یکدیگر و موقعیت و سرعت رهبر با دینامیک (۲۳) همگرا می شوند و در این حرکت علاوه بر اینکه اتصال شبکه را حفظ می کنند با یکدیگر برخورد نمی کنند. قبل از بیان قضیه و اثبات آن یک تابع انرژی به شکل زیر معرفی می کنیم.

$$V = V_1 + V_2 + V_3 + V_4 \quad (24)$$

و با در نظر گرفتن $\tilde{v}_i = v_i - v_0$ و $\tilde{x}_i = x_i - x_0$ اجزاء تابع انرژی اینگونه تعریف می شوند.

$$V_1 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \tilde{v}_i^2 \quad (25)$$

$$V_2 = \frac{K}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \int_0^{\tilde{x}_i - \tilde{x}_j} a_{ij} \tanh(\text{sig}^{\alpha_1}(s)) ds \quad (26)$$

$$V_3 = c_1 K \sum_{i=1}^n \int_0^{\tilde{x}_i} h_i \tanh(\text{sig}^{\alpha_1}(s)) ds \quad (27)$$

$$V_4 = \frac{K}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j \in N_i} \psi(\|x_{ij}\|_\sigma) \quad (28)$$

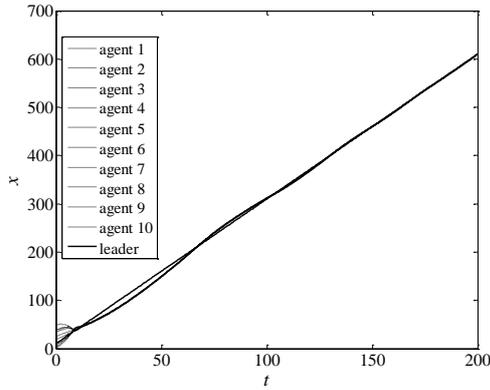
همچنین سیستم (۱) به فرم زیر تبدیل می شود.

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_i = \tilde{v}_i \\ \dot{\tilde{v}}_i = u_i \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (29)$$

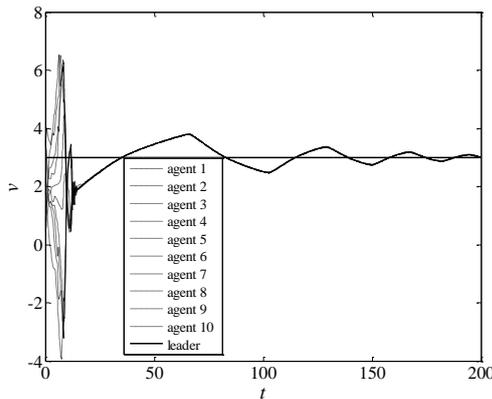
قضیه ۱. N عامل با دینامیک (۱) تحت سیگنال کنترل (۷) و دینامیک رهبر (۲۳) و با انرژی اولیه $V_0 = V(x(0), v(0))$ در زمان محدود حرکت گروهی خواهند داشت. یعنی

الف) سرعت عامل ها در زمان محدود به سرعت رهبر همگرا می شود.

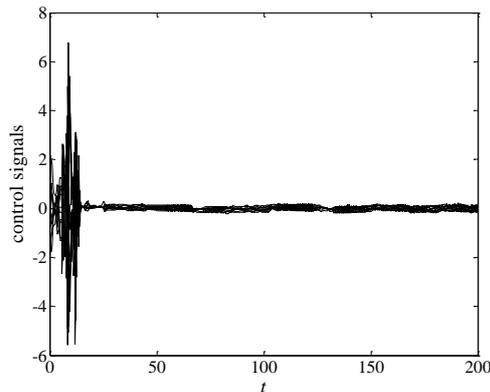
¹ LaSalle



شکل ۱. همگرایی موقعیت عامل ها به موقعیت یکدیگر و موقعیت رهبر.



شکل ۲. همگرایی سرعت عامل ها به سرعت یکدیگر و سرعت رهبر.



شکل ۳. سیگنال کنترل.

شکل ۲ همگرا شدن سرعت عامل ها را به سرعت یکدیگر و سرعت رهبر در زمان محدود نشان می دهد. در شکل ۳ سیگنال کنترل دیده می شود. همانطور که انتظار می رفت سطح این سیگنال کوچکتر از ۱۰ شده است. شکل ۴ فاصله بین هر دو عامل را نشان می دهد همانطور که ملاحظه می شود در عین اینکه در هیچ زمانی فاصله بین هیچ دو عاملی صفر نمی شود فاصله بین آنها از مقدار مشخصی بیشتر نمی شود. در شکل ۵ متوسط این فاصله ها ارائه شده است.

که نتیجه می دهد $\dot{x}_i = \dot{x}_j = 0$ پس با توجه به قضیه لاسال سیستم پایدار مجانبی است.

سیستم (۲۹) با متغیرهای $(\tilde{x}_1, \tilde{x}_2, \dots, \tilde{x}_n, \tilde{v}_1, \tilde{v}_2, \dots, \tilde{v}_n)$ هموزن از درجه $k = \alpha_1 - 1 < 0$ با تاخیر $(2, 2, \dots, 2, 1 + \alpha_1, 1 + \alpha_1, \dots, 1 + \alpha_1)$ است.

با توجه به مباحث بالا سیستم (۲۹) پایدار مجانبی سراسری و هموزن با درجه $k < 0$ می باشد. با استفاده از لم ۱ نتیجه می گیریم سیستم (۲۹) پایدار زمان محدود سراسری می باشد. لذا سرعت عامل ها در زمان محدود به سرعت رهبر همگرا می شود و اثبات قسمت الف تکمیل می شود.

ب) با توجه به نزولی بودن V برای تمام زمان ها می توان نتیجه گرفت $V(t) < V_0$ است در نتیجه $V_0 = c_1 K \sum_{i=1}^n \int_0^{\tilde{x}_i} h_i \tanh(\text{sig}^{\alpha_1}(s)) ds < V_0$ خواهد بود که نتیجه می شود $c_1 K \sum_{i=1}^n h_i \frac{|\tilde{x}_i|^{\alpha_1+1}}{\alpha_1+1} < V_0$. لذا می توان گفت $|\tilde{x}_i| < \sqrt[\alpha_1+1]{V_0(\alpha_1+1)(Kc_1)^{-1}}$ یعنی فاصله بین رهبر و عامل های آگاه همواره از این مقدار کمتر خواهد بود.

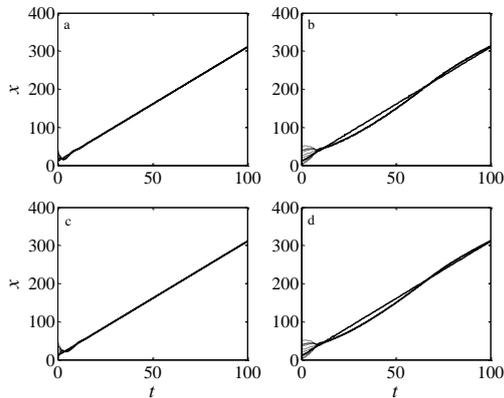
ج) فرض کنید $G(t)$ در فاصله زمانی t_k ($k = 1, 2, \dots$) تغییر کند. با توجه به نزولی بودن V برای تمام زمان ها $V_0 < V_{\max} < V(t) < V_0$ صادق است از تعریف $\psi_1(\|x_i\|_\sigma) = Q > V_{\max} > V_0$ می گیریم $\psi_1(\|x_i\|_\sigma) > V_0$ بنابراین فاصله بین هیچ دو عاملی به r_α نمی رسد یعنی هیچ ارتباطی قطع نمی گردد. با توجه به اینکه شبکه در ابتدا متصل بوده است پس متصل هم باقی خواهد ماند.

د) برای اثبات این بند شبیه بند III قضیه (۱) از مقاله [۹] از برهان خلف استفاده می کنیم. اگر در زمان $t^* > 0$ برخوردی بین دو عامل اتفاق بیافتد مقدار تابع پتانسیل حداقل مقدار $\psi_2(0)$ را پیدا می کند پس $V_0 \geq V(t^*) \geq \psi_2(0)$ که این خلاف فرض $V_0 < \psi_2(0)$ می باشد. پس برخوردی بین دو عامل نخواهیم داشت.

۴- شبیه سازی

در این بخش با شبیه سازی عددی صحت ادعاهای عنوان شده در بخش قبل را نشان می دهیم. تعداد ۱۰ عامل که در فضای ۲ بعدی حرکت می کنند را در نظر می گیریم. موقعیت و سرعت اولیه این عامل ها را به شکل تصادفی در محدوده به ترتیب $[0, 70] \times [0, 70]$ و $[0, 4] \times [0, 4]$ به گونه ای انتخاب می کنیم که گراف اولیه متصل باشد. موقعیت و سرعت اولیه رهبر هم به ترتیب $x_0 = [10, 10]^T$ و $v_0 = [3, 3]^T$ در نظر می گیریم. همچنین می شود. ضمناً $\alpha_1 = 0.5$ در نظر گرفته می شود که در نتیجه $\alpha_2 = 1/3$ خواهد شد. فقط عامل اول را آگاه در نظر می گیریم یعنی $h_i = [1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0]$. با توجه به رابطه (۲۲) مقدار K برابر $10/150$ می شود تا سطح سیگنال کنترل کمتر از ۱۰ شود. همانطور که در شکل ۱ مشخص است موقعیت عامل ها پس از زمان محدودی به یکدیگر همگرا می شوند.

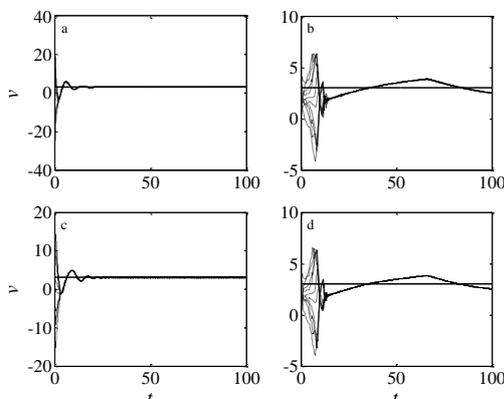
یکدیگر و رهبر به صورت مجانبی همگرا می شوند. در این حالت محدودیتی در سیگنال کنترل در نظر گرفته نمی شود. شکل های a-7، a-8 و a-9 به ترتیب موقعیت عامل ها، سرعت عامل ها و سیگنال کنترل را نشان می دهد.



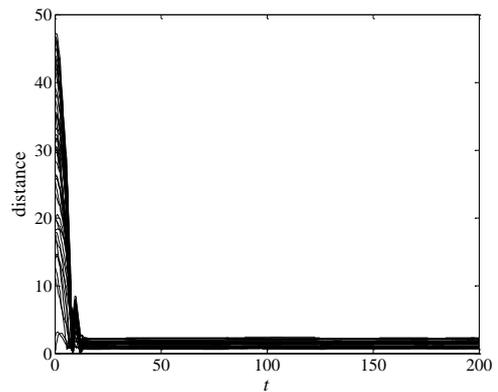
شکل ۷. موقعیت عامل ها در ۴ حالت (a) همگرایی مجانبی بدون محدودیت سیگنال کنترل (b) همگرایی مجانبی با محدودیت سیگنال کنترل (c) همگرایی زمان محدود بدون محدودیت سیگنال کنترل (d) همگرایی زمان محدود با محدودیت سیگنال کنترل

در حالت دوم همگرایی سرعت و موقعیت مانند حالت قبل به شکل مجانبی خواهد بود اما سیگنال کنترل به شکلی طراحی شده است که دامنه سیگنال کنترل از مقدار حد اشباع که ± 10 است بیشتر نشود. شکل های a-7، b-8 و b-9 به ترتیب موقعیت عامل ها، سرعت عامل ها و سیگنال کنترل در این حالت را نشان می دهد.

در حالت سوم سیگنال کنترل به گونه ای طراحی شده که همگرایی به شکل زمان محدود اتفاق بیافتد اما محدودیتی برای دامنه وجود ندارد. موقعیت عامل ها، سرعت عامل ها و سیگنال کنترل به ترتیب در شکل های c-7، c-8 و c-9 نشان داده شده است.

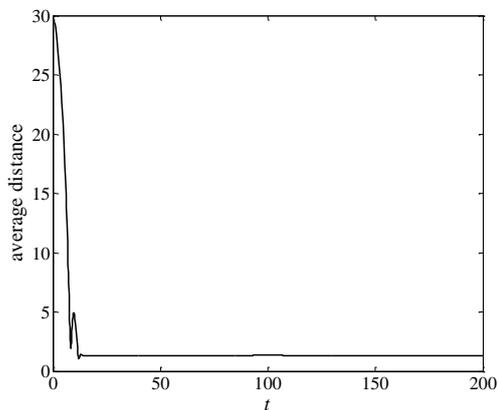


شکل ۸. سرعت عامل ها در ۴ حالت (a) همگرایی مجانبی بدون محدودیت سیگنال کنترل (b) همگرایی مجانبی با محدودیت سیگنال کنترل (c) همگرایی زمان محدود بدون محدودیت سیگنال کنترل (d) همگرایی زمان محدود با محدودیت سیگنال کنترل

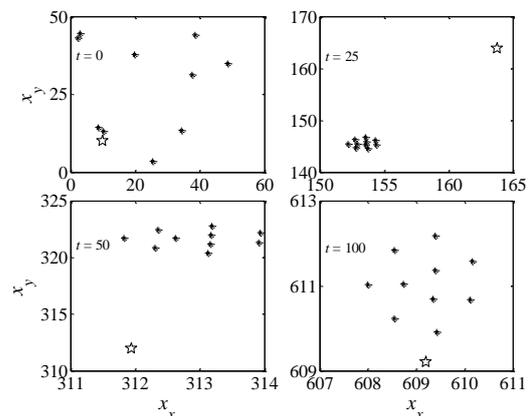


شکل ۶. فاصله بین عامل ها.

شکل ۶ نحوه استقرار عامل ها در کنار یکدیگر را نشان می دهد به طوری که عامل ها با حفظ حداقل فاصله در کنار یکدیگر و در کنار رهبر حرکت می کنند.



شکل ۵. متوسط فاصله بین عامل ها.



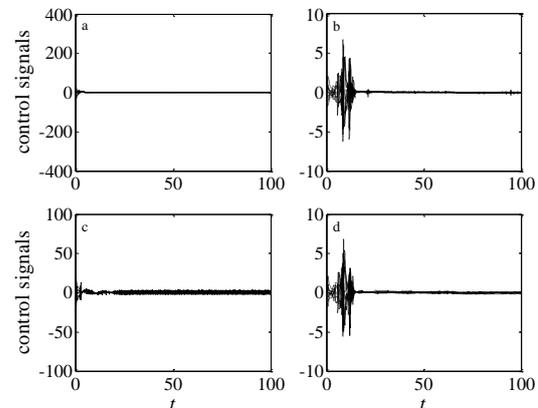
شکل ۹. قرار گرفتن عامل ها در ۴ زمان ۰، ۵۰، ۱۰۰ و ۲۰۰.

در پایان نتایج شبیه سازی ۴ وضعیت (۱) حرکت گروهی مجانبی بدون در نظر گرفتن اشباع در ورودی، (۲) حرکت گروهی مجانبی با در نظر گرفتن اشباع در ورودی، (۳) حرکت گروهی زمان محدود بدون در نظر گرفتن اشباع در ورودی و (۴) حرکت گروهی زمان محدود با در نظر گرفتن اشباع در ورودی ارائه می شود.

برای حالت اول سرعت و موقعیت عامل ها به سرعت و موقعیت

- decentralized approach to formation maneuvers," IEEE Transactions on Robotics and Automation, 19(6), pp. 933-941.
- [4] Yamchi, M.H., Esfanjani, R.M., 2017, "Distributed Predictive Formation Control of Networked Mobile Robots Subject to Communication Delay" Robotics and Autonomous Systems, 91, pp.194-207.
- [5] Jiang, H., Bi, Q., Zheng, S., 2012, "Impulsive consensus in directed networks of identical nonlinear oscillators with switching topologies" Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation, 17(1), pp. 378-387.
- [6] Wellman, B.J., Hoagg, J.B., 2017, "A flocking algorithm with individual agent destinations and without a centralized leader" Systems & Control Letters, 102, pp. 57-67.
- [7] Toner, J., 1998, "Flocks, herds, and schools: a quantitative theory of flocking" Physical Review E, 58(4), pp. 4828-4858.
- [8] Olfati-saber, R., 2006, "Flocking for multi-agent dynamic systems: algorithms and theory" IEEE Transactions on Automatic Control, 51(3), pp. 401-420.
- [9] Su, H., Wang, X., Lin, Z., 2009, "Flocking of multi-agents with a virtual leader" IEEE Transactions on Automatic Control, 54(2), pp. 293-307.
- [10] Bhat, S.P., Bernstein, D.S., 2000, "Finite-time stability of continuous autonomous systems" SIAM Journal on Control and Optimization, 38(3), pp. 751-766.
- [11] Bhat, S.P. Bernstein, D.S., 1998, "Continuous finite-time stabilization of the translational and rotational double integrators" IEEE Transactions on Automatic Control on Automatic Control, 43(5), pp. 678-682.
- [12] Hong, Y., Huang, J., Xu, Y., 2001, "On an output feedback finite-time stabilization problem" IEEE Transactions on Automatic Control, 46(2), pp. 305-309.
- [13] Guan, Z., Sun, F., Wang, Y., Li, T., 2012 "Finite-time consensus for leader-following second-order multi-agent networks," IEEE Transactions on Circuits and Systems, 59(11), pp. 2646-2654.
- [14] Meng, D., Jia, Y., Du, J., 2015, "Nonlinear finite-time bipartite consensus protocol for multi-agent systems associated with signed graphs" International Journal of Control, 88(10), pp. 2074-2085.
- [15] Li, S., Wang, X., 2013, "Finite-time consensus and collision avoidance control algorithms for multiple AUVs," Automatica, 49(11), pp. 3359-3367.
- [16] Su, H., Wang, X., Chen, G., 2010, "Rendezvous of multiple mobile agents with preserved network connectivity," Systems & Control Letters, 59(5), pp. 313-322.

حالت آخر وضعیتی است که در این مقاله به آن پرداخته شده به شکلی که هم همگرایی به شکل زمان محدود است و هم دامنه سیگنال کنترل به حد اشباع محدود شده است. موقعیت عامل ها، سرعت عامل ها و سیگنال کنترل به ترتیب در شکل های d-۷، d-۸ و d-۹ ارائه شده است. همانطور که در شکل ها دیده می شود بهترین پاسخ از نظر همگرایی و دامنه سیگنال کنترل مربوط به حالت آخر است.



شکل ۹. سیگنال کنترل در ۴ حالت (a) همگرایی مجانبی بدون محدودیت سیگنال کنترل (b) همگرایی مجانبی با محدودیت سیگنال کنترل (c) همگرایی زمان محدود بدون محدودیت سیگنال کنترل (d) همگرایی زمان محدود با محدودیت سیگنال کنترل

۸- نتیجه گیری و پیشنهاد

در این مقاله حرکت گروهی عامل ها در زمان محدود مورد بررسی قرار گرفت. سیگنال کنترل ارائه شده در این مقاله به گونه ای است که هر عامل تحت تاثیر این سیگنال در حرکت خود در عین اینکه موقعیت و سرعت خود را به عامل های مجاور و رهبر نزدیک می کند برخوردی با هیچ عاملی ندارد. ضمناً تحت تاثیر این قانون کنترلی اتصال شبکه حفظ می شود و در هیچ زمانی اتصال شبکه از بین نمی رود. سیگنال کنترل به گونه ای تعریف شده است که با تنظیم پارامترهای مورد نظر می توان سطح آن را محدود به حد اشباع ورودی کرد تا عنصر اشباع نتواند روی عملکرد سیستم تاثیر بگذارد.

با توجه به اینکه برای اثبات همگرایی زمان محدود از روش هموژنی استفاده کرده ایم امکان ارائه زمانی مشخص برای زمان همگرایی وجود ندارد پیشنهاد می شود روشی ارائه شود تا بتواند زمان محدود همگرایی را مشخص کند.

مراجع

- [1] Vicsek, T., Czirok, A., Ben-Jacob, E., Cohen, I., Shochet, O., 1995 "Novel type of phase transition in a system of self-driven particles," Physical Review Letters, 25(6), pp. 1226-1229.
- [2] Esmailifar, S.M., Saghafi, F., 2017, "Cooperative localization of marine targets by UAVs" Mechanical Systems and Signal Processing, 87, pp.23-42.
- [3] J.R.T. Lawton, R.W. Beard, and B.J. Young, "A

مدل سازی، کنترل و ارتقاء مدیریت کیفیت سرویس و تعالی ارتباطات و فناوری اطلاعات با مطالعه موردی شبکه مادر مخابراتی کشور

محمد رضا زارع^۱، عبدالله آقایی^۲، احمد اصل حداد^۳، یاسر صمیمی^۴

^۱ دانشجوی دکتری مهندسی صنایع، گروه مهندسی صنایع، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، M.Zare@mail.kntu.ac.ir

^۲ استاد، دانشکده مهندسی صنایع، گروه مهندسی صنایع، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، AAghaie@kntu.ac.ir

^۳ استادیار، دانشکده مهندسی صنایع، گروه مهندسی صنایع، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، AHadad@kntu.ac.ir

^۴ استادیار، دانشکده مهندسی صنایع، گروه مهندسی صنایع، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، Y_Samimi@kntu.ac.ir

پذیرش: ۱۳۹۷/۰۴/۴

ویرایش: ۱۳۹۶/۱۰/۲۴

دریافت: ۱۳۹۵/۱۰/۲۶

چکیده: این مقاله به بررسی کنترل و ارتقاء مدیریت کیفیت سرویس و تعالی ارتباطات و فناوری اطلاعات می پردازد. هدف از این پژوهش کنترل و بهبود مدیریت کیفیت سرویس شبکه مادر مخابراتی کشور می باشد که نهایتاً پس از شناسایی و تعیین سطوح ارتباط بین مدل ها و استاندارد های حوزه ارتباطات و فناوری اطلاعات و با در نظر گرفتن شرایط خاص و مدل مدیریت کیفیت سرویس شبکه مادر مخابراتی کشور به صورت یکپارچه و دقیق در قالب مدل مدیریت کیفیت و تعالی ارتباطات و فناوری اطلاعات بکار گرفته می شود. بررسی ها نشان می دهد که استفاده از این مدل در صنعت ارتباطات و فناوری اطلاعات با تأکید و استقرار آن در شبکه مادر مخابراتی کشور و بهره مندی از سرمایه های انسانی و بکارگیری فناوری های روز دنیا در بستر این شبکه و معرفی و ارائه سرویس های نوین به مشتریان به ارتقاء مدیریت کیفیت سرویس و تعالی حوزه ارتباطات و فناوری اطلاعات منجر خواهد شد. در این مقاله پس از بررسی مفاهیم و تعاریف تلاش شده است اهم تحقیقات انجام شده مرتبط با موضوع، مورد بررسی و تحلیل قرار گیرد.

کلمات کلیدی: کنترل، مدیریت کیفیت سرویس، شبکه مادر مخابراتی، استاندارد ها، مدل های تعالی.

Service Quality Management Modeling, Controlling and Upgrading as well as Communications and Information Technology Enhancement through Conducting a Case Study in the Parent Telecommunications Network of Iran

Mohammad Reza Zare, Abdollah Aghaie, Ahmad Asl Hadad, Yaser Samimi

Abstract: This paper reviews the service quality management control and upgrade as well as the communications and information technology enhancement. The purpose of this research is the control and improvement of the service quality management as well as the enhancement of the parent telecommunications network of I.R.Iran that finally, taking the specific conditions into consideration, the quality management service model of the telecommunications parent network of Iran will precisely be used as the whole in the format of the communications and information technology enhancement model after identifying and specifying the levels of the relationships existing among the models, and the standards of the communications and information technology management. The study shows developing such a model in the industry of ICT with emphasis and establishment in the parent telecommunications network of Iran, benefit of human capital with the latest technology and presenting modern services to the customers, the service quality management will be upgraded and will lead to the improvement in quality management in the field of ICT.

Keywords: Control, Service Quality Management, Parent Telecommunications Network, Standards, Excellence Models.

۱- مقدمه

ارتباطات و فناوری اطلاعات بعنوان اصلی ترین و تأثیرگذار ترین عوامل در تمامی محورهای جوامع از قبیل حاکمیت، امنیت، اقتصاد، علم، فرهنگ و تکنولوژی، یکی از مهم ترین صنایعی است که به سرعت در حال توسعه می باشد. تغییرات زیادی که در حال حاضر در صنعت ارتباطات راه دور در جریان است، چالش کنترل و مدیریت سرویس ها را با کیفیت بالا پیچیده ساخته است.

کیفیت واژه رایج و آشنایی است که از مفهوم و نحوه کاربرد آن تفاسیر گوناگونی به عمل آمده است. اما وجه مشترک همه تعاریف "سازگاری کالا یا سرویس ها با نیازها و انتظارات مشتریان" است. به عبارت دیگر کیفیت وقتی به دست می آید که سرویس یا محصول، انتظارات مشتری را برآورده سازد. برخی از نویسندگان و متفکرین مانند دمنینگ^۱، ایشیکاوا^۲، پیترز^۳ و غیره از نقش و اهمیت بیشتر کیفیت به عنوان مبنای سنگ بنای اصلی تعالی حمایت کرده اند.

سازمانهای امروز، با جهانی شدن بازارها و تغییرات سریع در اقتصاد مواجه هستند. برای غلبه بر این شرایط استفاده از ارتباطات و فناوری اطلاعات لازم و ضروری است، از این رو ارتباطات و فناوری اطلاعات (ICT)^۴ به عنوان یک توانمندساز، ستون فقرات کسب و کار و نیز محور توسعه کشورها و ملاک عمل سازمانهای پیشرو است. موفقیت در حوزه صنعت ارتباطات و فناوری اطلاعات به کنترل و ارتقاء کیفیت سرویس بستگی دارد و این موضوع یکی از مهمترین مسائل و دغدغه های پیش روی مدیران در این حوزه می باشد.

در عصر ارتباطات همه ابزارهای ارتباطی مورد استفاده در زندگی روزمره بشر از یک بستر ارتباطی که حکم شبکه مادر را دارد بهره مند می گردند. به دلیل اهمیت این شبکه و نقش آن در توسعه پایدار و به منظور ارائه سرویس های با کیفیت و تأمین روزافزون نیازهای ارتباطی مشتریان و جلب رضایت آنها و سایر ذی نفعان، حفظ، بهبود مستمر، کنترل و مدیریت این شبکه ارتباطی در بالاترین سطح کیفیت از اهمیت ویژه ای برخوردار است.

شرکت ارتباطات زیرساخت به عنوان تنها متولی و مرجع حاکمیتی وزارت ارتباطات و فناوری اطلاعات وظیفه ایجاد، توسعه، سازماندهی، کنترل، نظارت، بهره برداری و مدیریت سرویس های با کیفیت شبکه مادر مخابراتی و ارتباطی کشور شامل: سوچ، دیتا، انتقال، فیبر نوری و ماهواره را به عهده دارد.

کیفیت سرویس ها و محصولات نقش مهم و کلیدی در سازمان ها داشته و به عنوان عامل متمایز کننده و مزیت محسوب می گردد. به علاوه سازمان ها برای بهبود عملکردشان بطور دائم با چالش مواجه هستند. از این رو باید عملکردشان را با مدل ها و الگوهای مورد مقایسه قرار داده و تلاش

هایشان را بر روی مشتریان و ذی نفعان خود متمرکز کنند. به همین منظور بسیاری از سازمان ها به سمت الگوهای جامع تعالی^۵ حرکت می نمایند. الگوهای جامع ابزار مناسبی برای ارزیابی عملکرد سازمان ها برای دستیابی به سطوح مختلف تعالی می باشند.

با عنایت به اهمیت موضوع و در راستای تعاملات علمی بین صنعت و دانشگاه، هدف از این پژوهش بدین قرار است که با بررسی مدیریت کیفیت و سرآمدی مدل های اولیه تعالی و مطالعه مدل ها، استاندارد ها و شرایط خاص در حوزه فاوا به ارتقاء مدیریت کیفیت سرویس و تعالی شبکه مادر مخابراتی کشور و کنترل عملکرد این شبکه ارتباطی بر اساس مشتری محوری دست یابیم.

۲- ادبیات موضوع

ارتقاء کیفیت سرویس و محصول برای موفقیت در بازارهای جهانی ضروری است و از آنجائیکه مدیریت کیفیت جامع، راهبردی مدیریتی است، کل سازمان را برای این منظور در بر می گیرد. در مسیر ترغیب و حرکت به سمت تعالی یک رویکرد مناسب و اثربخش بکارگیری مدل های ملی است که از طریق ارتقاء بهترین عملکردها در تعالی کسب و کار و ایجاد فرصت برای ارتقاء مستمر، اثرات مثبتی بر رشد اقتصادی دارند [1].

استفاده از مدل های تعالی در دهه اخیر بسیار رواج یافته و شرکت های مختلفی از این چارچوب ها تجربه کسب کرده و یاد گرفته اند که چگونه از آن ها استفاده نمایند. شرکت های زیادی نیز به دلیل ضعف های مختلف این مدل ها مانند معیار های ارزیابی پیچیده، تشریفات اداری بیش از حد، رویه های سختگیرانه و کمبود تمرکز که استفاده از آن ها را در عمل محدود نموده است، به مشکلاتی برخورد کرده اند [2].

فرگوسن [3] به بررسی روابط متقابل میان ساختارهای بالدریج^۶ پرداخته است. تجزیه و تحلیل او منجر به یک نسخه اصلاح شده از مدل بالدریج شده است، که در آن تمرکز بر مشتری و رضایت مندی به دو زیر مجموعه تقسیم شده است. یافته ها بر پایه حمایت از تأثیر رهبری بر تمام قسمت های دیگر می باشد و آن نیز ارتباط معنی داری بین عملکرد سازمانی با ارتباط با مشتری و مدیریت، مدیریت اطلاعات، و مدیریت منابع انسانی دارد. همچنین اعتبار معیارهای بالدریج توسط صلاح الدین [4] مورد بررسی قرار گرفته و نتیجه گیری شده است که این مدل، مدل خوبی برای پیش بینی نتایج کسب و کار است. در تحقیق دیگری لی و همکاران [5] با استفاده از یک نسخه اصلاح شده از جایزه بالدریج به منظور تعیین اثر اقدامات مدیریت کیفیت بر عملکرد در شرکت های کره ای به نتایج تأثیر کیفیت اطلاعات و تجزیه و تحلیل در برنامه ریزی استراتژیک و روند مدیریت کیفیت پرداخته اند. مدیریت منابع انسانی و مدیریت فرایند مهم

^۴ Information and Communication Technology

^۵ Excellence

^۶ Malcom Baldrige National Quality Award

^۱ Deming, E.

^۲ Ishikawa, K.

^۳ Peters, Th.

ارائه شده گرایش متفاوتی همچون گرایش به مباحث فنی و گرایش به مباحث مدیریتی دارند. برخی از این مدل‌ها و استانداردها عبارتند از:

Val IT^۸, COBIT 5^۹, ISMS^{۱۰}, PRINCE 2^{۱۱}, ITBSC^{۱۲}, Framework

اغلب کشورها از چارچوب و الگوی بنیاد مدیریت کیفیت اروپا و مالکوم بالدريج استفاده می‌کنند، هرچند نسبت به کشورهای دیگر از سایر مناطق دنیا، تعداد زیادی تحت تأثیر مشارکت زیاد، بسیاری از کشورهای اروپایی قرار گرفته‌اند. همچنین تعدادی از کشورها چارچوب و مدل کیفیتی را تدوین کرده‌اند که بر پایه دو الگوی اصلی بنیاد مدیریت کیفیت اروپا و مالکوم بالدريج نبوده و منحصر به فرد است و از استانداردهای ملی مخصوص به خود برای ارتقاء کیفیت سرویس استفاده میکنند. علاوه بر این‌ها چندین جایزه ملی دیگر هم وجود دارند مانند جایزه ملی کیفیت کانادا، جایزه تعالی کسب و کار استرالیا، جایزه ملی کیفیت چین، جایزه کیفیت نخست وزیر در مالزی، جایزه بزرگ کیفیت کره، جایزه کیفیت ملی تایوان و ... که براساس برنامه‌هایشان به منظور ارتقاء کیفیت سرویس در صنایع مختلف شکل گرفته‌اند. متعاقباً جوایز کیفیت متفاوت، استانداردها یا معیارهای کیفیت یکسان و یا متفاوت پیشنهاد می‌کنند [۱۱].

گومز و همکاران^{۱۳} در تحقیقی به مقایسه تجربی بین شرکت‌هایی که با استفاده از TQM از مدل تعالی EFQM به عنوان یک ابزار مدیریتی استفاده می‌کنند، پرداختند. نتایج این تحقیق بیان کرد اگرچه TQM و EFQM یکسان نیستند، اما مسیر مشابهی را دنبال می‌کنند و می‌توان انتظار داشت که شرکتی که در EFQM امتیاز بالایی دارد، به احتمال زیاد در TQM نیز دارای امتیاز بالایی است. همچنین هر دو سیستم ابزاری جهت بهبود عملکرد و ارتقاء کیفیت سرویس را فراهم می‌آورند [۱۲].

آکوکوک و جنسر^{۱۴} در تحقیقی با عنوان "مدل EFQM و پایداری سازمان‌ها" با استفاده از مدل بنیاد مدیریت کیفیت اروپا به بررسی همپوشانی بین معیارهای مدل مذکور و اصول پایداری پرداختند. معیارهای شناسایی شده توسط این مدل دو دسته هستند شامل توانمندسازها و نتایج. معیارهای شناسایی شده برای توانمندسازها در این تحقیق، رهبری، استراتژی، مردم، مشارکت و منابع، فرایندها و محصولات و سرویس‌ها معرفی شده‌اند. همچنین عوامل نتایج عبارتند از:

نتایج مردم، نتایج مشتری، نتایج جامعه، نتایج کسب و کار [۱۳].

آنتونس و همکاران^{۱۵} در تحقیق خود با نام "رابطه بین نوآوری و مدیریت کیفیت جامع و اثرات نوآوری بر عملکرد سازمانی" به بررسی رابطه بین نوآوری و مدیریت کیفیت جامع (TQM) و همچنین شناسایی اثرات نوآوری بر عملکرد سازمانی پرداختند. یافته‌های این تحقیق نشان

ترین نتایج کیفی بودند. ساختار پیچیده معیارهای مدل ملی کیفیت اروپا (EFQM^۱) توسط کالوو و همکاران [۶] مورد بررسی قرار گرفت. آنها به این مهم اشاره کرده‌اند که تغییر در هر یک از معیارها و زیر معیارها می‌تواند مرتبط به تغییر در قسمت‌های مختلف دیگر مدل شود. بنابراین وابستگی متقابل بین معیارها وجود دارد. علاوه بر این، در مدل یک رابطه علی بین توانمندسازها و نتایج وجود دارد. از این رو که نتایج بسیار خوبی در ذینفعان کلیدی از طریق توانمندسازها، بدست می‌آید که این امر براساس، داشتن رهبری قوی و جهت‌گیری استراتژیک روشن، توسعه و بهبود کارکنان، ایجاد مشارکت و فرایندها به منظور ارائه ارزش افزوده محصولات و سرویس با کیفیت به مشتریان است [۶].

بر اساس پژوهش محمد و من [۷]، کشورها از برخی جوایز کیفیت استفاده میکنند که شامل اشکال استاندارد از جوایز بنیاد مدیریت کیفیت اروپا، مالکوم بالدريج، دمینگ^۲ و استانداردهای منحصر به فردی از دیگر کشورهاست. همچنین بر اساس توصیه سال ۲۰۰۴ اتحادیه مخابرات جهانی (ITU^۳)، مدل eTOM^۴ یک چارچوب برای انجام فرآیندهای تجاری در صنعت ارتباطات و فناوری می‌باشد و معمولاً برای مدیریت کسب و کار مخابراتی به کار گرفته می‌شود [۸]. این مدل در اصل یک راهنما برای انجام فرآیندهای تجاری در صنعت ارتباطات و فناوری اطلاعات می‌باشد که توسط ITU-T^۵ مطرح و مدلی برای صنایع خدمات اطلاعاتی و ارتباطی بشمار می‌رود که روند و چرخش کار در سرویس‌های ارتباطی و اطلاعاتی را پایه ریزی کرده است و ما را در رسیدن به سازمان منسجم و منظم برای ارائه خدمات مناسب ارتباطی و اطلاعاتی یاری می‌دهد [۹]. در واقع eTOM دارای ۳ فاز استراتژیک، عملیاتی و مدیریتی به همراه ۱۵ فرآیند است [۸]. چارچوب eTOM به عنوان بخشی از مدیریت کیفیت جامع در صنعت مخابرات و ارتباطات مطرح شده است و یک الگوی مشتری محور را دنبال می‌کند. این مدل مسیر فرآیندهای کاری از مشتری تا تولیدکننده سرویس را برای شرکت ترسیم میکند. eTOM معمولاً همراه با ITIL^۶ مطرح می‌گردد و این دو چارچوب (eTOM و ITIL) به عنوان بخشی از مدیریت کیفیت جامع (TQM) در صنعت مخابرات و ارتباطات مطرح هستند. یکی از قوت‌های eTOM به عنوان یک چارچوب فرآیند تجاری، متعلق بودن به برنامه NGOSS^۷ در مجمع مدیریت مخابرات و ارتباطات آن با سایر فعالیت‌های در حال اجرا در آن است [۱۰]. تکنیک‌ها و روش‌های دیگری نیز برای کنترل و ارزیابی عملکرد حوزه ارتباطات و فناوری اطلاعات معرفی شده‌اند که هر یک از این روش‌ها با تمرکز بر جنبه خاصی مانند سودآوری و رضایت مشتریان بوجود آمده‌اند. مدل‌های

^۱ Control Objectives for Information and Related Technologies 5

^{۱۰} Information Security Management System

^{۱۱} Projects in Controlled Environment 2

^{۱۲} IT Balanced Scorecard

^{۱۳} Gomez et al

^{۱۴} Akkucuk & Gencer

^{۱۵} Antunes et al

^۱ European Foundation for Quality Management

^۲ Deming Quality Award and Model

^۳ International Telecommunication Union

^۴ Enhanced Telecom Operations Map

^۵ International Telecommunication Union - Telecom Sector

^۶ IT Infrastructure Library

^۷ Next Generation Operations Support System

^۸ Value from IT Investments

اختصاص داده شده اند. هدف TL 9000 تعریف الزامات سیستم مدیریت کیفیت مورد نیاز حوزه ارتباطات و فناوری اطلاعات برای طراحی، توسعه، تولید، و خدمات می باشد. علاوه بر این، معیارهایی برای شرکت ها برای کمک به ارزیابی اثربخشی اجرای کیفیت و برنامه های بهبود مشخص می کند [۱۶].

پریا و همکاران^۴ در تحقیقی با عنوان "قابلیت مدیریت ارزش ارتباطات و فناوری اطلاعات با استفاده از چارچوب COBIT 5" به شناسایی یک دیدگاه نظری مبتنی بر منابع پرداختند و مجموعه ای از توانایی ها، منابع و شیوه هایی که به توسعه و مفهوم سازی یک مدل قابلیت مدیریت ارزش ارتباطات و فناوری اطلاعات می پردازد را با استفاده چشم اندازی عمل گرا با چارچوب های حرفه ای مدیریت موجودی ارزش، یعنی COBIT 5 و Val IT 2.0 معرفی کردند. طبق این تحقیق اصول، سیاست ها و چارچوب های ارائه شده عبارتند از: فرایندها، ساختار سازمانی، اطلاعات، سرویس ها، زیر ساخت ها و برنامه های کاربردی، مردم، مهارت ها و توانایی ها، فرهنگ، اخلاق و رفتار [۱۷].

در مطالعه ای که توسط پولاک و کلاینر^۴ در خصوص مدیریت کیفیت سرویس و تعالی در صنعت مخابرات انجام شد یک نکته مهم شناسایی گردید که همه شرکتهای متعالی در یک زمینه با یکدیگر شباهت دارند و آن این است که همه آنها آماده تغییر و رشد بوده و ارزشهای اصلی خود را حفظ می کنند. به عبارت دیگر آنها از سیستم انگیزش کارکنان خود بهره می برند و از فعالیت هایی که باعث از دست دادن تمرکز بر روی هدف اصلی آنها می شود اجتناب می ورزند. بطور خلاصه شرکتهای موفق مخابراتی در آینده نیاز دارند که در مسیر مدیریت کیفیت سرویس و تعالی حرکت کنند [۱۸].

همچنین آسیف خان^۵ در مقاله ی خود به نام "بررسی مدل مدیریت دمیگ در صنعت مخابرات کشور پاکستان" به بررسی مدیریت کیفیت جامع در پاکستان پرداخته است. نتایج نشان دهنده این موضوع هستند که در سازمان هایی که به خوبی مدیریت کیفیت جامع را اجرا می کنند، از بهینه کاوی^۶ استفاده شده است. او در این مقاله که در زمینه ی ارتباطات و فناوری اطلاعات و کیفیت سرویس در حوزه ICT می باشد، به سازمان هایی اشاره کرده است که با استفاده از مدیریت کیفیت جامع نواقص و کمبودهای خود را شناسایی کرده و با رقابت پذیری، بهبود مستمر را در سازمان های خود اجرا نموده اند [۱۹].

طالب و رحمان در مطالعه ای که در حوزه ارتباطات و فناوری اطلاعات کشور هندوستان انجام گردید معیارهای کلیدی مدیریت کیفیت جامع در این حوزه و شرکتهایی که در این زمینه فعالیت دارند، مورد بررسی قرار گرفت. نتیجه گیری شد که مدیریت ارشد باید تعهد خود را نسبت به

می دهد که شرکت هایی که استراتژی های نوآوری در فرایند را اتخاذ می کنند، بهبود عملکرد خود را از لحاظ عملیاتی و مالی افزایش می دهند، در حالی که نوآوری محصول تنها بهبود عملکرد مالی سازمان ها را بهبود می بخشد. از سوی دیگر، مشخص شد که تنها شرکت هایی که استراتژی های نوآوری در فرایندهای خود را اتخاذ می کنند، پذیرش شیوه های TQM را ارتقاء می دهند و بین نوآوری محصول و اجرای شیوه های TQM ارتباط آماری معنی داری وجود دارد [۱۴].

اولوناد و اویاتوی^۱ در تحقیق خود با عنوان "ایزو ۹۰۰۰ و بهبود استانداردهای کیفیت سرویس در واحد های نگهداری شرکت های تولیدی انتخاب شده در LAGOS" به بررسی نقش استاندارد ایزو ۹۰۰۰ به عنوان یک ابزار برای بهبود استانداردهای کیفیت سرویس در واحد تعمیر و نگهداری سازمان های تولیدی لاگس پرداختند. آنها تصویب استاندارد ایزو ۹۰۰۰ را به عنوان رویکردی قوی برای بهبود عملکرد و رضایتمندی شرکت معرفی کردند. با این حال شرکت هایی که این رویکرد را پذیرفته اند سطح عملکرد و موفقیت آنها باهم متفاوت بوده است. نتایج این تحقیق نشان داد که تصویب ابزار گواهینامه کیفیت ایزو ۹۰۰۰ به طور قابل توجهی به اثربخشی روش های کیفیت و استانداردسازی در واحدهای نگهداری سازمان های تولیدی بستگی دارد. بر اساس یافته های این مطالعه، نتیجه گیری می شود که صدور گواهینامه ها و روش های مدیریت کیفیت ایزو ۹۰۰۰ نه تنها مناسب است، بلکه بسیار مهم است زیرا عملکرد سازمانی و رضایتمندی شرکت های تولیدی را افزایش می دهد. در نتیجه این مطالعه توصیه شد شرکت های بیشتری از استاندارد ایزو ۹۰۰۰ برای عملکرد و رضایت استفاده کنند [۱۵].

انتخاب یک سیستم مناسب برای هر صنعت از اهمیت ویژه ای برخوردار است. استاندارد ایزو ۹۰۰۰ به عنوان یک استاندارد کیفیت شناخته شده است لیکن فاقد الزامات خاص صنعت می باشد، در نتیجه بسیاری از بخش های صنعتی ضمیمه هایی برای استاندارد ایزو توسعه دادند که برای ویژگی های خاص صنعت خود طراحی و تنظیم شده اند. استاندارد خاص طراحی شده برای صنعت ارتباطات و فناوری اطلاعات، TL 9000^۲ می باشد که برای تأمین کنندگان و ارائه دهندگان خدمات ارتباطات و فناوری اطلاعات این امکان را فراهم می کند که یک استاندارد جهانی خاص این صنعت داشته باشند. TL 9000 یک سیستم مدیریت کیفیت است که برای صنعت ارتباطات و فناوری ارتباطات (ICT) در سال ۱۹۹۸ توسط انجمن QUEST بر مبنای استاندارد ایزو ۹۰۰۱ توسعه داده شده است و براساس اصول هشت گانه ایزو ۹۰۰۱ و عمیقاً مرتبط با این استاندارد می باشد. انجمن QUEST یک همکاری منحصراً به فرد از ارائه دهندگان سرویس و تأمین کنندگان ارتباطات و فناوری اطلاعات در سراسر جهان می باشد که برای بهبود عملیاتی و کیفیت زنجیره تأمین و عملکرد آن

^۴ Polak, Leonard F. & Kleiner Brian H.

^۵ Asif khan, M.

^۶ Benchmarking

^۱ Olonade & Oyatoye

^۲ The Telecom Quality Management System

^۳ Pereira et al

در حوزه های مربوطه می شوند، با این حال ادبیات مربوط به مدل های تعالی کسب و کار با انجام مطالعات موردی تکمیل شده است، لذا تحقیقات بیشتری در جهت بومی سازی و توسعه چارچوب این مدل ها در هر یک از بخش های صنعت و تجارت ضروری می باشد [۲].

داگلا در پژوهشی تمام ادبیات مربوط به جنبش کیفیت از سال ۱۹۸۷ الی ۲۰۱۱ را بررسی کرد. نتیجه بررسی این بود که TQM در سال ۱۹۹۵ به اوج خود رسید و از آن زمان به بعد تمرکز به ابزارها، تکنیک ها و تعالی کسب و کار مورد توجه قرار گرفت [۲۵].

نتایج پژوهش متازاس و کولوریوتیس که جهت شناسایی معیار های مدل های تعالی مورد استفاده صنایع و بخش های مختلف برای سنجش عملکرد تعالی کسب و کار انجام گرفت نشان داد که با توجه به معیارهای توانمند ساز، رهبری یک معیار مهم است. علاوه بر آن معیارهای مشارکت، افراد، سیاست ها، منابع و استراتژی مدل ها در تمام بخش ها مورد استفاده قرار میگیرند و معیار های ارزش استراتژی، توسعه تأمین کنندگان، ارزش سهام متمرکز، اندازه گیری و بهبود مستمر، رضایت کارکنان، درک مشتری، نتایج جامعه و نتایج کسب و کار به عنوان معیار های اصلی در تمام بخش ها مشهود است. نکته قابل توجه در این تحقیق این بود که توانایی تطبیق با محیط آشفته فقط در تعداد محدودی از این چارچوب ها وجود دارد [۲].

متازاس و همکاران در پژوهشی به این نتیجه رسیدند که نیاز به توسعه مدل و ارائه چارچوب بومی برای اندازه گیری تعالی کسب و کار هر صنعت وجود دارد [۲۶].

متازاس و کولوریوتیس در ادامه تحقیق خود با عنوان "اندازه گیری تعالی کسب و کار: تجزیه و تحلیل ادبیات (۱۹۹۰-۲۰۱۶)" به ارائه یک تحلیل توصیفی از مدیریت کیفیت جامع (TQM) و اندازه گیری تعالی کسب و کار پرداختند. در این تحقیق یک بررسی، طبقه بندی و تجزیه و تحلیل در ادبیات تعالی کسب و کار در طول دو دهه گذشته ارائه شده است. در مجموع ۱۳۹ مقاله از ۳۹ مجله مدیریت منتشر شده از سال های ۱۹۹۰ تا ۲۰۱۶ شناسایی شدند. سپس این مقاله ها بر اساس محورهای بخش کسب و کار، چارچوب استفاده شده و روش شناسی مورد استفاده، طبقه بندی و تحلیل گردیدند. آن ها به این نتیجه رسیدند که توسعه چارچوب های تعالی بمنظور انعطاف پذیری، انجام مطالعات موردی در خصوص سنجش اثر بخشی چارچوب های تعالی کسب و کار فعلی و تحقیقات آینده با استفاده از نظریه مجموعه های فازی و سیستم های نظری، تجزیه و تحلیل کلمات کلیدی و توسعه و بومی سازی مدل های تعالی در صنایع و بخش های مهم مانند ارتباطات راه دور، حمل و نقل، تجارت و ... از طریق مطالعات موردی و تجربی ضروری می باشد [۲].

مدیریت کیفیت سرویس و تعالی نشان دهد و اقدامات وی باید به منظور رضایت مشتریان و رفع نیازهای آنان باشد [۲۰].

در تحقیق دیگری که توسط خانام و همکاران^۱ با هدف شناسایی مهم ترین توانمندسازهای مدیریت کیفیت جامع و منابع فناوری اطلاعات انجام شد، مشاهده گردید ارتباط مستقیمی بین این دو وجود دارد. توانمندسازهایی که در این حوزه شناسائی و کشف شدند به این قرار می باشند: مدیریت، تعهد و حمایت، رضایت کارکنان، توانمندسازی، مشارکت تمام کارکنان، آموزش مداوم، کار گروهی، تغییر فرهنگ و شیوه مدیریت دموکراتیک [۲۱].

سوآرزا و همکاران^۲ پژوهشی در رابطه با مدل تعالی EFQM با هدف هدایت پژوهش های آینده انجام دادند. برای این منظور یک بررسی ادبیات موضوع طی دوره ای از سال های ۱۹۹۱ تا ۲۰۱۵ از مقالات معتبر به گزارش نشریات مجلات (JCR) و Scimago Journal & (SJR) Country Rank انجام شده است. در نهایت ۵۳ مقاله انتخاب شد و جنبه های مرتبط با هدف، ابزار و روش های جمع آوری داده ها، نوع تجزیه و تحلیل کمی و نتیجه گیری های اصلی و مشارکت ها مورد تجزیه و تحلیل قرار گرفت. نتیجه تحقیق نشانگر آن بود که مدیریت کیفیت و تعالی بر پایه بهبود مستمر استوار می باشد و اثرات آن در میان و بلند مدت آشکار می گردد و مطالعه و بکارگیری استاندارد های خاص و نوین از جمله ISO 9001 ویرایش ۲۰۱۵ در قالب چارچوب های تعالی کسب و کار ضروری می باشد [۲۲].

بولتر و همکاران در تحقیقی تاثیرات مالی ناشی از اجرای مدل های تعالی برای ۱۲۰ شرکت برنده جوایز ملی، منطقه ای و اروپایی بین سال های ۱۹۹۰ الی ۲۰۰۶ را مورد بررسی قرار دادند. آنان با انتخاب و مقایسه ی شرکت هایی از همان صنعت و کشور بعنوان برنده جایزه به تجزیه و تحلیل آن ها پرداختند. این شرکت ها بعد از ۵ سال استفاده از مدل های تعالی به بالاترین حد خود ارتقاء یافتند. نتیجه گیری از این پروژه تحقیقاتی بدین قرار بود که: سرمایه گذاری در تعالی به عنوان هسته ای از استراتژی کسب و کار می پردازد، شواهد اثبات شده برای این در حال حاضر در آمریکای شمالی و اروپا وجود دارد و استراتژی های تعالی به افزایش عملکرد کسب و کار کمک می کند [۲۳].

خان و نعیم در تحقیقی دریافتند که عوامل نرم افزاری شامل عناصری مانند چشم انداز مشترک، روابط عرضه کننده، تعهد و آموزش و عوامل سخت را عناصری مانند ابزار، تکنیک ها و استاندارد های لازم برای کنترل و بهبود فرآیند ها و محصولات تشکیل می دهند [۲۴].

متازاس و کولوریوتیس^۳ طی پژوهشی که بمنظور برطرف کردن شکاف در رابطه با تحقیقات بین سال های ۱۹۹۰ الی ۲۰۱۶ در رابطه با مدل های تعالی انجام دادند دریافتند که امروزه سازمان ها در مسیر حرکت به سمت تعالی و سرآمدی و ارتقاء کیفیت سرویس خود بیشتر درگیر رهبران

^۲ Metaxas & Koulouriotis

^۱ Khanam, S., & et al.

^۲ Suárez et al

۳- تحلیل تحقیقات و شکاف های تحقیقاتی

با بررسی های انجام شده و مرور ادبیات موضوع مشاهده می شود که اکثر مدل ها و استانداردهای ارائه شده فاقد یک چارچوب و مدل جامع در بر گیرنده کلیه ویژگی های ارتقاء مدیریت کیفیت سرویس و تعالی شبکه های مادر مخابراتی کشور هستند.

چارچوب الگوی دمیکنگ پایه اصلی الگوهای تعالی سازمانی و مطرح کننده اصلی ایده های اولیه در این مورد است که شامل این محدودیت ها می باشد: الف) توجه الگوی دمیکنگ بیشتر به فرآیندهای درون سازمانی است و توجه کمی به نتایج و خروجی ها دارد. ب) در الگوی دمیکنگ نگاه سیستمی به سازمان ضعیف است. ج) الگوی دمیکنگ فاقد مفاهیم و ارزش های محوری است که جهت گیری کلی الگو را نشان دهد و بیشتر حاوی پرسش هایی جهت ممیزی می باشد. د) فرآیند ارزیابی جایزه دمیکنگ تا حدود زیادی غیرساخت یافته است. نحوه امتیازدهی، نحوه قضاوت و ممیزی و نحوه تصمیم گیری میزان در تخصیص امتیاز به موارد مشاهده شده به میزان زیادی به قضاوت های فردی ارزیابان وابسته است.

نقطه ضعف در چارچوب الگوی مالکوم بالدريج خودارزیابی است و تا زمانی که سازمان اعطا کننده جایزه تصمیم نگیرد که از اعطای جایزه خودارزیابی از طریق یک الگو واحد صرف نظر نماید و خودارزیابی را از آن جدا نماید، این نقص برطرف نخواهد شد، چرا که نمی توان یک الگوی واحد را به عنوان یک استاندارد سنجش کیفیت و تعالی و در عین حال به عنوان یک الگوی بهبود سازمانی که لازمه این انعطاف پذیری و سفارشی سازی است مورد استفاده قرار داد.

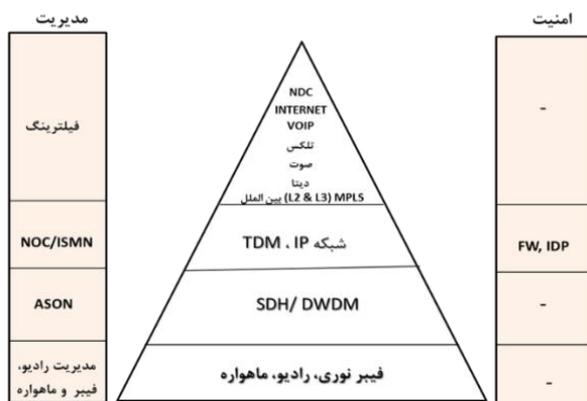
یکی از مشکلات استفاده از الگوی EFQM این است که توسط شرکت های بزرگ با توجه به زمینه تجاری و اهداف و رسالت های خودشان، طراحی شده است. به همین دلیل اگر چه در بسیاری از سازمان های کوچک و بزرگ با استفاده از این الگو به خودارزیابی و بهبود عملکرد خود می پردازند، اما نارضایتی هایی نیز در آنها وجود دارد. از دلایل مهم این امر مرتبط و مقید بودن این الگوست مگر اینکه بازنگری و بازآفرینی در آن رخ دهد.

تعداد مدل ها و چارچوب های مختلف بیانگر آن است که موضوع مدیریت کیفیت سرویس و تعالی برای شرکت ها بسیار مهم است. البته جوایز دیگری در ارتباط با ارزیابی کیفیت سرویس وجود دارد، اما این سه جایزه از اصلی ترین جوایز کیفیت بشمار می آیند. از سوی دیگر دانستن این نکته حائز اهمیت است که مدل های مطرح شده در این جوایز و یا سایر مدل های ارائه شده، ژنریک و کلی هستند. بنابراین لازم است جزئیات مدل طبق استاندارد ها و شرایط خاص، محصول و مدیریت سرویس هر صنعت شکل گرفته و به کار رود.

از جمله شکاف های تحقیقاتی در این خصوص می توان به ضرورت بومی سازی^۱ مدل های موجود بر اساس استاندارد های حوزه ICT و نشان دادن تاثیر آن در کنترل مدیریت کیفیت سرویس و تعالی شبکه مادر مخابراتی کشور اشاره کرد. لذا ارتقاء مدیریت کیفیت سرویس و تعالی در صنعت ارتباطات و فناوری اطلاعات و با تأکید بر شبکه مذکور از اهمیت ویژه ای برخوردار است.

۴- شبکه ارتباطات زیرساخت

شبکه ارتباطات زیرساخت عبارت است از مجموعه سیستم های شبکه زیرساخت راه دور و بین الملل مخابرات کشور از جمله مراکز شبکه مایکروویو، شبکه اصلی فیبرنوری بین استانی و ایستگاه های زمینی ماهواره ای مخابراتی مرتبط با زیرساخت، مراکز سوئیچینگ راه دور بین استانی و بین الملل (مداری و بسته ای) که تأمین ظرفیت های انتقال و راه یابی ترافیک راه دور و بین الملل و پشتیبانی و مدیریت هر نوع ترافیک صوت، تصویر و داده مورد نیاز کشور (اپراتورها، متقاضیان دولتی و غیردولتی، اشخاص حقیقی و حقوقی و نظایر آن) در محدوده بین استانی را برعهده دارد [۲۷]. شبکه ارتباطات زیرساخت کشور دارای ۴ لایه به شرح شکل ۱ می باشد.



شکل ۱: شبکه ارتباطات زیرساخت کشور

این شبکه جهت تأمین عرض باند سرویسهای برخط و غیربرخط، دارای معیار و شاخص می باشد و با استفاده از فناوری مداری و بسته ای بر روی بستر واحد، گذردهی ترافیک را انجام می دهد. شبکه ارتباطات زیرساخت، بستر سخت افزاری واحدی است که کیفیت سرویس^۲ (QOS) را با فناوری IP^۳/MPLS^۴ Multi-Service Carrier-Class تأمین می کند. عملیات کنترل ترافیک کلی شبکه، کنترل ازدحام، پایش، عیب یابی، بهینه سازی، انتخاب درگاه ها یا سرورها، توزیع بار، تأیید SLA^۵ و ضمانت کلاس تجاری روی این بستر شبکه انجام می شود.

^۱ Multiprotocol Label Switching

^۵ Service Level Agreement

^۱ Localization

^۲ Quality of Service

^۳ Internet Protocol

ردیف	عنوان شاخص	معیار سنجش
۱	امکان تجمیع OSS ^۴ و BSS ^۵	<ul style="list-style-type: none"> • صورتحساب بصورت برخط • CRM^۶ • تضمین کیفیت • داپنامیک سرویس
۲	امکان استفاده از اینترنت های مناسب در تجهیزات برای مدیریت یکپارچه	استفاده از پروتکل SNMP ^۷
۳	امکان مدیریت منابع	مدیریت برخط و از راه دور
۴	امکان مدیریت ارائه سرویس یکپارچه	برقراری سرویس ظرف ۴۸ ساعت
۵	امکان مدیریت توسعه سرویس	اضافه نمودن سرویس جدید ظرف ۲۰ روز پس از تصویب

یکپارچه به مفهوم اعمال مدیریت یکپارچه در لایه سرویس است و برای رسیدن به یک مدیریت یکپارچه، بکارگیری مدل مدیریت کیفیت و تعالی ICT ضروری است.

- **شاخص های امنیت شبکه:** بر اساس توصیه نامه ITU-T X.805 معماری امنیت شبکه دارای ۳ جزء ابعاد امنیت، لایه های امنیت و سطوح امنیت می باشد.

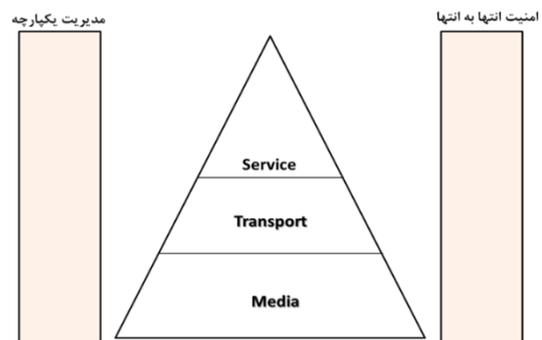
برای امنیت انتها به انتها، ابعاد امنیت به یک سلسله مراتب از تجهیزات و امکانات که لایه های امنیتی نام دارند اعمال می شود. در توصیه نامه X.805، ۳ لایه برای امنیت در نظر گرفته شده است: لایه امنیت زیرساخت، لایه سرویس امنیت و لایه کاربرد امنیت. یک سطح امنیت، نوع خاصی از فعالیت شبکه است که توسط ابعاد امنیت محافظت می شود. در توصیه نامه X.805، ۳ سطح امنیت تعریف شده است که نشان دهنده ۳ نوع فعالیت حفاظت شده در شبکه می باشد: سطح مدیریت، سطح کنترل و سطح کاربر انتهایی.

سطوح امنیت نشان دهنده نیازهای امنیتی خاصی هستند که به فعالیت های مدیریت شبکه، فعالیت های کنترل و سیگنالینگ شبکه و فعالیت های کاربر انتهایی مربوط می باشد. شکل ۳ معماری امنیت از دید استاندارد X.805 را نشان می دهد.

۵- مدل سازی

چارچوب هدف شبکه مادر مخابراتی کشور^۱: چارچوب شبکه

هدف مطابق شکل ۲ به سه لایه کلی، لایه رسانه، لایه انتقال^۲ و سرویس تقسیم شده است.



شکل ۲: چارچوب هدف شبکه مادر مخابراتی کشور

- **عملکرد شبکه بر اساس مشتری محوری^۳:** تامین و مدیریت پهنای باند و کیفیت سرویس برای پشتیبانی از کلیه سرویس هایی که از شبکه درخواست می شود. مشتری مداری، تعرفه گذاری و تهیه صورتحساب را با تکیه بر کیفیت سرویس از نظر مشتری، شامل دسترسی آسان، پایداری سرویس، امنیت سرویس، سادگی استفاده و قیمت مناسب را در مدل تعالی رعایت نماید.

شاخص های کنترلی شبکه مادر مخابراتی کشور:

شاخص های کنترلی شبکه مادر مخابراتی کشور به چهار شاخص یکپارچگی شبکه، امنیت شبکه، کیفیت سرویس و پایداری شبکه دسته بندی و به دو دسته کلی انتها به انتها و لایه ای تقسیم بندی شده است.

- **شاخص های انتها به انتها:** شاخص های یکپارچگی شبکه، شاخص های امنیت شبکه و شاخص های پایداری شبکه.
- **شاخص های لایه ای:** شاخص های QoS است و در سه لایه مورد کنترل و ارزیابی قرار می گیرند.
- **شاخص های یکپارچگی شبکه مادر مخابراتی کشور:** شاخص های یکپارچگی شبکه مادر مخابراتی کشور و معیار سنجش آن به شرح جدول ۱ است.

جدول ۱: شاخص های یکپارچگی شبکه مادر مخابراتی کشور

^۱ Operations support systems

^۵ Business Support Systems

^۶ Customer Relationship Management

^۷ Simple Network Management Protocol

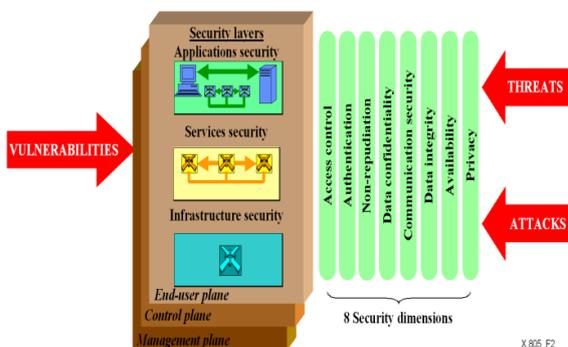
^۱ منابع مطالب نوشته شده در این بخش در شرکت ارتباطات

زیرساخت موجود است.

^۲ Transport

^۳ User-Centric

بر اساس استاندارد G.827 [۳۰] میزان MTTR^۴ فیبر باید کمتر از ۴ ساعت باشد.



شکل ۳: معماری امنیت از دید استاندارد ITU-T X.805 [۲۸]

• شاخص های کیفیت سرویس

QOS یعنی ارائه سرویس بر اساس کارایی و یا هدف مورد توافق.

ضریب دسترسی و پارامترهای کارایی فیبر، رادیو، ماهواره (لایه ۱ و ۲)، شاخص های QOS ارتباطات راه دور و بین الملل در جداول ۲ الی ۷ نشان داده شده است.

جدول ۲: ضریب دسترسی در فیبر (لایه ۱ و ۲)

با توجه به پارامترهای SLA زیر ساخت

مدت قطعی مجاز در ماه	ضریب دسترسی (درصد)	SLA
۴۳۲ دقیقه	۹۹	برنز
۲۵۹/۲ دقیقه	۹۹/۴	نقره
۴۳/۲ دقیقه	۹۹/۹	طلا
۲۵۹ ثانیه	۹۹/۹۹	الماس

جدول ۴: پارامترهای کارایی در رادیو (ITU-T G.826, G.828) (لایه ۱ و ۲) [۲۹] [۳۱]

Rate (Mbit/s)	> 55 to 160	(VC-4,TC-4) 150,336
ESR ^۵	0.16A	0.04A
SESR ^۶	0.002A	0.002A
BBER	0.0002A	0.0001A

جدول ۵: پارامترهای کارایی در ماهواره (DISAC 300-175-9) (لایه ۱ و ۲) [۳۲]

Performance Parameter	Satellite
Line Rate	50K-50Mb
EFS ^۵	90%
SESR ^۶	<0.03%
DM ^۷	<2%
BER ^۸	1*10 ^{-5 or -7}
RBER ^۹	1*10 ^{-5 or -7}
LBCI ^{۱۰}	1/78 hrs.
Delay	300msec
Availability	99.4%

جدول ۶: شاخص های کیفیت سرویس ارتباطات راه دور (لایه ۲) زیرساخت

NER ^۴	AHT ^{۱۳} (ثانیه)	ضریب دسترسی	CER ^{۱۲}	ABR ^{۱۱}	مبدأ و مقصد
80%	90	-	90%	-	وارد از SC ^{۱۶} /PC ^{۱۵}
80%	90	99%	90%	48%	صادر به SC/PC
88%	100	99%	90%	50%	صادر به LX ^{۱۸} /TR ^{۱۷}
85%	105	98%	90%	50%	صادر به LTX ^{۱۹} /TX ^{۲۰}
80%	60	99%	90%	40%	صادر به سیار

جدول ۳: پارامترهای کارایی فیبر بر اساس استاندارد G.828 [۲۹]

Bit rate (Kbit/s)	Path type	BBER ^۱
2 240	VC-12, TC-12	5 × 10 ⁻⁵
150 336	VC-4, TC-4	1 × 10 ⁻⁴
601 344	VC-4-4c, TC-4-4c	1 × 10 ⁻⁴
2 405 376	VC-4-16c, TC-4-16c	1 × 10 ⁻⁴
9 621 504	VC-4-64c, TC-4-64c	1 × 10 ⁻³

^۴ Answer to Bid Ratio
^۵ ABR to ASR Ratio (ASR: Answer to Size Ratio)
^۶ Average Holding Time
^۷ Network Effectiveness Ratio
^۸ Primary Centre
^۹ Secondary Centre
^{۱۰} Transmit/Receive
^{۱۱} Local Exchange
^{۱۲} Line Transmitter
^{۱۳} Transmitter

^۱ Background Block Error Ratio
^۲ Mean Time To Repair
^۳ Errored Second Ratio
^۴ Severely Errored Second Ratio
^۵ Error Free Seconds
^۶ Severely Errored Seconds
^۷ Degraded Minutes
^۸ Bit Error Rate
^۹ Residual Bit Error Rate
^{۱۰} Loss of Bit Count Integrity

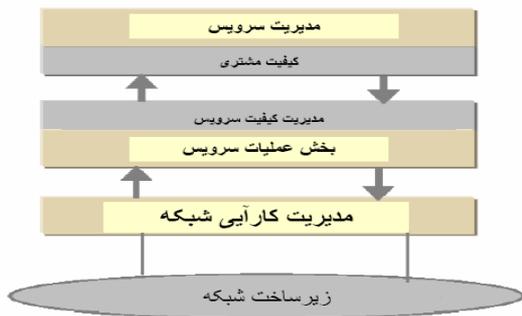
Transaction data, highly interactive (signaling)	۵				
High quality services	۴	۵	۹۹.۹	۴	۵۰

• **شاخص پایداری:** پایداری به معنی قابلیت موجود بودن یک سرویس در لایه ۳ است که هرگاه توسط کاربری تقاضا شود باید بتواند بر اساس توافق خاص ما بین ارائه دهنده سرویس و متقاضی سرویس ارائه گردد.

برای رسیدن به شاخص پایداری CIR^۷ یا پهنای باند تضمین شده تعریف می شود (CIR به حداقل پهنای باند اختصاص یافته به سرویس گیرنده در دوره زمانی اطلاق می شود). زمانی می توان شبکه مادر مخابراتی کشور را پایدار در نظر گرفت که $CIR > 0.9 C$ باشد که C مقدار مورد توافق بین سرویس گیرنده و فراهم کننده سرویس است.

مدل مدیریت سرویس شبکه مادر مخابراتی کشور

کیفیت سرویس عنصری ضروری و مورد نظر برای تفاوت گذاری بین سرویس هایی است که به جذب و مدیریت مشتری می پردازد و حرکت رو به جلوی آن را موجب می شود. ارائه کیفیت سرویس موفق به صورت سرتاسر، شبکه و عملیات سرویس نیاز به طی یک پروسه دارند که از پائین به بالا و از بالا به پائین جهت دستیابی به مدیریت کیفیت سرویس عمل می کند (شکل ۴).



شکل ۴: پروسه ارائه مدیریت سرویس شبکه مادر مخابراتی کشور

مدل مدیریت سرویس شبکه مادر مخابراتی کشور با هدف ارتقاء کیفیت سرویس و براساس مقررات انجمن مدیریت مخابراتی (TMF^۸) به منظور شناسایی و مشخص کردن پارامترهای سرویس وابسته به عناصر این شبکه و یا ارائه یک محصول / سرویس که در مدل سرویس مشترک قابل نگهداری باشد، طراحی گردیده است. معیارهای سرویس از لحاظ فنی

کارکرد کانال در یک روز (ساعت)	پنج تا هشت ساعت (نرمال)، بیش از هشت ساعت یعنی کمبود کانال در ساعات اوج ترافیک
-------------------------------	---

جدول ۷: شاخص های کیفیت سرویس ارتباطات بین الملل (لایه ۲)

زیر ساخت

NE R	AHT (ثانیه)	ضریب دسترسی	CER	ABR	مبدأ و مقصد
-	90	98%	-	-	وارد به ISC از خارج کشور
-	100	99%	-	-	وارد به ISC از داخل کشور (ثابت)
-	80	99%	-	-	وارد به ISC از داخل کشور (سیار)
70 %	90	98%	85%	27%	صادره از ISC به خارج کشور
85 %	150	99%	95%	45%	صادره از ISC به داخل کشور (ثابت)
75 %	90	99%	85%	27%	صادره از ISC به داخل کشور (سیار)

ضریب دسترسی مشخص کننده امکان دسترسی سرویس گیرنده به حداکثر سرویس های ارائه شده روی بستر شبکه سرویس دهنده با توجه به پارامترهای SLA زیر ساخت و استاندارد ITU-T Y.1541 [۳۳] است. پارامتر های کارایی و قابلیت دسترسی در لایه ۳ در جدول ۸ نشان داده شده است.

جدول ۸: پارامتر های کارایی و قابلیت دسترسی (لایه ۳) زیر ساخت

مثالی از کاربردها	Class	ضریب دسترسی	SLA	Latency / Jitter (ms)	Loss (PIPR)
Low loss only (short transaction, bulk data, video streaming)	4	98	بیز	100-120	20-25
Traditional applications of default IP network	5				15-20
Real-time, jitter sensitive, interactive (VoIP ^۹ , VTC ^{۱۰})	1	99	نفره	75-100	1-3
Transaction data, interactive	3				10-15
Real-time, jitter sensitive, high interaction (VoIP, VTC)	0	99.5	تلا	50-75	

^۵ Voice over Internet Protocol

^۶ Video Teleconferencing

^۷ Committed Information Rate

^۸ Telecommunications Management Forum

^۱ International Switching Centre

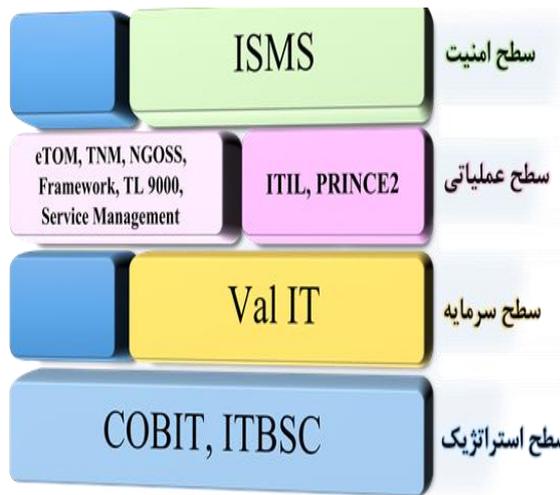
^۲ Internet Protocol Packet Loss Ratio

^۳ Internet Protocol Packet Delay Variation

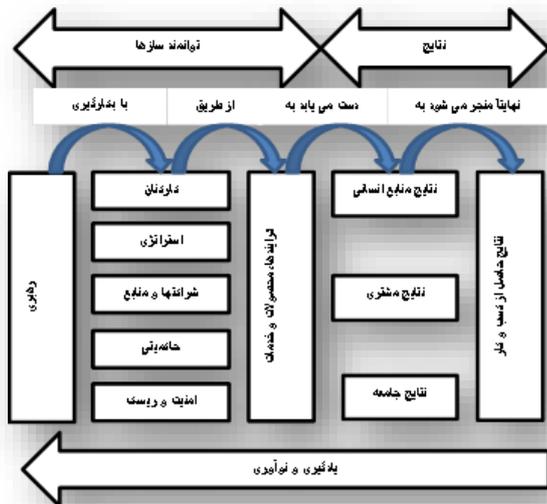
^۴ Internet Protocol Packet Transfer Delay

مدل مدیریت کیفیت و تعالی ارتباطات و فناوری اطلاعات با توجه به مدیریت سرویس و ابعاد مختلف آن از جمله شرایط خاص و استانداردها، جوانب اقتصادی و معیارهای امنیت و ریسک و حاکمیتی موثر در حوزه ICT با تاکید بر شبکه مادر مخابراتی کشور به شرح شکل ۸ طراحی گردیده است. مدل مذکور با توجه به بررسی مدل‌ها و استانداردهای موجود از جمله: eTOM، ITIL، COBIT 5، TL 9000، VAL IT، IMS و ISMS با بهره‌گیری از آخرین ویرایش مدل کیفیت اروپا بومی سازی شده است.

شکل های ۷ و ۸ به ترتیب سطوح و ارتباط بین استانداردهای حوزه ICT و مدل تعالی طراحی شده را نشان می دهند.

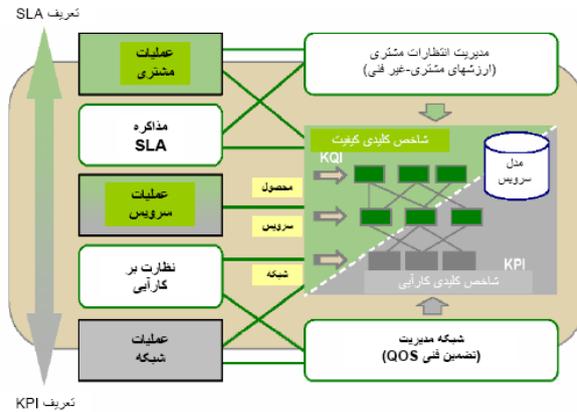


شکل ۷: سطوح و ارتباط بین مدل‌ها و استانداردهای حوزه ICT



شکل ۸: مدل مدیریت کیفیت و تعالی ICT

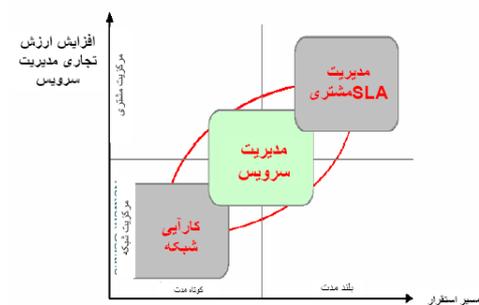
شاخص های کلیدی کارایی (KPI^۱) می باشد که از شبکه مذکور حاصل می شود و یا از لحاظ غیر فنی شاخص های کلیدی کیفیت (KQI^۲) هستند که به مشتری مربوط می شود. یک محیط مدل سرویس مشترک، امکان دستیابی به داده های اشتراکی را ایجاد می کند که از روی مرزهای سازمانی و عملیاتی گذشته و مدیریت چرخه حیات محصولات و یا عملیات این شبکه ارتباطی را پشتیبانی می کند (شکل ۵).



شکل ۵: محیط مدل مدیریت سرویس شبکه مادر مخابراتی کشور

مدل سرویس از یک شیوه نظام مند جهت ارزیابی عملیات سرویس و فعالیت تجاری بهره می گیرد. این روش شامل درک نحوه انجام عملیات در حال حاضر و استقرار و یکپارچه سازی منابع دیتا و فرآیندها و عملیات مرتبط با بروزرسانی سرویس ها و محصولات جدید می شود. این مدل از تحلیل بالا به پائین و پائین به بالا بهره می گیرد.

بلوک های ساختمانی مدیریت سرویس در شکل ۶ نشان داده شده است.



شکل ۶: بلوک های ساختمانی مدیریت سرویس

مدیریت سرویس شبکه مادر مخابراتی کشور، مشتری و عملیات شبکه را برای تمرکز بر اهداف مشترک که همسو کردن کساکش بین شبکه و مشتری است را یکپارچه می سازد.

۶- دستاوردهای پژوهش

مدل مدیریت کیفیت و تعالی ارتباطات و فناوری اطلاعات

^۲ Key Quality Indicator

^۱ Key Performance Indicator

ICT و بویژه شبکه مادر مخابراتی کشور، مدل مدیریت کیفیت و تعالی ارتباطات و فناوری اطلاعات با توجه کامل به مقوله کیفیت سرویس و ابعاد مختلف آن، شرایط خاص و استانداردهای حوزه فاوا و بهره گیری از آخرین ویرایش EFQM طرح ریزی و بومی سازی گردید. بررسی ها نشان می دهد که استفاده از این مدل در صنعت فاوا با تأکید و استقرار آن در شبکه مادر مخابراتی کشور و بهره مندی از سرمایه های انسانی و بکارگیری فناوری های روز دنیا در بستر این شبکه و معرفی و ارائه سرویس های نوین به مشتریان به ارتقاء کنترل و مدیریت کیفیت سرویس و تعالی حوزه ICT منجر خواهد شد.

مراجع

- [1] Grigg, N., Mann, R., Promoting excellence: An international study into creating awareness of business excellence models, *The TQM Journal*, 20(3), 2008, 233-248.
- [2] Ioannis N. Metaxas, Dimitrios E. Koulouriotis (2017) "Business excellence measurement: a literature analysis (1990-2016)", *Total Quality Management & Business Excellence*.
- [3] Ferguson, Pannirselvam, G. P, L. A., A study of the relationships between the Baldrige categories, *International Journal of Quality and Reliability Management*, Vol 18, No.1, 2001, pp.14-34.
- [4] Saladin, B., Flynn, B., Further evidence on the validity of the theoretical models underlying the Baldrige criteria, *Journal of Operations Management*, Vol. 19, No. 6, 2001, pp. 617-52.
- [5] Lee, S.M., B.H., Rho, S.G., Lee, Impact of Malcolm Baldrige national quality award criteria on organizational quality performance, *International Journal of Production Research*, 41: 2003-2020, 2003.
- [6] Calvo-Mora, A., Picón-Berjoyo, A., Ruiz-Moreno, C., Cauzo-Bottala, L., The relationships between soft-hard TQM factors and key business results, *International Journal of Operations & Production Management*, 34(1), 2014, 115-143.
- [7] Mohammad, M., National Quality/Business Excellence Awards in different countries, Retrieved from <http://www.nist.gov/>, 2010.
- [8] ITU-T Recommendation M.3050.2 Enhanced Telecom Operations Map (eTOM) - Process decompositions and descriptions, 2004
- [9] GB921, T. (2004). Enhanced Telecom Operations Map (eTOM)-The business process framework: Approved Version 4.0, TM Forum Guidebook, from www.tmforum.org.
- [10] Lu, Hanhua, et al., OSS/BSS Framework Based on NGOSS, Chengdu, China 2010.

برخی از دستاوردهای مهم این پژوهش در صنعت ICT کشور به قرار زیر می باشد:

- ارتقاء سطح کیفیت سرویس شبکه مادر مخابراتی کشور
- ارتقاء سطح کیفیت سرویس حوزه صنعت ارتباطات و فناوری اطلاعات کشور.
- بهره برداری و ارزیابی شبکه های ارتباطی براساس منطق و تکنیک های استاندارد.
- تجزیه و تحلیل گزارش ها و نظارت میدانی در بکارگیری اولویت های تکنولوژی های جدید منطبق بر نیازهای روز کشور از طریق تعیین نیازهای مشتری و واگذاری خدمات.
- تبیین و تدوین اهداف و استراتژی های کلان براساس استانداردهای ملی و بین المللی.
- بازناندیشی رویکردها با استفاده از نتایج حاصل از تحلیل محتوا بر مبنای منابع اطلاعاتی، در راستای بهینه سازی روند عملکرد شاخص ها.
- افزایش سطح بهره وری.
- شناسایی عوامل خلق ارزش های فرایندی به منظور تداوم بهبود مستمر کیفیت سرویس.
- ارتقاء رضایت تمامی ذی نفعان^۱.
- ارتقاء سطح کیفیت سروسرویس و محصولات تمام سازمان هایی که به نوعی از سرویس های ارتباطات و فناوری اطلاعات استفاده می کنند مانند: ارتقاء سطح امنیت اطلاعات، ارتقاء سطح امنیت کشور، ارتقاء سطح سلامت کشور، ارتقاء سطح خدمات آموزشی، بانکداری و ... در کشور.

۷- جمع بندی و نتیجه گیری

با بررسی مقالات مختلف دریافتیم که مدل ها، چارچوب ها و استانداردهای مرتبط به مدیریت کیفیت سرویس و تعالی در سال های مختلف به تدریج کامل تر شده است ولی مدل های ارائه شده ژنریک و کلی هستند.

نکته مشترک در این مدل ها برای ارائه سرویس با کیفیت بهتر، این است که قبل از هر چیز نیاز به کنترل و ارزیابی کیفیت می باشد. در تمامی این مدل ها یک فرض اصلی وجود دارد و آن این است که به دو حوزه توانمندسازها و نتایج تقسیم می شوند.

کنترل و ارزیابی عملکرد یکی از مهم ترین ابزارها جهت اندازه گیری میزان دستیابی سازمان ها به کیفیت سرویس برتر و تعالی می باشد. بنابراین لازم است با در نظر گرفتن شرایط خاص و مدل مدیریت کیفیت سرویس شبکه مادر مخابراتی کشور، عملکرد این شبکه به صورت یکپارچه و دقیق در قالب یک مدل تعالی سرویس محور مورد کنترل و ارزیابی قرار گیرد. لذا بمنظور ایجاد فضای رقابتی و سرآمدی در حوزه

^۱ - Stakeholders

- “Quantitative research on the EFQM excellence model: A systematic literature review (1991–2015)” *European Research on Management and Business Economics*, IEDEEN-23; No. of Pages 10.
- [23] Boulter, L., Bendell, T. & Dahlgaard, J.J. (2013). Total quality beyond North America: A comparative analysis of the performance of European Excellence Award winners. *International Journal of Operations and Production Management*, 33(2).
- [24] Khan, B. A., & Naeem, H. (2016). Measuring the impact of soft and hard quality practices on service innovation and organisational performance. *Total Quality Management & Business Excellence*, doi:10.1080/14783363.2016.1263543.
- [25] Dahlgaard-Park, S. M., Chen, C.-K., Jang, J.-Y., & Dahlgaard, J. J. (2013). Diagnosing and prognosticating the quality movement – a review on the 25 years quality literature (1987–2011). *Total Quality Management & Business Excellence*, 24(1–2), 1–18.
- [26] Metaxas, I. N., Koulouriotis, D. E., & Spartalis, S. H. (2016). A multicriteria model on calculating the Sustainable Business Excellence Index of a firm with fuzzy AHP and TOPSIS. *Benchmarking: An International Journal*, 23(6), 1522–1557.
- [۲۷] اساسنامه مصوب شرکت ارتباطات زیرساخت، ماده ۲، ۱۳۹۱
- [28] ITU-T X.805 Standard, <https://www.itu.int/rec/T-REC-X.805>, 2003
- [29] ITU-T G.828 Standard, <https://www.itu.int/rec/T-REC-G.828-200003-I/en>, 2001
- [30] ITU-T G.827 Standard, <https://www.itu.int/rec/T-REC-G.827-200309-I/en>, 2004
- [31] ITU-T G.826 Standard, <https://www.itu.int/rec/T-REC-G.826-200212-I/en>, 2003
- [32] DISAC 300-175-9 - Defense Information Systems Agency, http://www.disa.mil/~media/Files/DISA/About/Publication/Circular/dc3001759_basic-chng1.pdf, 2009
- [33] ITU-T Y.1541 Standard, <https://www.itu.int/rec/T-REC-Y.1541-200205-S/en>, 2012
- [11] Lee, D., Lee, D. H., A comparative study of quality awards: Evolving criteria and research. *Service Business*, 7, 2012, 347–362.
- [12] Joaquin Gomez Gomez, Micaela Martinez costa, angel R. Martinez lorente (2017) “EFQM Excellence Model and TQM: an empirical comparison” *Total Quality Management & Business Excellence*, Vol. 28, No. 1, 88–103.
- [13] Ulas Akkucuk., Yasin Galip Gencer (2017) “EFQM Model and Sustainability of Organizations” *International Conference on Advances in Management Engineering and Information Technology*, ISBN: 978-1-60595-457-8.
- [14] Marina Godinho Antunes, Joaquín Texeira Quirós, Maria do Rosário Fernandes Justino, (2017) “The relationship between innovation and total quality management and the innovation effects on organizational performance” *International Journal of Quality & Reliability Management*, ISSN: 0265-671X.
- [15] Paul Olanrewaju Olonade. Emmanuel Olateju Oyatoye, (2017) “ISO 9000 and quality standards improvement units of selected manufacturing firms in LAGOS” *JORIND* 15(1)June, 2017. ISSN 1596-8303.
- [16] Uma, Chandrashekhar., Scott, Nelson., *Delivering Network Assurance Through Secure and Reliable Solutions*, 2012.
- [17] Pereira, Cristiano, Ferreira, Carlos, Amaral, Luis, (2017) “IT Value Management Capability Enabled with COBIT 5 Framework” *European, Mediterranean, and Middle Eastern Conference on Information Systems*, pp 431-446.
- [18] Polak, Leonard F., Kleiner, Brian H., *Managing for Excellence in the Telecommunication Industry*, Volume 23, 2000.
- [19] Asif Khan, M., *Evaluating the Deming Management Model of Total Quality in Telecommunication Industry in Pakistan – An Empirical Study*, Vol. 5, No. 9, *International Journal of Business and Management*, www.ccsenet.org/ijbms, 2010.
- [20] Talib, F., Rahman, Z., Qureshi, M.N., *An empirical investigation of relationship between total quality management practices and quality performance in Indian service companies*, *International Journal of Quality and Reliability Management (IJQRM)*, Emerald Publishers, Vol. 30, No.3, 2013, 280-318.
- [21] Khanam, S., Siddiqui, J., Talib, F., *Modeling the TQM enablers and IT resources in the ICT industry: an ISM-MICMAC approach*, *Int. J. Information Systems and Management*, Vol. 1, No. 3, 2015, 195.
- [22] Eva Suáreza, Arturo Calvo-Morab,*, José L. Roldánb, Rafael Periañez-Cristóbal, (2017)

پایداری محلی برای کلاسی از سیستم‌های سوئیچ ضربه‌ای غیرخطی با نایقینی‌های صفر نشونده تحت ورودی کنترل با نُرم محدود

محسن قلعه نوئی^۱، محمدرضا اکبرزاده توتونچی^۳، ناصر پرزیز^۴

^۱ استادیار گروه کنترل، دانشکده مهندسی برق و رباتیک، دانشگاه صنعتی شاهرود، ghalhnoie@shahroodut.ac.ir

^۲ فارغ التحصیل دکتری تخصصی مهندسی برق، گرایش کنترل، دانشکده مهندسی، دانشگاه فردوسی مشهد

^۳ استاد گروه مهندسی برق گرایش کنترل، قطب علمی رایانش نرم و پردازش هوشمند اطلاعات، دانشکده مهندسی، دانشگاه فردوسی مشهد،

akbazar@um.ac.ir

^۴ استاد گروه مهندسی برق گرایش کنترل، دانشکده مهندسی، دانشگاه فردوسی مشهد، n-pariz@um.ac.ir

پذیرش: ۱۳۹۷/۰۵/۱

ویرایش: ۱۳۹۷/۰۱/۱۶

دریافت: ۱۳۹۶/۰۱/۱۶

چکیده: اگرچه پایداری و پایداری محلی سیستم‌های سوئیچ ضربه‌ای در سالیان اخیر مورد توجه قرار گرفته است ولی همچنان مسائلی مانند اشباع محرک‌ها بطور کامل بررسی نشده است. این مقاله، پایداری محلی کلاسی از سیستم‌های سوئیچ ضربه‌ای غیرخطی را بررسی می‌کند که منابع مختلفی از نایقینی‌های صفر نشونده را در بردارد و در آن سیگنال کنترل دارای نُرم محدود است. به دلیل محدود بودن سیگنال کنترل، پایداری محلی مورد توجه این مقاله می‌باشد. به منظور استخراج شرایط پایداری محلی، در ابتدا برای یک مدل جامع‌تر از سیستم‌های سوئیچ ضربه‌ای، بر اساس تکنیک توابع لیاپانوف چندگانه و حداقل زمان مابین دو سوئیچ متوالی، شرایط کافی تحت هر قاعده سوئیچ دلخواه ارائه می‌گردد. شرایط بیان شده خود نیز به صورت محلی بوده که نسبت به تکنیک‌های سراسری موجود، شانس دستیابی به هدف را بیشتر می‌نماید. همچنین برخلاف تکنیک‌های رایج در توابع لیاپانوف چندگانه، این مقاله همگرایی به یک کران غایی به اندازه کافی کوچک را در نظر دارد چرا که نایقینی‌های مورد نظر صفر نشونده می‌باشند. در ادامه، نتایج حاصل از مدل جامع به سیستم مورد نظر اعمال شده و شرایط کافی پایداری به شکل نامساوی‌های ماتریسی خطی و دوخطی بیان می‌گردد. پس از این، به منظور رسیدن به پارامترهای سیگنال کنترل پایدارکننده به همراه بزرگترین ناحیه همگرایی و کوچکترین کران غایی، یک مسأله بهینه‌سازی معرفی شده است. در نهایت، با بیان چند مثال، کارایی روش ارائه شده نشان داده شده است.

کلمات کلیدی: پایداری محلی، سیستم سوئیچ ضربه‌ای غیرخطی، فیدبک حالت، نایقینی صفر نشونده، ورودی با نُرم محدود.

Local stabilization for a class of nonlinear impulsive switched system with non-vanishing uncertainties under a norm-bounded control input

Ghalhnoie M., Akbarzadeh-T. M.R., Pariz N.

Abstract: Stability and stabilization of impulsive switched system have been considered in recent decades, but there are some issues that are not yet fully addressed such as actuator saturation. This paper deals with exponential stabilization for a class of nonlinear impulsive switched systems with different types of non-vanishing uncertainties under the norm-bounded control input. Due to the constrained control signal, the local stabilization is here considered. To establish local stabilization criteria, at first, based on multiple Lyapunov functions technique and minimum dwell-time approach, sufficient conditions for a more general model of impulsive switched systems are proposed. These conditions are also local which increases the chances of achieving the goals compared to existing

global techniques. Also, unlike conventional mul-tiple Lyapunov function techniques, this paper considers converging to a sufficient small ultimate bound because of non-vanishing property of the uncertainties. Secondly, the proposed conditions for the general model are applied to the given system and the sufficient stability conditions are formed into linear and bi-linear matrix inequalities. After these, to achieve the parameters of stabilizing control signal along with the largest convergence area and smallest ultimate bound, an optimization problem is proposed. Finally, some illustrative numerical examples are presented to demonstrate the proposed approach.

Keywords: Exponential stability, Nonlinear impulsive switched systems, Non-vanishing uncertainty, Norm-bounded input, State feedback.

از متوسط زمان فعال بودن هر زیرسیستم برای بیان شرایط پایداری بهره گرفته می‌شود [۲۶-۲۴]. لازم به ذکر است که در روش‌های مبتنی بر حداقل زمان توقف (به عبارت دیگر حداقل زمان بین دو سوئیچ متوالی) معمولاً شرایط بگونه‌ای بیان می‌شوند که برای هر یک از رویدادهای سوئیچ، روند کاهش تابع کاندیدای لیاپانوف در طول مدت فعال بودن زیرسیستم، نسبت به افزایش آن در زمان جهش بیشتر باشد. این در حالی است که برای روش‌های مبتنی بر میانگین زمان توقف، ممکن است در یک سوئیچ، میزان توقف بر روی زیرسیستم فعال، کوتاه باشد و در طول این مدت، میزان کاهش در تابع لیاپانوف از میزان افزایش آن در لحظه سوئیچ بعدی کمتر گردد و در نتیجه شاهد افزایش در مقدار تابع لیاپانوف باشیم. البته در کل دوره عملکرد سیستم، با توجه به میانگین زمان توقف، روند کلی در تغییرات تابع لیاپانوف کاهشی خواهد بود. بدین ترتیب، روش‌های مبتنی بر میانگین زمان توقف، دارای محافظه کاری کمتری نسبت به روش‌های مبتنی بر حداقل زمان توقف هستند ولی باید توجه داشت که در این روش‌ها ممکن است برای لحظاتی به دلیل افزایش در مقدار تابع کاندیدای لیاپانوف، مسیر حالت از مبدأ دور گردد. این حالت هنگامی که ناحیه اعتبار^۵ برای متغیرهای حالت (ناشی از فیزیک مسئله) محدود می‌باشد، مطلوب نبوده و کاربرد روش‌های مبتنی بر حداقل زمان توقف در این موارد معقولانه‌تر است.

از طرف دیگر، در مورد سیگنال‌های سوئیچ محدود شده، پیدا کردن یک تابع لیاپانوف مشترک سبب اعمال محافظه کاری شدیدی بر روی زمان سوئیچ‌ها خواهد شد. در این موارد، تکنیک توابع لیاپانوف چندگانه^۶ (MLF) نتایج بهتری را در پی دارد. ایده اصلی در تکنیک MLF بر این حقیقت استوار است که لزوماً نباید کاندیدای لیاپانوف مربوط به هر زیرسیستم همواره دارای مشتق زمانی غیرمثبت باشد [۲۴، ۲۹-۲۷]. در نوع خاصی از روش‌های MLF توابع لیاپانوف سنتی به کمک سیگنال سوئیچ با یکدیگر ترکیب می‌شوند تا یک تابع لیاپانوف جدید تولید گردد [۱۹، ۲۱،

۱- مقدمه

امروزه سیستم‌های سوئیچ ضربه‌ای^۱ کاربردهای فراوانی در مدلسازی و شبیه‌سازی فرآیندهای مدرن دارند که از آن جمله می‌توان به تزریق و پخش دارو در بدن [۱، ۲]، بوم‌شناسی جمعیت [۳، ۴]، رباتیک و سیستم‌های مکانیکی [۵، ۶]، سیستم‌های آشوب [۷-۹] و پایدارسازی مبدل‌های باک [۱۰] اشاره نمود. رفتار چنین سیستم‌هایی، به دلیل در هم تنیدگی دینامیک-های پیوسته زمان و گسسته زمان، نسبت به سیستم‌های سنتی پیچیده‌تر می-باشد [۱۱، ۱۲].

در دهه اخیر، محققان به مسائل بنیادین علم کنترل در سیستم‌های سوئیچ و/یا سیستم‌های ضربه‌ای توجه بخصوصی داشته‌اند. در اغلب این مطالعات، روش لیاپانوف به عنوان یک ابزار قدرتمند جهت تحلیل پایداری استفاده شده است که به دو گروه اصلی قابل طبقه‌بندی است: (الف) تحت هر قاعده سوئیچ دلخواه، (ب) تحت سیگنال‌های سوئیچ محدود شده و مقید. واضح است که پایداری تحت هر قاعده سوئیچ دلخواه تنها زمانی ممکن است که همه زیرسیستم‌ها پایدار بوده و بتوان یک تابع کاندیدای لیاپانوف مشترک برای همه زیرسیستم‌ها یافت بگونه‌ای که حتی با وجود ضربه در متغیرهای حالت، این کاندیدای لیاپانوف روند کاهشی را نشان دهد. با این اوصاف، پایداری و پایدارسازی سیستم‌های سوئیچ ضربه‌ای تحت هر سیگنال سوئیچ دلخواه همواره ممکن نخواهد بود [۱۳].

در گروه دوم که غالباً سیگنال‌های سوئیچ وابسته به زمان را مطالعه می‌کنند، محدودیت‌های مختلفی مورد توجه قرار گرفته است. بطور مثال در مطالعاتی همانند [۱۷-۱۴] زمان مابین دو سوئیچ متوالی^۲ (DT) برای بیان شرایط پایداری مطالعه می‌شود. همچنین در مواردی مانند [۲۳-۱۸] نیز متوسط زمان مابین دو سوئیچ متوالی^۳ (ADT) استفاده شده است. در تکنیک پیشرفته‌تر متوسط زمان سوئیچ وابسته به مد کاری^۴ (MDADT)،

^۴ Mode-dependent average dwell-time

^۵ Region of validity

^۶ Multiple Lyapunov Functions

^۱ Impulsive switched systems

^۲ Dwell-time

^۳ Average dwell-time

نقطه تعادل است، مد نظر می‌باشد. این در حالی است که در اغلب فعالیت‌های مشابه، همگرایی به مبدأ مورد توجه قرار گرفته و شرایط پایداری استخراج شده است که در کاربردهای عملی محافظه کارانه است (به عنوان نمونه به [۲۴، ۳۶، ۳۷] رجوع شود). (ب) همانطور که بیان شد، به دلیل محدود بودن تُرم سیگنال کنترل و محدودیت‌های ناشی از مسائل فیزیکی و عملیاتی، پایدارسازی محلی مورد توجه قرار دارد. بنابراین در ابتدا برای یک مدل جامع تر شرایط کافی پایداری بگونه‌ای بیان شده‌اند که تنها باید در یک زیرفضا شامل مبدأ برقرار باشند. این دیدگاه محلی شانس بیشتری را برای رسیدن به سیگنال کنترل مناسب نسبت به دیدگاه‌های سراسری خواهد داشت. سپس، برای سیستم سوئیچ ضربه‌ای مورد نظر تحت یک سیگنال فیدبک حالت سوئیچ شونده، شرایط محلی فوق به کمک لم-اس^۳ و لم مکمل شور^۴ به صورت نامساوی‌های ماتریسی خطی و دوخطی بازنویسی می‌شوند. اگرچه این مقاله به دلیل ارائه شرایط به صورت محلی دارای محافظه کاری کمتری نسبت به کارهای پیشین است ولی بایستی اذعان نمود که بیان شرایط پایداری سراسری به صورت نامساوی‌های ماتریسی، با متغیرهای تصمیم کمتری همراه خواهد بود که حل عددی آنها را راحت تر می‌نماید (به عنوان نمونه شرایط پایداری بیان شده در [۱۰، ۱۸، ۲۳] را با این مقاله مقایسه نمایید). (ج) از آنجا که این شرایط در یک زیرفضای محلی دارای اعتبار هستند، به منظور تضمین نتایج استخراج شده، مسیر حالت بایستی همواره درون این زیر فضا باقی بماند. لذا، در اینجا تکنیک ADT قابل اعمال نبوده و از تکنیک DT بهره گرفته می‌شود. (د) سیگنال کنترل طراحی شده مجموعه‌ای از فیدبک‌های حالت بوده که توسط قاعده سوئیچ با یکدیگر ترکیب شده‌اند. به منظور تضمین محدود بودن تُرم سیگنال کنترل، هر یک از این فیدبک‌های حالت با تُرم محدود طراحی می‌شوند. (ه) به منظور دستیابی به حداکثر ناحیه همگرایی و حداقل کران غایی، یک مسأله بهینه سازی ارائه شده است که توسط روش‌های لاگرائزین افزوده^۵ قابل حل است. جعبه‌ابزارهای مختلفی بر اساس این روش‌ها توسعه داده شده است که در این مقاله از جعبه ابزار PENBMI استفاده می‌گردد [۳۸].

ادامه این مقاله به این صورت سازماندهی می‌شود. در بخش ۲، بیان مسأله مورد نظر به همراه چندین تعریف و لم مفید می‌آید. در بخش ۳، در ابتدا شرایط کافی پایداری بر حسب مجموعه‌ای از توابع لیاپانوف برای یک مدل جامع تر نسبت به سیستم مورد نظر تبیین می‌گردد. در نهایت این شرایط برای سیستم هدف به صورت نامساوی‌های ماتریسی خطی و دوخطی بازنویسی می‌شوند. همچنین یک مسأله بهینه‌سازی برای رسیدن به پارامترهای کنترلی که حداکثر ناحیه همگرایی و حداقل کران غایی را به دنبال دارد، در این بخش ارائه می‌گردد. نتایج شبیه‌سازی برای چند مثال

۲۲، ۲۵، ۳۰-۳۲]. ما این تابع لیاپانوف جدید را تابع لیاپانوف سوئیچ شونده^۱ (SLF) می‌نامیم. در روش‌های مبتنی بر SLF، هنگام فعال بودن یک زیرسیستم، تابع لیاپانوف متناظر از سمت بالا محدود می‌شود و در زمان سوئیچ نیز ارتباط تابع لیاپانوف جاری و تابع لیاپانوف آتی بیان می‌گردد.

از دیدگاه عملی، بویژه زمانی که قاعده سوئیچ غیر قابل دستکاری است، طراحی یک سیگنال کنترل پایدارکننده بسیار حائز اهمیت است. در این حیطه، مطالعات فوق‌الذکر دارای دو محدودیت عمده می‌باشند. اولاً، غالب این مطالعات اشباع محرک‌ها را در نظر ندارند. ثانیاً شرایط پایداری استخراج شده بصورت سراسری بیان شده‌اند که همانگونه که در پاراگراف بعد بیان می‌گردد این عمل محافظه کارانه خواهد بود.

بر اساس مطالعات ما، فعالیت‌های کمی در زمینه سیستم‌های سوئیچ و سیستم‌های ضربه‌ای انجام شده است که موضوع اشباع محرک‌ها را در نظر گرفته‌اند [۱۶، ۲۰، ۳۵-۳۳]. به هر حال، چندین جنبه مهم از سیستم‌های سوئیچ که در عمل بطور همزمان دیده می‌شوند، در این فعالیت‌ها نیز لحاظ نشده است. این مسائل عبارتند از جهش در لحظات سوئیچ، غیرخطی بودن مدل زیرسیستم‌ها، نایقینی‌های خطی و غیرخطی، صفر نشونده بودن نایقینی‌ها، و محدود بودن تُرم سیگنال کنترل. همانگونه که در [۱۶] و [۳۶] گزارش شده است، باید توجه داشت که دستیابی به سیگنال پایدارساز سراسری با تُرم محدود برای سیستم‌های عملی مشکل است. علاوه بر این، در بسیاری از کاربردهای عملی، به دلایل فیزیکی و عملیاتی، ناحیه اعتبار برای متغیرهای حالت محدود بوده و تعیین شرایط پایداری به صورت سراسری به معنی افزایش محافظه کاری است، چرا که ممکن است یک تابع کاندیدای لیاپانوف در یک ناحیه محدود شرایط لازم را برای اثبات پایداری برآورده نموده، درحالی که بر روی کل فضا این شرایط برای آن تابع لیاپانوف صادق نباشد. لذا، کفایت که شرایط پایداری/پایدارسازی استخراج شده تنها بر روی یک زیرفضای شامل نقطه تعادل برقرار باشند. در این مقاله نیز، بجای پایدارسازی سراسری، بر روی پایدارسازی محلی سیستم‌های سوئیچ ضربه‌ای تمرکز شده است که از جمله مهمترین وجه تمایز این مقاله با سایر فعالیت‌ها می‌باشد.

در این مقاله، سیگنال کنترلی با تُرم محدود برای کلاس خاصی از سیستم‌های سوئیچ ضربه‌ای غیرخطی تحت هر سیگنال سوئیچ محدود شده دلخواه ارائه شده است. جنبه‌های مختلف این روش را می‌توان در چند بخش خلاصه نمود. (الف) مدل در نظر گرفته شده انواع مختلفی از نایقینی‌ها و اغتشاشات پارامتری و غیرپارامتری را پوشش می‌دهد. از آنجا که فرض شده است که این نایقینی‌ها صفرشونده نیستند، بجای همگرایی به نقطه تعادل، همگرایی به یک کران غایی^۲ به اندازه کافی کوچک که شامل

^۳ Schur Complement

^۵ Augmented Lagrangian methods

^۱ Switched Lyapunov Function

^۲ Ultimate bound

^۳ S-Lemma

سوئیچ متوالی τ_{min} شناخته شده است. این زمان را به صورت زیر تعریف می کنیم،

$$\tau_{min} := \inf_{k \in \mathbb{N}^+} (t_k - t_{k-1}), \quad (2)$$

علاوه بر این، فرضیات اساسی زیر نیز در این مقاله مفروض می باشند.

فرض ۱: جملات نایقینی در سیستم (۱) شکل زیر را برآورده نمایند،

$$[A_i(t) \ B_i(t) \ \phi_i(t)] = D_i F_i(t) [E_{ai} \ E_{bi} \ E_{\phi i}],$$

که در آن $D_i, E_{ai}, E_{bi}, E_{\phi i}$ ماتریس های ثابت معلوم بوده و $F_i(t)$ یک ماتریس نامعلوم متغیر با زمان است. المان های این ماتریس متغیر با زمان، اندازه پذیر لبگ^۱ بوده بطوری که برای هر $t \in \mathbb{R}^+$ شرط $F_i^T(t) F_i(t) \leq I$ برقرار است.

فرض ۲: تابع برداری $f_{ci}(x)$ برای هر بردار دلخواه x و y در فضای همگرایی، شرط لیب شیتز زیر را برآورده نماید،

$$\|f_{ci}(x) - f_{ci}(y)\| \leq \|M_i(x - y)\|,$$

که در آن M_i یک ماتریس ثابت با ابعاد مناسب می باشد. با استفاده از شرط فوق داریم،

$$f_{ci}(x)^T f_{ci}(x) = \|f_{ci}(x)\|^2 \leq \|M_i x\|^2 = x^T M_i^T M_i x.$$

پیش از توسعه نتایج اصلی، در این قسمت چندین لم و تعریف بنیادین ارائه می شود. در ادامه از این لم ها و تعاریف برای بیان نتایج اصلی و اثبات قضایا استفاده می گردد.

لم ۱ [۳۹]: ماتریس های حقیقی S_1, S_2 و S_3 را در نظر بگیرید. فرض کنید که ابعاد این ماتریس ها مناسب باشند. اگر S_3 یک ماتریس معین مثبت حقیقی متقارن باشد، آنگاه به ازای هر اسکالر حقیقی $\zeta > 0$ ، نامساوی زیر برقرار است،

$$S_1^T S_2 + S_2^T S_1 \leq \zeta S_1^T S_3 S_1 + \zeta^{-1} S_2^T S_3^{-1} S_2.$$

لم ۲ [۴۰]: ماتریس های D, E و F را با ابعاد مناسب در نظر بگیرید. اگر $F^T F \leq I$ باشد آنگاه برای هر اسکالر $\gamma > 0$ نامساوی زیر برقرار است،

$$DFE + E^T F^T D^T \leq \gamma DD^T + \gamma^{-1} E^T E.$$

لم ۳ (لم مکمل شور در [۴۱]): فرض کنید که ماتریس های A, B, C و D به ترتیب دارای ابعاد $n \times n, n \times n, n \times p$ و $p \times p$ باشند. همچنین فرض کنید که ماتریس D معکوس پذیر باشد. ماتریس زیر را در نظر بگیرید،

$$M = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}.$$

مکمل شور متناسب با بلوک D از ماتریس M ، ماتریس $A - BD^{-1}C$ است که دارای ابعاد $n \times n$ می باشد. فرض کنید که ماتریس D معین مثبت باشد. آنگاه ماتریس M معین مثبت است اگر و تنها اگر مکمل شور بلوک D در ماتریس M معین مثبت باشد.

عددی و کاربردی در بخش ۴ آمده و در نهایت، نتیجه گیری در بخش ۵ صورت می گیرد.

نمادها: نمادهای استفاده شده در سرتاسر این مقاله استاندارد می باشند. ماتریس معین (یا نیمه) معین مثبت A با نماد $A > 0$ (یا $A \geq 0$) مشخص می گردد. ماتریس صفر و ماتریس یک واحد به ترتیب با 0 و I نشان داده می شود. همچنین بیضی گون $\mathcal{E}(P, r)$ که در ارتباط با ماتریس $P > 0$ و اسکالر $r > 0$ می باشد به صورت $\{x \in \mathbb{R}^n: x^T P x \leq r\}$ تعریف می گردد. افزون بر این موارد، علامت "*" در نامساوی های ماتریسی بیانگر بخش های متقارن در ماتریس می باشد. در نهایت باید تأکید نمود که اگر ابعاد بعضی از ماتریس ها به صراحت بیان نشده است، فرض بر این می باشد که ابعاد مناسبی برای اعمال جبری دارند.

۲- بیان مسأله

در این مقاله پایدارسازی سیستم سوئیچ ضربه ای غیرخطی زیر مطالعه می شود. در این سیستم نایقینی های خطی و غیرخطی بوده و ورودی کنترل $u(t) \in \mathbb{R}^m$ دارای نرم محدود است. این مدل را می توان به صورت زیر بیان نمود،

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f_i(t, x, u) + \phi_i(t), & t \neq t_k, k \in \mathbb{N}^+ \\ x(t^+) = C_i x(t), & t = t_k, k \in \mathbb{N}^+ \end{cases} \quad (1)$$

که در آن،

$$f_i(t, x, u) = (A_i + \Delta A_i)x + f_{ci}(x) + (B_i + \Delta B_i)u(t),$$

و $\{t_k\}_{k=1}^{\infty} := \{t_1, t_2, \dots, t_k, \dots\}$ مجموعه ای اکیداً افزایشی از لحظات سوئیچ (ضربه) است که توسط سیگنال سوئیچ

$$\sigma(t): \mathbb{R}^+ \rightarrow \{1, 2, \dots, m\},$$

شکل داده می شود. همچنین m تعداد زیرسیستم ها را نشان می دهد. در زمان های ضربه، هنگامی که زیرسیستم جاری به یک زیرسیستم دیگر سوئیچ می نماید، بردار حالت $x(t) \in \mathbb{R}^n$ بطور ناگهانی دچار جهش می گردد. این جهش مطابق با ماتریس ثابت و معلوم $C_i \in \mathbb{R}^{n \times n}$ صورت می گیرد. فرض بر این است که بردار حالت $x(t)$ در لحظه ضربه از سمت چپ پیوسته است بگونه ای که،

$$x(t_k) = x(t_k^-) = \lim_{\zeta \rightarrow 0^+} x(t_k - \zeta).$$

در سیستم (۱)، ماتریس های $A_i \in \mathbb{R}^{n \times n}$ و $B_i \in \mathbb{R}^{n \times m}$ نیز معلوم و ثابت فرض می شوند. همچنین تابع برداری $f_{ci}(x): \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ بیانگر دینامیک های معلوم و غیرخطی زیرسیستم i می باشد. در اینجا فرض بر این است که $f_{ci}(0) = 0$ باشد. علاوه بر این موارد، $\Delta A_i, \Delta B_i$ و $\phi_i(t)$ معرفی کننده انواع مختلفی از نایقینی ها و اغتشاشات ناشناخته برای زیرسیستم i هستند. در این مقاله همچنین فرض می کنیم که حداقل زمان مابین دو

^۱ Lebesgue measurable

$$\rho - \ln \mu / \tau_{min} > 0, \quad (۷)$$

که τ_{min} در (۲) تعریف شده است. بدین ترتیب، به ازای هر شرط اولیه که $x_0 \in \Omega_c := \bigcap_{i=1}^m v(V_i, r)$ ، مسیر حالت در سیستم (۳) به کران غایی $\Omega_f := \bigcup_{i=1}^m v(V_i, \delta')$ همگرا خواهد شد.

برهان: در ابتدا نشان می‌دهیم که به ازای هر $x_0 \in \Omega_c$ مسیر حالت درون فضای Ω_c خواهد ماند. برای این منظور فرض کنید که در بازه زمانی $[t_0, t_1]$ ، زیر سیستم i فعال باشد. با توجه به شرط (۴) خواهیم داشت،

$$V_i(t) \leq V_i(t_0) \exp(-\rho(t - t_0)), \forall t \in [t_0, t_1].$$

بنابراین در لحظه t_1 داریم،

$$V_i(t_1) \leq V_i(t_0) \exp(-\rho(t_1 - t_0)) \leq r \exp(-\rho \tau_{min}),$$

که یقیناً مقداری کوچک‌تر از r خواهد بود. همچنین فرض کنید که در لحظه t_1 ، زیر سیستم i به زیر سیستم j سوئیچ کند. مطابق (۵) داریم،

$$V_j(t_1^+) \leq \mu V_i(t_1) \leq \mu r \exp(-\rho \tau_{min}).$$

از آنجایی که بر اساس (۷) مقدار $\mu \exp(-\rho \tau_{min})$ کمتر از یک می‌باشد، می‌توان نتیجه گرفت که،

$$V_j(t_1^+) \leq r.$$

با ادامه این روند برای سایر بازه‌های زمانی (t_k, t_{k+1}) می‌توان بیان نمود که مسیر حالت درون Ω_c باقی خواهد ماند.

حال نشان می‌دهیم که اگر در زمان فعال بودن زیر سیستم i ، مسیر حالت به $v(V_i, \delta)$ همگرا شود، پس از آن هرگز از Ω_f خارج نخواهد شد. برای این منظور فرض کنید که این رویداد در بازه زمانی (t_k, t_{k+1}) رخ دهد. با توجه به بسته بودن تابع لیاپانوف V_i و شرط (۴)، مسیر حالت تا پایان زمان فعال بودن این زیر سیستم، درون $v(V_i, \delta)$ باقی خواهد ماند. شرط (۵) الزام می‌کند که مسیر حالت پس از جهش درون زیر فضای $v(V_j, \delta')$ قرار بگیرد. به دلیل شرط (۴)، مقدار تابع لیاپانوف در طول بازه فعال بودن زیر سیستم j کاهش خواهد یافت. حال اگر در این مدت مسیر حالت به بازه $v(V_j, \delta)$ همگرا شود درون آن باقی خواهد ماند تا زمانی که زیر سیستم بعدی فعال شود که همین روال را به دنبال خواهد داشت. ولی اگر مسیر حالت در طول فعال بودن زیر سیستم j (یعنی در طول بازه زمانی $[t_{k+1}, t_{k+2}]$) به زیر فضای $v(V_j, \delta)$ همگرا نگردد، مطابق شرط (۴) به ازای هر $t \in (t_{k+1}, t_{k+2})$ خواهیم داشت،

$$V_j(t) \leq V_j(t_{k+1}^+) \exp(-\rho(t - t_{k+1})) \leq \delta' \exp(-\rho(t - t_{k+1})).$$

بنابراین در لحظه t_{k+2} داریم،

$$V_j(t_{k+2}) \leq \delta' \exp(-\rho(t_{k+2} - t_{k+1})) \leq \delta' \exp(-\rho \tau_{min}).$$

شرط (۶) و (۷) تضمین می‌کند که مقدار تابع لیاپانوف برای زیر سیستم بعدی در لحظه t_{k+2}^+ کمتر از δ' باشد. لذا در کل می‌توان نتیجه گرفت که اگر در طول فعال بودن زیر سیستم i ، مسیر حالت به $v(V_i, \delta)$ همگرا شود، مسیر حالت برای زمان‌های آتی درون Ω_f باقی می‌ماند.

لم ۴ (لم-اس در [۳۶]): ماتریس‌های حقیقی A_i با ابعاد $n \times n$ را در نظر بگیرید که در آن $i \in \{0, \dots, m\}$ است. تابع $f_i(x) = x^T A_i x$ را تعریف کنید که در آن $x \in \mathbb{R}^n$ می‌باشد. همچنین فرض کنید که اسکالرهای حقیقی α_i ، بردار حقیقی $\mu \in \mathbb{R}^m$ و بردار $x^0 \in \mathbb{R}^n$ وجود دارند بگونه‌ای که $x \in \Omega := \{x \in \mathbb{R}^n : f_0(x) \leq \alpha_0, \dots, f_m(x) < \alpha_m\}$ گزاره $f_i(x^0) < \alpha_i$ و $\sum_{i=1}^m \mu_i A_i > 0$ است اگر و تنها اگر اسکالرهای حقیقی $\tau_1 \geq 0, \tau_2 \geq 0, \dots, \tau_m \geq 0$ وجود داشته باشد بطوری که،

$$\begin{aligned} \alpha_0 - \tau_1 \alpha_1 - \tau_2 \alpha_2 - \dots - \tau_m \alpha_m &\geq 0, \\ \tau_1 A_1 + \tau_2 A_2 + \dots + \tau_m A_m - A_0 &\geq 0. \end{aligned}$$

تعریف: کاندیدای تابع لیاپانوف $V(x(t)) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^{>0}$ را تابع لیاپانوف بسته می‌نامیم اگر به ازای هر اسکالر حقیقی مثبت $\sigma > 0$ مجموعه تعریف شده زیر بسته باشد،

$$v(V, r) := \{x \in \mathbb{R}^n | V(x) \leq r\}.$$

بسته بودن تابع لیاپانوف V را با نماد $V \in v_c$ نمایش می‌دهیم که در آن v_c مجموعه همه توابع لیاپانوف بسته می‌باشد.

۳- نتایج اصلی

در این بخش، در ابتدا شرایط کافی پایداری نمایی غایی برای یک سیستم سوئیچ ضربه‌ای جامع‌تر نسبت به سیستم (۱) ارائه می‌شود. مدل این سیستم به صورت زیر است،

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f_i(x(t)), & t \neq t_k, k \in \mathbb{N}^+ \\ x(t^+) = g_i(x(t)), & t = t_k, k \in \mathbb{N}^+ \end{cases} \quad (۳)$$

که در آن توابع f_i و g_i به ترتیب بیانگر دینامیک‌های پیوسته زمان و گسسته زمان در زیر سیستم فعال می‌باشد. در اینجا نیز فرض بر این است که سیگنال سوئیچ $\sigma(t)$ با حداقل زمان مابین دو سوئیچ متوالی τ_{min} بر این سیستم حاکم می‌باشد. پس از بیان شرایط کافی پایداری برای سیستم (۳) و اثبات آن، این شرایط به سیستم مورد نظر (۱) که در آن سیگنال کنترل یک فیدبک حالت با نرَم محدود می‌باشد، اعمال می‌گردد. در نهایت، به منظور دستیابی به حداکثر ناحیه پایداری و کمترین کران غایی تحت چنین سیگنال کنترلی، یک مسأله بهینه‌سازی تعریف می‌گردد. با حل این مسأله بهینه‌سازی علاوه بر رسیدن به اهداف مذکور، پارامترهای کنترل‌کننده نیز تعیین می‌شود.

قضیه ۱: اسکالرهای حقیقی $0 < \delta < r$ را در نظر بگیرید. فرض کنید که مجموعه‌ای از توابع لیاپانوف بسته $V_i \in v_c$ به همراه اسکالرهای حقیقی مثبت $\mu \geq 1, \rho$ و $\delta' > \delta$ وجود داشته باشد بگونه‌ای که نامساوی‌های زیر به ازای هر $i \neq j \in \{1, 2, \dots, m\}$ برقرار باشند،

$$\dot{V}_i \leq -\rho V_i, \forall x \in v(V_i, r) \setminus v(V_i, \delta), \quad (۴)$$

$$V_j(t_k^+) \leq \mu V_i(t_k), \forall x \in v(V_i, r) \setminus v(V_i, \delta), \quad (۵)$$

$$V_j(t_k^+) \leq \delta', \forall x \in v(V_i, \delta), \quad (۶)$$

به مبدأ مد نظر می باشد، لذا شرطی همانند شرط (۶) در آنها دیده نمی شود. در حقیقت شرط (۶) در قضیه ۱ برای همگرایی غایی منظور شده است چرا که در سیستم (۳) نایقینی های صفر نشونده در نظر گرفته شده است. (ب) شرایط بیان شده در منابع موجود غالباً سراسری بوده ولی در اینجا ما شرایطی را بیان نموده ایم که تنها کافی است به صورت محلی برقرار باشند. لذا در ابتدای اثبات قضیه نشان می دهیم که مسیر حالت هیچگاه از این زیرفضای محلی خارج نخواهد شد.

توضیح ۲: به منظور اینکه اطمینان حاصل کنیم که هیچگاه مسیر حالت از زیرفضاهای تعریف شده خارج نمی شوند، از حداقل زمان مابین دو سوئیچ متوالی بهره گرفته شده است و روش های مبتنی بر ADT و MDADT قابل استفاده نمی باشند.

در ادامه، شرایط بیان شده در قضیه ۱ برای سیستم (۱) (که همان سیستم مورد نظر این مقاله است) بازنویسی می شود. برای این منظور، سیگنال کنترل زیر را در نظر بگیرید،

$$u(t) = u_{\sigma(t)}, \quad (10)$$

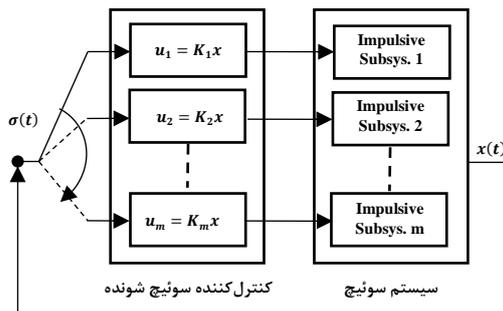
که در آن $u_i = -K_i x$ سیگنال های کنترل فیدبک حالت مناسبی است که در زمان فعال بودن زیرسیستم i عمل می نماید. به عبارت دیگر، بر اساس سیگنال سوئیچ $\sigma(t)$ ، سیگنال کنترل u_i زمانی فعال است که زیرسیستم i فعال باشد (شکل ۱ را ببینید). علاوه بر این، تابع لیاپانوف مربعی $V_i = x^T P_i x$ را در نظر بگیرید که در آن $P_i > 0$ یک ماتریس معین مثبت مناسب می باشد. مشتق زمانی این تابع لیاپانوف هنگامی که زیرسیستم i فعال است (یعنی زمانی که $\sigma(t) = i$ خواهد بود) عبارت است از،

$$\begin{aligned} \dot{V}_i &= \dot{x}^T P_i x + x^T P_i \dot{x} \\ &= ((A_i + \Delta A_i)x + f_{ci} + (B_i + \Delta B_i)u_i + \phi_i)^T P_i x \\ &\quad + x^T P_i ((A_i + \Delta A_i)x + f_{ci} + (B_i + \Delta B_i)u_i + \phi_i), \end{aligned}$$

که در آن $\Delta A_i, \Delta B_i, \phi_i$ نایقینی های مربوط به زیرسیستم i است. ساختار این نایقینی ها در فرض ۱ تعریف شده است. بایستی یادآور شد که در این مدت، سیگنال کنترل $u_i = -K_i x$ عمل می نماید. بدین ترتیب داریم،

$$\dot{V}_i = x^T (A_i^T P_i + P_i A_i - K_i^T B_i^T P_i - P_i B_i K_i)x + Y_i, \quad (11)$$

که در آن،



شکل ۱: طرح کنترلی پیشنهادی برای یک سیستم سوئیچ ضربه ای.

در نهایت قصد داریم نشان دهیم که مسیر حالت به ازای هر مقدار اولیه $x_0 \in \Omega_c$ به صورت نمایی کاهش خواهد داشت. برای این منظور تابع لیاپانوف زیر را در نظر بگیرید،

$$V(t) = V_{\sigma(t)}(t).$$

بر اساس (۴)، به ازای $t \in [t_0, t_1]$ داریم،

$$V(t) \leq V(t_0) \exp(-\rho(t - t_0)).$$

لذا برای $t = t_1$ خواهیم داشت،

$$V(t_1) \leq V(t_0) \exp(-\rho(t_1 - t_0)),$$

و بر اساس (۵) می توان نتیجه گرفت که،

$$V(t_1^+) \leq \mu V(t_1) \leq \mu V(t_0) \exp(-\rho(t_1 - t_0)). \quad (8)$$

برای بازه زمانی $(t_1, t_2]$ مطابق با (۴) داریم،

$$V(t) \leq V(t_1^+) \exp(-\rho(t - t_1)).$$

با جایگذاری (۸) در نامساوی فوق خواهیم داشت،

$$\begin{aligned} V(t) &\leq \mu V(t_0) \exp(-\rho(t_1 - t_0)) \exp(-\rho(t - t_1)) \\ &= \mu V(t_0) \exp(-\rho(t - t_0)), \end{aligned}$$

و در نتیجه داریم،

$$V(t_2) \leq \mu V(t_0) \exp(-\rho(t_2 - t_0)).$$

عبارت فوق و شرط (۵) ما را به نامساوی زیر می رساند،

$$V(t_2^+) \leq \mu V(t_2) \leq \mu^2 V(t_0) \exp(-\rho(t_2 - t_0)).$$

با ادامه این روند برای سایر بازه های زمانی می توان نتیجه گرفت که به

ازای هر $t \in (t_k, t_{k+1}]$ داریم،

$$\begin{aligned} V(t) &\leq \mu^k V(t_0) \exp(-\rho(t - t_0)) \\ &= V(t_0) \exp\left(-\left(\rho - \frac{k}{t - t_0} \ln \mu\right)(t - t_0)\right) \\ &\leq V(t_0) \exp\left(-\left(\rho - \frac{k}{t_k - t_0} \ln \mu\right)(t - t_0)\right). \end{aligned}$$

از طرف دیگر مطابق تعریف (۲) می توان بیان کرد که،

$$\frac{t_k - t_0}{k} \geq \tau_{min}.$$

در نتیجه می توان گفت که،

$$V(t) \leq V(t_0) \exp\left(-\left(\rho - \frac{\ln \mu}{\tau_{min}}\right)(t - t_0)\right). \quad (9)$$

با توجه به شرط (۷) می توان نتیجه گرفت که تابع لیاپانوف به صورت نمایی و با نرخ $\rho - \ln \mu / \tau_{min}$ کاهش خواهد داشت. بدین ترتیب اثبات کامل می شود.

□

توضیح ۱: در منابع مختلفی اثبات هایی مشابه وجود دارد (برای نمونه به [۲۴، ۳۶] رجوع شود). البته این اثبات ها تفاوت های فاحشی نیز با مورد بیان شده در قضیه ۱ دارند که عبارتند از: (الف) در اثبات های مشابه، پایداری

همچنین می‌توان رابطه (۱۷) را به صورت زیر بازنویسی نمود،

$$\begin{bmatrix} \Psi_i & M_i^T & E_{ai}^T & K_i^T E_{bi}^T \\ * & \zeta_i I & 0 & 0 \\ * & * & \gamma_{ai} I & 0 \\ * & * & * & \gamma_{bi} I \end{bmatrix} \geq 0,$$

که در آن،

$$\Psi_i = \tau_i^1 P_i - \tau_i^2 P_i - A_i^T P_i - P_i A_i - \rho P_i + K_i^T B_i^T P_i + P_i B_i K_i - \zeta_i P_i P_i - (\gamma_{\phi i} + \gamma_{ai} + \gamma_{bi}) P_i D_i D_i^T P_i.$$

با ضرب ماتریس $diag(P_i^{-1}, I, I, I)$ از سمت چپ و راست در

نامساوی ماتریسی فوق، خواهیم داشت،

$$\begin{bmatrix} \psi_i & P_i^{-1} M_i^T & P_i^{-1} E_{ai}^T & P_i^{-1} K_i^T E_{bi}^T \\ * & \zeta_i I & 0 & 0 \\ * & * & \gamma_{ai} I & 0 \\ * & * & * & \gamma_{bi} I \end{bmatrix} \geq 0, \quad (19)$$

که در آن،

$$\psi_i = \tau_i^1 P_i^{-1} - \tau_i^2 P_i^{-1} - P_i^{-1} A_i^T - A_i P_i^{-1} - \rho P_i^{-1} + P_i^{-1} K_i^T B_i^T + B_i K_i P_i^{-1} - \zeta_i - (\gamma_{\phi i} + \gamma_{ai} + \gamma_{bi}) D_i^T D_i.$$

بطور خلاصه، اگر نامساوی‌های (۱۸) و (۱۹) برقرار باشند، شرط (۴)

برقرار خواهد بود. در کنار این موارد، بگونه‌ای مشابه، شرط (۵) را نیز می-

توان به صورت نامساوی‌های ماتریسی بیان نمود. برای این منظور، از تابع

لیانوف $V_i = x^T P_i x$ و شرط (۵) داریم،

$$x^T (t_k^+) P_j x (t_k^+) \leq \mu x^T (t_k) P_i x (t_k), \forall x \in \mathcal{E}(P_i, r) \setminus \mathcal{E}(P_i, \delta).$$

به کمک تابع جهش مربوط به زیرسیستم n ، رابطه فوق را می‌توان به

صورت زیر بازنویسی نمود،

$$x^T (t_k) (C_i^T P_j C_i - \mu P_i) x (t_k) \leq 0, \forall x \in \mathcal{E}(P_i, r) \setminus \mathcal{E}(P_i, \delta).$$

مجدداً بر اساس لم-اس، رابطه فوق برقرار است اگر اسکالرهایی

حقیقی مثبت τ_{ij}^3 و τ_{ij}^4 وجود داشته باشند بگونه‌ای که،

$$-\tau_{ij}^3 r + \tau_{ij}^4 \delta \geq 0, \quad (20)$$

$$\tau_{ij}^3 P_i - \tau_{ij}^4 P_i - (C_i^T P_j C_i - \mu P_i) \geq 0. \quad (21)$$

با استفاده از مکمل شور برای رابطه (۲۱) و سپس ضرب کردن

ماتریس $diag(P_i^{-1}, I)$ از سمت چپ و راست در ماتریس حاصل از مکمل

شور، خواهیم داشت،

$$\begin{bmatrix} \tau_{ij}^3 P_i^{-1} - \tau_{ij}^4 P_i^{-1} + \mu P_i^{-1} & P_i^{-1} C_i^T \\ * & P_j^{-1} \end{bmatrix} \geq 0. \quad (22)$$

بطور مشابه، با استفاده از لم-اس می‌توان استدلال کرد که شرط (۶)

نیز برقرار است اگر اسکالر حقیقی مثبت τ_{ij}^5 وجود داشته باشد بگونه‌ای

که،

$$\delta' - \tau_{ij}^5 \delta \geq 0, \quad (23)$$

$$\tau_{ij}^5 P_i - C_i^T P_j C_i \geq 0. \quad (24)$$

مجدداً با اعمال مکمل شور و ضرب کردن حاصل در ماتریس

$diag(P_i^{-1}, I)$ رابطه (۲۴) را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد،

$$\begin{aligned} Y_i &= f_{ci}^T P_i x + x^T P_i f_{ci} + x^T E_{ai}^T F_i^T D_i^T P_i x + x^T P_i D_i F_i E_{ai} x \\ &+ (-x)^T K_i^T E_{bi}^T F_i^T D_i^T P_i x + x^T P_i D_i F_i E_{bi} K_i (-x) \\ &+ E_{\phi i}^T F_i^T D_i^T P_i x + x^T P_i D_i F_i E_{\phi i}. \end{aligned}$$

با استفاده از لم‌های بیان شده در بخش ۲ می‌توان عبارت فوق را به فرم

مربعی بازنویسی نمود. بدین ترتیب می‌توان شرط (۴) را به صورت پاره‌ای

از نامساوی‌های ماتریسی دوخطی بازنویسی کرد. به عنوان مثال، با استفاده

از لم ۱،

$$f_{ci}^T P_i x + x^T P_i f_{ci} \leq \zeta_i x^T P_i P_i x + \zeta_i^{-1} f_{ci}^T f_{ci},$$

و سپس فرض ۲ داریم،

$$f_{ci}^T P_i x + x^T P_i f_{ci} \leq x^T (\zeta_i P_i P_i + \zeta_i^{-1} M_i^T M_i) x, \quad (12)$$

که در آن ζ_i یک اسکالر حقیقی مثبت بوده و M_i ماتریس ثوابت لپ-شیتز

مربوط به تابع برداری f_{ci} می‌باشد. بعلاوه، با استفاده از لم ۲، می‌توانیم

نامساوی‌های زیر را بدست آوریم،

$$E_{\phi i}^T F_i^T D_i^T P_i x + x^T P_i D_i F_i E_{\phi i} \leq \gamma_{\phi i} x^T P_i D_i D_i^T P_i x + \quad (13)$$

$$\gamma_{\phi i}^{-1} E_{\phi i}^T E_{\phi i},$$

$$x^T E_{ai}^T F_i^T D_i^T P_i x + x^T P_i D_i F_i E_{ai} x \leq \gamma_{ai} x^T P_i D_i D_i^T P_i x + \quad (14)$$

$$\gamma_{ai}^{-1} x^T E_{ai}^T E_{ai} x,$$

$$(-x)^T K_i^T E_{bi}^T F_i^T D_i^T P_i x + x^T P_i D_i F_i E_{bi} K_i (-x) \leq \quad (15)$$

$$\gamma_{bi} x^T P_i D_i D_i^T P_i x + \gamma_{bi}^{-1} x^T K_i^T E_{bi}^T E_{bi} K_i x,$$

که در آن اسکالرهایی $\gamma_{\phi i}$ و γ_{bi} و γ_{ai} مثبت می‌باشند. با جایگذاری

(۱۲) الی (۱۵) در (۱۱) داریم،

$$\begin{aligned} \dot{V}_i &\leq x^T (A_i^T P + P A_i - K_i^T B_i^T P - P B_i K_i + \zeta_i P P + \zeta_i^{-1} M_i^T M_i \\ &+ \gamma_{\phi i} P D_i D_i^T P + \gamma_{ai} P D_i D_i^T P + \gamma_{bi} P D_i D_i^T P + \gamma_{ai}^{-1} E_{ai}^T E_{ai} \\ &+ \gamma_{bi}^{-1} K_i^T E_{bi}^T E_{bi} K_i) x + \gamma_{\phi i}^{-1} E_{\phi i}^T E_{\phi i}. \end{aligned}$$

مطابق (۴)، باید به ازای هر $x \in \Omega_i := \mathcal{E}(P_i, r) \setminus \mathcal{E}(P_i, \delta) =$

$$\{x \in \mathbb{R}^n | x^T P_i x \leq r, x^T P_i x \geq \delta\}$$

$$\dot{V}_i \leq -\rho V_i = -\rho x^T P_i x.$$

اگر به ازای هر $x \in \Omega_i$ شرط زیر برقرار باشد، یقیناً نامساوی فوق نیز

معتبر خواهد بود،

$$\begin{aligned} x^T (A_i^T P_i + P_i A_i - K_i^T B_i^T P_i - P_i B_i K_i + \zeta_i P_i P_i + \zeta_i^{-1} M_i^T M_i \\ + (\gamma_{\phi i} + \gamma_{ai} + \gamma_{bi}) P_i D_i D_i^T P_i + \gamma_{ai}^{-1} E_{ai}^T E_{ai} \\ + \gamma_{bi}^{-1} K_i^T E_{bi}^T E_{bi} K_i + \rho P_i) x \leq -\gamma_{\phi i}^{-1} E_{\phi i}^T E_{\phi i}. \end{aligned}$$

بر اساس لم-اس، شرط فوق برقرار است اگر اسکالرهایی حقیقی مثبت

τ_i^1 و τ_i^2 وجود داشته باشند بگونه‌ای که،

$$-\gamma_{\phi i}^{-1} E_{\phi i}^T E_{\phi i} - \tau_i^1 r + \tau_i^2 \delta \geq 0, \quad (16)$$

$$\tau_i^1 P_i - \tau_i^2 P_i - (A_i^T P_i + P_i A_i - K_i^T B_i^T P_i - P_i B_i K_i + \zeta_i P_i P_i + \quad (17)$$

$$\zeta_i^{-1} M_i^T M_i + (\gamma_{\phi i} + \gamma_{ai} + \gamma_{bi}) P_i D_i D_i^T P_i + \gamma_{ai}^{-1} E_{ai}^T E_{ai} + \gamma_{bi}^{-1} K_i^T E_{bi}^T E_{bi} K_i + \rho P_i) \geq 0.$$

بر اساس مکمل شور، رابطه (۱۶) معادل نامساوی ماتریسی زیر می-

باشد،

$$\begin{bmatrix} -\tau_i^1 r + \tau_i^2 \delta & E_{\phi i}^T \\ * & \gamma_{\phi i} I \end{bmatrix} \geq 0, \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_i & L_i M_i^T & L_i E_{ai}^T & W_i^T E_{bi}^T \\ * & \zeta_i I & 0 & 0 \\ * & * & \gamma_{ai} I & 0 \\ * & * & * & \gamma_{bi} I \end{bmatrix} \geq 0, \quad (32)$$

$$-\tau_{ij}^3 r + \tau_{ij}^4 \delta \geq 0, \quad (33)$$

$$\begin{bmatrix} \tau_{ij}^3 L_i - \tau_{ij}^4 L_i + \mu L_i & L_i C_i^T \\ * & L_j \end{bmatrix} \geq 0. \quad (34)$$

$$\delta' - \tau_{ij}^5 \delta \geq 0, \quad (35)$$

$$\begin{bmatrix} \tau_{ij}^5 L_i & L_i C_i^T \\ * & L_j \end{bmatrix} \geq 0, \quad (36)$$

$$u_{max}^2 - \tau_i^6 r \geq 0, \quad (37)$$

$$\begin{bmatrix} \tau_i^6 L_i & W_i^T \\ * & I \end{bmatrix} \geq 0, \quad (38)$$

که در آن τ_{min} در (۲) تعریف شده است. همچنین،

$$\psi_i = \tau_i^1 L_i - \tau_i^2 L_i - L_i A_i^T - A_i L_i - \rho L_i + W_i^T B_i^T + B_i W_i - \zeta_i - (\gamma_{\phi i} + \gamma_{ai} + \gamma_{bi}) D_i^T D_i,$$

می باشد. آنگاه، سیستم سوئیچ ضربه ای (۱) تحت سیگنال سوئیچ شونده کنترل فیدبک (۱۰) با $u_i = -K_i x = -W_i L_i^{-1} x$ به ازای هر شرط اولیه $\Omega_f :=$ زیرفضای $x_0 \in \Omega_c := \cap_{i=1}^m \mathcal{E}(L_i^{-1}, r)$ ، همچنین $\cup_{i=1}^m \mathcal{E}(L_i^{-1}, \delta')$ همگرا می شود. همچنین نرم سیگنال کنترل محدود خواهد بود بگونه ای که $\|u\|^2 = u^T u \leq u_{max}^2$ است.

برهان: همانطور که پیش از بیان این نتیجه بحث شد، این نتیجه

مستقیماً از قضیه ۱ استخراج می شود. برای این منظور کافی است $L_i = P_i^{-1}$ و $W_i = K_i P_i^{-1}$ را در نظر بگیرید و سپس آنها را در روابط (۱۹)، (۲۲)، (۲۵) و (۲۹) قرار دهید. بدین ترتیب اثبات کامل می شود.

□

توضیح ۳: پاره ای از شرایط در نتیجه ۱ به صورت دوخطی می باشند. این اتفاق به دلیل استفاده از لم-اس می باشد که ناشی از محلی در نظر گرفتن شرایط بوده است. اگر چه حل مسائل بهینه سازی با محدودیت های دوخطی نسبت به محدودیت های خطی پیچیده تر می باشد ولی باید توجه کرد که شانس یافتن توابع لیاپانوف در حالتی که شرایط محلی هستند به مراتب بیشتر از حالتی است که شرایط باید به صورت سراسری برقرار باشند.

توضیح ۴: اغلب شرایط در نتیجه ۱، خطی یا دوخطی می باشند که انگیزه استفاده از جعبه ابزار PENBMI برای دستیابی به پارامترهای کنترل کننده می باشد. جعبه ابزار PENBMI یک برنامه کامپیوتری است که برای حل مسائل بهینه سازی با تابع هدف مربعی و محدودیت هایی به صورت نامساوی های ماتریسی دوخطی (BMD) کاربرد دارد. بهر حال، شرط (۳۰) غیرخطی می باشد که بایستی به فرم خطی، دوخطی و یا چند جمله ای بازگو شود. از آنجا که $\mu \geq 1$ می باشد، رابطه $\ln(\mu) \leq \mu - 1$ برقرار خواهد بود. بنابراین، رابطه (۳۰) را می توان با شرط زیر جایگزین نمود،

$$\rho - (\mu - 1) / \tau_{min} > 0, \quad (39)$$

البته شرط (۳۹) تا حدودی نسبت به شرط (۳۰) محافظه کارانه تر می باشد.

$$\begin{bmatrix} \tau_{ij}^5 P_i^{-1} & P_i^{-1} C_i^T \\ * & P_j^{-1} \end{bmatrix} \geq 0. \quad (25)$$

بدین ترتیب برای سیستم (۱)، همه شرایط قضیه ۱ را می توان به صورت نامساوی های ماتریسی خطی و دوخطی بازگو کرد. همانطور که در بحث فوق دیده شد، برای این منظور سیگنال کنترل (۱۰) مورد توجه قرار گرفت. بهر حال باید توجه داشت که هدف اصلی این مقاله طراحی کنترل کننده با نرم محدود می باشد. لذا، در انتها شرایطی را بنیان خواهیم گذاشت که محدود بودن نرم سیگنال کنترل تحت آن شرایط تضمین شود. به عبارت دیگر تحت این شرایط خواهیم داشت،

$$\|u\|^2 = u^T u \leq u_{max}^2,$$

که در آن u_{max} یک اسکالر حقیقی مثبت می باشد. مجدداً یادآوری می شود که مطابق برهان قضیه ۱، در زمان فعال بودن هر یک از زیرسیستم ها، مسیر حالت درون بیضی گون مربوطه باقی خواهد ماند. بطور مثال اگر زیر-سیستم i فعال باشد، مسیر حالت درون $\mathcal{E}(P_i, r)$ خواهد ماند. از آنجایی که در طول این مدت داریم $u = u_i = -K_i x$ ، لذا بایستی عبارت زیر برای هر $i \in \{1, 2, \dots, m\}$ برقرار باشد،

$$\|u_i\|^2 = u_i^T u_i = x^T K_i^T K_i x \leq u_{max}^2, \quad \forall x \in \mathcal{E}(P_i, r).$$

با اعمال لم-اس به نامساوی فوق خواهیم داشت،

$$u_{max}^2 - \tau_i^6 r \geq 0, \quad (26)$$

$$\tau_i^6 P_i - K_i^T K_i \geq 0. \quad (27)$$

که در آن اسکالر حقیقی مثبت می باشد. مجدداً بر اساس مکمل شور، رابطه (۲۷) را می توان به صورت زیر بیان نمود،

$$\begin{bmatrix} \tau_i^6 P_i & K_i^T \\ * & I \end{bmatrix} \geq 0. \quad (28)$$

حال با ضرب کردن $diag(P_i^{-1}, I)$ از سمت چپ و راست در ماتریس رابطه (۲۸) خواهیم داشت،

$$\begin{bmatrix} \tau_i^6 P_i^{-1} & P_i^{-1} K_i^T \\ * & I \end{bmatrix} \geq 0. \quad (29)$$

بنابراین، محدود بودن نرم ورودی کنترل (۱۰) تضمین شده است اگر روابط (۲۶) و (۲۹) برقرار باشند. بحث فوق در نتیجه ۱ به صورت خلاصه و یکپارچه بیان شده است.

نتیجه ۱: اسکالرهایی حقیقی مثبت $0 < \delta < r$ و $0 < u_{max}$ را در نظر بگیرید. فرض کنید که ماتریس های حقیقی معین مثبت متقارن $l_i > 0$ ، ماتریس های حقیقی W_i با ابعاد مناسب، اسکالرهایی حقیقی مثبت $\rho, \mu \geq 1, \delta' > \delta, \zeta_i, \gamma_{ai}, \gamma_{bi}, \gamma_{\phi i}, \tau_i^1, \tau_i^2, \tau_{ij}^3, \tau_{ij}^4, \tau_{ij}^5, \tau_i^6$ که در آن $i \neq j \in \{1, 2, \dots, m\}$ است، وجود داشته باشند بگونه ای که شرایط زیر برقرار باشد،

$$\rho - \ln \mu / \tau_{min} > 0, \quad (30)$$

$$\begin{bmatrix} -\tau_i^1 r + \tau_i^2 \delta & E_{\phi i}^T \\ * & \gamma_{\phi i} I \end{bmatrix} \geq 0, \quad (31)$$

ابتدا سیستم موتور بدون ضربه فرض شده و پس از قیاس روش پیشنهادی با روش ارائه شده در [۳۶]، دینامیک ضربه نیز در این مثال لحاظ شده و عملکرد مناسب روش پیشنهادی در حضور ضربه نیز بررسی می گردد.

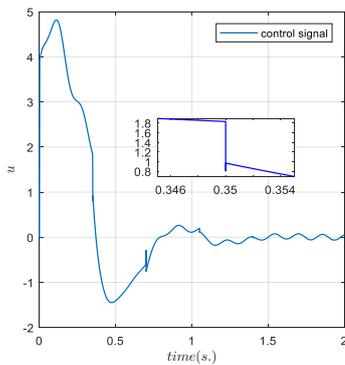
مثال ۱: برای این منظور سیستم (۱) با دو زیرسیستم را در نظر بگیرید که پارامترهای آن به صورت ماتریس های زیر تعریف می شوند،

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0.5 & 5 \\ 1.7 & 0.5 \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \\ f_{c1}(x) = 0.5 \begin{bmatrix} \tanh x_1 \\ \tanh x_2 \end{bmatrix}, \quad C_1 = \begin{bmatrix} 1.2 & 0 \\ 0 & 1.2 \end{bmatrix}, \\ A_2 = \begin{bmatrix} 1 & 2.2 \\ 5 & 0.5 \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \\ f_{c2}(x) = 0.5 \begin{bmatrix} |x_1| \\ |x_2| \end{bmatrix}, \quad C_2 = \begin{bmatrix} 1.5 & 0 \\ 0 & 1.2 \end{bmatrix},$$

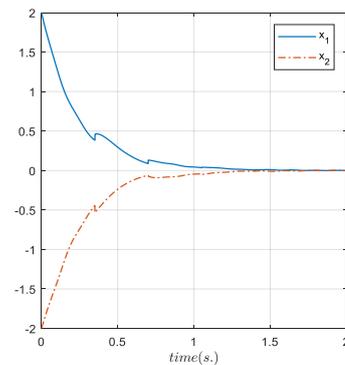
همچنین نایقینی های این دو زیرسیستم به صورت زیر در نظر گرفته شده اند،

$$D_1 = D_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, F_1(t) = F_2(t) = \begin{bmatrix} \sin(t) & 0 \\ 0 & \cos(t) \end{bmatrix}, \\ E_{\phi_1} = E_{\phi_2} = E_{b1} = E_{b2} = \begin{bmatrix} 0.1 & \\ & 0.1 \end{bmatrix}, E_{a1} = E_{a2} = \begin{bmatrix} 0.1 & 0.1 \\ 0.1 & 0.1 \end{bmatrix}.$$

واضح است که توابع برداری $f_{ci}(x)$ ، شرط لیپ شیتز معرفی شده در فرض ۲ را با $M_i = 0.5 \times I_{2 \times 2}$ برآورده می سازند. برای شبیه سازی عددی در حوزه زمان، سیستم داده شده بر روی بازه زمانی $[0, 2]$ تحت سیگنال سوئیچ $\sigma(t)$ با دنباله زمانی $\{0.35 \ 0.70 \ 1.05 \ 1.40 \ 1.75\}$ و $\sigma(0) = 1$ شبیه سازی می شود. فرض بر این است که در هر زمان سوئیچ، یک زیرسیستم به زیرسیستم دیگر سوئیچ می نماید. چنین سیگنال سوئیچی



(الف)



(ب)

شکل ۲: (الف) تلاش کنترلی پایدارساز که دارای محدودیت در مقدار نرم می باشد و (ب) همگرایی متغیرهای حالت به سوی کران غایی به ازای شرایط اولیه $x(0) = [+5 \ -5]$

توضیح ۵: به منظور دستیابی به حداکثر ناحیه همگرایی و کوچک ترین کران غایی، پارامترهای δ و r نیز به عنوان متغیرهای مسأله در نظر گرفته شده و مسأله بهینه سازی زیر معرفی می شود،

$$\min \delta' - \omega r \quad (40) \\ s. t. (30) - (39), 0 < \delta \leq r, 1 \leq \mu$$

که در آن $\omega > 0$ یک اسکالر حقیقی مثبت است و به عنوان ضریب مصالحه بین حداقل کردن δ' و حداکثر کردن r استفاده می شود.

توضیح ۶: بر اساس نامساوی رایلی و برای یک تابع کاندیدای لیاپونوف مربعی $V_i = x^T P_i x$ داریم،

$$\lambda_{\min}(P_i) \|x(t)\|^2 \leq x^T P_i x \leq \lambda_{\max}(P_i) \|x(t)\|^2.$$

از طرف دیگر برای تابع کاندیدای لیاپونوف تعریف شده در این مقاله (یعنی $V(t) = V_{\sigma(t)}(t) = x^T P_{\sigma(t)} x$) واضح است که،

$$V(t) \leq \left\{ \max_{i \in \{1,2,\dots,m\}} x^T P_i x \right\} \leq \left\{ \max_{i \in \{1,2,\dots,m\}} \lambda_{\max}(P_i) \|x(t)\|^2 \right\} \\ = \left\{ \max_{i \in \{1,2,\dots,m\}} \lambda_{\max}(P_i) \right\} \|x(t)\|^2, \\ V(t) \geq \left\{ \min_{i \in \{1,2,\dots,m\}} x^T P_i x \right\} \geq \left\{ \min_{i \in \{1,2,\dots,m\}} \lambda_{\min}(P_i) \|x(t)\|^2 \right\} \\ = \left\{ \min_{i \in \{1,2,\dots,m\}} \lambda_{\min}(P_i) \right\} \|x(t)\|^2.$$

لذا از رابطه (۹) می توان نتیجه گرفت،

$$\left\{ \min_{i \in \{1,2,\dots,m\}} \lambda_{\min}(P_i) \right\} \|x(t)\|^2 \\ \leq \left\{ \max_{i \in \{1,2,\dots,m\}} \lambda_{\max}(P_i) \right\} \|x_0\|^2 \exp \left(- \left(\rho - \frac{\ln \mu}{\tau_{\min}} \right) (t - t_0) \right).$$

بنابراین،

$$\|x(t)\| \\ \leq \sqrt{\frac{\max_{i \in \{1,2,\dots,m\}} \lambda_{\max}(P_i)}{\min_{i \in \{1,2,\dots,m\}} \lambda_{\min}(P_i)}} \|x_0\| \exp \left(- \left(\rho - \frac{\ln \mu}{\tau_{\min}} \right) \frac{(t - t_0)}{2} \right).$$

بدین ترتیب می توان گفت که مسیر حالت با نرخ $0.5(\rho - \ln \mu / \tau_{\min})$ به سمت Ω_f همگرا خواهد شد. لذا به منظور رسیدن به یک نرخ همگرایی مطلوب، می توان شرط (۳۹) در مسأله بهینه سازی (۴۰) را با شرط زیر جایگزین نمود،

$$\rho - (\mu - 1) / \tau_{\min} > 2\rho_{desired}.$$

۴- شبیه سازی عددی

به منظور نشان دادن کارایی کنترل معرفی شده، در اینجا چند مثال ارائه می شود. در گام اول یک مثال عددی بیان شده و کارایی روش پیشنهادی در آن ارزیابی می گردد. در گام دوم، دینامیک یک موتور DC با تحریک مستقل و اینرسی سوئیچ شونده مورد بررسی قرار می گیرد. البته از آنجا که هدف مقایسه کارایی روش ارائه شده با روش های مشابه در مراجع دیگر است و با توجه به اینکه نزدیک ترین فعالیت انجام شده با روش پیشنهادی از نظر ساختار و دینامیک مورد بررسی، برای سیستم های غیرخطی سوئیچ فاقد ضربه می باشد (ارائه شده در [۳۶])، لذا در این مثال

جدول ۱: مقادیر پارامترها در مثال ۲.

مقدار	پارامتر	مقدار	پارامتر
50 mH	L_s	0.03 Wb/rad	c_m
0.009 N.m.s	B_m	0.001 Kg.m ²	J_1
120 rad/s	ω_{ref}	0.004 Kg.m ²	J_2
0.1 A	I_{ref}	0.5 Ω	R_r
15 Wb	ϕ_{ref}	85 Ω	R_s
		8.9 mH	L_r

که در آن اندیس ref نشان دهنده نقطه مرجع می باشد، سیستم معادل به صورت (۱) بدست می آید. در این سیستم معادل پارامترهای شناخته شده به صورت زیر است:

$$A_{\sigma(t)} = \begin{bmatrix} -\frac{B_m}{J_{\sigma(t)}} & -\frac{c_m}{J_{\sigma(t)}}\phi_{ref} & \frac{c_m}{J_{\sigma(t)}}I_{ref} \\ -\frac{c_m}{L_r}\phi_{ref} & -\frac{R_r}{L_r} & -\frac{c_m}{L_r}\omega_{ref} \\ 0 & 0 & -R_s \end{bmatrix},$$

$$B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad f_{\sigma(t)} = c_m x_3 \begin{bmatrix} \frac{1}{J_{\sigma(t)}}x_2 \\ \frac{1}{L_r}x_1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

در این سیستم معادل، دینامیک های غیرخطی بر روی کل فضا شرط لیپشیتز را برآورده نمی کنند، چرا که:

$$f_{\sigma(t)}^T f_{\sigma(t)} = c_m x_3^2 \left(\frac{x_1}{L_r} \right)^2 + c_m x_3^2 \left(\frac{x_2}{J_{\sigma(t)}} \right)^2.$$

کران بالای نرم تابع برداری $f_{\sigma(t)}$ بر روی فضایی که $|x_3| \leq \phi_{ref}$ باشد، عبارت است از:

$$f_{\sigma(t)}^T f_{\sigma(t)} \leq c_m^2 \phi_{ref}^2 (x_1 \ x_2 \ x_3) \text{diag} \left(\left(\frac{1}{L_r} \right)^2, \left(\frac{1}{J_{\sigma(t)}} \right)^2, 0 \right) \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix}.$$

بنابراین داریم:

$$M_{\sigma(t)} = M_{\sigma(t)}^T = c_m \phi_{ref} \text{diag} \left(\frac{1}{L_r}, \frac{1}{J_{\sigma(t)}}, 0 \right).$$

پارامترهای این سیستم در جدول ۱ آورده شده است. با انتخاب $\tau_{min} = 0.12 \text{ s}$, $u_{max} = 1000$ و نایقینی ها به صورت زیر،

$$D_1 = D_2 = 0.1 \times I, \quad E_a = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$E_{\phi} = \begin{bmatrix} 0.1 \\ 0.1 \\ 0.1 \end{bmatrix}, \quad E_b = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

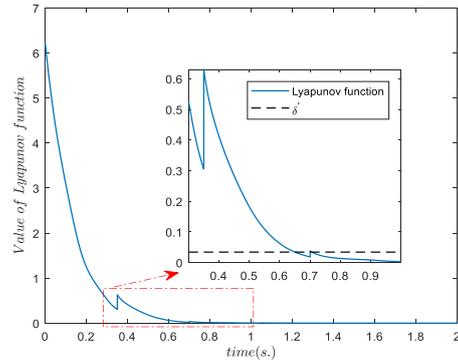
و اعمال روش پیشنهادی در بخش ۳ خواهیم داشت،

$$L_1 = L_2 = \begin{bmatrix} +0.0959 & -0.0046 & -0.0003 \\ -0.0046 & +0.0023 & -0.0000 \\ -0.0003 & -0.0000 & +0.0002 \end{bmatrix},$$

$$K_1 = \begin{bmatrix} -0.0000 & +0.0001 & -0.0026 \\ +0.0004 & -0.0044 & +0.0067 \\ -0.0006 & +0.0004 & -0.0035 \end{bmatrix},$$

$$K_2 = \begin{bmatrix} +0.0273 & -0.0230 & +0.0526 \end{bmatrix}.$$

با مقایسه بهره کنترل کننده های ارائه شده در این مقاله و مقادیر بیان شده در [۳۶] کاملاً مشهود است که بهره بدست آمده در این مقاله بسیار



شکل ۳: مقدار تابع لیاپانوف مربوط به مثال عددی. در زمان های ضربه مقدار تابع لیاپانوف افزایش می یابد ولی این افزایش در طول زمان بگونه ای کاهش می یابد که در کل روند نزولی را نشان می دهد. این امر تا رسیدن به کران غایی ادامه خواهد داشت.

حداقل زمان مابین دو سوئیچ متوالی $\tau_{min} = 0.35 \text{ sec}$ را برآورده می کند. همچنین در اینجا، مقادیر $r = 10$ و $u_{max} = 10$ فرض می شود. به منظور دستیابی به پارامترهای کنترل کننده معرفی شده در (۱۰)، مسأله بهینه سازی (۴۰) حل می گردد. نتایج حاصل به قرار زیر است،

$$W_1 = [0.2475 \ 2.0679], \quad W_2 = [1.7402 \ 0.2430],$$

$$\delta = 0.0164, \quad \delta' = 0.0339,$$

$$L_1 = \begin{bmatrix} +0.7022 & -0.6100 \\ -0.6100 & +0.6605 \end{bmatrix}, \quad L_2 = \begin{bmatrix} +0.4897 & -0.4254 \\ -0.4254 & +0.4606 \end{bmatrix}.$$

نتایج شبیه سازی در شکل های ۲ و ۳ نمایش داده شده اند. همانطور که مشاهده می شود در زمان سوئیچ مقدار تابع لیاپانوف ممکن است افزایش داشته باشد ولی این افزایش در طول دوره زمانی تا لحظه سوئیچ بعدی بگونه ای جبران می شود که در مجموع مقدار تابع لیاپانوف به صورت نمایی کاهش خواهد داشت.

مثال ۲: در اینجا به منظور بررسی عملکرد روش پیشنهادی بر روی یک سیستم واقعی و مقایسه آن با سایر روش های موجود در مراجع، دینامیک یک موتور DC تحریک مستقل در نظر گرفته می شود. مدل زیر دینامیک یک موتور با اینرسی سوئیچ شونده را توصیف می کند [۳۶]:

$$J_{\sigma(t)} \frac{d\omega(t)}{dt} = c_m \phi_s(t) i_r(t) - B_m \omega(t) - \eta_1(t),$$

$$L_r \frac{di_r(t)}{dt} = U_r(t) - R_r i_r(t) - c_m \phi_s(t) \omega(t) + \eta_2(t),$$

$$\frac{d\phi_s(t)}{dt} = U_s(t) - R_s \phi_s(t) + \eta_3(t),$$

که در آن $\omega(t)$ سرعت زاویه ای شفت موتور، $i_r(t)$ جریان آرمیچر، L_r و R_s به ترتیب مقاومت های اهمی مدار آرمیچر و مدار تحریک، اندوکتانس مدار آرمیچر، $\phi_s(t)$ شار تحریک، $\{J_1, J_2\} \in J_{\sigma(t)}$ و B_m به ترتیب ممان اینرسی روتور و ضریب اصطکاک چسبندگی، η_1 ، η_2 و η_3 نایقینی های مدل نشده و اغتشاشات، c_m پارامتر ثابت و $U_r(t)$ و $U_s(t)$ ولتاژ تغذیه روتور و استاتور می باشد. با انتخاب متغیرهای کمکی به صورت زیر:

$$x_1 = \omega - \omega_{ref}, \quad x_2 = i_a - I_{ref}, \quad x_3 = \phi - \phi_{ref},$$

$$u_r = U_r - U_{r,ref}, \quad u_s = U_s - U_{s,ref},$$

شکل ۵ دیده می‌شود. باید توجه داشت که مسیر حالت به سوی کران غایی همگرا شده و درون آن برای سایر زمان‌های آتی باقی می‌ماند.

حال برای نشان دادن کارایی روش پیشنهادی در مورد سیستم‌های سوئیچ ضربه‌ای، به مثال مربوط به موتور DC تحریک مستقل، پارامتر ضربه به صورت $C_1 = C_2 = \text{diag}(-1, 1, 1)$ را نیز اضافه نموده و اقدام به حل مسأله بهینه‌سازی می‌شود. پارامترهای کنترل‌کننده‌های طراحی شده عبارتند از،

$$L_1 = \begin{bmatrix} +0.0274 & +0.0004 & +0.0001 \\ +0.0004 & +0.0025 & -0.0000 \\ +0.0001 & -0.0000 & +0.0002 \end{bmatrix},$$

$$L_2 = \begin{bmatrix} +0.0274 & -0.0004 & -0.0001 \\ -0.0004 & +0.0025 & -0.0000 \\ -0.0001 & -0.0000 & +0.0002 \end{bmatrix},$$

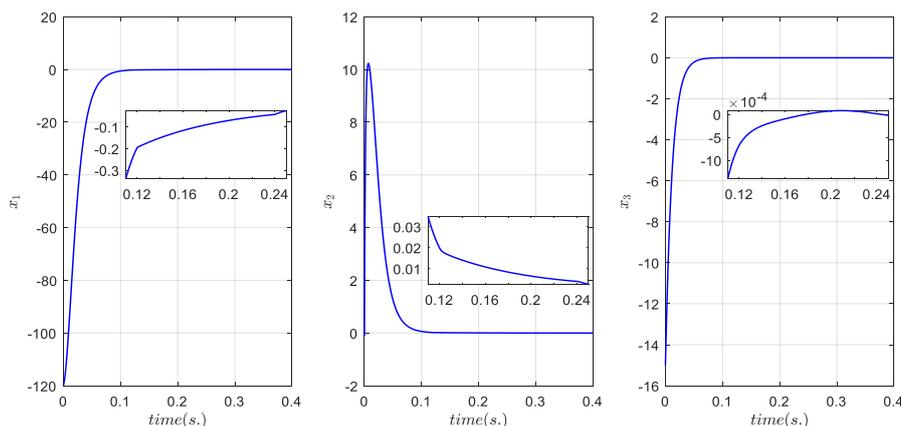
$$K_1 = \begin{bmatrix} -0.0018 & -0.0000 & +0.0002 \\ +0.0596 & -0.0077 & -0.0302 \\ -0.0013 & +0.0003 & -0.0031 \end{bmatrix},$$

$$K_2 = \begin{bmatrix} +0.0593 & -0.0151 & +0.0391 \end{bmatrix}.$$

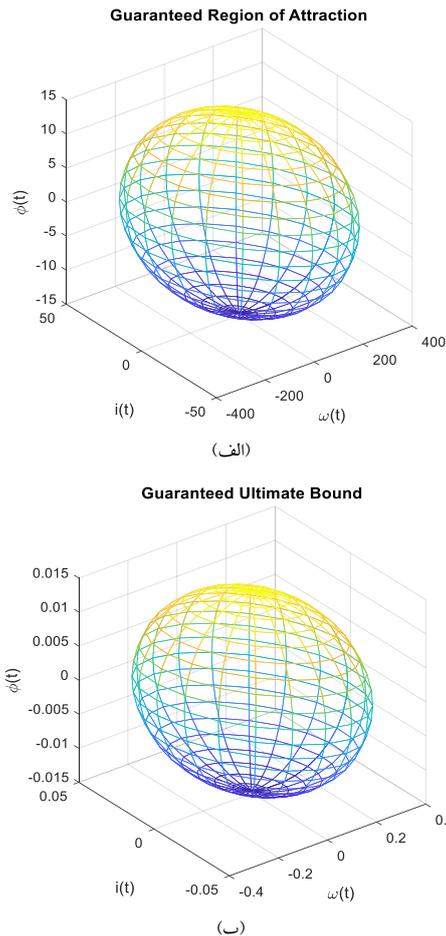
شبیه‌سازی‌ها مجدداً همگرایی به کران غایی را با وجود ضربه در متغیرهای حالت را نشان می‌دهد. همگرایی به کران غایی به ازای یک شرط اولیه و همچنین ناحیه جذب تضمین شده در شکل ۶ آورده شده است.

۵- نتیجه‌گیری

جلوگیری از اشباع محرک‌ها و به تبع آن محدود بودن نرم سیگنال کنترل یک از مسائلی است که به خوبی در حیطه سیستم‌های سوئیچ ضربه‌ای بررسی نشده است. بایستی دقت داشت که دستیابی به یک سیگنال کنترل فیدبک حالت که به صورت سراسری دارای نرم محدود باشد تقریباً غیرممکن می‌باشد. بنابراین این مقاله، پایدارسازی محلی کلاسی از سیستم‌های سوئیچ ضربه‌ای غیرخطی را مورد بررسی قرار می‌دهد که نه تنها نرم ورودی کنترل در آن محدود می‌باشد بلکه هر زیرسیستم با منابع مختلفی از ناپیچینی‌های صفر نشونده روبرو می‌باشد. برای این منظور، در ابتدا پاره‌ای از شرایط محلی را بر حسب مجموعه‌ای از توابع لیاپانوف بسته ارائه می‌دهیم که تحت این شرایط پایداری یک سیستم سوئیچ ضربه‌ای جامع‌تر را تضمین می‌کند. سپس، این شرایط به صورت مجموعه‌ای از نامساوی‌های ماتریسی خطی و دوخطی برای سیستم هدف بیان می‌گردد.

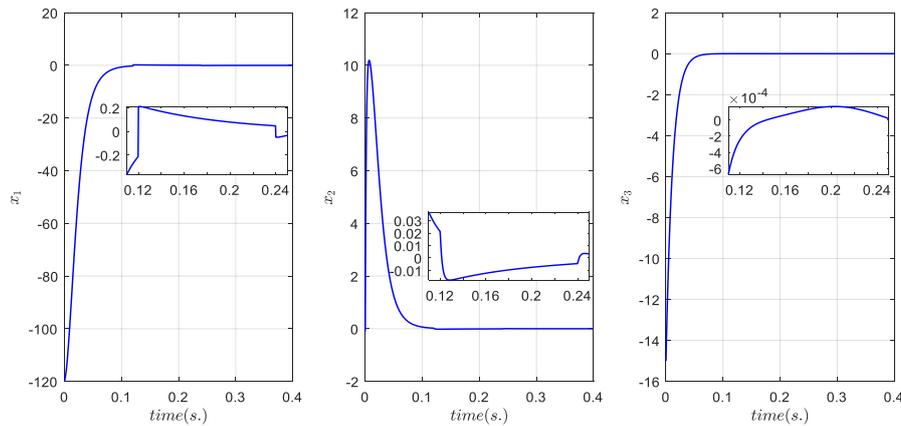


شکل ۵: همگرایی متغیرهای حالت به کران غایی به ازای یک شرط اولیه برای موتور DC تحریک مستقل بدون وجود ضربه.



شکل ۴: (الف) ناحیه جذب تضمین شده و (ب) کران غایی تضمین شده برای حالتی که هیچ یک از متغیرهای حالت دچار جهش نشوند.

کوچک‌تر است که به معنای این است که فضای جذب که درون آن سیگنال کنترل دارای نرم محدود تعیین شده است به مراتب از فضای جذب در وسیع‌تر خواهد بود. فضای همگرایی و کران غایی بدست آمده در این مقاله در شکل ۴ نشان داده شده است. همچنین همگرایی مسیر حالت به کران غایی به ازای شرط اولیه $x(0) = (-120 \quad -0.1 \quad -15)^T$ در

شکل ۶: همگرایی مسیرهای حالت به سوی کران غایی با وجود ضربه در متغیر حالت x_1

- [6] M. Posa, M. Tobenkin, R. Tedrake, Stability Analysis and Control of Rigid-Body Systems with Impacts and Friction, IEEE Trans. Automat. Contr. (2015) 1423–1437.
- [7] Z.-G. Wu, P. Shi, H. Su, J. Chu, Sampled-Data Fuzzy Control of Chaotic Systems Based on a T-S Fuzzy Model, IEEE Trans. Fuzzy Syst. 22 (2014) 153–163.
- [8] X. Wan, J. Sun, Adaptive-impulsive synchronization of chaotic systems, Math. Comput. Simul. 81 (2011) 1609–1617.
- [9] T. Fang, J. Sun, Stability of complex-valued impulsive and switching system and application to the Lü system, Nonlinear Anal. Hybrid Syst. 14 (2014) 38–46.
- [۱۰] ملا احمدیان کاسب حامد، کریم پور علی، پریز ناصر، سیستم های تکه ای خطی تبار مستقیم: کلاس جدیدی از سیستم های هایبرید با دینامیک های خطی تبار و مرزهای کلیدزنی قابل تنظیم. مجله کنترل. ۱۳۹۱؛ ۶(۱): ۲۹–۲۱.
- [11] Zhi-Hong Guan, D.J. Hill, Xuemin Shen, On hybrid impulsive and switching systems and application to nonlinear control, IEEE Trans. Automat. Contr. 50 (2005) 1058–1062.
- [12] W.M. Haddad, V. Chellaboina, S.G. Nersesov, Impulsive and Hybrid Dynamical Systems: Stability, Dissipativity, and Control, Princeton University Press, 2006.
- [13] H. Lin, P.J. Antsaklis, Stability and Stabilizability of Switched Linear Systems: A Survey of Recent Results, IEEE Trans. Automat. Contr. 54 (2009) 308–322.
- [14] F. Xu, L. Dong, D. Wang, X. Li, R. Rakkiyappan, Globally exponential stability of nonlinear impulsive switched systems, Math. Notes. 97 (2015) 803–810.
- [15] H. Xu, K.L. Teo, Exponential Stability With L_2 -Gain Condition of Nonlinear Impulsive Switched Systems, IEEE Trans. Automat. Contr. 55 (2010) 2429–2433.
- [16] Y. Chen, S. Fei, K. Zhang, Stabilization of impulsive switched linear systems with saturated control input, Nonlinear Dyn. 69 (2012) 793–804.

[۱۷] اقرزاده کوهبنانی محمد علی، قیصری جعفر، عسکری جواد، مجیری

محسن. پایدارسازی مقاوم سیستم های سوئیچینگ خطی با استفاده از

فیدبک حالت مبتنی بر رویتگر و سیگنال سوئیچ با حداقل زمان اقامت

مشخص. مجله کنترل. ۱۳۹۳؛ ۸(۴): ۵۵–۶۴.

- [18] Y. Tian, Y. Cai, Y. Sun, H. Gao, Finite-time stability for impulsive switched delay systems with nonlinear disturbances, J. Franklin Inst. 353 (2016) 3578–3594.
- [19] S. Li, Z. Xiang, Stability and L_1 -gain control for positive impulsive switched systems with mixed time-varying delays, IMA J. Math. Control Inf. (2016) dnw030.
- [20] Y. Yang, G. Chen, Finite-time stability of fractional order impulsive switched systems, Int. J. Robust Nonlinear Control. 25 (2014) 2207–2222.
- [21] G. Zong, Q. Wang, Robust resilient control for impulsive switched systems under asynchronous switching, Int. J. Comput. Math. 92 (2015) 1143–1159.

جنبه های مختلف روش بیان شده در این مقاله به قرار زیر است. (الف) شرایط بیان شده کافی است به صورت محلی برقرار باشند که نسبت به قضایایی که شرایط را سراسری در نظر می گیرند، شانس یافتن توابع لیاپانوف مناسب و در نتیجه سیگنال کنترل پایدارساز را افزایش می دهد. (ب) انواع مختلفی از نایقینی های خطی و غیرخطی صفر نشونده در این روش در نظر گرفته شده است. (ج) روش ارائه شده از تکنیک توابع لیاپانوف چندگانه بهره می گیرد که مراتب نسبت به تکنیک تابع لیاپانوف مشترک کارایی بالاتری دارد. (د) برخلاف تکنیک های رایج توابع لیاپانوف چندگانه، در روش ارائه شده همگرایی به یک کران غایی منظور شده است. (ه) به منظور دستیابی به پارامترهای سیگنال کنترل، یک مسأله بهینه سازی معرفی می شود که در آن محدودیت های مسأله به صورت نامساوی های ماتریسی خطی و دوخطی می باشند. با حل این مسأله، ضمن تضمین محدود بودن نرم سیگنال کنترل می توان به حداکثر ناحیه همگرایی و حداقل کران غایی دست یافت.

به عنوان گام بعدی در این پژوهش، امید است که بتوان مسأله بهینه سازی را برای رسیدن به سیگنال پایدارساز برای سایر انواع دینامیک های غیرخطی، نایقینی ها و توابع جهش بازنویسی نمود. علاوه بر این، امیدواریم که بتوانیم از روش های رایانش نرم برای تعیین پارامترهای بهینه مسأله معرفی شده بهره بگیریم.

مراجع

- [1] R. Shi, X. Jiang, L. Chen, The effect of impulsive vaccination on an SIR epidemic model, Appl. Math. Comput. 212 (2009) 305–311.
- [2] X.-M. Sun, W. Wang, Integral input-to-state stability for hybrid delayed systems with unstable continuous dynamics, Automatica. 48 (2012) 2359–2364.
- [3] G. Pang, Z. Liang, W. Xu, L. Li, G. Fu, A Pest Management Model with Stage Structure and Impulsive State Feedback Control, Discret. Dyn. Nat. Soc. 2015 (2015) 1–12.
- [4] J. Jiao, S. Cai, L. Chen, Dynamics of a plankton-nutrient chemostat model with hibernation and it described by impulsive switched systems, J. Appl. Math. Comput. 53 (2017) 583–598.
- [5] A.D. Ames, K. Galloway, K. Sreenath, J.W. Grizzle, Rapidly Exponentially Stabilizing Control Lyapunov Functions and Hybrid Zero Dynamics, IEEE Trans. Automat. Contr. 59 (2014) 876–891.

- [22] G. Feng, J. Cao, Stability analysis of impulsive switched singular systems, *IET Control Theory Appl.* 9 (2015) 863–870.
- [۲۳] اعظم بالغی نصراله، شفیعی محمد حسین. تحلیل پایداری سیستم‌های سوئیچ‌شونده خطی گسسته‌زمان با در نظر گرفتن تاخیر زمانی و عدم قطعیت پارامتری. *مجله کنترل*. ۱۳۹۴؛ ۹ (۴): ۷۷–۸۵.
- [24] X. Zhao, P. Shi, Y. Yin, S.K. Nguang, New Results on Stability of Slowly Switched Systems: A Multiple Discontinuous Lyapunov Function Approach, *IEEE Trans. Automat. Contr.* 62 (2017) 3502–3509.
- [25] B. Wang, H. Zhang, G. Wang, C. Dang, S. Zhong, Asynchronous control of discrete-time impulsive switched systems with mode-dependent average dwell time, *ISA Trans.* 53 (2014) 367–372.
- [26] X. Zhao, L. Zhang, P. Shi, M. Liu, Stability and Stabilization of Switched Linear Systems With Mode-Dependent Average Dwell Time, *IEEE Trans. Automat. Contr.* 57 (2012) 1809–1815.
- [27] M.S. Branicky, Multiple Lyapunov functions and other analysis tools for switched and hybrid systems, *IEEE Trans. Automat. Contr.* 43 (1998) 475–482.
- [28] Hui Ye, A.N. Michel, Ling Hou, Stability theory for hybrid dynamical systems, *IEEE Trans. Automat. Contr.* 43 (1998) 461–474.
- [29] W. Xiang, J. Xiao, Stabilization of switched continuous-time systems with all modes unstable via dwell time switching, *Automatica*. 50 (2014) 940–945.
- [30] X. Xie, H. Xu, R. Zhang, Exponential Stabilization of Impulsive Switched Systems with Time Delays Using Guaranteed Cost Control, *Abstr. Appl. Anal.* 2014 (2014) 1–8.
- [31] L. Gao, D. Wang, Input-to-state stability and integral input-to-state stability for impulsive switched systems with time-delay under asynchronous switching, *Nonlinear Anal. Hybrid Syst.* 20 (2016) 55–71.
- [32] P. Li, J. Lam, K.C. Cheung, Stability, stabilization and L2-gain analysis of periodic piecewise linear systems, *Automatica*. 61 (2015) 218–226.
- [33] L. Lu, Z. Lin, Design of Switched Linear Systems in the Presence of Actuator Saturation, *IEEE Trans. Automat. Contr.* 53 (2008) 1536–1542.
- [34] A. Benzaouia, O. Akhrif, L. Saydy, Stabilisation and control synthesis of switching systems subject to actuator saturation, *Int. J. Syst. Sci.* 41 (2010) 397–409.
- [35] W. Ni, D. Cheng, Control of switched linear systems with input saturation, *Int. J. Syst. Sci.* 41 (2010) 1057–1065.
- [36] A. Poznyak, A. Polyakov, V. Azhmyakov, *Attractive Ellipsoids in Robust Control*, Springer International Publishing, Cham, 2014.
- [37] H. Yang, B. Jiang, J. Zhao, On Finite-Time Stability of Cyclic Switched Nonlinear Systems, *IEEE Trans. Automat. Contr.* 60 (2015) 2201–2206.
- [38] M. Kocvara, M. Stingl, PENNON: Software for Linear and Nonlinear Matrix Inequalities, in: M.F. Anjos, J.B. Lasserre (Eds.), *Handb. Semidefinite, Conic Polynomial Optim.*, Springer US, 2012: pp. 755–791.
- [39] X. Liao, G. Chen, E.N. Sanchez, Delay-dependent exponential stability analysis of delayed neural networks: an LMI approach, *Neural Networks*. 15 (2002) 855–866.
- [40] L. V. Hien, V.N. Phat, Exponential stabilization for a class of hybrid systems with mixed delays in state and control, *Nonlinear Anal. Hybrid Syst.* 3 (2009) 259–265.
- [41] K. Derinkuyu, M.Ç. Pinar, On the S-procedure and Some Variants, *Math. Methods Oper. Res.* 64 (2006) 55–77.

کنترل اجماع توزیع شده تطبیقی برای دسته‌ای از سیستم‌های چندعاملی غیرخطی نامعین و ناهمگون

مائه تاج^۱، مریم شهرياري کاهکشي^۲

^۱ فارغ‌التحصیل کارشناسی ارشد مهندسی برق، گروه کنترل، دانشگاه شهرکرد، taj@stu.sku.ac.ir

^۲ استادیار دانشکده فنی و مهندسی، گروه کنترل، دانشگاه شهرکرد، m.shahriarikahkeshi@ec.iut.ac.ir

پذیرش: ۱۳۹۷/۰۳/۹

ویرایش: ۱۳۹۶/۰۷/۱۸

دریافت: ۱۳۹۶/۰۴/۳۰

چکیده: این مقاله، به طراحی کنترل اجماع توزیع شده برای دسته‌ای از سیستم‌های چندعاملی غیرخطی نامعین به فرم اکیداً فیدبک پرداخته است. ارتباط بین عامل‌ها توسط یک گراف جهت‌دار توصیف شده است. شبکه‌های عصبی با توابع پایه شعاعی برای تقریب دینامیک نامعین و ناهمگون عامل‌های پیرو و اثر عوامل مجاور هر عامل در سیستم چندعاملی مورد استفاده قرار گرفته است. سپس، روش پیشنهادی براساس روش کنترل سطح دینامیکی ارائه شده است. تحلیل پایداری سیستم حلقه بسته نشان می‌دهد که تمام سیگنال‌های سیستم حلقه بسته نهایتاً به صورت یکنواخت کران‌دار هستند. روش پیشنهادی ضمن حل مسئله اجماع در سیستم‌های چندعاملی با دینامیک نامعین، معضل انفجار جملات را نیز برطرف نموده است. نتایج شبیه‌سازی روش پیشنهادی بر روی دسته‌ای از ربات‌های تک‌محوری با دینامیک نامعین متشکل از چهار عامل پیرو و یک عامل راهبر ارائه شدند. نتایج ارائه شده کارایی روش پیشنهادی را تأیید می‌نمایند.

کلمات کلیدی: سیستم‌های چندعاملی، کنترل توزیع شده، شبکه عصبی با توابع پایه شعاعی.

Adaptive Distributed Consensus Control for a Class of Heterogeneous and Uncertain Nonlinear Multi-Agent Systems

Maedeh Taj, Maryam Shahriari-kahkeshi

Abstract: This paper has been devoted to the design of a distributed consensus control for a class of uncertain nonlinear multi-agent systems in the strict-feedback form. The communication between the agents has been described by a directed graph. Radial-basis function neural networks have been used for the approximation of the uncertain and heterogeneous dynamics of the followers as well as the effect of the neighbors of each agent in the multi-agent system. Then, the proposed scheme based on the dynamic surface control approach has been presented. Stability analysis of the closed-loop system shows that all the signals of the closed-loop system are uniformly ultimately bounded. The proposed scheme solves the consensus problem in the multi-agent systems with uncertain dynamics and avoids the "explosion of complexity" problem. The simulation results of the proposed approach are presented on a group of single-link robots with uncertain dynamics including four followers and one leader. The presented results verify the effectiveness of the proposed method.

Keywords: Multi-agent systems, Distributed control, Radial-basis function neural networks.

۱- مقدمه

در سال‌های اخیر کنترل سیستم‌های چندعاملی به دلیل کاربرد وسیع آن‌ها در سیستم‌های نظمی و غیرنظامی توجه بسیاری از محققان را به خود جلب کرده است [۱-۳]. موضوعات مورد مطالعه در سیستم‌های چندعاملی شامل مسئله اجماع [۴]، کنترل مشارکتی [۵]، کنترل بهینه توزیع شده [۶]، کنترل شکل‌دهی [۷] و غیره می‌باشد که بر روی سیستم‌هایی با دینامیک خطی [۸] و غیرخطی [۹] به کار گرفته شده است. کنترل سیستم‌های چندعاملی در دو حالت با راهبر و بی‌راهبر انجام می‌گیرد که در حالت با راهبر، هدف اصلی ردیابی مسیر مطلوب تولید شده توسط راهبر می‌باشد. راهبر در سیستم‌های چندعاملی، عامل یا عواملی است که به صورت فردی یا گروهی وظیفه راهبری را برعهده دارند. اطلاعات عامل راهبر تنها برای عوامل پیرو که با آن در ارتباط مستقیم هستند قابل دسترسی می‌باشد. در مقابل، در حالت بی‌راهبر، هدف هدایت عوامل به یک مقدار مشترک از پیش تعیین نشده می‌باشد که به طور کلی تابعی از حالت‌های اولیه عوامل در شبکه است.

از آنجایی که بسیاری از سیستم‌های فیزیکی ذاتاً دارای خاصیت غیرخطی بوده و اغلب شامل دینامیک‌های مدل نشده و نامعین می‌باشند و از طرفی دستیابی به اهداف کنترل در سیستم‌های غیرخطی با دینامیک غیرخطی و نامعین کار بسیار دشواری است، از این رو کنترل سیستم‌های چندعاملی غیرخطی با دینامیک نامعین حائز اهمیت است. یکی از روش‌های کنترل سیستم‌های چندعاملی براساس استفاده از تقریب‌زن‌های سراسری می‌باشد که در این روش از تقریب‌زن‌هایی نظیر سیستم‌های فازی [۱۰] و شبکه‌های عصبی [۱۱، ۱۲] برای تقریب دینامیک نامعین سیستم استفاده می‌شود و کنترل کننده براساس مدل به دست آمده طراحی می‌گردد.

کنترل مد لغزشی و روش بازگشت به عقب از جمله روش‌های کنترل مقاوم تطبیقی مرسوم محسوب می‌شوند که از آن‌ها برای کنترل عوامل سیستم‌های چندعاملی بهره گرفته شده است. در [۱۳] کنترل ردیابی مشارکتی تطبیقی مبتنی بر شبکه‌های عصبی و روش کنترل مد لغزشی برای سیستم‌های غیرخطی آئین مرتبه بالا با فرض نامعین بودن دینامیک عامل‌ها ارائه شد. هم‌چنین، در [۱۴] روش کنترل تطبیقی مبتنی بر روش کنترل مد لغزشی و روش بازگشت به عقب برای کنترل سیستم‌های چندعاملی راهبر- پیرو مطالعه شد.

کنترل ردیابی اجماع توزیع شده برای سیستم‌های چندعاملی غیرخطی مرتبه دوم در [۱۵، ۱۶] مورد بررسی قرار گرفته است که در هر دو آن‌ها شبکه‌های عصبی برای تقریب دینامیک نامعین به کار برده شده است. هم‌چنین، در [۱۷، ۱۸] کنترل ردیابی اجماع توزیع شده برای سیستم‌های چندعاملی غیرخطی مرتبه بالا به روش بازگشت به عقب مطالعه شد.

به منظور کاهش حجم محاسبات در [۱۹، ۲۰] از روش بازگشت به عقب فیلتر شده برای کنترل اجماع توزیع شده سیستم‌های چندعاملی غیرخطی به فرم اکیداً فیدبک و تحت گراف جهت‌دار استفاده شد که در آن‌ها از شبکه عصبی برای تقریب دینامیک نامعین هر عامل بکار رفته است.

هرچند روش بازگشت به عقب یکی از روش‌های کنترل مقاوم می‌باشد و همانند روش مد لغزشی در حضور اغتشاش و نامعینی‌های پارامتری عملکرد مقاوم دارد اما به دلیل ایجاد مشتقات مکرر تابع در طراحی قوانین کنترل واقعی و مجازی از معضل انفجار جملات رنج می‌برد. یک راه حل برای رفع این معضل، استفاده از روش کنترل سطح دینامیکی است. در این روش، برای جلوگیری از ایجاد مشتقات متوالی تابع در طراحی کنترل کننده، ورودی کنترل مجازی از یک فیلتر پایین گذر مرتبه اول عبور نموده و یک متغیر حالت جدید ایجاد می‌گردد. مسئله کنترل ردیابی اجماع توزیع شده تطبیقی مبتنی بر روش کنترل سطح دینامیکی برای دسته‌ای از سیستم‌های غیرخطی به فرم فیدبک خالص در [۲۱، ۲۲] مطالعه شد. هم‌چنین در [۲۳، ۲۴]، مسئله کنترل اجماع توزیع شده بر روی دسته‌ای از سیستم‌های چندعاملی به فرم اکیداً فیدبک با دینامیک غیرخطی و نامعین بررسی شد که در [۲۳] از رؤیت گر مرتبه کاهش یافته و در [۲۴] از مزایای شبکه عصبی برای تقریب دینامیک نامعین عوامل پیرو استفاده شده است. با بررسی دقیق تر می‌توان گفت، مطالعات اخیر بر روی سیستم‌هایی با بهره‌های کنترلی واحد صورت گرفته است و روش‌های پیشنهادی امکان کنترل سیستم‌های اکیداً فیدبک با بهره‌های کنترلی ثابت (غیر ۱) را ندارند.

در این مقاله، یک روش اجماع تطبیقی توزیع شده مبتنی بر روش کنترل سطح دینامیکی و شبکه‌های عصبی با توابع پایه شعاعی برای دسته‌ای از سیستم‌های چندعاملی غیرخطی با دینامیک نامعین و ناهمگون ارائه می‌شود. ارتباط بین عامل‌ها توسط گراف جهت‌دار توصیف شده است. خروجی عامل راهبر تنها در دسترس برخی از عوامل پیرو می‌باشد و هر عامل پیرو نیز تنها به اطلاعات خروجی برخی از عوامل مجاور خود دسترسی دارد. برخلاف روش‌های موجود که بهره‌های کنترلی را واحد فرض می‌کنند، در این مقاله، بهره‌های کنترل مجازی و واقعی عامل راهبر و عوامل پیرو ثابت‌های معین و غیر صفر می‌باشند. در روش پیشنهادی، شبکه‌های عصبی با توابع پایه شعاعی برای تقریب دینامیک نامعین و ناهمگون هر عامل پیرو و اثر عوامل مجاور آن، پیشنهاد می‌گردد. سپس، روش کنترل سطح دینامیکی توزیع شده با بکارگیری تقریب‌های ارائه شده، طراحی می‌گردد. هم‌چنین، قوانین تطبیقی برای بروزرسانی پارامترهای وزن شبکه پیشنهاد می‌شوند. تحلیل پایداری روش پیشنهادی نشان می‌دهد که سیگنال‌های سیستم حلقه بسته نهایتاً به صورت یکنواخت کراندار هستند. به علاوه، روش پیشنهادی معضل انفجار جملات را که متداول‌ترین محدودیت روش کنترل بازگشت به عقب است را نیز برطرف می‌نماید. هم‌چنین، قادر است دینامیک نامعین عامل‌ها و اثر عوامل مجاور آن‌ها را به صورت برخط و بدون نیاز به هیچ نوع دانش اولیه و با آموزش برون‌خط مدل‌سازی نماید. به علاوه، روش پیشنهادی هیچ نوع محدودیتی بر روی گراف توصیف کننده سیستم ندارد و عملکرد آن مستقل از ایجاد هر گونه تغییر در توپولوژی ارتباطات جهت‌دار عامل‌ها می‌باشد.

نشان‌دهنده توابع هموار نامعین و بهره‌های کنترلی سیستم هستند. هم‌چنین، دینامیک عامل راهبر به صورت زیر توصیف می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{0,1} &= g_{0,1}x_{0,2} \\ \dot{x}_{0,2} &= g_{0,2}x_{0,3} \\ &\vdots \\ \dot{x}_{0,n} &= g_{0,n}u_0 + f_{0,n}(x_{0,1}, x_{0,2}, \dots, x_{0,n}) \\ y_0 &= x_{0,1} \end{aligned} \quad (2)$$

که در آن $x_{0,1}$ ، $x_{0,2}$ و ... و $x_{0,n}$ متغیرهای حالت راهبر، u_0 ورودی کنترلی آن، $f_{0,n}(\cdot)$ تابع هموار معین و $g_{0,j}$ به ازای $j = 1, \dots, n$ بهره‌های کنترلی متناظر با آن می‌باشند.

هدف این مقاله، ارائه یک روش تطبیقی مبتنی بر کنترل سطح دینامیکی و شبکه‌های عصبی با توابع پایه شعاعی برای کنترل اجماع توزیع شده دسته‌ای از سیستم‌های چندعاملی می‌باشد به نحوی که: (۱) خروجی عوامل پیرو (y_i) بتوانند مسیر خروجی عامل راهبر (y_0) را دنبال نمایند، (۲) سیگنال‌های سیستم حلقه بسته، نهایتاً به صورت یکنواخت کران‌دار باقی بمانند و (۳) خطای ردیابی را بتوان با انتخاب مناسب پارامترهای طراحی کوچک نمود.

قبل از ارائه روش پیشنهادی فرضیات زیر مطرح می‌شوند:

فرض ۱: خروجی عامل راهبر (y_0) یک تابع هموار نسبت به t می‌باشد و نیز \dot{y}_0 ، \ddot{y}_0 در دسترس بوده و کران‌دار هستند، به عبارت دیگر به ازای هر ثابت مثبت B_0 مجموعه Π وجود دارد به نحوی که $\Pi = \{(y_0, \dot{y}_0, \ddot{y}_0) : y_0^2 + \dot{y}_0^2 + \ddot{y}_0^2 \leq B_0\}$ [۲۵].

فرض ۲: دینامیک عوامل پیرو ناهمگون فرض می‌شود، بنابراین $f_{i,1} \neq f_{i,2} \neq \dots \neq f_{i,j}$ به ازای $i = 1, \dots, N$ و $j = 1, \dots, n$ خواهد بود.

در ادامه، ابتدا تئوری گراف برای توصیف ارتباط عامل‌ها در سیستم چندعاملی توصیف می‌شود.

۲-۲- تئوری گراف

گراف جهت‌دار $G = \{v, E, A\}$ که شامل مجموعه رأس ناتهی $v = \{v_1, \dots, v_N\}$ ، مجموعه یال $E \subseteq \{(v_i, v_j) : v_i, v_j \in v\}$ و ماتریس مجاورت وزن $A = [a_{ij}] \in R^{N \times N}$ با المان‌های غیر منفی است، برای توصیف چگونگی ارتباط بین عامل‌های سیستم چندعاملی بکار رفته است. هر عامل در این گراف با یک رأس مدل می‌شود. در صورتی که i امین عامل توانایی دریافت اطلاعات از j امین عامل را دارا باشد، بین رأس‌های متناظر با این عامل‌ها یال تعریف می‌شود که در آن در این توصیف به ازای $(v_j, v_i) \in E$ آنگاه $a_{ij} > 1$ و در غیر این صورت $a_{ij} = 0$ خواهد بود. ماتریس لاپلاسیان گراف G را می‌توان به صورت $L = [l_{ij}] = D - A \in R^{N \times N}$ تعریف کرد که در آن $d_i = \sum_{j=1}^N a_{ij}$ و $D = \text{diag}(d_1, \dots, d_N) \in R^{N \times N}$ است.

مقایسه روش پیشنهادی در این مقاله با روش ارائه شده در [۲۱] و [۲۴] نشان می‌دهد که: (۱) روش پیشنهادی در این مقاله، اجماع در سیستم‌های چندعاملی غیرخطی به فرم اکیداً فیدبک با بهره‌های کنترلی غیر ۱ را بررسی نموده‌است، در حالی که، روش ارائه شده در [۲۱]، سیستم‌های چندعاملی غیرخطی به فرم فیدبک خالص و در [۲۴]، سیستم‌های چندعاملی غیرخطی با بهره‌های کنترلی واحد را مطالعه نموده‌است. (۲) قوانین کنترل مجازی و واقعی پیشنهادی در این مقاله ساده‌تر از قوانین پیشنهاد شده در [۲۱] و [۲۴] می‌باشد. بنابراین، تحلیل پایداری سیستم به روش پیشنهادی ساده‌تر است و امکان کوچک نمودن خطای ردیابی با انتخاب مناسب پارامترهای طراحی تا حد زیادی فراهم شده‌است. (۳) در روش پیشنهادی، تقریب‌زن تطبیقی تنها برای مدل‌سازی دینامیک نامعین هر عامل و اثر عوامل مجاور آن پیشنهاد می‌شود و این متفاوت از روش ارائه شده در مقالات [۲۱] و [۲۴] می‌باشد. بنابراین، تعداد ورودی‌های تقریب‌زن در روش پیشنهادی، کمتر از تعداد ورودی‌های آن در روش‌های ارائه شده در [۲۱] و [۲۴] می‌باشد که این امر باعث کاهش حجم محاسبات برخط و در نتیجه کوچک‌تر شدن ابعاد تقریب‌زن گردیده است.

مقاله پیش‌رو شامل شش بخش می‌باشد. در بخش دوم به بیان مسئله، توصیف گراف جهت نمایش ارتباط بین عامل‌ها در سیستم‌های چندعاملی و توصیف شبکه‌های عصبی با توابع پایه شعاعی پرداخته شده است. در بخش سوم روند طراحی کنترل‌کننده پیشنهادی ارائه شده و در بخش چهارم پایداری آن مورد بررسی قرار گرفته است. بخش پنجم به ارائه نتایج شبیه‌سازی برای ارزیابی عملکرد روش پیشنهادی پرداخته است. در انتها در بخش ششم نتیجه‌گیری مقاله آورده شده است.

۲- بیان مسئله و مفاهیم نظری

در این بخش به معرفی سیستم مورد مطالعه و هم‌چنین، مفاهیمی از تئوری گراف و شبکه‌های عصبی با توابع پایه شعاعی پرداخته شده است.

۲-۱- بیان مسئله

یک سیستم چندعاملی غیرخطی ناهمگون نامعین به فرم اکیداً فیدبک که متشکل از یک عامل راهبر و N عامل پیرو می‌باشد را در نظر بگیرید که دینامیک پیروهای آن به صورت زیر توصیف می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{i,1} &= g_{i,1}x_{i,2} + f_{i,1}(x_{i,1}) \\ \dot{x}_{i,2} &= g_{i,2}x_{i,3} + f_{i,2}(x_{i,1}, x_{i,2}) \\ &\vdots \\ \dot{x}_{i,n} &= g_{i,n}u_i + f_{i,n}(x_{i,1}, x_{i,2}, \dots, x_{i,n}) \\ y_i &= x_{i,1} \end{aligned} \quad (1)$$

که در آن $x_{i,1}$ ، $x_{i,2}$ و ... و $x_{i,n}$ متغیرهای حالت پیرو i ام، u_i به ورودی کنترلی آن و y_i به خروجی متناظر با آن اشاره می‌کند. هم‌چنین، $f_{i,j}(\cdot) \neq 0$ و $g_{i,j}(\cdot) \neq 0$ به ازای $i = 1, \dots, N$ و $j = 1, \dots, n$ به ترتیب

مستقل از پارامترهای وزن ایده آل و کران نرم آنها می‌باشد و صرفاً به تخمین بردار وزن ایده آل شبکه وابسته است.

۳- طراحی کنترل سطح دینامیکی توزیع شده

پیشنهادی

در این بخش، کنترل کننده سطح دینامیکی توزیع شده پیشنهادی برای سیستم‌های چندعاملی غیرخطی ناهمگون به فرم اکیداً فیدبک در (۱) تحت گراف جهت‌دار G طراحی می‌گردد. روش طراحی شامل n مرحله می‌باشد که از مرحله ۱ تا $n-1$ ، ورودی‌های کنترل مجازی $(\alpha_{i,j+1}, j=1, \dots, n-1)$ طراحی شده و سپس در مرحله n ام، ورودی کنترل توزیع شده u_i طراحی می‌شود. مراحل طراحی کنترل کننده پیشنهادی عبارت است از:

گام ۱: سطح خطای اول برای پیرو i ام به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$s_{i,1} = \sum_{k \in N} a_{ik}(y_i - y_k) + b_i(y_i - y_0) \quad (6)$$

با توجه به تعریف d_i رابطه (۶) را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$s_{i,1} = (d_i + b_i)y_i - \sum_{k \in N} a_{ik} y_k - b_i y_0 \quad (7)$$

که در آن N نشان دهنده تعداد کل عوامل مجاور با عامل i ام می‌باشد و ترم $\sum_{k \in N} a_{ik} y_k$ اثر عامل‌های مجاور را بر روی سطح خطای عامل i ام مدل می‌کند.

با مشتق‌گیری از (۷) نسبت به زمان و جایگذاری (۱) در آن، داریم:

$$\dot{s}_{i,1} = (d_i + b_i)(g_{i,1}x_{i,2} + f_{i,1}) - \sum_{k \in N} a_{ik}(g_{k,1}x_{k,2} + f_{k,1}) - b_i \dot{y}_0 \quad (8)$$

ورودی کنترل مجازی برای پایدارسازی دینامیک (۸) به صورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$\alpha_{i,2}^* = \frac{1}{(d_i + b_i)g_{i,1}} \left(-(d_i + b_i)f_{i,1} + \sum_{k \in N} a_{ik}(g_{k,1}x_{k,2} + f_{k,1}) + b_i \dot{y}_0 \right) - c_{i,1} s_{i,1} \quad (9)$$

که در آن $c_{i,1} > 0$ پارامتر طراحی، $f_{k,1}$ به ازای $k \in N$ نشان دهنده دینامیک نامعین پیروهای مجاور با پیرو i ام می‌باشد. از آنجایی که دینامیک پیرو i ام $(f_{i,1})$ و دینامیک پیروهای مجاور آن $(f_{k,1}, k \in N)$ در (۹) نامعین می‌باشد امکان پیاده‌سازی ورودی کنترل مجازی $\alpha_{i,2}^*$ وجود ندارد.

برای حل این مسئله، ترم $\Gamma_{i,1}(z_{i,1})$ به صورت

$$\Gamma_{i,1}(z_{i,1}) = f_{i,1}(x_{i,1}) - \frac{1}{(d_i + b_i)} \sum_{k \in N} a_{ik} f_{k,1}(x_{k,1})$$

از زیرگراف $\bar{G} = \{\bar{v}, \bar{E}, \bar{A}\}$ که شامل مجموعه رأس‌های $\bar{v} = \{v_0, \dots, v_N\}$ می‌باشد برای نشان دادن ارتباط بین عامل راهبر و N عامل پیرو استفاده می‌شود. همچنین، ماتریس قطری $B = \text{diag}(b_1, \dots, b_N) \in R^{N \times N}$ به عنوان ماتریس مجاور راهبر به گونه‌ای تعریف می‌شود که بتواند ارتباط بین عامل i ام را با عامل راهبر توصیف کند. به ازای $(v_0, v_i) \in \bar{E}$ ، آنگاه $b_i > 1$ و در غیر این صورت $b_i = 0$ خواهد بود. ماتریس لاپلاس زیر گراف \bar{G} به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\bar{L} = \begin{bmatrix} 0 & 0_{1 \times N} \\ -b_{N \times 1} & L_{N \times N} \end{bmatrix} \quad (3)$$

یک مسیر جهت‌دار در گراف G ، مسیری است که در آن از رأس i به رأس j رشته‌ای از رأس‌ها وجود داشته باشد که در آن با رأس i شروع و در رأس j پایان یابد، به گونه‌ای که رأس‌های متوالی میانی به صورت $(i, p), (p, q), \dots, (r, j)$ مجاور باشند. یک گراف جهت‌دار قویاً همبندگرافی است که برای هر زوج مرتب از رأس‌های متفاوت به صورت (i, j) ، مسیر جهت‌داری از رأس i به رأس j وجود داشته باشد [۲۶].

۳-۲- شبکه‌های عصبی با توابع پایه شعاعی

شبکه‌های عصبی با توابع پایه شعاعی به دلیل دارا بودن خاصیت تقریب‌زنی سراسری، برای مدل‌سازی توابع غیرخطی نامعین مورد توجه قرار گرفته‌اند. اگر $\Gamma(z)$ تابع هموار پیوسته‌ای در مجموعه $\Omega \subset R$ تعریف شده باشد، آنگاه به ازای هر ثابت مثبت $\varepsilon > 0$ شبکه عصبی به فرم $w^* \zeta^T(z)$ به گونه‌ای وجود دارد که [۲۷]:

$$\sup_{z \in \Omega} |\Gamma(z) - w^* \zeta^T(z)| \leq \varepsilon \quad (4)$$

که در آن $w^* = [w_1, \dots, w_N]^T \in R^N$ نشان دهنده بردار وزن ثابت ایده آل در لایه خروجی شبکه و $\zeta(z) = [\zeta_1(z), \dots, \zeta_N(z)]^T \in R^N$ معین با تعداد گره $N > 1$ می‌باشد. تابع پایه $\zeta_i(z)$ به صورت تابع گوسی به فرم زیر انتخاب می‌شود:

$$\zeta_i(z) = \exp \left[-\frac{(z - \mu_i)^T (z - \mu_i)}{\eta_i^2} \right], i = 1, \dots, N \quad (5)$$

که در آن $\mu_i = [\mu_{i1}, \dots, \mu_{in}]^T$ و $\eta_i > 0$ به ترتیب نشان دهنده بردار مرکز و پهنای تابع گوسی می‌باشند.

فرض ۳: بردار پارامترهای وزن ایده آل شبکه دارای نرم کران‌دار می‌باشند، به عبارت دیگر، $\|w_i\| \leq \bar{w}_i$ که در آن \bar{w} یک ثابت مثبت می‌باشد.

تکته ۱: بردار وزن ایده آل شبکه و نرم آن، تنها برای تحلیل پایداری کنترل کننده پیشنهادی به کار می‌روند و طراحی کنترل کننده

می‌شود که در آن $z_{i,j} = [x_{i,1}, x_{i,2}, \dots, x_{i,j}]^T$ می‌باشد. در ادامه، شبکه عصبی با توابع پایه شعاعی برای تقریب ترم تابع نامعین $\Gamma_{i,j}(z_{i,j})$ بکار می‌رود؛ بنابراین، مدل $\Gamma_{i,j}(z_{i,j})$ را می‌توان طبق رابطه (۱۰) در (۱۶) جایگزین نمود که ورودی کنترل مجازی زیر را نتیجه می‌دهد:

$$\alpha_{i,j+1} = \frac{1}{g_{i,j}} \left(-\hat{w}_{i,j}^T \zeta_{i,j}(z_{i,j}) + \dot{\bar{\alpha}}_{i,j} \right) - c_{i,j} s_{i,j} \quad (17)$$

که در آن $\hat{w}_{i,j}$ به تخمین $w_{i,j}^*$ اشاره می‌کند و طبق رابطه زیر به روزرسانی می‌شود:

$$\dot{\hat{w}}_{i,j} = \gamma_{i,j} (s_{i,j} \zeta_{i,j}(z_{i,j}) - \sigma_{i,j} \hat{w}_{i,j}) \quad (18)$$

که در آن $\gamma_{i,j} > 0$ نرخ یادگیری و $\sigma_{i,j} > 0$ پارامتر طراحی می‌باشد. مشابه گام ۱، برای جلوگیری از ایجاد معضل پیچیدگی جملات، ورودی کنترل مجازی $\alpha_{i,j+1}$ از فیلتر پایین گذر مرتبه اول با ثابت زمانی $\tau_{i,j+1}$ ، عبور نموده و متغیر حالت جدید $\bar{\alpha}_{i,j+1}$ را به صورت زیر نتیجه می‌دهد:

$$\tau_{i,j+1} \dot{\bar{\alpha}}_{i,j+1} + \bar{\alpha}_{i,j+1} = \alpha_{i,j+1}, \quad \bar{\alpha}_{i,j+1}(0) = \alpha_{i,j+1}(0) \quad (19)$$

گام n ام: در این مرحله، ورودی کنترل واقعی u_i طراحی می‌شود. سطح خطای n ام را به فرم در زیر در نظر بگیریم:

$$s_{i,n} = x_{i,n} - \bar{\alpha}_{i,n} \quad (20)$$

با مشتق‌گیری از (۲۰) و جایگذاری (۱) در آن، داریم:

$$\dot{s}_{i,n} = g_{i,n} u_i + f_{i,n} - \dot{\bar{\alpha}}_{i,n} \quad (21)$$

ورودی کنترل واقعی به صورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$u_i^* = \frac{1}{g_{i,n}} \left(-f_{i,n} + \dot{\bar{\alpha}}_{i,n} \right) - c_{i,n} s_{i,n} \quad (22)$$

مشابه حالت قبل، از آنجایی که دینامیک پیرو n ام $(f_{i,n})$ ، در (۲۲) نامعین می‌باشد امکان پیاده‌سازی u_i^* وجود ندارد. حال، ترم $\Gamma_{i,n}(z_{i,n})$ به صورت $\Gamma_{i,n}(z_{i,n}) = f_{i,n}(x_{i,n})$ تعریف می‌شود که در آن $z_{i,n} = [x_{i,1}, x_{i,2}, \dots, x_{i,n}]^T$ می‌باشد. در ادامه، شبکه عصبی با توابع پایه شعاعی برای تقریب ترم تابع نامعین $\Gamma_{i,n}(z_{i,n})$ بکار می‌رود؛ بنابراین، سیگنال کنترل کننده واقعی توزیع شده به صورت زیر پیشنهاد می‌گردد:

$$u_i = \frac{1}{g_{i,n}} \left(-\hat{w}_{i,n}^T \zeta_{i,n}(z_{i,n}) + \dot{\bar{\alpha}}_{i,n} \right) - c_{i,n} s_{i,n} \quad (23)$$

که در آن $c_{i,n} > 0$ پارامتر طراحی می‌باشد و $\hat{w}_{i,n}$ به تخمین $w_{i,n}^*$ اشاره می‌کند و طبق رابطه زیر به روزرسانی می‌شود:

می‌شود که در آن $z_{i,1} = [x_{i,1}, x_{i,k,1}]^T$ می‌باشد که $k \in N$ پیرو مجاور با پیرو i است. در ادامه، شبکه عصبی با توابع پایه شعاعی به فرم $\Gamma_{i,j}(z_{i,j})$ برای تقریب تابع نامعین $\Gamma_{i,j}(z_{i,j})$ به صورت زیر بکار می‌رود.

$$\Gamma_{i,j}(z_{i,j}) = w_{i,j}^* \zeta_{i,j}(z_{i,j}) + \delta_{i,j}^*(z_{i,j}), \quad (10)$$

$$\left| \delta_{i,j}^*(z_{i,j}) \right| \leq \bar{\delta}_{i,j}$$

بنابراین، در گام ۱ به ازای $j=1$ مدل $\Gamma_{i,1}(z_{i,1})$ را می‌توان طبق رابطه (۱۰) در (۹) جایگزین نمود که ورودی کنترل مجازی زیر را نتیجه می‌دهد:

$$\alpha_{i,2} = \frac{1}{(d_i + b_i) g_{i,1}} \left(-(d_i + b_i) \hat{w}_{i,1}^T \zeta_{i,1}(z_{i,1}) + \sum_{k \in N} a_{ik} g_{k,1} x_{k,2} + b_i \dot{y}_0 \right) - c_{i,1} s_{i,1}$$

که در آن $\hat{w}_{i,1}$ به تخمین $w_{i,1}^*$ اشاره می‌کند و طبق رابطه زیر به روزرسانی می‌شود:

$$\dot{\hat{w}}_{i,1} = \gamma_{i,1} (s_{i,1} \zeta_{i,1}(z_{i,1}) - \sigma_{i,1} \hat{w}_{i,1}) \quad (12)$$

که در آن $\gamma_{i,1} > 0$ نرخ یادگیری و $\sigma_{i,1} > 0$ پارامتر طراحی می‌باشد. برای جلوگیری از ایجاد معضل پیچیدگی جملات که یکی از متداول‌ترین مشکلات روش بازگشت به عقب می‌باشد [۲۵]، ورودی کنترل مجازی $\alpha_{i,2}$ از فیلتر پایین گذر مرتبه اول با ثابت زمانی $\tau_{i,2}$ ، عبور نموده و متغیر حالت جدید $\bar{\alpha}_{i,2}$ را به صورت زیر نتیجه می‌دهد:

$$\tau_{i,2} \dot{\bar{\alpha}}_{i,2} + \bar{\alpha}_{i,2} = \alpha_{i,2}, \quad \bar{\alpha}_{i,2}(0) = \alpha_{i,2}(0) \quad (13)$$

گام j ام (j=2, ..., n-1): در این مرحله، سطح خطای j ام به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$s_{i,j} = x_{i,j} - \bar{\alpha}_{i,j} \quad (14)$$

با مشتق‌گیری از (۱۴) نسبت به زمان و جایگذاری (۱) در آن، داریم:

$$\dot{s}_{i,j} = g_{i,j} x_{i,j+1} + f_{i,j} - \dot{\bar{\alpha}}_{i,j} \quad (15)$$

ورودی کنترل مجازی برای پایدارسازی دینامیک (۱۵)، به صورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$\alpha_{i,j+1}^* = \frac{1}{g_{i,j}} \left(-f_{i,j} + \dot{\bar{\alpha}}_{i,j} \right) - c_{i,j} s_{i,j} \quad (16)$$

که در آن $c_{i,j} > 0$ پارامتر طراحی می‌باشد. از آنجایی که دینامیک پیرو i ام $(f_{i,j})$ ، در (۱۶) نامعین می‌باشد امکان پیاده‌سازی ورودی کنترل مجازی $\alpha_{i,j+1}^*$ وجود ندارد. حال، ترم $\Gamma_{i,j}(z_{i,j})$ به صورت $\Gamma_{i,j}(z_{i,j}) = f_{i,j}(x_{i,j})$ تعریف می‌شود که در آن

با تعریف تابع پیوسته $B_{i,j+1}$ به صورت

$$B_{i,j+1}(s_{i,1}, \dots, s_{i,j+1}, \tilde{\alpha}_{i,2}, \dots, \tilde{\alpha}_{i,j}, \hat{w}_{i,1}, \dots, \hat{w}_{i,j}, y_0, \dot{y}_0, \ddot{y}_0) = -\frac{1}{g_{i,j}} \left(-\hat{w}_{i,j}^T \zeta_{i,j} - \hat{w}_{i,j}^T \frac{\partial \zeta_{i,j}}{\partial [x_{i,1}, \dots, x_{i,j}]} \begin{bmatrix} \dot{x}_{i,1} \\ \vdots \\ \dot{x}_{i,j} \end{bmatrix} + \ddot{\alpha}_{i,j} \right) + c_{i,j} \dot{s}_{i,j}$$

می‌توان (۲۸) را به صورت ساده شده زیر بازنویسی کرد.

$$\ddot{\alpha}_{i,j+1} = -\frac{\tilde{\alpha}_{i,j+1}}{\tau_{i,j+1}} \quad (۲۹)$$

$$+ B_{i,j+1}(s_{i,1}, \dots, s_{i,j+1}, \tilde{\alpha}_{i,2}, \dots, \tilde{\alpha}_{i,j}, \hat{w}_{i,1}, \dots, \hat{w}_{i,j}, y_0, \dot{y}_0, \ddot{y}_0)$$

که در آن $B_{i,j+1}$ تابع پیوسته و کران دار می‌باشد، به عبارت دیگر $|B_{i,j+1}| \leq \bar{B}_{i,j+1}$ [۲۵].

حال با توجه به روابط $s_{i,j+1} = x_{i,j+1} - \bar{\alpha}_{i,j+1}$ و $j = 1, \dots, n-1$ و $i = 1, \dots, N$ به ازای $\tilde{\alpha}_{i,j+1} = \bar{\alpha}_{i,j+1} - \alpha_{i,j+1}$ می‌توان $x_{i,j+1}$ را به صورت زیر بیان نمود:

$$x_{i,j+1} = s_{i,j+1} + \tilde{\alpha}_{i,j+1} + \alpha_{i,j+1} \quad (۳۰)$$

حال با جایگذاری (۳۰) در روابط (۸)، (۱۵) و (۲۱) و در نظر گرفتن (۱۰) داریم:

$$\dot{s}_{i,1} = (d_i + b_i)g_{i,1}(s_{i,2} + \tilde{\alpha}_{i,2} - c_{i,1}s_{i,1}) + (d_i + b_i)(-\tilde{w}_{i,1}^T \zeta_{i,1}(z_{i,1}) + \delta_{i,1}^*)$$

$$\dot{s}_{i,j} = g_{i,j}(s_{i,j+1} + \tilde{\alpha}_{i,j+1} - c_{i,j}s_{i,j}) - \tilde{w}_{i,j}^T \zeta_{i,j}(z_{i,j}) + \delta_{i,j}^*, \quad j = 2, \dots, n-1 \quad (۳۱)$$

$$\dot{s}_{i,n} = -g_{i,n}c_{i,n}s_{i,n} - \tilde{w}_{i,n}^T \zeta_{i,n}(z_{i,n}) + \delta_{i,n}^*$$

که در آن $\tilde{w}_{i,j} = \hat{w}_{i,j} - w_{i,j}^*$ به ازای $i = 1, \dots, N$ و $j = 1, \dots, n-1$ می‌باشد.

قضیه ۱: با توجه به فرض ۱، به ازای هر شرایط اولیه‌ای که $V_T(0) \leq p$ باشد که در آن p یک ثابت مثبت است، قانون کنترل (۲۳)، قوانین کنترل مجازی (۱۱) و (۱۷) و قوانین تطبیقی (۱۲)، (۱۸) و (۲۴) تضمین می‌نمایند که تمامی سیگنال‌های سیستم حلقه بسته نهایتاً به صورت یکنواخت کران دار هستند. به علاوه، با انتخاب مناسب پارامترهای طراحی می‌توان خطای ردیابی را کوچک نمود.

اثبات: تابع لیپانوف کاندید را به صورت زیر در نظر بگیرید:

$$V_T = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \left(\frac{1}{(d_i + b_i)} s_{i,1}^2 + \sum_{j=2}^n s_{i,j}^2 + \sum_{j=1}^n \frac{1}{\gamma_{i,j}} \tilde{w}_{i,j}^T \tilde{w}_{i,j} + \sum_{j=1}^{n-1} \tilde{\alpha}_{i,j+1}^2 \right) \quad (۳۲)$$

مشق تابع لیپانوف نسبت به زمان عبارت است از:

$$\dot{\hat{w}}_{i,n} = \gamma_{i,n} (s_{i,n} \zeta_{i,n}(z_{i,n}) - \sigma_{i,n} \hat{w}_{i,n}) \quad (۲۴)$$

در رابطه فوق، $\gamma_{i,n} > 0$ نرخ یادگیری و $\sigma_{i,n} > 0$ پارامتر طراحی می‌باشد.

۴- تحلیل پایداری

در این بخش به تحلیل پایداری سیستم چندعاملی (۱) در حضور کنترل کننده پیشنهادی پرداخته می‌شود. برای این منظور، ابتدا خطای لایه مرزی $\tilde{\alpha}_{i,j+1}$ به ازای $j = 1, \dots, n-1$ و $i = 1, \dots, N$ به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\tilde{\alpha}_{i,j+1} = \bar{\alpha}_{i,j+1} - \alpha_{i,j+1} \quad (۲۵)$$

با مشتق گیری از (۲۵) نسبت به زمان به ازای $i = 1, \dots, N$ و $j = 1$ در نظر گرفتن (۱۳) و جایگذاری (۱۱) در آن، رابطه زیر به دست خواهد آمد:

$$\ddot{\alpha}_{i,2} = -\frac{\tilde{\alpha}_{i,2}}{\tau_{i,2}} + c_{i,1} \dot{s}_{i,1} - \frac{1}{(d_i + b_i)g_{i,1}} \left(-(d_i + b_i) \left(\hat{w}_{i,1}^T \zeta_{i,1} + \hat{w}_{i,1}^T \frac{\partial \zeta_{i,1}}{\partial x_{i,1}} \dot{x}_{i,1} + \sum_{k=N} \hat{w}_{i,1}^T \frac{\partial \zeta_{i,1}}{\partial x_{k,1}} \dot{x}_{k,1} \right) + b_i \ddot{y}_0 \right) \quad (۲۶)$$

با تعریف تابع پیوسته $B_{i,2}$ به صورت

$$B_{i,2}(s_{i,1}, s_{i,2}, \hat{w}_{i,1}, y_0, \dot{y}_0, \ddot{y}_0) = c_{i,1} \dot{s}_{i,1} - \frac{1}{(d_i + b_i)g_{i,1}} \left(-(d_i + b_i) \left(\hat{w}_{i,1}^T \zeta_{i,1} + \hat{w}_{i,1}^T \frac{\partial \zeta_{i,1}}{\partial x_{i,1}} \dot{x}_{i,1} + \sum_{k=N} \hat{w}_{i,1}^T \frac{\partial \zeta_{i,1}}{\partial x_{k,1}} \dot{x}_{k,1} \right) + b_i \ddot{y}_0 \right)$$

می‌توان (۲۶) را به صورت ساده شده زیر بازنویسی کرد.

$$\ddot{\alpha}_{i,2} = -\frac{\tilde{\alpha}_{i,2}}{\tau_{i,2}} + B_{i,2}(s_{i,1}, s_{i,2}, \hat{w}_{i,1}, y_0, \dot{y}_0, \ddot{y}_0) \quad (۲۷)$$

در آن $B_{i,2}$ تابع پیوسته و کران دار می‌باشد، به عبارت دیگر $|B_{i,2}| \leq \bar{B}_{i,2}$ [۲۵].

مجدداً، با مشتق گیری از (۲۵) نسبت به زمان به ازای $i = 1, \dots, N$ و $j = 2, \dots, n-1$ و در نظر گرفتن (۱۹) و نیز جایگذاری (۱۷) در آن خواهیم داشت:

$$\ddot{\alpha}_{i,j+1} = -\frac{\tilde{\alpha}_{i,j+1}}{\tau_{i,j+1}} + c_{i,j} \dot{s}_{i,j} - \frac{1}{g_{i,j}} \left(-\hat{w}_{i,j}^T \zeta_{i,j} - \hat{w}_{i,j}^T \frac{\partial \zeta_{i,j}}{\partial [x_{i,1}, \dots, x_{i,j}]} \begin{bmatrix} \dot{x}_{i,1} \\ \vdots \\ \dot{x}_{i,j} \end{bmatrix} + \ddot{\alpha}_{i,j} \right) \quad (۲۸)$$

$$\begin{aligned} s_{i,j} s_{i,j+1} &\leq \frac{1}{2} s_{i,j}^2 + \frac{1}{2} s_{i,j+1}^2 \\ s_{i,j} \tilde{\alpha}_{i,j+1} &\leq \frac{1}{2} s_{i,j}^2 + \frac{1}{2} \tilde{\alpha}_{i,j+1}^2 \\ s_{i,j} \delta_{i,j}^* &\leq \frac{1}{2} s_{i,j}^2 + \frac{1}{2} \delta_{i,j}^{*2} \\ \tilde{\alpha}_{i,j+1} B_{i,j+1} &\leq \frac{1}{2} \tilde{\alpha}_{i,j+1}^2 + \frac{1}{2} B_{i,j+1}^2 \end{aligned} \quad (۳۷)$$

و نیز با در نظر گرفتن نامساوی $\|\tilde{w}_{i,j}\|^2 - \|w_{i,j}^*\|^2 \leq 2\tilde{w}_{i,j}^T \hat{w}_{i,j}$ و اعمال آن به رابطه (۳۶)، داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V}_T &\leq \sum_{i=1}^N \left(-\left(-\frac{1}{2} - g_{i,1} + g_{i,1} c_{i,1} \right) s_{i,1}^2 \right. \\ &\quad - \sum_{j=2}^{n-1} \left(-\frac{1}{2} - \frac{g_{i,j-1}}{2} - g_{i,j} + g_{i,j} c_{i,j} \right) s_{i,j}^2 \\ &\quad - \left(-\frac{1}{2} - \frac{g_{i,n-1}}{2} + g_{i,n} c_{i,n} \right) s_{i,n}^2 \\ &\quad - \sum_{j=1}^n \left(\frac{\sigma_{i,j}}{2} \tilde{w}_{i,j}^T \tilde{w}_{i,j} \right) \\ &\quad + \sum_{j=1}^n \left(\frac{1}{2} \delta_{i,j}^{*2} + \frac{\sigma_{i,j}}{2} w_{i,j}^{*T} w_{i,j}^* \right) \\ &\quad + \sum_{j=1}^{n-1} \left(\frac{1}{2} \bar{B}_{i,j+1}^2 \right) \\ &\quad \left. - \sum_{j=1}^{n-1} \left(-\frac{1}{2} - \frac{g_{i,j}}{2} + \frac{1}{\tau_{i,j+1}} \right) \tilde{\alpha}_{i,j+1}^2 \right) \\ &\leq -\alpha_0 V_T + \Delta^* \end{aligned} \quad (۳۸)$$

که در آن α_0 و Δ^* به ازای $i=1, \dots, N$ به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$\alpha_0 = \min \begin{cases} (d_i + b_i)(-1 + g_{i,1}(-2 + 2c_{i,1})) \\ -1 - g_{i,j-1} + g_{i,j}(-2 + 2c_{i,j}) & , j=2, \dots, n-1 \\ -1 - g_{i,n-1} + 2g_{i,n} c_{i,n} \\ -1 - g_{i,j} + \frac{2}{\tau_{i,j+1}} & , j=1, \dots, n-1 \\ \sigma_{i,j} \gamma_{i,j} & , j=1, \dots, n-1 \end{cases} \quad (۳۹)$$

$$\begin{aligned} \Delta^* &= \sum_{i=1}^N \left(\sum_{j=1}^n \left(\frac{1}{2} \delta_{i,j}^{*2} + \frac{\sigma_{i,j}}{2} w_{i,j}^{*T} w_{i,j}^* \right) \right. \\ &\quad \left. + \sum_{j=1}^{n-1} \left(\frac{1}{2} \bar{B}_{i,j+1}^2 \right) \right) \end{aligned} \quad (۴۰)$$

برای تضمین پایداری سیستم حلقه بسته، پارامترهای طراحی کنترل کننده به گونه‌ای انتخاب می‌شوند که نامساوی‌های زیر برقرار باشند:

$$\begin{aligned} \dot{V}_T &= \sum_{i=1}^N \left(\frac{1}{(d_i + b_i)} s_{i,1} \dot{s}_{i,1} + \sum_{j=2}^n s_{i,j} \dot{s}_{i,j} \right. \\ &\quad \left. + \sum_{j=1}^n \frac{1}{\gamma_{i,j}} \tilde{w}_{i,j}^T \dot{\hat{w}}_{i,j} + \sum_{j=1}^{n-1} \tilde{\alpha}_{i,j+1} \dot{\tilde{\alpha}}_{i,j+1} \right) \end{aligned} \quad (۳۳)$$

اعمال روابط (۲۷)، (۲۹) و (۳۱) در (۳۳)، رابطه زیر را نتیجه می‌دهد:

$$\begin{aligned} \dot{V}_T &= \sum_{i=1}^N \left((g_{i,1} s_{i,1} s_{i,2} + g_{i,1} s_{i,1} \tilde{\alpha}_{i,2} - g_{i,1} c_{i,1} s_{i,1}^2 \right. \\ &\quad - \tilde{w}_{i,1}^T s_{i,1} \zeta_{i,1} + s_{i,1} \delta_{i,1}^*) \\ &\quad + \sum_{j=2}^{n-1} (g_{i,j} s_{i,j} s_{i,j+1} + g_{i,j} s_{i,j} \tilde{\alpha}_{i,j+1} \\ &\quad - g_{i,j} c_{i,j} s_{i,j}^2 - \tilde{w}_{i,j}^T s_{i,j} \zeta_{i,j} + s_{i,j} \delta_{i,j}^*) \\ &\quad + (-g_{i,n} c_{i,n} s_{i,n}^2 - \tilde{w}_{i,n}^T s_{i,n} \zeta_{i,n} + s_{i,n} \delta_{i,n}^*) \\ &\quad + \sum_{j=1}^n \left(\frac{1}{\gamma_{i,j}} \tilde{w}_{i,j}^T \dot{\hat{w}}_{i,j} \right) \\ &\quad \left. + \sum_{j=1}^{n-1} \left(-\frac{\tilde{\alpha}_{i,j+1}^2}{\tau_{i,j+1}} + \alpha_{i,j+1} B_{i,j+1} \right) \right) \end{aligned} \quad (۳۴)$$

رابطه (۳۴) را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\begin{aligned} \dot{V}_T &= \sum_{i=1}^N \left(\sum_{j=1}^{n-1} (g_{i,j} s_{i,j} s_{i,j+1} + g_{i,j} s_{i,j} \tilde{\alpha}_{i,j+1} \right. \\ &\quad - g_{i,j} c_{i,j} s_{i,j}^2 + s_{i,j} \delta_{i,j}^*) \\ &\quad + (-g_{i,n} c_{i,n} s_{i,n}^2 + s_{i,n} \delta_{i,n}^*) \\ &\quad + \sum_{j=1}^n \left(\frac{1}{\gamma_{i,j}} \tilde{w}_{i,j}^T \dot{\hat{w}}_{i,j} - \tilde{w}_{i,j}^T s_{i,j} \zeta_{i,j} \right) \\ &\quad \left. + \sum_{j=1}^{n-1} \left(-\frac{\tilde{\alpha}_{i,j+1}^2}{\tau_{i,j+1}} + \alpha_{i,j+1} B_{i,j+1} \right) \right) \end{aligned} \quad (۳۵)$$

با در نظر گرفتن قانون تطبیق $\dot{\hat{w}}_{i,j} = \gamma_{i,j} (s_{i,j} \zeta_{i,j} - \sigma_{i,j} \hat{w}_{i,j})$ و جایگذاری آن در (۳۵)، داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V}_T &= \sum_{i=1}^N \left(\sum_{j=1}^{n-1} (g_{i,j} s_{i,j} s_{i,j+1} + g_{i,j} s_{i,j} \tilde{\alpha}_{i,j+1} \right. \\ &\quad - g_{i,j} c_{i,j} s_{i,j}^2 + s_{i,j} \delta_{i,j}^*) \\ &\quad + (-g_{i,n} c_{i,n} s_{i,n}^2 + s_{i,n} \delta_{i,n}^*) \\ &\quad + \sum_{j=1}^n (-\tilde{w}_{i,j}^T \sigma_{i,j} \hat{w}_{i,j}) \\ &\quad \left. + \sum_{j=1}^{n-1} \left(-\frac{\tilde{\alpha}_{i,j+1}^2}{\tau_{i,j+1}} + \alpha_{i,j+1} B_{i,j+1} \right) \right) \end{aligned} \quad (۳۶)$$

با در نظر گرفتن نامساوی‌های زیر

$$\begin{aligned} \dot{q}_{i,1} &= q_{i,2} \\ \dot{q}_{i,2} &= J_i^{-1}(u_i + B_i q_{i,2} - M_i g l_i \sin(q_{i,1})) \quad (44) \\ y_i &= q_{i,1} \end{aligned}$$

که در آن به ازای $i=1, \dots, 4$ ، $q_{i,1}$ موقعیت زاویه‌ای و $q_{i,2}$ سرعت زاویه‌ای محور و u_i سیگنال کنترلی متناظر با آن می‌باشد. J_i اینرسی چرخشی کل محور و موتور، B_i ضریب میرایی و M_i جرم کل محور می‌باشد. هم‌چنین، l_i نشان‌دهنده فاصله بین محل اتصال به محور و مرکز جرم محور و g شتاب گرانشی است.

با تعریف $x_{i,1} = q_{i,1}$ و $x_{i,2} = q_{i,2}$ به ازای $i=1, \dots, 4$ ، (۴۴) را می‌توان به صورت زیر بیان نمود:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{i,1} &= x_{i,2} \\ \dot{x}_{i,2} &= J_i^{-1}(u_i + B_i x_{i,2} - M_i g l_i \sin(x_{i,1})) \quad (45) \\ y_i &= x_{i,1} \end{aligned}$$

هم‌چنین، دینامیک عامل را به صورت زیر در نظر بگیرد:

$$M_0 \ddot{q}_0 + d_0 \dot{q}_0 + k_0 q_0 = u_0 \quad (46)$$

که در آن q_0 موقعیت زاویه‌ای و \dot{q}_0 سرعت زاویه‌ای و u_0 سیگنال کنترلی متناظر با آن می‌باشد. با تعریف $x_{0,1} = q_0$ و $x_{0,2} = \dot{q}_0$ ، (۴۶) به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{0,1} &= x_{0,2} \\ \dot{x}_{0,2} &= M_0^{-1}(u_0 - d_0 x_{0,2} - k_0 x_{0,1}) \quad (47) \\ y_0 &= x_{0,1} \end{aligned}$$

هدف از کنترل اجماع توزیع شده، هدایت عامل‌های پیرو برای ردیابی مسیر خروجی عامل راهبر می‌باشد تا سیستم سنکرونی با حرکت سینوسی برای موقعیت زاویه‌ای و سرعت زاویه‌ای به صورت $x_{0,1} = \sin(2t)$ و $x_{0,2} = 2\cos(2t)$ ایجاد گردد. سیگنال کنترلی u_0 برای عامل راهبر، جهت ایجاد موقعیت زاویه‌ای مطلوب $y_0 = \sin(2t)$ را می‌توان به صورت زیر اعمال نمود [۱۰]:

$$u_0 = (k_0 - 4M_0) \sin(2t) + 2d_0 \cos(2t) \quad (48)$$

برای طراحی کنترل‌کننده ارتباط بین عامل‌ها به صورت شکل (۲-الف) در نظر گرفته شده که گراف متناظر با آن در شکل (۲-ب) نشان داده شده است. همان‌طور که در شکل (۲-ب) دیده می‌شود، عامل راهبر با شماره صفر و عوامل پیرو با شماره‌های ۱ تا ۴ مشخص شده‌اند. خروجی عامل راهبر نمی‌تواند برای همه عوامل پیرو شناخته شده باشد بلکه تنها عامل‌های پیرو ۱ و ۳ به خروجی عامل راهبر دسترسی دارند. عوامل پیرو ۲ و ۴ دارای ارتباطی دوطرفه می‌باشند به این مفهوم که هر دو به اطلاعات خروجی یکدیگر دسترسی دارند. عامل‌های پیرو ۲ و ۴ نیز تنها توانایی دریافت اطلاعات خروجی عامل پیرو ۱ را دارا می‌باشند اما به خروجی

$$\begin{aligned} (-1 + g_{i,1}(-2 + 2c_{i,1})) &> 0 \\ (-1 - g_{i,j-1} + g_{i,j}(-2 + 2c_{i,j})) &> 0, \quad j=1, \dots, n-1 \\ (-1 - g_{i,n-1} + 2g_{i,n}c_{i,n}) &> 0 \\ \left(-1 - g_{i,j} + \frac{2}{\tau_{i,j+1}}\right) &> 0, \quad j=1, \dots, n-1 \\ (\sigma_{i,j} \gamma_{i,j}) &> 0, \quad j=1, \dots, n \end{aligned} \quad (41)$$

با حل نامساوی (۳۸)، داریم:

$$0 < V_T(t) \leq \left(V_T(0) - \frac{\Delta^*}{\alpha_0}\right) e^{-\alpha_0 t} + \left(\frac{\Delta^*}{\alpha_0}\right), \quad \forall t \geq 0 \quad (42)$$

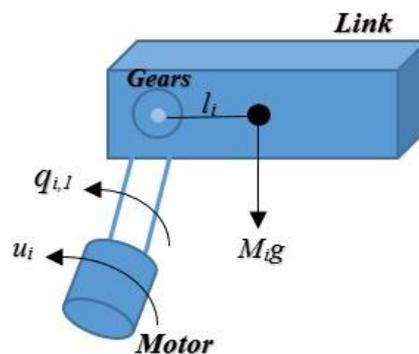
که نشان می‌دهد $V_T(t)$ کران دار است و در نتیجه تمامی سیگنال‌های سیستم حلقه بسته شامل $s_{i,j}(t)$ ، $\tilde{w}_{i,j}$ و $\tilde{\alpha}_{i,j}$ به ازای $i=1, \dots, N$ و $j=1, \dots, n$ نهایتاً به صورت یکنواخت کران‌دار هستند. به علاوه، با توجه به نامساوی $\frac{1}{2(d_i + b_i)} s_{i,1}^2 \leq V_T$ ، کران زیر بر روی خطای ردیابی بدست می‌آید:

$$|s_{i,1}(t)| \leq \sqrt{2(d_i + b_i)(V_T(0) - v)} e^{-\alpha_0 t} + v \quad (43)$$

که در آن $v = \Delta^*/\alpha_0$ می‌باشد. حال با انتخاب مناسب پارامترهای طراحی شامل $c_{i,j}$ ، $\gamma_{i,j}$ و $\tau_{i,k+1}$ به ازای $j=1, \dots, n$ ، $i=1, \dots, N$ و $k=2, \dots, n-1$ می‌توان کران خطای ردیابی را کوچک نمود. ■

۵- نتایج شبیه‌سازی

در این بخش، به منظور نشان دادن عملکرد کنترل‌کننده پیشنهادی، گروهی از ربات‌های تک‌محوری به عنوان یک سیستم چندعاملی متشکل از چهار عامل پیرو و یک عامل راهبر در نظر گرفته شده است. همان‌طور که شماتیک ربات در شکل (۱) نشان داده شده هر ربات شامل محوری می‌باشد که توسط چرخ‌دنده به موتور DC متصل شده است. دینامیک عوامل پیرو آن با معادله دینامیکی لاگرانژ مرتبه دوم به صورت زیر مدل‌سازی شده‌اند [۱۰]:



شکل ۱: ربات تک‌محوری

$$\begin{aligned} \alpha_{1,2} &= \dot{y}_0 - c_{1,1}s_{1,1} \\ \alpha_{2,2} &= \frac{1}{2}(x_{1,2} + x_{3,2}) - c_{2,1}s_{2,1} \\ \alpha_{3,2} &= \frac{1}{2}(x_{2,2} + \dot{y}_0) - c_{3,1}s_{3,1} \\ \alpha_{4,2} &= x_{1,2} - c_{4,1}s_{4,1} \end{aligned} \quad (50)$$

با عبور $\alpha_{i,2}$ از فیلتر مرتبه اول با ثابت زمانی $\tau_{i,2}$ ، متغیر حالت جدید $\bar{\alpha}_{i,2}$ را نتیجه می‌دهد:

$$\begin{aligned} \tau_{1,2}\dot{\bar{\alpha}}_{1,2} + \bar{\alpha}_{1,2} &= \alpha_{1,2} \\ \tau_{2,2}\dot{\bar{\alpha}}_{2,2} + \bar{\alpha}_{2,2} &= \alpha_{2,2} \\ \tau_{3,2}\dot{\bar{\alpha}}_{3,2} + \bar{\alpha}_{3,2} &= \alpha_{3,2} \\ \tau_{4,2}\dot{\bar{\alpha}}_{4,2} + \bar{\alpha}_{4,2} &= \alpha_{4,2} \end{aligned} \quad (51)$$

گام ۲: با در نظر گرفتن سطح خطای (۱۴)، $s_{i,2}$ به ازای $i = 1, \dots, 4$ به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\begin{aligned} s_{1,2} &= x_{1,2} - \bar{\alpha}_{1,2} \\ s_{2,2} &= x_{2,2} - \bar{\alpha}_{2,2} \\ s_{3,2} &= x_{3,2} - \bar{\alpha}_{3,2} \\ s_{4,1} &= x_{4,2} - \bar{\alpha}_{4,2} \end{aligned} \quad (52)$$

نهایتاً، سیگنال کنترل برای هر عامل به صورت زیر طراحی می‌شود:

$$\begin{aligned} u_1 &= J_1(-\hat{w}_{1,2}^T \zeta_{1,2}(z_{1,2}) + \dot{\bar{\alpha}}_{1,2}) - c_{1,2}s_{1,2} \\ u_2 &= J_2(-\hat{w}_{2,2}^T \zeta_{2,2}(z_{2,2}) + \dot{\bar{\alpha}}_{2,2}) - c_{2,2}s_{2,2} \\ u_3 &= J_3(-\hat{w}_{3,2}^T \zeta_{3,2}(z_{3,2}) + \dot{\bar{\alpha}}_{3,2}) - c_{3,2}s_{3,2} \\ u_4 &= J_4(-\hat{w}_{4,2}^T \zeta_{4,2}(z_{4,2}) + \dot{\bar{\alpha}}_{4,2}) - c_{4,2}s_{4,2} \end{aligned} \quad (53)$$

که در آن $\hat{w}_{i,2}$ طبق رابطه (۱۸) به روزرسانی می‌شود.

برای شبیه‌سازی روش پیشنهادی شرایط اولیه عامل راهبر و عوامل پیرو به ترتیب $x_{0,1} = \pi/2$ ، $x_{0,2} = 1$

$[x_{1,1}(0), x_{2,1}(0), x_{3,1}(0), x_{4,1}(0)] = [1.05\pi, 0.82\pi, 0.62\pi, 1.01\pi]$ و $[x_{1,2}(0), x_{2,2}(0), x_{3,2}(0), x_{4,2}(0)] = [0, 0, 0, 0.15]$ انتخاب شده‌اند. پارامترهای متناظر با عامل راهبر به ترتیب $M_0 = 1$ ، $d_0 = 2$ و عوامل پیرو نیز در جدول (۱) آورده شده‌اند [۱۰]. در روابط (۴۴) و (۴۶)، g شتاب گرانشی را نمایش می‌دهد و برابر با $9.81m/s^2$ انتخاب شده است.

جدول ۱: مقادیر متناظر با عوامل پیرو

عامل i	J_i	B_i	l_i	M_i
1	10	30	1	1
2	9	15	0.8	0.6
3	6	20	1.2	0.5
4	5	10	0.5	0.4

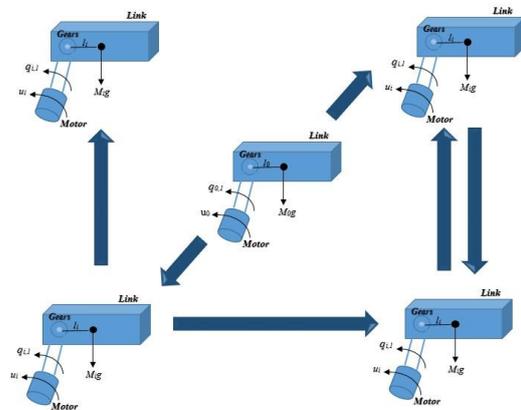
همدیگر دسترسی ندارند. با توجه به گراف شکل ۲، درایه‌های ماتریس مجاور وزن A به صورت $a_{21} = 1$ ، $a_{23} = 1$ ، $a_{32} = 1$ و $a_{41} = 1$ و هم‌چنین، درایه‌های ماتریس قطری مجاور راهبر به صورت $b_1 = 1$ و $b_3 = 1$ می‌باشند.

مطابق با روش طراحی ارائه شده در بخش ۳ و نیز براساس معادله دینامیکی عامل راهبر (۴۷) و عامل‌های پیرو (۴۵) و هم‌چنین، با توجه به گراف جهت‌دار شکل (۳)، طراحی کنترل‌کننده به ازای $i = 1, \dots, 4$ و $j = 1, 2$ به صورت زیر انجام می‌شود.

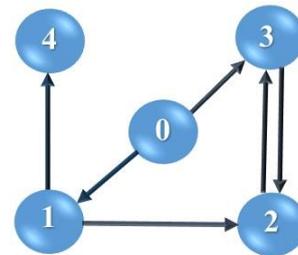
گام ۱: با توجه به سطح خطای اول (۷)، $s_{i,1}$ به ازای $i = 1, \dots, 4$ به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\begin{aligned} s_{1,1} &= y_1 - y_0 \\ s_{2,1} &= 2y_2 - y_1 - y_3 \\ s_{3,1} &= 2y_3 - y_2 - y_0 \\ s_{4,1} &= y_4 - y_1 \end{aligned} \quad (49)$$

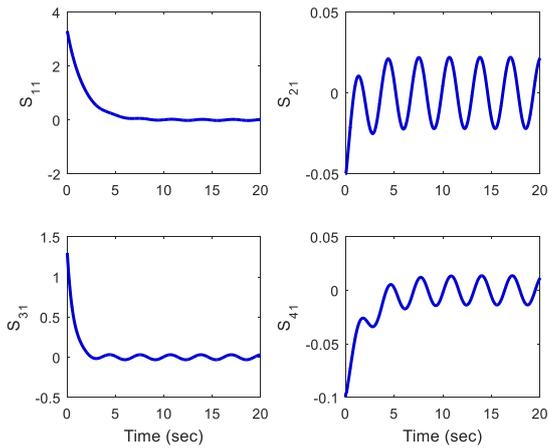
با در نظر گرفتن ورودی کنترل مجازی (۱۱)، $\alpha_{i,2}$ برای عامل‌های پیرو به صورت زیر به دست می‌آید:



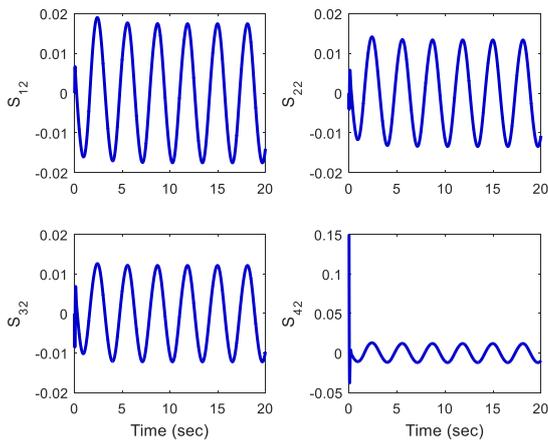
شکل ۲-الف: ارتباط بین ربات‌های تک محوری برای طراحی کنترل‌کننده



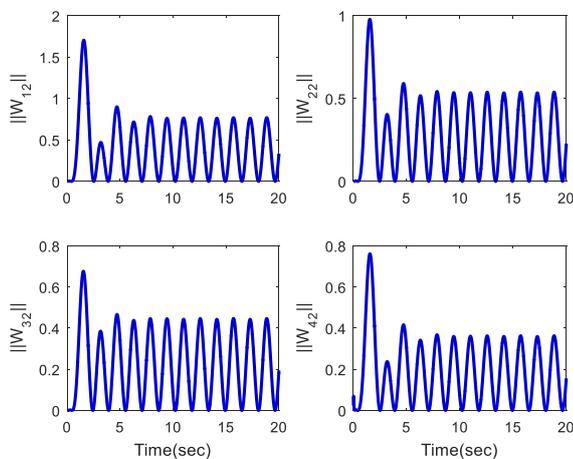
شکل ۲-ب: گراف متناظر با آن



شکل ۵: سطح خطای اول عامل‌های پیرو

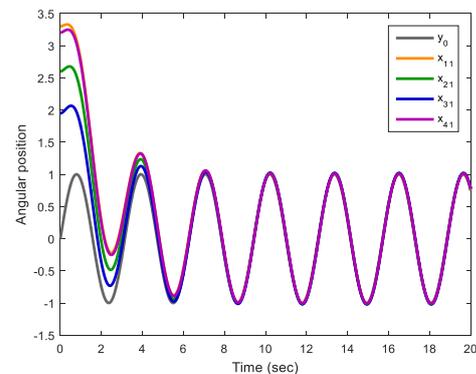


شکل ۶: سطح خطای دوم عامل‌های پیرو

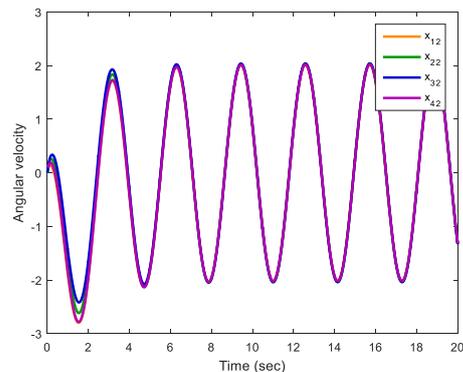


شکل ۷: تخمین بردار نرم وزن‌های شبکه عصبی

در شکل‌های (۳) تا (۸) نتایج شبیه‌سازی به دست آمده از اعمال روش پیشنهادی بر روی سیستم چندعاملی (۴۵)، آورده شده است. در تمامی شکل‌ها محور افقی برحسب زمان می‌باشد. شکل‌های (۳) و (۴) به ترتیب نشان‌دهنده موقعیت زاویه‌ای و سرعت زاویه‌ای عوامل پیرو می‌باشند. همان‌طور که مشاهده می‌شود عوامل پیرو مسیر مطلوب موقعیت زاویه‌ای و سرعت زاویه‌ای عامل راهبر را به خوبی ردیابی می‌کنند و در نتیجه هدف کنترل که ایجاد یک سیستم سنکرون برای گروهی از ربات‌های تک‌محوری جهت ردیابی مسیر خروجی عامل راهبر توسط عوامل پیرو است، برآورده می‌شود. جهت تأیید کارایی روش پیشنهادی، سطح خطای حالت اول و سطح خطای حالت دوم به ترتیب در شکل‌های (۵) و (۶) نشان داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود در کمتر از چند ثانیه سطوح خطا به همسایگی کوچکی در اطراف مبدأ همگرا می‌شوند. در شکل (۷)، نرم تخمین وزن‌های شبکه عصبی آورده شده است که مشاهده می‌شود نرم وزن‌های شبکه کران‌دار می‌باشد و در شکل (۸) سیگنال کنترل عامل راهبر و عوامل پیرو نشان داده شده و مشاهده می‌شود که دامنه سیگنال‌های کنترل نیز کران‌دار می‌باشند. نتایج شبیه‌سازی در شکل‌های (۳) تا (۸) مؤید کارایی مناسب روش پیشنهادی در طراحی کنترل اجماع توزیع شده سیستم چندعاملی با دینامیک غیرخطی و نامعین می‌باشند.

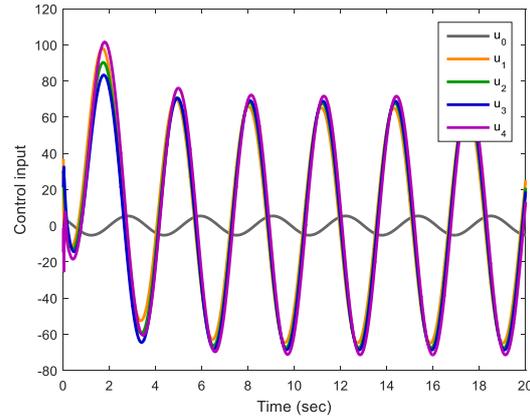


شکل ۸: سیگنال خروجی عامل راهبر و عامل‌های پیرو



شکل ۹: سرعت زاویه‌ای عامل‌های پیرو

- Automatic Control, vol. 49, no. 9, pp. 1520-1533, 2004.
- [5] W. Ren, R. W. Beard and E. M. Atkins, "Information consensus in multivehicle cooperative control," IEEE Control Systems Magazine, vol. 27, no.2, pp. 71-82, 2007.
- [6] H. Zhang, T. Feng, G. H. Yang and H. Liang, "Distributed cooperative optimal control for multiagent systems on directed graphs: An inverse optimal approach," IEEE Transactions on Cybernetics, vol. 45, no. 7, pp. 1315-1326, 2015.
- [7] F. Xiao, L. Wang, J. Chen and Y. Gao, "Finite-time formation control for multi-agent systems," Automatica, vol. 45, pp. 2605-2611, 2009.
- [8] C. Q. Ma and J. F. Zhang, "Necessary and sufficient conditions for consensusability of linear multi-agent systems," IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 55, no. 5, pp. 1263-1268, 2010.
- [9] F. Shamsi, H.A. Talebi and F. Abdollahi, "Output consensus control of multi-agent systems with nonlinear non-minimum phase dynamics," International Journal of Control, 2017.
- [10] C. L. P. Chen, C. E. Ren and T. Du, "Fuzzy observed-based adaptive consensus tracking control for second-order multi-agent systems with heterogeneous nonlinear dynamics," IEEE Transaction on Fuzzy Systems, vol. 24, no. 4, pp. 906-915, 2016.
- [11] H. Ma, Z. Wang, D. Wang, D. Liu, P. Yan and Q. Wei, "Neural-Network-Based distributed adaptive robust control for a class of nonlinear multi agent systems with time delays and external noises," IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, vol. 46, no. 6, pp. 750-758, 2016.
- [12] C.L.P. Chen, G.X. Wen, Y.J. Liu and F.Y. Wang, "Adaptive consensus control for a class of nonlinear multiagent time-delay systems using neural networks," IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, Vol. 25, No. 6, pp. 1217-1226, 2014.
- [13] S. El-Ferik, A. Qureshi and F.L. Lewis, "Neuro-adaptive cooperative tracking control of unknown higher-order affine nonlinear systems," Automatica, vol. 50, pp. 798-808, 2014.
- [14] D. Zhao, T. Zou, S. Li and Q. Zhu, "Adaptive backstepping sliding mode control for leader-follower multi-agent systems," IET Control Theory and Applications, vol. 6, no. 8, pp. 1109-1117, 2012.
- [15] G.X. Wen, C.L.P. Chen, Y.J. Liu and Z. Liu, "Neural-network-based adaptive leader-following consensus control for second-order non-linear multi-agent systems," IET Control Theory and Applications, vol. 9, no. 13, pp. 1927-1934, 2015.
- [16] L. Zhao and Y. Jia, "Neural network-based adaptive consensus tracking control for multi-agent systems under actuator faults," International Journal of Systems Science, vol. 47, no. 8, pp. 1931-1942, 2016.



شکل ۸: سیگنال کنترل عامل راهبر و عوامل پیرو

۶- نتیجه گیری

در این مقاله، یک روش کنترل اجماع توزیع شده تطبیقی برای دسته‌ای از سیستم‌های چندعاملی نامعین و ناهمگون تحت گراف ارتباطات جهت دار پیشنهاد شد. روش پیشنهادی مبتنی بر روش کنترل سطح دینامیکی توزیع شده و شبکه‌های عصبی با توابع پایه شعاعی می‌باشد. قوانین تطبیقی برای بروزرسانی پارامترهای شبکه طراحی شدند. تحلیل پایداری روش پیشنهادی کران‌داری سیگنال‌های سیستم حلقه بسته را تضمین می‌نماید. نتایج شبیه‌سازی بر روی دسته‌ای ربات‌های تک‌محوری با دینامیک نامعین جهت تأیید عملکرد روش پیشنهادی ارائه شدند. از آنجایی که در بسیاری از سیستم‌های فیزیکی بهره‌های کنترلی، توابع غیرخطی و نامعین می‌باشند، در کارهای آتی، به مبحث اجماع سیستم‌های چندعاملی با بهره‌های کنترلی غیرخطی و نامعین پرداخته خواهد شد.

مراجع

- [1] R. Olfati-Saber, J. A. Fax and R. M. Murray, "Consensus and cooperation in networked multi-agent systems," Proceedings of the IEEE, vol. 95, no. 1, pp. 215-233, 2007.
- [2] Y. Cao, W. Yu, W. Ren and G. Chen, "An overview of recent progress in the study of distributed multi-agent coordination," IEEE Transaction on Industrial Information, vol. 9, no. 1, pp. 427-438, 2012.
- [3] Y. Chen, J. Lu, X. Yu and D. J. Hill, "Multi-agent systems with dynamical topologies: consensus and applications," IEEE Circuits and Systems Magazine, vol. 13, no. 3, pp. 21-34, 2013.
- [4] R. Olfati-Saber and R. M. Murray, "Consensus problems in networks of agents with switching topology and time-delays." IEEE Transactions on

- [17] G. Wang, C. Wang, Y. Yan, L. Li and X. Cai, "Distributed adaptive output feedback tracking control for a class of uncertain nonlinear multiagent systems," *International Journal of Systems Science*, vol. 48, no. 3, pp. 587-603, 2016.
- [18] W. Wang, C. Wen and J. Huang, "Distributed adaptive asymptotically consensus tracking control of nonlinear multi-agent systems with unknown parameters and uncertain disturbances" *Automatica*, Vol. 77, pp. 133-142, 2017.
- [19] Y. Zhang, G. Cui, G. Zhuang, J. Lu, and Z. Li, "Command filtered backstepping tracking control of uncertain nonlinear strict-feedback systems under a directed graph," *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 2016.
- [20] G. Cui, S. Xu, F.L. Lewis, B. Zhang and Q. Ma, "Distributed consensus tracking for non-linear multi-agent systems with input saturation: a command filtered backstepping approach," *IET Control Theory and Applications*, vol. 10, no. 5, pp. 509-516, 2016.
- [21] X. Shi and S. Xu, "Adaptive distributed consensus tracking control for uncertain nonlinear multi-agent systems in pure-feedback form," in *Control Conference (CCC), 2016 35th Chinese*, 2016, pp. 475-479: IEEE.
- [22] X. Shi, J. Lu, Z. Li and S. Xu, "Robust adaptive distributed dynamic surface consensus tracking control for nonlinear multi-agent systems with dynamic uncertainties," *Journal of the Franklin Institute*, vol. 353, no. 17, pp. 4758-4805, 2016.
- [23] L. Zhang, C. Hua and X. Guan, "Distributed output feedback consensus tracking prescribed performance control for a class of nonlinear multi-agent systems with unknown disturbances," *IET Control Theory and Applications*, vol. 10, no. 8, pp. 877-883, 2016.
- [24] S.J. Yoo, "distributed consensus tracking for multiple uncertain nonlinear strict-feedback systems under a directed graph," *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, vol. 24, no. 4, pp. 666-672, 2013.
- [25] D. Wang and J. Huang, "Neural network-based adaptive dynamic surface control for a class of uncertain nonlinear systems in strict-feedback form," *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 16, no. 1, pp. 195-202, 2005.
- [۲۶] ح. حق شناس، م.ع. بادامچی زاده و م. برادران نیا، "کنترل محدود نگهدارنده سیستم‌های چندعاملی خطی متشکل از عامل‌های غیر یکسان با استفاده از فیدبک خروجی دینامیکی"، *مجله کنترل*، جلد ۱۰، شماره ۴، ۱۳۹۵.
- [27] J. Park and I.W. Sandberg, "Universal approximation using radial-basis-function networks, *Neural Computation*," *Neural computation*, vol. 3, no. 2, pp. 246-257, 1991.

طراحی و ارزیابی تجربی الگوریتم تخمین وضعیت تلفیقی در رونده زیرآبی خودکار مبتنی بر فیلتر تکمیلی غیرمستقیم

سیدوحید ضیاء^۱، جواد بابایی^۲، ابراهیم علیزاده^۳

^۱ کارشناسی ارشد سیستم هدایت و کنترل، پژوهشکده علوم و فناوری شمال، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، zia_vahid_amol@yahoo.com

^۲ کارشناسی ارشد مکانیک ساخت و تولید، پژوهشکده علوم و فناوری شمال، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، J.babaei@gmail.com

^۳ استادیار، پژوهشکده علوم و فناوری شمال، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، ealizadeh@mut.ac.ir

پذیرش: ۱۳۹۷/۰۳/۹

ویرایش: ۱۳۹۶/۱۱/۱۷

دریافت: ۱۳۹۶/۰۵/۱۶

چکیده: هدف اصلی این مقاله طراحی یک سیستم ناوبری تلفیقی متشکل از سنسورهای اینرسی ارزان‌قیمت برای تخمین وضعیت نسبتاً دقیق یک رونده زیرآبی خودکار در طول همه فازهای ماموریت زیرآبی و سطحی است. دستاورد پیشنهادی با تکیه بر سیستم موقعیت-یاب جهانی GPS، واحد اندازه‌گیری اینرسی (شتاب‌سنج و ژيروسکوپ)، سنسور مغناطیس‌سنج و تکنیک فیلتر تکمیلی پایه‌گذاری شده است. فیلتر تکمیلی بر پایه فیلتر پایین‌گذر و بالاگذر به ترتیب برای حذف خطاهای نویز و بایاس در داده‌های اندازه‌گیری موجود در ساختار ناوبری تلفیقی طراحی می‌شود. بدین ترتیب تخمین نسبتاً دقیقی از وضعیت رونده در اختیار سیستم هدایت و کنترل قرار می‌دهد. مهمترین ویژگی دستاورد پیشنهادی سوئیچ بین GPS و مغناطیس‌سنج همگام با تغییر فاز حرکتی رونده زیرآبی خودکار است که منجر به تخمین دقیق‌تر زاویه سمت نسبت به سیستم ناوبری ژایرویی در فازهای حرکتی سطحی و زیرآبی می‌شود. عملکرد الگوریتم ناوبری تلفیقی پیشنهادی، در آزمون میدانی یک رونده زیرآبی خودکار تحقیقاتی و در مقایسه با فیلتر کالمن مورد ارزیابی قرار می‌گیرد.

کلمات کلیدی: تخمین وضعیت، رونده زیرآبی خودگردان، واحد اندازه‌گیری اینرسی، فیلتر تکمیلی غیرمستقیم، سیستم موقعیت‌یاب جهانی.

Design and Experimental Evaluation of integrated orientation estimation algorithm Autonomous Underwater Vehicle Based on Indirect Complementary Filter

Seyed Vahid Zia, Javad Babaei, Ebrahim Alizadeh

Abstract: This paper aims is to design an integrated navigation system constituted by low-cost inertial sensors to estimate the orientation of an Autonomous Underwater Vehicle (AUV) during all phases of under water and surface missions. The proposed approach relied on global positioning system, inertial measurement unit (accelerometer & rate gyro), magnetometer and complementary filter technique. Complementary filter operates based on low pass filter and high pass filter to remove noise and bias error of measurement data in the integrated navigation structure, respectively. Consequently, a relatively accurate orientation estimation is provided for guidance/control system. The most important feature of the proposed approach is the ability of switching between GPS and magnetometer sensor consistent with phase-change in the AUV motion. This brings about more accurate estimation of heading angle in both the surface and

underwater phase compared to gyro-based navigation. The performance of the proposed algorithm is assessed in a field test executed on a research AUV and in comparison, with Kalman filter.

Keywords: Attitude Estimation, Autonomous Underwater Vehicle, Inertial Measurement Unit, Indirect Complementary Filter, Global Positioning System.

۱- مقدمه

گسترش محدوده کاربردی انواع ربات اعم از هوایی، آبی و زمینی و تلاش برای ساخت رونده‌های هوشمند ارزان و با قابلیت اطمینان بالا، منجر به توسعه الگوریتم‌های ساده و نیرومند ناوبری برای تخمین وضعیت شده است. ناوبری دقیق، یکی از توانایی‌های بسیار مهم و اثبات‌کننده کارایی ماموریتی رونده زیرآبی خودکار (AUV)^۱ در کاربردهای نظامی و غیرنظامی است. بسیاری از ماموریت‌های AUV به درجه بالایی از دقت در ناوبری نیازمند است. کارایی و اثربخشی هر یک از الگوریتم‌های تخمین وضعیت و در نهایت موقعیت‌یابی به دو عامل میزان دسترس‌پذیری و قابلیت اطمینان اندازه‌گیری‌ها بستگی دارد که منوط به انتخاب صحیح سنسورهای موجود متناسب با نوع کاربری است [۱].

سیستم‌های ناوبری بر مبنای سنسورهای داخلی یا دریافت‌سیگنال خارجی دسته‌بندی می‌شوند. کارایی سیستم ناوبری مبتنی بر دریافت سیگنال خارجی مانند Loran, Omega, GPS به بازه زمانی محدود است که گیرنده سیگنال بیرونی را دریافت می‌کند. درحالی‌که ناوبری مبتنی بر سنسورهای داخلی می‌تواند ترکیبی از انواع مختلف ابزارها مانند واحد اندازه‌گیری اینرسی^۲، انحراف‌سنج^۳، شمال‌یاب^۴، سونار و ... باشد. با وجود محدودیت‌های کاربردی و خطاهای اندازه‌گیری، روش ناوبری داخلی به دلیل عدم نیاز به ارسال هرگونه سیگنال به محیط خارج، نسبت به ناوبری خارجی منفعت‌هایی دارد، بویژه در حوزه نظامی که می‌تواند منجر به شناسایی و آشکارسازی وسیله گردد [۲].

با بکارگیری سنسورهای دقیق در سیستم‌های ناوبری، موقعیت و وضعیت دقیق وسیله قابل استخراج است، ولی چنین سنسورهایی با کیفیت بسیار بالا، از نظر قیمت و ابعاد برای کاربردهای تجاری مناسب نخواهند بود. پیشرفت روزافزون سیستم‌های الکترومکانیکی در مقیاس میکرو^۵، توسعه واحدهای اندازه‌گیری اینرسی ارزان‌قیمت با ابعاد کوچک را در پی داشته است. اما خروجی آنها از دو منبع خطای نویز و بایاس رنج می‌برند. در حقیقت در تولید سنسورهای جدید با کاربری تجاری، مصالحه‌ای بین قیمت، ابعاد سنسور و دقت اندازه‌گیری صورت گرفته است [۳].

هر یک از سنسورهای مورد استفاده در سیستم‌های ناوبری دارای مزایا و معایبی هستند. بنابراین هدف از تلفیق سنسورها، پوشش نقاط ضعف یک سنسور توسط سنسور دیگر و تجمیع قابلیت‌های همه آنها برای افزایش کارایی

سیستم ناوبری است. به عنوان یک ابزار الکترومکانیکی، ژيروسکوپ^۶ در معرض خطاهای بسیاری ناشی از ناهم‌راستایی محور^۷، بایاس ثابت^۸، بایاس انحراف^۹، خطای فاکتور مقیاس ثابت و نامتقارن^{۱۰} است. بایاس انحراف، اصلی‌ترین منبع خطایی اثرگذار بر دقت ژيروسکوپ است که در صورت عدم تصحیح با مرجع خارجی، به دلیل انتگرال‌گیری از نرخ‌های زاویه‌ای، منجر به انحراف فراوان از موقعیت صحیح خواهد شد. اندازه‌گیری‌های حاصل از GPS بدون بایاس بوده و بدون نیاز به تنظیمات دقتی در حد سانتیمتر در اختیار کاربر قرار خواهد داد. در مقابل، نرخ بروزرسانی کند در قیاس با سنسورهای اینرسی، عدم کارایی در زیر آب به دلیل عدم انتشار امواج الکترومغناطیسی و زمان راه-اندازی^{۱۱} نسبتاً طولانی برای برقراری ارتباط با ماهواره‌ها، از مهم‌ترین معایب GPS است. عدم واگرایی خروجی با گذشت زمان، شتاب‌سنج را به عنوان یک سنسور جبران‌کننده برای تصحیح انحراف ژيروسکوپ مطرح کرده است. اما نکته منفی در عملکرد شتاب‌سنج، تاثیرپذیری آن از نویزهای فرکانس بالا و ارتعاشات محیطی است. مغناطیس‌سنج به عنوان عامل تصحیح‌کننده دیگر برای انحراف ژيروسکوپ مطرح است اما تاثیرپذیری از میدان‌های مغناطیسی ناخواسته محیط (آهن نرم و سخت) و خطاهای ابزاری مانند فاکتور مقیاس، آفست و ... بر عملکرد آن تاثیر منفی خواهد داشت که البته این نوع خطاها را می‌توان با کالیبراسیون برطرف نمود [۲ و ۴-۸].

وجود نویز و بایاس در خروجی هر سنسور مانع بزرگی برای استفاده مستقیم از آنهاست. با توجه به متون مختلف، برای کاهش تاثیرات عوامل مزاحم و تصحیح عملکرد سنسورها، روش‌هایی مبتنی بر فیلتر مانند فیلتر کالمن (فیلتر کالمن ساده^{۱۲} و توسعه‌یافته^{۱۳}) و مشاهده‌گر حالت با بهره ثابت با نام فیلتر تکمیلی^{۱۴}، ارائه شدند که بیشترین کاربرد را در زمینه تخمین وضعیت^{۱۵} با تلفیق سنسورهای مختلف در الگوریتم‌های ناوبری دارند [۳ و ۹]. فیلتر کالمن یک فرآیند تکرار شونده با ساختار تصحیح‌کننده پیش‌بین در حوزه زمان است که با تکیه بر دینامیک سیستم و دانش اولیه از نویز سیگنال، تخمین مناسبی از حالت سیستم ارائه می‌دهد. فیلتر کالمن با ساختار مستقیم و سرعت پردازش بالا، علاوه بر تخمین حالت‌های سیستم، همگرایی خطا را نیز حفظ می‌نماید اما

^۶ Gyroscope

^۷ Axis misalignment

^۸ Fixed bias

^۹ Drift Bias

^{۱۰} Fixed & Asymmetric Scale Factor Errors

^{۱۱} Warm up

^{۱۲} Simple Kalman Filter

^{۱۳} Extended Kalman Filter

^{۱۴} Complementary Filter

^{۱۵} Attitude Estimation

^۱ Autonomous Underwater Vehicle

^۲ Inertial Measurement Unit

^۳ Inclinator

^۴ Compass

^۵ Micro Electrical-Mechanical System (MEMS)

فرکانس قطع فیلتر تکمیلی، از دستاورد منطق فازی برای تنظیم خودکار فرکانس قطع استفاده شده است. در مرجع [۶] تخمینگر فیلتر تکمیلی با بهره‌ها (فرکانس قطع) ثابت و مبتنی بر سنسورهای اینرسی ارزان‌قیمت و GPS با هدف کاهش بار محاسباتی الگوریتم ناوبری پرنده بدون سرنشین ارائه و کارایی آن در آزمایشگاه سخت‌افزار در حلقه مورد ارزیابی قرار گرفته است. بزرگترین نوآوری مرجع [۷] ترکیب تئوری فیلتر تکمیلی موجود با بیان وضعیت چهارگان است. تخمین‌گر وضعیت غیرمستقیم با سرعت بروزرسانی بالا برای یک وسیله زیرآبی کنترل از راه دور^۵ (ROV) پیشنهاد داده است. سادگی ساختار ارائه شده با نرخ بروزرسانی بسیار سریع، پیروی از چرخش-های سریع وسیله را در کاربردهای زمان واقعی امکان‌پذیر می‌کند. دستاورد کلیدی مرجع [۸] ارائه سیستم ناوبری مبتنی بر سنسورهای سرعت، شتاب‌سنج و فیلتر تکمیلی غیرخطی برای تخمین وضعیت پرنده بدون سرنشین است. در این روش یک مدل مرتبه اول ساده از دینامیک‌های زاویه حمله برای تعقیب چرخش‌های سریع وسیله مورد استفاده قرار گرفته است که برای جبران خروجی شتاب‌سنج و دستیابی به تخمین بایاس صفر از راستای گرانش بر نیروی جانب مرکز و شتاب غیراینرسی بدنه تکیه دارد.

در مرجع [۹] سیستم تخمین وضعیت و تعیین سمت UAV با تکیه بر فیلتر تکمیلی با قابلیت تطبیق بهره فیلتر و ترکیبی از واحدهای اندازه‌گیری اینرسی ارائه شده است. با توجه به تاثیرگذاری فرکانس قطع فیلتر (فرکانس طبیعی) بر خطای حالت ماندگار پارامتر تخمین، دستیابی به کارایی بسیار مناسب فیلتر تخمین با بهره ثابت در محدوده وسیع از شرایط دینامیک بسیار دشوار خواهد بود. برای رفع این مشکل منطق تعویض بهره‌ها با تکیه بر دینامیک سیستم که توسط شتاب‌سنج‌ها حس می‌گردد، رونمایی شده است. مرجع [۱۰] با معرفی شکل‌های مختلف فیلتر تکمیلی به مقایسه دو فیلتر تکمیلی و کالمن پرداخته است. در مرجع [۱۱] یک دستاورد تخمین وضعیت جدید با فرم مجزای چهارگان از مشاهدات میدان مغناطیسی و گرانش توصیف شده است. برای اجتناب از اثرات شدید اختلالات مغناطیسی در پارامترهای تخمینی غلتش و فراز، فرآیند یافتن چهارگان زاویه انحراف و چهارگان سمت به دوزیربخش در سیستم تفکیک شده است. صحت عملکرد فیلتر تکمیلی جدید با ترکیب اطلاعات ژيروسکوپ، شتاب‌سنج و میدان مغناطیسی برای وسیله هوایی کوچک بصورت تحلیلی و شبه‌سازی روی اطلاعات تجربی اثبات شده است. در مرجع [۱۲] الگوریتم جدید تخمین وضعیت و بایاس ژایرو یک جسم صلب مبتنی بر مشاهده‌گر غیرخطی مود لغزشی و قرائت سنسورهای ارزان-قیمت ارائه و پایداری آن توسط روش پایداری لیاپانوف اثبات شده است. در مرجع [۱۳] برای جبران خطای سنسور اینرسی و تعیین وضعیت سه بعدی رونده‌های زمینی و پرنده، از تلفیق سنسورها در فیلتر تکمیلی مبتنی بر گرادیان نزولی^۶ (GDCA) و فیلتر تکمیلی ساده^۷ (ECA) ارائه شده است. ناوبری تلفیقی

مهمترین مسئله در پیاده‌سازی فیلتر کالمن، محاسبه ماتریس همگرایی، تعیین مناسب پارامترهای طراحی و بهره‌های کالمن است [۹و۶].

فیلتر تکمیلی به دلیل ساختار ساده، کارایی بالا و سهولت در پیاده‌سازی یک جایگزین متداول برای فیلتر کالمن است. فیلتر تکمیلی با فیلتر دوگانه (بالاگذر و پایین‌گذر) یک تحلیل فرکانسی همه‌گذر ارائه داده و از ترکیب چند منبع برای تخمین وضعیت بهره می‌گیرد. در کاربردهای هوایی به دلیل پیچیدگی در اجرا و همگرایی کندتر (به دلیل زمان‌بر بودن روند تکراری) فیلتر کالمن، استفاده از فیلتر تکمیلی تقدم دارد. در مقابل مهمترین مشکل فیلتر تکمیلی، بهره ثابت آن است که منجر به تخمین نادرست بویژه در مانورهای با دینامیک بالا می‌گردد. [۱۰و۹و۴].

به منظور افزایش شناخت نسبت به ساختار و عملکرد فیلتر تکمیلی و غلبه بر موانع بکارگیری سنسورهای ارزان‌قیمت در سیستم ناوبری، به بررسی دستاوردهایی مبتنی بر فیلتر تکمیلی پرداخته شده است که در شبه‌سازی‌های نرم‌افزاری و آزمون‌های میدانی مورد ارزیابی قرار گرفته است. در مرجع [۱] برای استخراج وضعیت صحیح و تخمین بایاس ژایرو، دو نوع فیلتر تکمیلی مستقیم و فیلتر تکمیلی غیرخطی غیرفعال پیشنهاد شده است که با فرم استاندارد چهارگان روی پرنده بدون سرنشین (UAV) پیاده‌سازی شده است و هدف آن آمیختن اندازه‌گیری‌های فرکانس پایین شتاب با اندازه‌گیری‌های فرکانس بالای نرخ زاویه‌ای برای دستیابی به یک تخمین مناسب وضعیت در محدوده وسیع فرکانسی است. در مرجع [۲] فیلتر تخمین موقعیت تکمیلی مبتنی بر اطلاعات نرخ پایین موقعیت حاصل از سیستم موقعیت‌یاب زیرآبی آکوستیک^۲ (USBL) و اطلاعات سرعت با نرخ بالا حاصل از سرعت‌سنج داپلری^۳ (DVL) برای تعیین موقعیت وسیله خودکار زیرآبی در آب‌های کم عمق ارائه و صحت عملکرد آن بصورت عملی در محیط‌های پر نویز مورد ارزیابی قرار داده است. مرجع [۳] کلاس جدیدی از فیلترهای تکمیلی پایدار مجانبی سراسری^۴ (GAS) را برای تخمین وضعیت مبتنی بر اندازه‌گیری‌های سنسور ارائه داده است. فیلتر پیشنهادی شامل تخمین بایاس‌های نرخ ژایرو و اندازه-گیری‌های ناقص سنسوری با مشاهده‌گر چند برداری بوده که به منظور ارزیابی عملکرد روی میز ثابت با چرخش نامحدود روی همه محورها اجرا شده است.

مرجع [۴] عملکرد فیلتر کالمن و تکمیلی را برای تخمین وضعیت UAV کوچک و با ترکیب اندازه‌گیری‌های ابزار اینرسی MEMS مقایسه کرده است. آنها با پیاده‌سازی عملی نشان دادند که فیلتر کالمن، خروجی نویزی‌تری نسبت به فیلتر تکمیلی داشته اما عاری از بایاس است و برای کارکردهایی که به تخمین بلندمدت نیاز دارد، مناسب خواهد بود. به دلیل تاثیرپذیری فیلتر تکمیلی از خطای ناشی از بایاس سنسور، در مرجع [۵] برای حذف خطای ژيروسکوپ، از دوربین استریو به عنوان مرجع خارجی استفاده شده است. از سوی دیگر به دلیل تاثیرپذیری مستقیم خطای حالت ماندگار پارامتر تخمین از

^۱ Unmanned Aerial Vehicle

^۲ Ultra-short baseline

^۳ Doppler velocity logger

^۴ Globally Asymptotically Stable

^۵ remotely operated underwater vehicle

^۶ Gradient Descent based Complementary Algorithm

^۷ Explicit Complementary Algorithm

بهره ثابت استفاده شده است. الگوریتم ناوبری پیشنهادی با ارائه ساختار تلفیقی، بر سنسورهای ارزان قیمت تکیه داشته و با کارایی نسبتاً دقیق، نیاز به بکارگیری سنسورهای گران قیمت را مرتفع می‌سازد و برای کاربردهای تحقیقاتی-پژوهشی و تجاری پیشنهاد می‌گردد.

۲- تخمین وضعیت

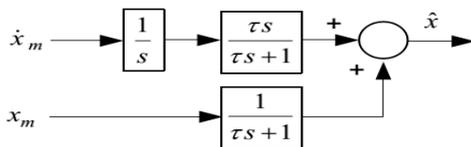
در سیستم ناوبری مبتنی بر سنسور اینرسی، وضعیت با انتگرال‌گیری از نرخ زاویه‌ای بدست می‌آید. به دلیل وجود بایاس در اندازه‌گیری و همچنین خطای تجمعی ناشی از انتگرال‌گیری، خطای تخمین به مرور زمان افزایش می‌یابد. با هدف کنترل و کاهش خطای تخمین ناشی از خطاهای اندازه‌گیری و اختلالات محیطی، الگوریتم ناوبری مبتنی بر فیلتر تکمیلی با ساختار ساده و ایده ترکیب سنسورهای اینرسی (شتاب و سرعت زاویه‌ای)، مغناطیس‌سنج و GPS ارائه خواهد شد که در ادامه به تشریح ساختار و ویژگی‌های آن پرداخته می‌شود [۵].

۲-۱- ساختار فیلتر تکمیلی

یک راه حل ساده و در عین حال کارآمد برای تخمین وضعیت، تجمیع فیلترهای پایین‌گذر و بالاگذر بترتیب برای تصحیح خروجی سنسورهای متأثر از نویز فرکانس بالا و بایاس فرکانس پایین است. از این ساختار مجتمع با ایده ترکیب چند سنسور به عنوان فیلتر تکمیلی یاد می‌شود. شکل ۱ ساختار فیلتر تکمیلی مستقیم را برای تخمین $\hat{x}(t)$ از $x(t)$ با استفاده از اندازه‌گیری $x_m(t)$ و $\dot{x}_m(t)$ نشان می‌دهد. مولفه $x_m(t)$ سیگنال اندازه‌گیری آمیخته با نویز فرکانس بالای $n_1(t)$ و پارامتر $\dot{x}_m(t)$ اندازه‌گیری نرخ تغییرات سیگنال آمیخته با نویز فرکانس پایین $n_2(t)$ است [۱۰۶]:

$$\dot{x}_m(t) = \dot{x}(t) + n_2(t) \quad \text{and} \quad x_m(t) = x(t) + n_1(t) \quad (1)$$

بنابراین در سیگنال‌های اندازه‌گیری شده مولفه‌هایی از نویز و بایاس با دامنه و محدوده فرکانسی تصادفی وجود خواهند داشت که بر تخمین نهایی سیگنال تأثیرگذار خواهند بود. بنابراین باید به گونه‌ای اثر این عوامل مزاحم را حذف نمود. همانطور که بیان شد فیلتر تکمیلی تجمیع فیلترهای پایین‌گذر و بالاگذر را ارائه داده که در شکل ۱ قابل مشاهده است.



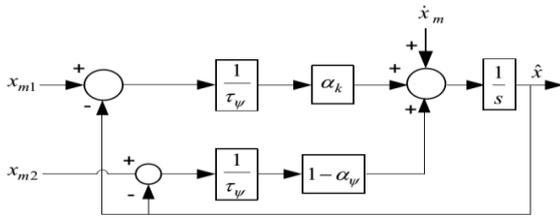
شکل ۱- فیلتر تکمیلی مستقیم

تبدیل لاپلاس تخمین $\hat{x}(t)$ را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$\hat{x}(s) = \frac{1}{\tau s + 1} X(s) + \frac{\tau s}{\tau s + 1} \dot{X}(s) + \frac{1}{\tau s + 1} N_1(s) + \frac{\tau s}{\tau s + 1} \left(-\frac{1}{s} N_2(s) \right) \quad (2)$$

با استفاده از ژيروسکوپ و GPS برای فازهای حرکتی سطحی و زیرسطحی وسیله خودکار زیرآبی مبتنی بر فیلتر تکمیلی در مرجع [۱۴] ارائه شده است. در مرجع [۱۵] کالیبراسیون مغناطیس‌سنج سه محوره مبتنی بر تخمینگر حداقل مربعات تطبیقی و با مدل خطای کامل شامل خطای ابزاری و انحرافات مغناطیسی ارائه شده است. در مرجع [۱۶] دستاورد تخمین و تصحیح تطبیقی وضعیت مبتنی بر فیلتر کالمن ارائه و از مقدار حدی شتاب دینامیکی به عنوان یک معیار تجربی برای تطبیق بهره‌های فیلتر کالمن استفاده شده است.

با توصیفات ارائه شده درخصوص ساختار فیلتر تکمیلی و با توجه به نوع ماموریت ربات زیرآبی خودکار که ترکیبی از فازهای سطحی و زیرسطحی است، هدف این پژوهش استفاده از فیلتر تکمیلی و مجموعه‌ای از سنسورهای ارزان قیمت با محدوده دقت متفاوت است. بطوریکه بتوان در مواقع ضرور و زمانی که یکی از سنسورها از دسترس خارج شده و فاقد کارایی است، سنسور دیگری را جایگزین آن نمود. به عنوان مثال در فاز حرکت زیرسطحی گیرنده GPS قادر به دریافت سیگنال ماهواره‌ها نخواهد بود و عملاً فاقد کارایی است. در این حالت سنسور مغناطیس‌سنج به عنوان جایگزین برای تعیین مسیر حرکت مورد استفاده قرار خواهد گرفت. طراحی الگوریتم نرم‌افزاری سوئیچ بین GPS و مغناطیس‌سنج، پیاده‌سازی چنین سیستمی را برای یک AUV به چالش بزرگتری در مقایسه با همتای پرنده خود بدل خواهد کرد. سنسور مغناطیس‌سنج در مقایسه با سیستم موقعیت‌یاب GPS دقت کمتری دارد ولی نسبت به سیستم ناوبری اینرسی که خطای جمع شونده با زمان دارد، دقت ثابتی را در اختیار کاربر قرار خواهد داد. البته می‌توان تأثیر این خطای ثابت را در فاز حرکت سطحی و زمانی که سیگنال GPS در دسترس گیرنده قرار دارد، جبران نموده و به حداقل رساند و به اصلاح مسیر پرداخت. البته باید در نظر داشت که سنسور مغناطیس‌سنج از عوامل اغتشاش‌زای بیرونی و یا بدنه فلزی کپسول تأثیر خواهد پذیرفت. بنابراین باید برای حذف این تأثیرات منفی نیز فکری شود، برای این منظور دو راهکار مدنظر است. در روش اول می‌توان بدنه کپسول را از جنس کامپوزیت تهیه کرد که بر انحراف مولفه‌های میدان مغناطیسی زمین بی تأثیر باشد. روش دوم در مواردی کارایی خواهد داشت که بدنه از جنس فلز باشد، در این حالت برای کاهش تأثیرپذیری، سنسور مغناطیس‌سنج را از بدنه فلزی کپسول دور خواهند نمود. البته باید در نظر داشت که سنسور مغناطیس‌سنج پس از نصب روی کپسول نیاز به کالیبراسیون خواهد داشت. سیستم ناوبری پیشنهادی با ارائه اصول ساده ریاضیاتی و پیاده‌سازی آسان، بدون اجرای یک روند تکراری، بار محاسباتی رایانه شناوری را کاهش خواهد داد. از سوی دیگر با توجه به بکارگیری مبانی ساده فیلتر پایین‌گذر و بالاگذر، با بی‌نیازی از تخمین پارامترهای طراحی در فیلتر کالمن همچون ماتریس همگرایی، ماتریس‌های کواریانس خطای تخمین، نویز مدل و اندازه‌گیری که نیازمند دانش اولیه از دینامیک سیستم و نویز سیگنال خواهد بود، مشکلات مطرح در پیاده‌سازی فیلتر کالمن را برطرف می‌سازد. با توجه به اینکه AUV هدف از نظر سرعت و مانورپذیری، دینامیک کندی دارد، از فیلتر تکمیلی با



شکل ۴- اندازه‌گیری چندگانه در فیلتر تکمیلی غیرمستقیم (۲۰۱)

با تجمع فیلتر پایین‌گذر و بالاگذر و تشکیل یک فیلتر همه‌گذر، تخمین وضعیت در یک محدوده فرکانسی گسترده فراهم می‌شود. فرکانس قطع فیلتر همه‌گذر، به‌عنوان مهم‌ترین عامل تاثیرگذار میانگین و واریانس خطای تخمین را تحت تاثیر قرار می‌دهد [۴ و ۱۱ و ۱۲].

۲-۲- پیاده‌سازی فیلتر تکمیلی غیرمستقیم روی AUV

هدف از این پژوهش شبیه‌سازی فیلتر تکمیلی غیرمستقیم برای تخمین وضعیت در رونده زیرآبی خودکار است. ماموریت محوله به این AUV ایجاب می‌کند که وسیله برای استتار، ۹۰٪ مسیر را در زیر آب طی نماید. بنابراین تعیین راهبرد ناوبری برای رسیدن به نقطه هدف با دقت قابل قبول بسیار اهمیت دارد. عامل تعیین‌کننده در راهبرد ناوبری، انتخاب سنسورها با توجه به شرایط محیطی، قیمت، دقت و اندازه آنهاست. در ادامه به بررسی فیلتر پیشنهادی برای تخمین وضعیت با استفاده از سنسورهای اینرسی (شتاب و سرعت زاویه‌ای)، مغناطیس‌سنج و GPS پرداخته می‌شود.

۲-۲-۱- تخمین فراز

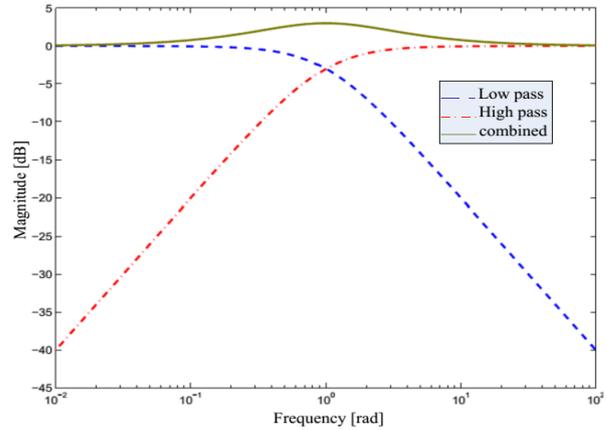
با توجه به ماهیت الگوریتم تکمیلی در مبحث تخمین وضعیت، پاسخ فرکانس بالای ژيروسکوپ قابل اتکاست درحالی‌که پاسخ فرکانس پایین آن به دلیل بایاس و انحراف منجر به رشد خطا خواهد شد. در مقابل تخمین موقعیت مبتنی بر اندازه‌گیری‌های فرکانس پایین شتاب‌سنج دارای قابلیت اطمینان بالاتری است [۱۳].

در نتیجه زاویه فراز با استفاده از اندازه‌گیری‌های شتاب و سرعت زاویه‌ای از سنسور AHRS در قالب فیلتر نمودار ۳ قابل تخمین است. مولفه فرکانس پایین زاویه فراز بطور مستقیم از خروجی شتاب‌سنج قابل استخراج است. شتاب‌سنج قادر به اندازه‌گیری بردار گرانش نسبت به محورهای بدنه است زیرا در یک حرکت حالت پایدار مانند کروز، به دلیل ناچیز بودن شتاب اینرسی، سنسور شتاب تنها بردار گرانش را اندازه می‌گیرد. اگر $\alpha = [\alpha_x \ \alpha_y \ \alpha_z]^T$ مولفه‌های سنسور شتاب در دستگاه بدنی باشند، آنگاه داریم [۶]:

$$\theta_L = -\sin^{-1}\left(\frac{\alpha_x}{g}\right) \quad (۳)$$

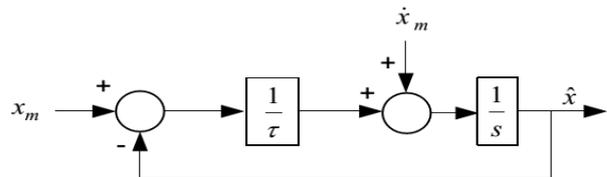
مولفه فرکانس بالای زاویه فراز با جایگذاری نرخ‌های زاویه‌ای در معادله دینامیکی زاویه فراز محاسبه خواهد شد:

رابطه (۲) شامل عبارت‌هایی از نویز، بایاس و سیگنال اصلی است. جمله نویز در هر دو کانال با فیلترهای پایین‌گذر و بالاگذر مرتبه اول با ثابت زمانی τ خنثی می‌شوند. پاسخ فرکانسی فیلتر در شکل ۲ قابل مشاهده است [۱۰ و ۱۱].



شکل ۲- منحنی دامنه-فرکانس فیلتر تکمیلی

در فرکانس‌های $\omega \gg \frac{1}{\tau}$ تخمین \hat{x} تحت تاثیر انتگرال \dot{x}_m خواهد بود، درحالی‌که در بازه $\omega \ll \frac{1}{\tau}$ تخمین \hat{x} مقدار x_m را دنبال خواهد کرد. در فرکانس‌های نزدیک $\frac{1}{\tau}$ خروجی تخمین گر ترکیبی از دو سیگنال است که بصورت برآمدگی در شکل ۲ قابل مشاهده است. در چنین ساختاری، در محدوده فرکانسی وسیع، مقدار تخمین به سیگنال واقعی نزدیک می‌شود. نمونه دیگری از فیلتر تکمیلی بدون تغییر تابع تبدیل فیلتر در شکل ۳ ارائه شده که بدلیل ساختار فیدبکی برای پیاده‌سازی روی میکروکنترلر مناسب است [۱۰ و ۱۱].



شکل ۳- فیلتر تکمیلی غیرمستقیم (۲۰۱)

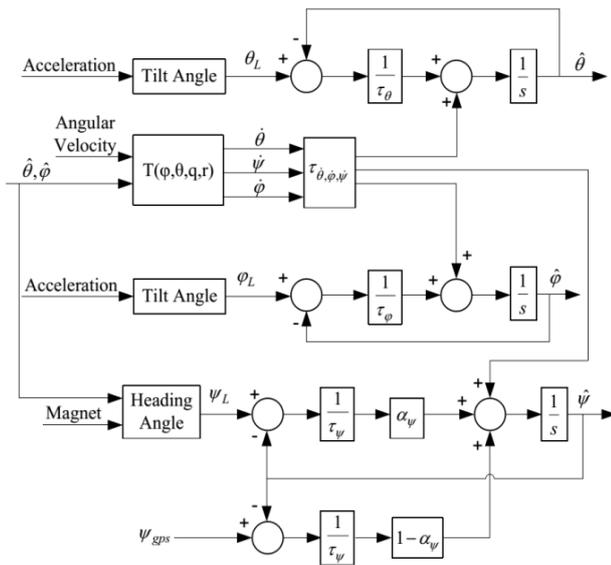
یک ویژگی فیلتر تکمیلی غیرمستقیم، بروزسانی ساده آن برای دستیابی به کارایی قابل قبول در حضور سنسورهای ارزان‌قیمت است. شکل ۴ فیلتر تکمیلی غیرمستقیم با دو کانال فرکانسی را نشان می‌دهد. پارامتر $\alpha_k \in [0, 1]$ ، تنظیم‌کننده وزن نسبی بین سیگنال‌های x_{m1} و x_{m2} است و از این طریق مزایای چندین اندازه‌گیری را برای حصول بهترین تخمین برمی‌گزیند. α_k یک فیلتر پایین‌گذر برای حذف نویز فرکانس بالای سیگنال x_{m1} است، بنابراین $1 - \alpha_k$ یک فیلتر بالاگذر بوده و نویزهای فرکانس پایین یا بایاس x_{m2} را حذف می‌کند [۱۰ و ۱۱].

مغناطیس سنج در محورهای سه گانه به روش حداقل مربعات^۱ کالیبره شده است [۱۴ و ۱۵].

مولفه فرکانس بالای زاویه سمت از خروجی ژایروسکوپ مبتنی بر معادلات دینامیک سمت (۱۱) استخراج می شود:

$$\dot{\theta} = (q \cos(\hat{\phi}) + r \cos(\hat{\psi})) / \cos(\hat{\theta}) \quad (11)$$

با توجه به مطالب فوق ساختار سیستم ناوبری مبتنی بر فیلتر تکمیلی و تلفیق چندین سنسور در شکل ۵ ارائه شده است [۶].



شکل ۵- ساختار کلی فیلتر تکمیلی

تخمین دقیقی پارامترهای وضعیت با انتخاب مناسب پارامترهای $\tau_{\theta}, \tau_{\psi}, \alpha_{\psi}, \tau_{\phi}, \tau_{\dot{\theta}, \dot{\phi}, \dot{\psi}}$ بدست خواهد آمد. به منظور تعیین پارامترهای طراحی، می توان از شتاب دینامیکی به عنوان یک مقیاس استفاده نمود. شتاب دینامیکی از رابطه زیر قابل استخراج است:

$$\alpha = \left| \sqrt{\alpha_x^2 + \alpha_y^2 + \alpha_z^2} - g \right| \quad (12)$$

مقادیر حدی شتاب دینامیکی با در نظر گرفتن مشخصات فنی شتاب-سنج، ژایرو و الزامات طراحی بصورت تجربی تعیین می گردد:

- حالت بدون شتاب ($\alpha < 0.015g$): در این حالت بدلیل مشاهده پذیر بودن تاثیر گرانش در اندازه گیری های شتاب سنج، تخمین خوبی از وضعیت بدست می آید. بنابراین برای تخصیص وزن بیشتر به شتاب سنج، فرکانس قطع کانال غلتش و فراز روی ۰٫۱ و رادیان بر ثانیه تنظیم می شود.
- حالت شتاب کم ($0.015g < \alpha < 5g$): در این وضعیت عدم قطعیت و خطا باید در تخمین وضعیت لحاظ گردد. بنابراین فرکانس قطع کانال غلتش و فراز باید بترتیب روی ۰٫۰۵ و ۰٫۰۱ رادیان بر ثانیه تنظیم شود.

$$\dot{\theta} = q \cos(\hat{\phi}) - r \sin(\hat{\phi}) \quad (4)$$

۲-۲-۲- تخمین غلتش

مولفه های فرکانس پایین و فرکانس بالای زاویه غلتش نیز همانند زاویه فراز، با استفاده از معادلات (۵) و (۶) و اندازه گیری های شتاب و سرعت زاویه ای سنسور اینرسی قابل استخراج است:

$$\varphi_L = a \tan 2(-\alpha_y, \alpha_x) \quad (5)$$

$$\dot{\phi} = p + q \sin(\hat{\phi}) \tan(\hat{\theta}) + r \cos(\hat{\phi}) \tan(\hat{\theta}) \quad (6)$$

۲-۲-۳- تخمین سمت

برای تخمین زاویه سمت، از تلفیق سنسورهای اینرسی (استخراج مولفه فرکانس بالا)، مغناطیس سنج و GPS (استخراج مولفه فرکانس پایین) در قالب فیلتر نمودار ۴ استفاده می شود.

با توجه به دو منبع سنسوری در دسترس برای تعیین مولفه فرکانس پایین در ساختار پیشنهادی، یک راهبرد سوئیچینگ در انتخاب نوع سنسور طراحی شده است. با توجه به عدم دسترسی به سیگنال GPS در محیط زیرآب، سنسور مغناطیس سنج به عنوان مرجع خارجی تخمین زاویه سمت جایگزین GPS خواهد شد. خطای بایاس مغناطیس سنج که در مقایسه با ژایروسکوپ بسیار کمتر و در دراز مدت تقریباً ثابت است، با عبور از فیلتر پایین گذر حذف نمی شود، بنابراین زاویه سمت تخمینی از مغناطیس سنج نیز همچنان با خطا همراه است. بنابراین در ماموریت رونده زیرآبی بازه های زمانی پیش بینی شده است که رونده با حرکت به سطح آب و برقراری ارتباط GPS بتواند خطای زاویه سمت را اصلاح نماید [۲].

بنابراین با توجه به مطالب فوق سمت حرکت بطور مستقیم از GPS با نرخ بروزرسانی کند و یا با استفاده از مغناطیس سنج با نرخ بروزرسانی سریع تر و مبتنی بر رابطه ۹ تخمین زده می شود:

$$\psi_L = \begin{cases} \pi - \tan^{-1}(\bar{m}_y / \bar{m}_x) \\ 2\pi - \tan^{-1}(\bar{m}_y / \bar{m}_x) \\ -\tan^{-1}(\bar{m}_y / \bar{m}_x) \\ \pi / 2 \\ 3\pi / 2 \end{cases} \quad (9)$$

در رابطه (۹) \bar{m}_y و \bar{m}_x مولفه های میدان مغناطیسی در صفحه افقی هستند که از ضرب خروجی مغناطیس سنج در ماتریس دوران $C(\varphi, \theta) \square (C_1(\varphi)C_2(\theta))^T$ بدست می آیند:

$$\begin{aligned} \bar{m}_x &= m_x \cos(\hat{\theta}) + m_y \sin(\hat{\phi}) \sin(\hat{\theta}) \\ \bar{m}_y &= m_y \cos(\hat{\phi}) - m_z \sin(\hat{\phi}) \end{aligned} \quad (10)$$

در رابطه فوق اگر زاویه فراز و غلتش بطور مستقیم در دسترس نباشد، می توان از مقدار تخمینی آنها استفاده نمود. لازم به ذکر است که خروجی

^۱Least squares

با قابلیت بسیار بالا قادر به تخمین مناسب آن بوده است که در بزرگنمایی ارائه شده بخوبی قابل مشاهده است.

لازم به ذکر است که برای مقایسه عملکرد فیلتر تکمیلی، نتایج تخمینگر وضعیت فیلتر کالمن نیز در نمودارهای ۸ و ۹ برای زوایای فراز و غلتش آورده شده است. شکل ۹ عملکرد فیلتر تلفیقی در تخمین زاویه سمت را نشان می‌دهد. خط تیره زاویه سمت حاصله از GPS، خط نقطه‌چین زاویه سمت تخمینی با فیلتر تکمیلی و خط توپر زاویه سمت حاصل از مغناطیس‌سنج است. هنگامی که AUV در فاز حرکت سطحی قرار دارد، با تصدیق برقراری ارتباط گیرنده GPS با ماهواره‌ها، برای حذف بایاس مغناطیس‌سنج، تصحیح تخمین زاویه سمت و قرار دادن رونده در جهت درست، سنسور GPS به عنوان مرجع سیستم ناوبری برگزیده می‌شود که این مسئله در بزرگنمایی‌های شکل ۹ قابل مشاهده است. بوضوح می‌توان مشاهده نمود که پس از قرارگیری رونده در فاز حرکت سطحی، با وجود دو منبع اطلاعاتی در دسترس، سیستم ناوبری GPS را به عنوان مرجع با اولویت بالاتر برای تخمین زاویه سمت در نظر گرفته و به اطلاعات GPS در فیلتر تکمیلی وزن بالاتری اختصاص داده است. با ورود رونده به زیرسطح آب برای اختفای بیشتر، بدلیل قطع بودن GPS، سیستم ناوبری با تکیه بر مغناطیس‌سنج به مسیر خود ادامه می‌دهد که در شکل ۱۰ سوئیچ سیگنال از مرجع GPS به مغناطیس‌سنج بخوبی قابل مشاهده است. با غوص رونده به زیرآب، سیگنال GPS برای مدت زمان معینی در آخرین مقدار دریافتی‌اش از ماهواره ثابت شده و سپس صفر می‌گردد. از این مسئله می‌توان به عنوان معیار سوئیچ بین مغناطیس‌سنج و GPS و انتخاب مرجع تخمین زاویه سمت بهره گرفت. لازم به ذکر است که محور افقی بیانگر مولفه زمان در واحد ثانیه است.

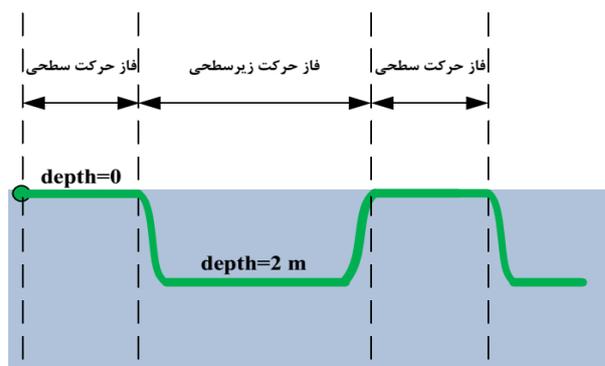
۳- نتیجه‌گیری

با توجه به نمودارهای ارائه شده نتایج حاصل از پیاده‌سازی فیلتر تکمیلی برای تخمین وضعیت AUV، بیانگر کارایی بالای این دستاورد مبتنی بر ترکیب سنسورهای ارزان قیمت و در حضور عوامل مزاحم همچون نویز و بایاس است. ساختار پیشنهادی مبتنی بر مغناطیس‌سنج و GPS برای تعیین سمت، امکان جهت‌یابی در مانور زیرآبی و سطحی را با دقت مناسبی فراهم کرده است. با وجود کالیبراسیون مغناطیس‌سنج در هنگام نصب روی AUV، زاویه سمت حاصله از آن در بازه مانور زیرآبی دارای بایاس است که این مشکل با استفاده از GPS هنگام صعود به سطح جبران خواهد شد. بهره‌های کنترلی ثابت در فیلتر ناوبری تکمیلی دستیابی به عملکرد نیرومند را در محدوده گسترده از شرایط دینامیکی دشوار می‌کند. این مسئله در نتایج حاصل از شبیه‌سازی فیلتر تکمیلی روی اطلاعات میدانی AUV نیز برآحتی قابل مشاهده است، آنجا که AUV با سرعت ثابت در حال طی مسیر است یا حرکت آن شتاب‌دار باشد بخصوص در زمان صعود به سطح یا غوص به زیر آب، فیلتر رفتار متفاوتی از خود نشان می‌دهد که عوارض آن بصورت پرش دامنه یا اختلاف فاز در زاویه تخمینی ظهور کرده است. راه غلبه بر این

حالت شتاب بالا $\alpha > 5g$: در این حالت بدلیل دینامیک بالای سیستم، تخمین وضعیت شتاب‌سنجی به هیچ‌وجه دقیق نخواهد بود. با تنظیم فرکانس قطع فیلتر روی صفر، باز خورد شتاب‌سنج خاموش شده و تخمین وضعیت کاملاً زایروبی خواهد بود [۱۶ و ۹].

۳- پیاده‌سازی و تحلیل نتایج

دستاورد تخمین پیشنهادی روی اطلاعات آزمون میدانی یک AUV شبیه‌سازی شد. سناریوی حرکتی AUV شامل یک بازه زمانی حرکت زیرسطحی برای تلفیق اطلاعات سنسورهای مغناطیس‌سنج و ژيروسکوپ برای تعیین سمت حرکت و وضعیت شناور و دو بازه زمانی حرکت سطحی برای استفاده از GPS برای تصحیح سمت حرکت و ژيروسکوپ برای تعیین وضعیت است. در نمودار ۶ نمایی از سناریوی حرکتی وسیله ارائه شده است.



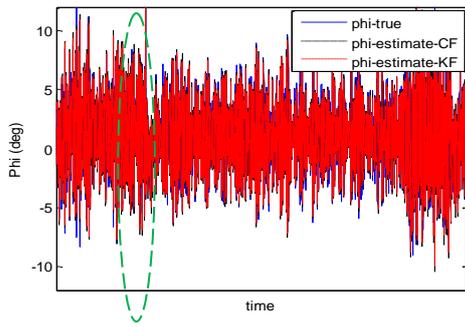
شکل ۶- سناریوی حرکتی وسیله زیرآبی

با توجه به فرکانس نمونه‌برداری سنسورها و قرارگیری رونده در دسته دینامیک کم شتاب، بهره‌های کنترلی و فرکانس قطع فیلتر بصورت $\tau_{\theta} = \tau_{\psi} = \alpha_{\psi} = 0.01, \tau_{\phi} = 0.05$ و $\tau_{\dot{\phi}, \dot{\theta}, \dot{\psi}} = 0.001$ انتخاب شده است. به منظور تصدیق عملکرد الگوریتم پیشنهادی، نتایج حاصله از فیلتر تکمیلی با وضعیت تخمینی از فیلتر کالمن مقایسه خواهد شد.

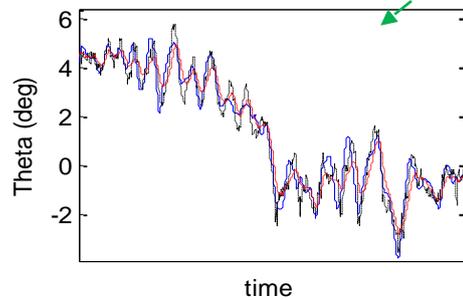
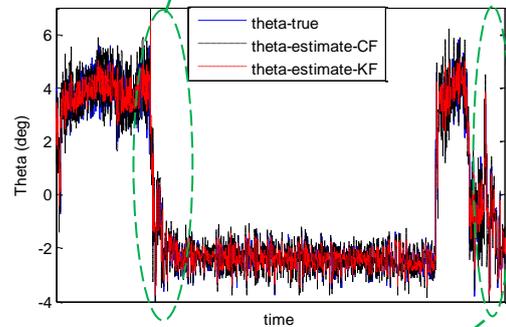
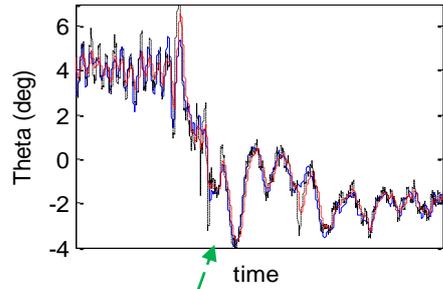
در شکل‌های ۷ و ۸ بترتیب تخمین زوایای فراز و غلتش از طریق فیلتر تکمیلی، فیلتر کالمن و سیگنال مرجع فراز و غلتش قابل مشاهده و مقایسه است. با تغییر فاز حرکت از سطح به عمق و تغییرات زاویه فراز، تخمین مناسب فیلتر تکمیلی از زاویه فراز در بزرگنمایی‌های ارائه شده در نمودار ۷ مشاهده می‌گردد. با توجه به نمودار ۷، به دلیل ذات دینامیکی وسیله، سرعت حرکت و عوامل محیطی مانند جریان‌های سطحی و زیرسطحی و تاثیر امواج، نوساناتی حول مقادیر ترمیم زاویه فراز در دو فاز حرکت سطحی و زیرسطحی مشاهده می‌گردد که فیلتر تکمیلی پیشنهادی با دقت قابل قبولی قادر به تخمین آنها بوده است.

به دلیل طراحی پایدار دینامیکی رونده و عدم استفاده از سطوح کنترلی در کانال غلتش، نوسان ذاتی با دامنه و فرکانس وابسته به سرعت رونده و شرایط محیطی، در زاویه غلتش در نمودار ۸ مشاهده می‌گردد که فیلتر تکمیلی

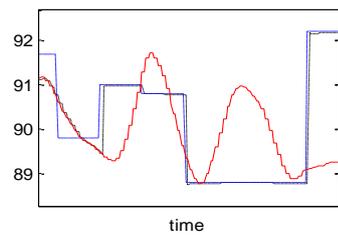
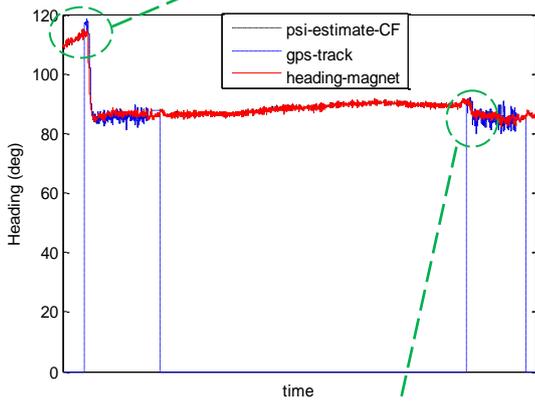
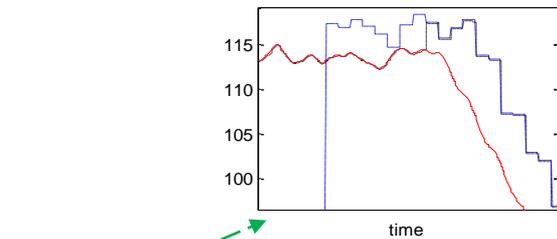
مشکل توسعه الگوریتم تخمین و ارائه تابع تطبیقی مناسب برای بروزرسانی بهره‌های کنترلی تحت شرایط دینامیکی متغیر است. به عبارت دیگر می‌توان برای بهبود نتایج فیلتر، سیستم جدول‌بندی بهره^۱ را با توجه به نوع مانور طراحی و پیاده‌سازی نمود. با این وجود ساختار ساده و پیاده‌سازی آسان، فیلتر تکمیلی را به انتخاب مناسب‌تری برای کاربردهای On-Board با توان محاسباتی پایین در مقایسه با فیلتر کالمن تبدیل کرده است.



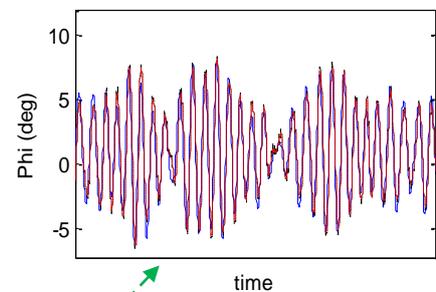
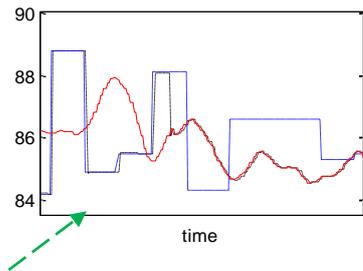
شکل ۸- مقدار واقعی زاویه غلتش و تخمین آن با فیلتر تکمیلی و کالمن



شکل ۷- مقدار واقعی زاویه فراز و تخمین آن با فیلتر تکمیلی و کالمن



شکل ۹- تخمین زاویه سمت با فیلتر تکمیلی، سوئیچ از مغناطیس سنج به GPS در فاز حرکت سطحی



^۱ Gain-Scheduled

Technological University, Cordoba Regional Faculty (UTN-FRC), 09, August, 2016.

[5] Chan Gook Park, Chang Ho Kang, Sanghyun Hwang and Chul Joo Chung "An Adaptive Complementary Filter for Gyroscope/ Vision Integrated Attitude Estimation" Int'l J. of Aeronautical & Space Sci. 17(2), 214–221 (2016).

[6] Dongwon Jung and Panagiotis Tsiotras "Inertial Attitude and Position Reference System Development for a Small UAV" Georgia Institute of Technology, Atlanta, GA, 30332-0150, 2013.

[7] Robert Smith a, b Andy Frostb, Penny Probert "Gyroscopic Data Fusion via a Quaternion Based Complementary Filter" university of Oxford, England. bSilsoe Research Institute, England, 2015.

[8] Mark Euston, Paul Coote, Robert Mahony, Jonghyuk Kim and Tarek Hamel "A Complementary Filter for Attitude Estimation of a Fixed-Wing UAV" Intelligent Robots and System, IROS 2008, IEEE/RSJ International Conference.

[9] Tae Suk Yoo, Sung Kyung Hong, Hyok Min Yoon and Sungsu Park "Gain-Scheduled Complementary Filter Design for a MEMS Based Attitude and Heading Reference System" Sensors 2011, 11, 3816-3830, 29 March 2011.

[10] Walter T. Higgins, JR "A Comparison of Complementary and Kalman Filtering" IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems Vol. AES-11, NO. 3 MAY 1975.

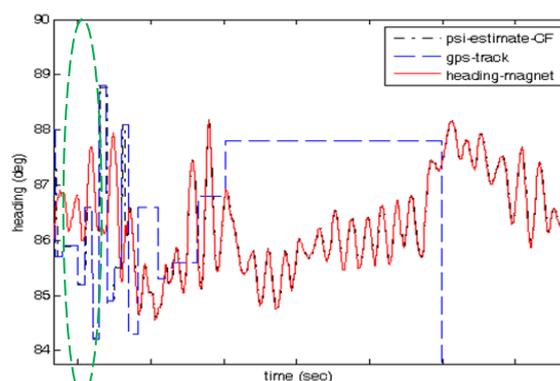
[11] Roberto G. Valenti, Ivan Dryanovski and Jizhong Xiao "Keeping a Good Attitude: A Quaternion-Based Orientation Filter for IMUs and MARGs" Sensors 2015, 15, 19302-19330.

[12] El Hadri and A. Benallegue "Attitude estimation with gyros-bias compensation using low-cost sensors" Joint 48th IEEE Conference on Decision and Control and 28th Chinese Control Conference Shanghai, P.R. China, December 16-18, 2009.

[13] Dung Duong Quoc, Jinwei Sun, Van Nhu Le and Nguyen Ngoc Tan "Sensor Fusion based on Complementary Algorithms using MEMS IMU" International Journal of Signal Processing, Image Processing and Pattern Recognition Vol. 8, No. 2 (2015), pp. 313-324.

[14] Roberts, Ricky L "Analysis, experimental evaluation, and software upgrade for attitude estimation by the Shallow-Water AUV Navigation System (SANS)" Naval Postgraduate School Monterey, California, March 1997.

[15] Val erie Renaudin, Muhammad Haris Afzal, and G' erard Lachapelle "Complete Tri-axis Magnetometer Calibration in the Magnetic Domain" Hindawi



شکل ۱۰- تخمین زاویه سمت با سوئیچ از GPS به مغناطیس سنج در فاز حرکت زیر سطحی

به منظور مقایسه بهتر پارامترهای تخمین نسبت به مقادیر اندازه گیری

شده و دریافت یک دید تحلیلی-آماري از نتایج شبیه سازی فیلتر تخمین با اطلاعات میدانی، مقادیر میانگین خطا و واریانس پارامترهای تخمینی از فیلتر تکمیلی و فیلتر کالمن در جدول ۱ ارائه شده است.

جدول ۱- میانگین خطای تخمین و واریانس خطای تخمین فیلتر تکمیلی و فیلتر کالمن

ردیف	پارامتر	میانگین خطای تخمین	واریانس خطای تخمین (σ^2)
۱	زاویه فراز ($theta_{Com}$)	-2.9257×10^{-5}	1.3974×10^{-4}
۲	زاویه غلتش ($roll_{Com}$)	-1.281×10^{-5}	3.7158×10^{-4}
۳	زاویه سمت ($heading_{Com}$)	1.864×10^{-4}	6.3455×10^{-5}
۴	زاویه فراز ($theta_{Kal}$)	-7.7762×10^{-6}	4.2436×10^{-5}
۵	زاویه غلتش ($roll_{Kal}$)	-1.0789×10^{-5}	4.0761×10^{-4}

مراجع

[1] Robert Mahony, Tarek Hamel, Jean-Michel P. flimlin "Complementary filter design on the special orthogonal group SO(3)" Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control, and the European Control Conference, Seville, Spain, December 12-15, 2005.

[2] Antonio Vasilijevic, Bruno Borovic, Zoran Vukic "Underwater Vehicle Localization with Complementary Filter: Performance Analysis in the Shallow Water Environment" J Intell Robot Syst (2012) 68:373–386.

[3] Pedro Batista, Carlos Silvestre, and Paulo Oliveira "Sensor-based Complementary Globally Asymptotically Stable Filters for Attitude Estimation" Joint 48th IEEE Conference on Decision and Control and 28th Chinese Control Conference Shanghai, P.R. China, December 16-18, 2009.

[4] G. Perez Paina, D. Gaydou, J. Redolfi, C. Paz, and L. Canali "Experimental comparison of Kalman and complementary filter for attitude estimation" Research Centre in Informatics for Engineering (CIII) National

Publishing Corporation Journal of Sensors, Volume 2010, Article ID 967245, 10 pages.

[16] li xing, yijun hang, zhi xiong, jianye liu and zhong wan, "accurate attitude estimation using ARS under conditions of vehicle movement based on disturbance acceleration adaptive estimation and correction" sensors 2016.

ارائه یک کنترل کننده ترکیبی بهینه شده مبتنی بر NSGA-II برای مبدل سوئیچینگ بوست

بهزاد بهنام^۱، پیمان حاجی حسینی^۲، سید محمد موسوی انزهایی^۳

^۱ مری، گروه مهندسی برق، دانشگاه آزاد اسلامی واحد کرج، b_behnam@kiau.ac.ir

^۲ استادیار، گروه مهندسی برق، دانشگاه آزاد اسلامی واحد کرج، p_hajihosseini@kiau.ac.ir

^۳ استادیار، گروه مهندسی برق، دانشگاه آزاد اسلامی واحد تهران جنوب، m_mousavi@azad.ac.ir

پذیرش: ۱۳۹۷/۰۴/۳۱

ویرایش: ۱۳۹۷/۰۳/۲۳

دریافت: ۱۳۹۶/۱۰/۱۷

چکیده: هدف از این تحقیق طراحی یک کنترل کننده دیجیتال جدید برای مبدل سوئیچینگ بوست در حالت هدایت پیوسته^۱ و حالت کنترل ولتاژ^۲ می باشد. در حالت های کارکرد ذکر شده تابع انتقال مبدل بوست دارای یک صفر سمت راست^۳ و یک جفت قطب مختلط است که مکان آنها شدیداً وابسته به مقادیر بار، ولتاژ ورودی، ولتاژ مرجع و عناصر استفاده شده در مبدل می باشد. ساختار کنترل کننده پیشنهادی متشکل از یک کنترل کننده استاندارد typeIII و یک کنترل کننده PID دارای صفرهای مختلط^۴ می باشد. پارامترهای این کنترل کننده با استفاده از یک روش بهینه سازی فراابتکاری چند هدفه جهت بهبود رفتار مبدل در زمان راه اندازی، تغییر بار و ولتاژ مرجع و همچنین دسترسی به مقادیر حد فاز و حد بهره مناسب بدست آمده اند. نتایج شبیه سازی و پیاده سازی عملی، نشان می دهند که عملکرد کنترل کننده پیشنهادی نسبت به نوع استاندارد typeIII بهبود چشمگیری پیدا کرده است. مزایای این کنترل کننده، پاسخ مناسب در تمامی محدوده کارکرد مبدل، عدم نیاز به فیدبک جریان، پایداری مناسب، تحقق ساده و قیمت ارزان می باشد.

کلمات کلیدی: مبدل سوئیچینگ بوست، بهینه سازی فراابتکاری، کنترل کننده typeIII، کنترل کننده PID دارای صفرهای مختلط

Presenting an Optimized Combinational Controller based on NSGA-II for Boost Switching Converter

Behzad Behnam, Payman Hajihosseini, Mohammad Mousavi Anzehae

Abstract: The main goal of this research is to design a new digital controller for a boost-switching converter in Continuous Conduction Mode (CCM), which operates in Voltage Mode Control (VMC). Boost converter transfer function in the mentioned modes have one Right Half Plane (RHP) zero and a pair of complex poles while their places are severely dependent on input voltage, reference voltage and converter elements. Parameters of the proposed controller have been obtained by using a meta-heuristic multi-objective optimization method to gain an improved converter behavior in startup, load change and reference voltage change conditions along with appropriate gain and phase margins. The proposed controller is a combination of a standard typeIII controller and a PID controller with complex zeros. Simulation and experimental results illustrate that converter performance based on the proposed controller has a significant improvement rather than typeIII controller. Main benefits of the proposed controller includes achieving a suitable response in whole range of converter operation, not to need a current feedback, appropriate stability and simple and cost-effective implementation.

Keywords: Boost Switching Converter, Meta-Heuristic Optimization, typeIII Controller, PID Controller with Complex Zeros.

¹ Continuous Conduction Mode (CCM)

² Voltage Mode Control (VMC)

³ Right Half Plane (RHP)

⁴ PID With Complex Zeros (PIDWCZ)

۱- مقدمه:

راندمان زیاد، ابعاد کوچک، قیمت مناسب و قابلیت اطمینان بالا در مبدل های قدرت سوئیچینگ موجب شده که آنها بطور گسترده ای در صنایع الکتریکی و الکترونیکی استفاده شوند. مبدل بوست یک مبدل سوئیچینگ DC-DC افزاینده و پر کاربرد می باشد که در ماشین های برقی، منابع تجدید پذیر، منابع تغذیه بدون وقفه^۱، تجهیزات تصحیح ضریب قدرت^۲ و غیره استفاده می شود.

بطور کلی مبدل های قدرت، سیستم های غیر خطی متغیر با زمان می باشند و بواسطه نامعین بودن پارامترهای مبدل، امکان مدل سازی دینامیکی دقیق آنها در تمامی شرایط کارکرد مبدل بسیار سخت است، لذا کنترل مبدل های قدرت همیشه یک چالش بزرگ برای طراحان می باشد. یک روش مرسوم برای طراحی کنترل کننده مبدل بوست، استفاده از مدل سیگنال کوچک خطی شده آن حول یک نقطه کار و استفاده از نظریه کنترل کلاسیک می باشد [۱].

هنگامی که مبدل بوست در وضعیت حالت هدایت پیوسته و حالت کنترل ولتاژ کار می کند، یک عدد صفر سمت راست و یک جفت قطب مختلط در تابع انتقال چرخه کارکرد^۳ تا ولتاژ خروجی بدست آمده از آنالیز سیگنال کوچک آن مشاهده می شود. وجود این قطب های مختلط در کنار صفر سمت راست و وابستگی محل آنها به نقطه کار، پایدارسازی و کنترل این مبدل را برای رسیدن به یک پاسخ دینامیکی سریع و قابل قبول در تمامی شرایط کارکرد مبدل، مشکل و پیچیده کرده است. کنترل کننده typeIII یکی از پرکاربردترین کنترل کننده ها برای مبدل بوست می باشد که می توان پارامترهای آن را با استفاده از مدل سیگنال کوچک خطی شده مبدل طراحی کرد و تحقق آن به صورت آنالوگ و دیجیتال به سادگی امکان پذیر است [۲]. مهمترین عیب این روش این است که پارامترهای کنترل کننده تنها حول یک نقطه کار انتخاب شده برای مبدل، طراحی می شوند و فقط بعضی از مشخصات پاسخ خروجی (مثلا در زمان راه اندازی، تغییر بار و تغییر ولتاژ مرجع) به مقدار مطلوب می رسند، لذا عملکرد کنترل کننده منتج به یک عملکرد بهینه در تمامی شرایط کارکرد مبدل نمی گردد [۱]. لذا انتخاب نوع و تنظیم بهینه پارامترهای کنترل کننده، برای رسیدن به یک پاسخ مناسب در محدوده کارکرد خواسته شده مبدل، نیازمند بررسی بسیار دقیق تر و تجزیه و تحلیل بیشتر می باشد.

Shuibao Guo و همکاران [۳] با استفاده از کنترل کننده مد لغزشی^۴ و تحقق دیجیتال آن، به وسیله "آرایه گیت های قابل برنامه ریزی

مبدل^۵ (FPGA) توانستند، یک مبدل سوئیچینگ کاهنده را کنترل کنند. مزایای این روش کنترلی عدم حساسیت به تغییر پارامترهای مبدل و تضمین پایداری می باشد. اما از معایب آن می توان به نیاز به پهنای باند نسبتا بالا برای کنترل کننده و پدیده وزوز^۶ اشاره کرد. Sadek و همکاران نشان دادند که راه حل مناسب برای کاهش فراجش^۷ ولتاژ در مبدل بوست به هنگام تغییر آنی بار، تحقق فرکانس بالای کنترل کننده PID دیجیتال با استفاده از FPGA است [۴]. اما در مقاله فوق رفتار سیستم در موقع راه اندازی، تغییر ولتاژ مرجع و پایداری نسبی سیستم مورد ارزیابی قرار نگرفته است. Banerjee با استفاده از روش بهینه سازی ازدحام ذرات^۸ یک کنترل کننده آنالوگ typeIII را برای مبدل بوست طراحی کرد [۵]. او نشان داد که پاسخ کنترل کننده بهینه شده نسبت به کنترل کننده طراحی شده با روش k-factor بهبود چشمگیری پیدا کرده است، اما در این مطالعه فقط از یک تابع هدف در الگوریتم بهینه سازی استفاده شد. Sadek همچنین با استفاده از یک کنترل کننده مقاوم بهینه شده توسط الگوریتم ژنتیک و تحقق آن بوسیله FPGA نشان داد که عملکرد مبدل بوست، بهبود قابل توجهی نسبت به روش های دیگر پیدا کرده است [۶].

با کنترل کننده های آنالوگ نمی توان تمامی الگوریتم های پیچیده کنترلی خواسته شده را اجرا کرد، در ضمن بواسطه تفرانس قطعات و تغییر دما، المان های کنترل کننده آنالوگ تغییر پیدا کرده و در نتیجه ساختار دینامیکی کنترل کننده و پاسخ مبدل تغییر می کند. با توجه به پیشرفت در ساخت میکروکنترلرها، پردازنده های سیگنال دیجیتال^۹ و FPGA ها و همچنین افزایش قدرت و کاهش قیمت آنها در سال های اخیر، استفاده از کنترل کننده های دیجیتال برای پیاده سازی الگوریتم های پیچیده در مبدل های سوئیچینگ قدرت یکی از راهکارهای مورد علاقه پژوهشگران گردیده است؛ به طوری که استفاده از آنها امکان رسیدن به پایداری مطلق و عملکرد بهتر پاسخ مبدل را در حالت های گذرا و ماندگار سیستم به واسطه تغییر بار، ولتاژ ورودی، ولتاژ مرجع و عناصر مدار فراهم می کند [۲،۳،۴،۶،۷،۸،۹].

انتخاب ساختار کنترل کننده و استفاده از الگوریتم های جستجوی فراابتکاری برای پیدا کردن پاسخ بهینه، دو مساله بسیار مهم برای رسیدن به یک پاسخ مناسب در مبدل های قدرت می باشد. در بیشتر موارد از کنترل کننده PID به خاطر ساختار ساده آن استفاده می شود. مقدار بهینه پارامترهای کنترل کننده PID می تواند از روش های کلاسیک [۲،۱۱]، الگوریتم های هوشمند تکاملی مثل الگوریتم ژنتیک [۶]، بهینه سازی

⁶ Chattering

⁷ Overshoot

⁸ Particle Swarm Optimization (PSO)

⁹ Digital Signal Processor (DSP)

¹ Uninterruptable Power Supply (UPS)

² Power Factor Correction (PFC)

³ Duty Cycle

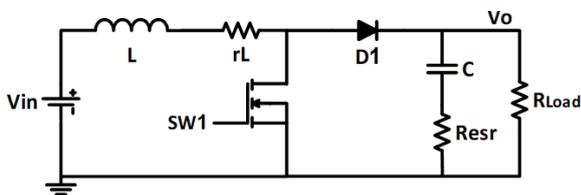
⁴ Sliding Mode Controller (SMC)

⁵ Field Programmable Gate Array (FPGA)

کار کرد خواسته شده نشان داده شده است. در ادامه طراحی کنترل کننده های typeIII و PIDWCZ به صورت کلاسیک انجام گرفته است. در بخش ۳ با استفاده از الگوریتم تکاملی بهینه سازی چند هدفه، ضرایب بهینه کنترل کننده پیشنهادی برای مبدل بوست آمده است. نتایج حاصل از شبیه سازی و اجرای عملی در بخش ۴ و نتیجه گیری نهایی در بخش ۵ مشاهده می شوند.

۲- مدل کردن مبدل بوست در حالت هدایت پیوسته و طراحی کنترل کننده

شکل (۱) مدار الکتریکی مبدل بوست با عناصر پارازیتیک در سلف (rL) و خازن ($Resr$) را نشان می دهد.



شکل (۱)- مدار الکتریکی مبدل بوست

جدول (۱)- پارامترهای مبدل بوست و محدوده تغییرات آنها

مقدار	نام پارامتر
200KHz	فرکانس سوئیچینگ F_S
8-14V	محدوده تغییرات ولتاژ ورودی V_{in}
12V	ولتاژ نامی ورودی $V_{in}(nom)$
100 μ H	سلف L
0.05 Ω	مقاومت پارازیتیک سلف rL
200 μ F	خازن C
0.01 Ω	مقاومت معادل سری خازن $Resr$
10-50 Ω	محدوده تغییرات مقاومت بار R_{Load}
0.48-2.4A	محدوده تغییرات جریان بار i_{Load}
24V	ولتاژ نامی خروجی $V_o(nom)$
0.42-0.66	سیگنال کنترلی $D = \frac{PW}{T_S}$

مقادیر المان های مبدل مورد استفاده در جدول (۱) ارائه شده است که در

آن $F_S = 1/T_S$ فرکانس سوئیچینگ و $0 < D < 1$ سیگنال کنترلی $PW = D \cdot T_S$ می باشند.

ازدحام ذرات [۵،۱۲]، منطق فازی، شبکه های عصبی [۱۳] و غیره بدست آید.

در این تحقیق از یک کنترل کننده پیشنهادی جدید به نام typeIII+PIDWCZ، مشکل از یک کنترل کننده typeIII استاندارد و یک کنترل کننده PIDWCZ استفاده شده است. کنترل کننده PIDWCZ یک کنترل کننده PID با صفرهای مختلط می باشد [۹،۱۰]. استفاده از کنترل کننده typeIII در مبدل بوست، پاسخ مناسبی را به تغییرات بار ایجاد می کند و استفاده از کنترل کننده PIDWCZ پاسخی مناسب به تغییرات ولتاژ مرجع و در زمان راه اندازی نشان می دهد.

در ابتدا طراحی پارامترهای کنترل کننده های typeIII و PIDWCZ بصورت کلاسیک انجام شده و سپس برای پیدا کردن پارامترهای بهینه کنترل کننده پیشنهادی از یک روش جستجوی فراابتکاری استفاده شده است. الگوریتم تکاملی NSGA-II که اولین بار توسط Deb و همکارانش ارائه شد [۱۴]، به عنوان یکی از انواع الگوریتم های ژنتیک و بهینه سازی چند هدفه شناخته می شود. این روش تکنیکی بسیار قدرتمند و سریع برای حل مسائل جستجو و بهینه سازی در دنیای واقعی است. لذا در این تحقیق جهت انتخاب پارامترهای کنترل کننده پیشنهادی از الگوریتم ژنتیک NSGA-II چند هدفه برای به حداقل رساندن ۳ تابع هدف و همچنین برای برآورده کردن قیود حد فاز و حد بهره استفاده شده است. این توابع هدف در زمان راه اندازی $f_{startup}(X)$ ، در شرایط تغییر بار $f_{Load}(X)$ و نیز تغییر ولتاژ مرجع $f_{ref}(X)$ تعریف شده اند. با استفاده از الگوریتم ژنتیک و نرم افزار متلب سیمولینک مقادیر بهینه ضرایب کنترل کننده پیشنهادی برای مبدل بوست محاسبه شده است. سپس یکی از بهترین پاسخ های برتر موجود در جبهه پارتو^۳ به عنوان پاسخ بهینه انتخاب شده و با پاسخ های کلاسیک مقایسه و مورد ارزیابی قرار گرفته است. نتایج حاصله از شبیه سازی و اجرای عملی در این پژوهش نشان می دهند که با انتخاب پارامترهای بهینه کنترل کننده پیشنهادی و بدون نیاز به فیدبک جریان، کنترل کننده پیشنهادی خصوصیات مثبت هر یک از کنترل کننده ها را به ارث برده و عملکرد سیستم در محدوده وسیعی از تغییرات بار، ولتاژ مرجع، ولتاژ ورودی، زمان راه اندازی و پایداری نسبی، نسبت به کنترل کننده typeIII استاندارد، بهبود پیدا کرده است. تحقق عملی کنترل کننده دیجیتال پیشنهادی با استفاده از یک برد STM32f4 Discovery انجام شده است.

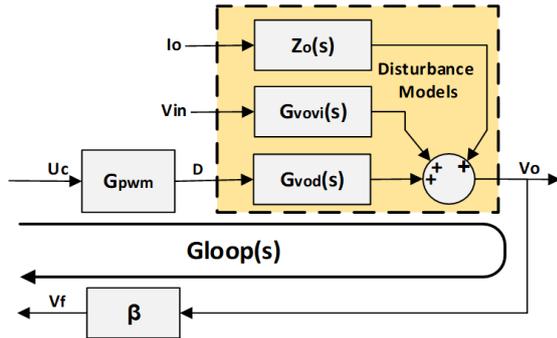
در بخش ۲ مدل خطی شده مبدل بوست حول نقطه کار به دست آمده و تغییرات صفر سمت راست و قطب های مختلط مبدل در محدوده شرایط

⁴ Pulse Width (PW)

¹ Non-dominated Sorting Genetic Algorithm II (NSGA-II)

² Simulink MATLAB

³ Pareto Front



شکل (۲) - سیستم حلقه باز مبدل بوست به همراه شبکه فیدبک و GPWM

همانطور که از تابع انتقال $G_{Loop}(s)$ مشخص است، به ازای تغییر در $P_{1,2}$ مقاومت بار R_{Load} و ولتاژ ورودی V_{in} ، مکان قطب های مختلط $P_{1,2}$ ، صفر سمت راست ω_{RHPZ} و گین تابع انتقال G_{d_o} ، (مطابق روابط (۷)) جابجا می شوند.

$$V_{in}(min) \leq V_{in} \leq V_{in}(max) , \\ R_{Load}(min) \leq R_{Load} \leq R_{Load}(max)$$

$$P_{1,2} = -\frac{1}{2} \left[\frac{r_L}{L} + \frac{1}{C.(R_{Load}+Resr)} \pm \sqrt{j \left[-\left(\frac{r_L}{L} + \frac{1}{C.(R_{Load}+Resr)} \right)^2 + 4 \frac{1}{LC} \cdot \frac{r_L+R_{Load} \frac{V_{in}^2}{V_o^2}}{R_{Load}} \right]} \right] \\ \omega_{RHPZ} = \frac{(R_{Load}-r_L) \frac{V_{in}^2}{V_o^2}}{L} , G_{d_o} = \frac{V_o^2}{V_{in}} \quad (7)$$

در شکل (۳) نمایشی از تغییرات قطب های مختلط و صفر سمت راست در مبدل بوست، به ازای تغییر در مقاومت بار و ولتاژ ورودی آن نشان داده شده است. با مشخص شدن ناحیه های مرزی تغییرات قطب های مختلط (مثل $P_1 = -X1 + jY1$)، می توان از آنها جهت پیدا کردن فضای جستجو در عملیات بهینه سازی پارامترهای کنترل کننده استفاده نمود.

۱-۲ طراحی کلاسیک کنترل کننده typeIII

مطابق رابطه (۸)، کنترل کننده typeIII، یکی از پرکاربردترین کنترل کننده های مورد استفاده برای کنترل مبدل بوست می باشد و به راحتی به صورت آنالوگ و دیجیتال قابل تحقق است [۲،۵،۱۱]. این کنترل کننده به عنوان مرجع مقایسه در بسیاری از مقالات مورد استفاده قرار گرفته و در این تحقیق نیز عملکرد کنترل کننده پیشنهادی با آن مقایسه شده است.

توابع انتقال سیگنال کوچک مبدل بوست در حول نقطه کار و حالت هدایت پیوسته به صورت زیر بدست می آیند [۲،۵،۱۱]:

$$G_{V_o d}(s) = \frac{\bar{v}_o}{d}(s) = G_{d0} \frac{(1+\frac{s}{\omega_{z1}})(1-\frac{s}{\omega_{RHPZ}})}{1+\frac{s}{\omega_{0Q}}+\frac{s^2}{\omega_0^2}} \quad (1)$$

$$G_{V_o v_{in}}(s) = \frac{\bar{v}_o}{v_{in}}(s) = \frac{1}{D'} \cdot \frac{(1+\frac{s}{\omega_{z1}})}{1+\frac{s}{\omega_{0Q}}+\frac{s^2}{\omega_0^2}} \quad (2)$$

$$Z_o(s) = \frac{\bar{v}_o}{i_o}(s) = -\frac{1}{(D')^2} \left[\frac{Ls}{1+\frac{L}{(D')^2 R_{Load}}s + \frac{LC}{(D')^2}s^2} \right] \quad (3)$$

$$G_{d_o} = \frac{V_{in}}{(D')^2} = \frac{V_o^2}{V_{in}} , D' = 1 - D , \omega_{z1} = \frac{1}{C.Resr} , \\ \omega_{RHPZ} = \frac{(R_{Load}-r_L).(D')^2}{L} , \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{\frac{r_L+R_{Load}.(D')^2}{R_{Load}}} \\ Q = \frac{\omega_0}{\frac{r_L}{L} + C.(R_{Load}+Resr)} \quad (4)$$

طبق رابطه (۱) تابع انتقال بین ولتاژ خروجی V_o و سیگنال کنترلی D ، دارای دو قطب مختلط و یک صفر سمت راست می باشد. اگر شرط رابطه (۵) برقرار باشد مبدل در حالت هدایت پیوسته و در غیر اینصورت در حالت هدایت ناپیوسته^۱ کار می کند.

$$L > L_{critical} = \frac{(1-\frac{V_{in}}{V_o})V_{in}^2 R_{Load}}{2F_s V_o^2} \quad (5)$$

در بدترین شرایط کاری مبدل بوست، یعنی وقتی که V_{in} و R_{Load} حداقل باشند، صفر سمت راست (ω_{RHPZ}) کوچکترین مقدار خود و بیشترین اثر را بر پاسخ سیستم دارد. مطابق شکل (۲)، با توجه به بلوک دیاگرام حلقه باز مبدل و در بلوک G_{PWM} ، ولتاژ U_c به سیگنال کنترلی D تبدیل می شود، این کار توسط آی سی مدولاتور عرض پالس^۲ انجام می گردد. لذا تابع انتقال حلقه باز مبدل بوست با توجه به پارامترهای موجود در این مدولاتور شامل مقادیر ولتاژ مرجع (V_{ref})، حداقل ولتاژ موج دندانه اراهی (V_1) و حداکثر آن (V_2) و طبق رابطه (۶) حاصل می شود.

$$V_o = \frac{V_{ref}}{\beta} , G_{PWM} = \frac{1}{V_2-V_1} , G_{Loop}(s) \frac{\bar{v}_f}{\bar{u}_c}(s) = G_{PWM} \times \beta G_{v_o d}(s) \quad (6)$$

² PWM Generator

¹ Discontinues Conduction Mode (DCM)

$$G_{PIDWCZ}(s) = Kc \frac{(s+\sigma_c)^2 + \omega_{dc}^2}{s(s+\omega_{pc})} \quad (11)$$

در شکل (۳) مکان قطب های مختلط مبدل بوست به ازای تغییرات گفته شده در رابطه (۷)، نمایش داده شده است. هدف از گذاشتن صفرهای مختلط در کنترل کننده PIDWCZ، کم کردن تاثیر قطب های مختلط موجود در تابع انتقال مبدل بوست می باشد. برای این منظور صفرهای مختلط در کنترل کننده باید در نزدیک قطب های مختلط موجود در این تابع انتقال قرار گیرند.

از خصوصیات خوب کنترل کننده PIDWCZ می توان به پایداری نسبی مناسب، تحقق دیجیتال راحت، پاسخ مناسب به تغییرات ولتاژ مرجع و سرعت خوب در راه اندازی و از مشکلات آن می توان به فرآینش زیاد در موقع تغییر بار و حساسیت زیاد پاسخ سیستم به نقطه کار اشاره نمود. مقدار گین کنترل کننده Kc و فرکانس قطب آن ω_{pc} ، نیز به گونه ای انتخاب میشود که برای تمام مقادیر بار و ولتاژ ورودی مبدل، پهنای باند بزرگ و $GM \geq 10dB$ و $PM \geq 45^\circ$ حاصل شود [۶،۹،۱۰]. با توجه به تابع انتقال مبدل بوست در بدترین شرایط کاری آن (R_{Load} و V_{in} حداقل) و شکل (۳) یکی از قطب های مختلط مبدل بصورت زیر انتخاب می شود:

$$P_3 = -\sigma + j\omega_d = -X3 + jY3 \begin{cases} \sigma = X3 \\ \omega_d = Y3 \end{cases} \quad (12)$$

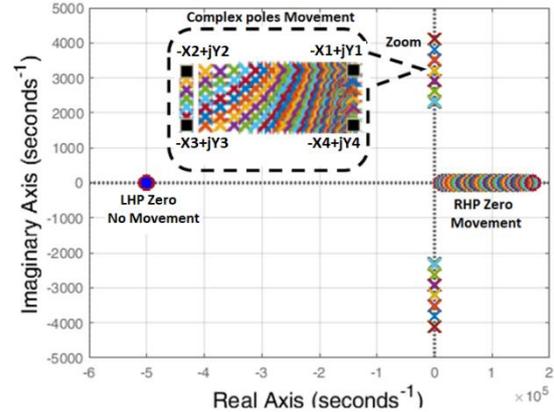
لذا مکان صفرهای کنترل کننده PIDWCZ در اطراف قطب مختلط مبدل و مکان قطب آن نیز هم اندازه با ω_{RHPZ} بصورت نشان داده شده در رابطه (۱۳) انتخاب شده است.

$$\sigma_c = 1.2\sigma, \quad \omega_{dc} = 0.8\omega_d, \quad \omega_{zc} = -\sigma_c j\omega_{dc} \\ \omega_{pc} = \omega_{RHPZ} \quad (13)$$

Kc مناسب از روی دیاگرام بود به نحوی انتخاب شده است که در تمام مقادیر بار و ولتاژ ورودی گفته شده در رابطه (۷)، $PM \geq 45^\circ$ بدست آید.

۲-۳ طراحی کنترل کننده پیشنهادی typeIII+PIDWC

در این قسمت دو کنترل کننده PIDWCZ و typeIII به صورت موازی با یکدیگر ترکیب شده و کنترل کننده حاصل در شکل (۴) نشان داده شده است. هدف از ترکیب موازی این دو کنترل کننده با یکدیگر (typeIII+PIDWCZ) استفاده از خصوصیات خوب ذکر شده برای



شکل (۳) - محدوده تغییرات قطب های مختلط و صفر سمت راست حلقه باز مبدل بوست به ازای تغییرات ذکر شده در رابطه (۷)

$$G_{typeIII}(s) = \frac{\tilde{u}_c}{\tilde{e}}(s) = \frac{k_{typeIII} \left(1 + \frac{s}{\omega_{zc1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{zc2}}\right)}{s \left(1 + \frac{s}{\omega_{pc1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{pc2}}\right)} \quad (8)$$

با در نظر گرفتن $\omega_{pc1} = \omega_{pc2}$ و $\omega_{zc1} = \omega_{zc2}$ داریم:

$$G_{typeIII}(s) = \frac{k_{typeIII} \left(1 + \frac{s}{\omega_{zc}}\right)^2}{s \left(1 + \frac{s}{\omega_{pc}}\right)^2} \quad (9)$$

طراحی کنترل کننده typeIII بر اساس مدل سیگنال کوچک مبدل بوست ارائه شده در رابطه (۶) انجام شده است. این کنترل کننده در حوزه فرکانس و با استفاده از دیاگرام بود^۱، برای داشتن حداقل حاشیه فاز ۴۵ درجه ($PM \geq 45^\circ$) و حاشیه بهره حدود ۱۰دسی بل ($GM \geq 10dB$) و بر مبنای روش k-factor طراحی شده است [۱۱].

نحوه انتخاب پارامترهای کنترل کننده typeIII در روابط (۱۰) آورده شده اند. مقدار ρ بگونه ای محاسبه می شود که شرایط گفته شده برای حد فاز و حد بهره حاصل شود.

$$\omega_{0db} = \omega_{RHPZ}, \quad \omega_{pc} = 10. \omega_{0db}, \quad \omega_{zc} = \frac{\omega_{0db}}{10} \\ k_{typeIII} = \frac{(\omega_{0db})^3}{100.G_{do} \cdot \omega_0^2} \rho \quad (10)$$

۲-۲ طراحی کلاسیک کنترل کننده PID با صفرهای مختلط

در این قسمت از کنترل کننده PID با صفرهای مختلط و تابع انتقالی به صورت رابطه (۱۱) استفاده می کنیم:

¹ Bode Diagram

، باید به اندازه کافی بزرگ انتخاب شود تا از بهینه بودن پاسخ اطمینان حاصل گردد. ۹ پارامتر مربوط به کنترل کننده های *typeIII* و *PIDWCZ* که بصورت کلاسیک طراحی شده اند، با متغیر برداری $X_{classical}$ در رابطه (۱۵) نشان داده شده اند. همچنین محدوده جستجوی پارامترهای ($X_{Genetic}$) کنترل کننده پیشنهادی، مطابق رابطه (۱۶) انتخاب شده اند. در این رابطه، α_{min} و α_{max} به ترتیب میزان حداکثر و حداقل تغییرات نسبی هر یک از پارامترها و محدوده جستجوی پارامترهای کنترل کننده پیشنهادی را تعیین می کنند.

$$X_{classical} = (Kc, Qc, \omega_{oc}, \omega_{pc}, k_{typeIII}, \omega_{zc1}, \omega_{zc2}, \omega_{pc1}, \omega_{pc2}) \quad (15)$$

$$X_{min} = \alpha_{min} \cdot X_{classical} \leq X_{Genetic} \leq X_{max} = \alpha_{max} \cdot X_{classical} \quad (16)$$

لحاظ کردن قیود از الزامات عملیات بهینه سازی است. اولین قید در نظر گرفته شده مربوط به حداقل و حداکثر قابل قبول برای پارامترهای مذکور است (مطابق رابطه (۱۶)). قید مهم دیگر حفظ پایداری نسبی سیستم حلقه بسته کنترل شده توسط کنترل کننده پیشنهادی است. از این رو در عملیات بهینه سازی برای هر عضو انتخابی جواب، علاوه بر بررسی محدوده پارامترها، دیاگرام بود سیستم حلقه باز رسم شده و مقادیر حاشیه فاز و بهره محاسبه می شوند. این مقادیر باید در محدوده قابل قبول طراحی (بطور مثال $GM \geq 10dB$ و $PM \geq 45^\circ$) قرار بگیرند. از طرفی در صورت تخطی هر عضو از قیود پایداری نسبی، این عضو جریمه خواهد شد.

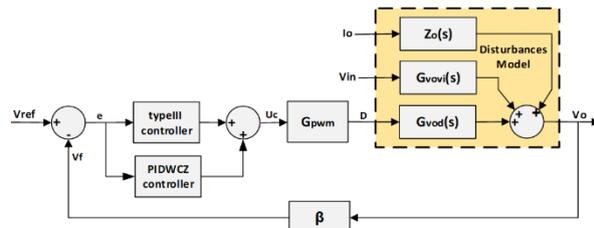
همانطوری که گفته شد، تعریف مناسب تابع هدف از مهمترین بخش های یک عملیات بهینه سازی است. در این تحقیق تمامی توابع هدف، بر اساس معیار انتگرال قدر مطلق خطا،

$$IAE = \int_{t_i}^{t_j} |Vo_d(t) - Vo(t)| dt = \int_{t_i}^{t_j} |e(t)| dt$$

به حداقل رسانده شده اند. در رابطه IAE ، مقدار ولتاژ مطلوب خروجی، $Vo(t)$ مقدار ولتاژ واقعی خروجی و $t_i < t < t_j$ بازه زمانی محاسبات می باشند. سه بازه زمانی مربوط به دوره راه اندازی، تغییرات در بار خروجی و تغییرات در ولتاژ مرجع به صورت شکل (۵) نشان داده شده اند. در نهایت مطابق روابط (۱۷)، هدف اصلی مساله، پیدا کردن بردار X به جهت بهینه کردن سه تابع هدف مربوط به زمان راه اندازی $f_{startup}(X)$ ، تغییر در بار $f_{load}(X)$ و تغییر در ولتاژ مرجع $f_{vref}(X)$ و در عین حال بر آورده کردن قیود پایداری می باشد.

هر یک از آنها می باشد. تابع انتقال کنترل کننده پیشنهادی در رابطه (۱۴) نشان داده شده است.

$$G_{typeIII+PIDWCZ}(s) = G_{PIDWCZ}(s) + G_{typeIII}(s) = Kc \frac{(s+\sigma_c)^2 + \omega_{dc}^2}{s(s+\omega_{pc})} + k_{typeIII} \frac{(1+\frac{s}{\omega_{zc1}})(1+\frac{s}{\omega_{zc2}})}{s(1+\frac{s}{\omega_{pc1}})(1+\frac{s}{\omega_{pc2}})} \quad (14)$$



شکل (۴) - مبدل بوست با کنترل کننده پیشنهادی typeIII+PIDWCZ

استفاده از روش های کلاسیک جهت طراحی کنترل کننده پیشنهادی بسیار پیچیده می باشد، لذا در اینجا فقط از روش های فراابتکاری جهت انتخاب پارامترهای آن استفاده شده است.

۳- روش بهینه سازی ژنتیک چند هدفه^۱

الگوریتم ژنتیک با رتبه بندی نامغلوب *NSGA-II* یک الگوریتم بهینه سازی فراابتکاری چند هدفه و جایگزین مناسبی برای روش های سنتی حل مسائل بهینه سازی می باشد [۱۴]. الگوریتم ژنتیک از روی مدل زیستی جمعیت جانداران الگو برداری شده است، به طوری که برای بهینه کردن یک یا چند تابع هدف، خصوصیتی از هر نسل به نسل های بعدی منتقل می شود. در این پژوهش از این الگوریتم جهت پیدا کردن مقادیر بهینه پارامترهای کنترل کننده پیشنهادی $(Kc, Qc, \omega_{oc}, \omega_{pc}, k_{typeIII}, \omega_{zc1}, \omega_{zc2}, \omega_{pc1}, \omega_{pc2})$ استفاده شده است.

هدف از بهینه سازی مذکور رسیدن به بهترین پاسخ مبدل بوست در حالت های گذرا، ماندگار، زمان راه اندازی، دنبال کردن ورودی مرجع و تغییرات ایجاد شده در مقاومت بار می باشد. در ادامه محدوده تغییرات در نظر گرفته شده برای پارامترهای کنترل کننده توضیح داده شده و سپس قیود مورد نظر ارائه گردیده است. در نهایت نیز به مهمترین بخش عملیات بهینه سازی یعنی تعریف توابع هدف پرداخته شده است.

۳-۱ بهینه سازی توابع هدف چند منظوره به روش الگوریتم ژنتیک
با توجه به طراحی کنترل کننده های کلاسیک انجام شده در بخش های ۲-۲ و ۲-۳، ابتدا محدوده جستجوی مناسبی برای بدست آوردن پارامترهای بهینه کنترل کننده پیشنهادی انتخاب شده است. این محدوده

¹ Multi objective genetic algorithm optimization

در تمامی مراحل اجرای الگوریتم ژنتیک علاوه بر محاسبه توابع هدف، مقادیر حد فاز و حد بهره تمامی اعضا به عنوان شاخص پایداری نسبی محاسبه شده و بر اساس آن مقدار برانزنگی اعضایی که قیود مربوطه را نقض کرده اند با استفاده از رابطه (۱۸) جریمه می شوند.

در نهایت ضرایب کنترل کننده $(Kc, Qc, \omega_{oc}, \omega_{pc}, k_{typeIII}, \omega_{zc1}, \omega_{zc2}, \omega_{pc1}, \omega_{pc2})$ بگونه‌ای بدست می آیند تا توابع هدف چند منظوره با برآورده کردن قیود به حداقل برسند.

جدول (۳) - تابع هدف دوم، تغییر بار $f_{Load}(X)$

$f_{Load}(X) = \int_{t1}^{t3} e(t) dt$				تابع هدف
-----	-----	$t2 \leq t < t3$	$t1 \leq t < t2$	بازه زمانی محاسبات
ولتاژ ورودی	ولتاژ مطلوب خروجی	بار خروجی	بار خروجی	شرایط کارکرد
$V_{in}(nom)$	$V_{od}(nom)$	$R_{Load}(min)$	$R_{Load}(max)$	مبدل

جدول (۴) - تابع هدف سوم، تغییر در ولتاژ مرجع $f_{Vref}(X)$

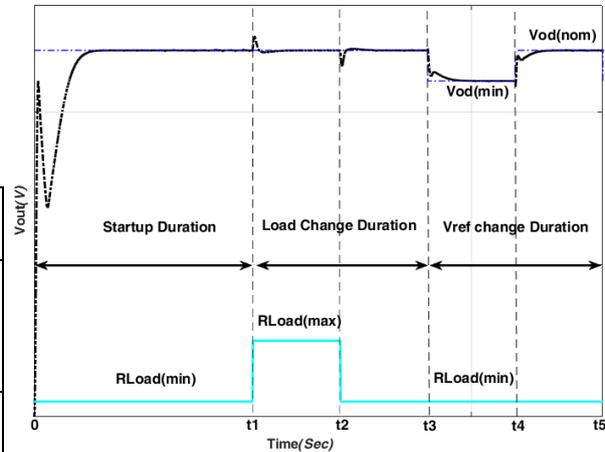
$f_{Vref}(X) = \int_{t3}^{t5} e(t) dt$				تابع هدف
-----	-----	$t4 \leq t < t5$	$t3 \leq t < t4$	بازه زمانی محاسبات
ولتاژ ورودی	بار خروجی	ولتاژ مطلوب خروجی	ولتاژ مطلوب خروجی	شرایط کارکرد
$V_{in}(nom)$	$R_{Load}(min)$	$V_{od}(nom)$	$V_{od}(min)$	مبدل

$$\begin{cases} \text{if } PM < 45^\circ \text{ then } Att_{PM} = \left(e^{\left[\frac{\ln(100)}{45} (45 - PM) \right]} \right) \\ \text{else } Att_{PM} = 1 \\ \text{if } GM < 10dB \text{ then } Att_{GM} = \left(e^{\left[\frac{\ln(100)}{10} (10 - GM) \right]} \right) \\ \text{else } Att_{GM} = 1 \end{cases}$$

$$f_{new}(X) = Att_{PM} \times Att_{GM} \times f_{old}(X) \quad (18)$$

لذا در ابتدا تابع هدف $f_{old}(X)$ محاسبه شده و پس از آن مقادیر حد فاز و بهره مربوط به هر عضو بدست می آید. پس از آن مقادیر ضرایب جریمه تخطی از حدفاز مجاز، Att_{PM} و حد بهره مجاز، Att_{GM} تعیین می گردد. ضرایب جریمه اندازه ای مساوی و یا بزرگتر از یک دارند. مطابق رابطه (۱۸) هر چه مقدار تخطی بیشتر باشد، مقدار ضریب جریمه آن نیز بیشتر خواهد شد و اگر عضوی تخطی از قیود را نداشته باشد، جریمه نشده و ضریب جریمه آن یک خواهد شد. در نهایت مقدار تابع هدف اصلاح شده $f_{new}(X)$ که در آن اثر جریمه لحاظ شده

$$\begin{cases} \text{Min } f(X) = \text{Min} [f_{startup}(X), f_{Load}(X), f_{Vref}(X)] \\ X_{min} \leq X \leq X_{max} \\ \text{Constraint 1 : } PM \geq 45^\circ \\ \text{Constraint 2 : } GM \geq 10dB \end{cases} \quad (17)$$



شکل (۵) - بازه های زمانی مورد نیاز برای محاسبه توابع هدف $f_{startup}(X), f_{Load}(X), f_{Vref}(X)$

- **تابع هدف اول، مربوط به زمان شروع به کار مبدل**
 $f_{startup}(X)$: در شرایط راه اندازی (در بازه زمانی $0 \leq t < t1$) یا شروع به کار مبدل، لازم است که ولتاژ خروجی مبدل با حداکثر سرعت و حداقل فراجهدش به مقدار نهایی خود برسد. شرایط کارکرد مبدل در جدول (۲) نشان داده شده است.

جدول (۲) - تابع هدف اول، شروع به کار مبدل $f_{startup}(X)$

$f_{startup}(X) = \int_0^{t1} e(t) dt$				تابع هدف
$0 \leq t < t1$				بازه زمانی محاسبات
ولتاژ ورودی	ولتاژ مطلوب خروجی	بار خروجی	شرایط کارکرد مبدل	
$V_{in}(nom)$	$V_{od}(nom)$	$R_{Load}(min)$		

- **تابع هدف دوم، مربوط به تغییر بار $f_{Load}(X)$ در زمان $t2$ بار مبدل از $R_{Load}(min)$ به $R_{Load}(max)$ و در زمان $t3$ بطور معکوس تغییر پیدا می کند. تابع هدف دوم به صورت نشان داده شده در جدول (۳) تعریف شده است.**
- **تابع هدف سوم، مربوط به تغییر در ولتاژ مرجع $f_{Vref}(X)$: ولتاژ مطلوب خروجی در زمان $t3$ از $V_{od}(nom)$ به $V_{od}(min)$ و در زمان $t4$ بطور معکوس تغییر پیدا می کند. لذا برای این تغییرات ولتاژ تابع هدفی به صورت نشان داده شده در جدول (۴) تعریف شده است:**

با انتخاب $\rho = 0.4$ و با توجه به روابط (۱۰) پارامترهای کنترل کننده typeIII محاسبه می شوند. تابع انتقال کنترل کننده typeIII در رابطه (۲۱) مشاهده می شود.

$$G_{\text{typeIII}}(s) = \frac{129}{s} \times \frac{(1 + \frac{s}{11111})^2}{(1 + \frac{s}{111111})^2} \quad (21)$$

۴-۳ محاسبات کنترل کننده PID با صفرهای مختلط

برای شروع طراحی ابتدا قطب های مختلط مبدل بوست در بدترین شرایط کارکرد آن بدست می آیند:

$$P_{1,2} = -\sigma \pm j\omega_d = -X3 \pm jY3 = -499.8 \pm j2303$$

همچنین با توجه به رابطه (۱۳)، محل مطلوب صفرهای کنترل کننده و سپس محل قطب کنترل کننده انتخاب می شوند:

$$\sigma_c = 1.2\sigma = 599.76 \frac{\text{rad}}{\text{sec}}, \quad \omega_{dc} = 0.8\omega_d \\ = 1842.4 \frac{\text{rad}}{\text{sec}}$$

$$\omega_{pc} = \omega_{RHPZ} = 11.11 \text{Krad/sec}$$

در عین حال برای رسیدن به $PM \geq 45^\circ$ ، در تمام مقادیر بار و ولتاژ ورودی، $Kc = 0.583$ از روی دیاگرام بود انتخاب شده است، لذا تابع انتقال کنترل کننده به شکل زیر بدست می آید:

$$G_{\text{PIDWCZ}}(s) = 0.583 \frac{(s+599.76)^2 + 1842.4^2}{s(s+11111.11)} \quad (22)$$

۴-۴ محاسبات کنترل کننده پیشنهادی

typeIII+PIDWCZ مبتنی بر الگوریتم ژنتیک

برای بدست آوردن پارامترهای کنترل کننده پیشنهادی با استفاده از روش NSGA-II در ابتدا تنظیمات مربوط به الگوریتم ژنتیک مطابق مقادیر نشان داده شده در جدول (۵) انجام شده است.

روش محاسبه پارامترهای بهینه کنترل کننده پیشنهادی با استفاده از الگوریتم ژنتیک NSGA-II بصورت زیر انجام می گیرد:

- ۱- تعیین شرایط کارکرد الگوریتم ژنتیک مطابق با جدول ۵.
- ۲- بدست آوردن محدوده جستجوی پارامترهای کنترل کننده و قیود مطابق با رابطه ۱۷ با انتخاب $\alpha_{max} = 5$ و $\alpha_{min} = 0.2$.
- ۳- انتخاب تصادفی جمعیت اولیه پارامترهای کنترل کننده از روی محدوده جستجوی بدست آمده در مرحله ۲.

محاسبه و مورد استفاده در مراحل بعدی قرار می گیرد. به عنوان مثال اگر $GM = 12\text{dB}$ و $PM = 25^\circ$ باشند، مقادیر

$$Att_{GM} = 1 \text{ و } Att_{PM} = \left(e^{\left[\frac{\ln(100)}{45} (45-25) \right]} \right) = 12.9$$

بدست آمده و توابع هدف جدید به صورت زیر محاسبه می شوند:

$$f_{\text{new}}(X) = Att_{PM} \times Att_{GM} \times f_{\text{old}}(X) \\ = 12.9 \times f_{\text{old}}(X)$$

به عبارت دیگر نتیجه تضعیف هر جوابی که نقض کننده قیود پایداری نسبی باشد افزایش مقدار تابع هدف است و در صورت افزایش درمقدار توابع هدف احتمال انتخاب شدن پارامترهای کنترل کننده پیشنهادی در این نسل کاهش پیدا می کند.

۴- نتایج شبیه سازی و عملی

در این بخش در ابتدا با توجه به الگوریتم های ارائه شده در بخش های ۲-۱ و ۲-۲ به ترتیب به طراحی کنترل کننده های typeIII و PIDWCZ بصورت کلاسیک پرداخته می شود. سپس با استفاده از الگوریتم ژنتیک و نرم افزار متلب سیمولینک و بر اساس روابط (۱۷) و (۱۸) و جداول (۲)، (۳) و (۴) مقادیر بهینه ضرایب کنترل کننده پیشنهادی برای مبدل بوست محاسبه شده و نتایج ۲۰ عضو برتر موجود در جبهه پارتو به عنوان پاسخ های بهینه الگوریتم ژنتیک، با پاسخ های کلاسیک مقایسه و مورد ارزیابی قرار گرفته می شود.

۴-۱ محاسبه تابع انتقال حلقه باز مبدل بوست:

با توجه به جدول (۱) و در بدترین شرایط کاری مبدل بوست

$$R_{\text{Load}}(\text{min}) = 10\Omega \text{ و } V_{\text{in}}(\text{min}) = 8V$$

باز مبدل به قرار زیر بدست می آید:

$$G_{v_o d}(s) = G_{d0} \frac{(1 + \frac{s}{\omega_{Z1}})(1 - \frac{s}{\omega_{RHPZ}})}{1 + \frac{s}{\omega_0 Q} + \frac{s^2}{\omega_0^2}} = \\ 72 \frac{(1 + \frac{s}{500000})(1 - \frac{s}{11111111})}{1 + \frac{s}{2357 \times 2.358} + \frac{s^2}{5555449}} \quad (19)$$

$$V_o = \frac{V_{ref}}{\beta} \rightarrow \beta = \frac{5.1}{24} = 0.213, \quad G_{PWM} = \frac{1}{V_2 - V_1} = \frac{1}{3-1} = 0.5$$

$$G_{\text{Loop}}(s) = \frac{\bar{v}_f}{\bar{u}_c}(s) = G_{PWM} \times \beta \times G_{v_o d}(s) = \\ 7.65 \frac{(1 + \frac{s}{500000})(1 - \frac{s}{11111111})}{1 + \frac{s}{2357 \times 2.358} + \frac{s^2}{5555449}} \quad (20)$$

۴-۲ محاسبات کنترل کننده کلاسیک typeIII

یعنی جواب شماره ۸ در بازه های زمانی راه اندازی، تغییر بار و تغییر ولتاژ مرجع آورده شده است. (استخراج شده از جدول ۷)

جدول (۵) - شرایط کارکرد الگوریتم ژنتیک NSGA-II

پارامتر	مقدار
تعداد پارامترهای کنترل کننده	9
اندازه جمعیت	100
احتمال برش ^۴	0.9
احتمال جهش	0.05
تعداد اعضا جبهه پارتو	20
حداکثر تعداد نسل ها	1000
احتمال مهاجرت ^۵	0.01

همچنین در بدترین شرایط کاری مبدل $V_{in}(V) = 8v$ و $R_{Load}(\Omega) = 10$ دیگرام بود حلقه باز مبدل به همراه کنترل کننده ها در شکل (۸) نشان داده شده است. دیگرام دامنه و فاز سیستم به همراه کنترل کننده بهینه پیشنهادی، دارای تغییرات یکنواخت تر و گین بالاتری نسبت به دو کنترل کننده استاندارد typeIII و PIDWCZ در محدوده فرکانس کارکرد مبدل بوست می باشند.

در ضمن دیگرام دامنه و فاز کنترل کننده پیشنهادی در فرکانس های پایین تر و بالاتر از 2000 rad/s به ترتیب شبیه به کنترل کننده های PIDWCZ و typeIII می باشند. همانطور که از نتایج جدول (۹) و شکل (۸) مشاهده می شود.

حد فاز برای هر سه کنترل کننده بزرگتر از ۴۵ درجه است اما فقط در دو کنترل کننده پیشنهادی و PIDWCZ حد بهره بالاتر از ده دسیبل می باشد.

بطوریکه از نتایج شبیه سازی و جداول (۸) و (۹) مشاهده می شود، کنترل کننده typeIII، فقط دارای پاسخ گذرای نسبتا مناسبی در حالت تغییر بار می باشد و در زمان راه اندازی و تغییر ولتاژ مرجع بسیار کند عمل می کند و بررسی پایداری نسبی آن نشان می دهد که این کنترل کننده دارای پایداری نسبی تقریبا نامناسبی است.

کنترل کننده PIDWCZ، فقط دارای پاسخ گذرای مناسبی در زمان راه اندازی و تغییر ولتاژ مرجع بوده، اما در زمان تغییر بار دارای فرجهش بسیار بزرگتری نسبت به دیگر کنترل کننده ها است و دارای پایداری نسبی مناسبی نیز می باشد کنترل کننده پیشنهادی دارای پاسخ گذرای مناسبی در زمان راه اندازی، تغییر بار و تغییر ولتاژ مرجع است و پایداری نسبی مناسبی نیز دارد

۴- محاسبه توابع هدف مطابق با جداول ۲، ۳ و ۴ بر اساس پارامترهای کنترل کننده در مرحله k ام.

۵- محاسبه قیود (حد فاز و حد بهره) بر اساس پارامترهای کنترل کننده در مرحله k ام.

۶- اعمال جریمه به اعضایی که قیود را نقض کردند، مطابق رابطه ۱۸.

۷- انجام عملیات الگوریتم ژنتیک برای محاسبه کنترل کننده نسل بعد.

۸- افزایش شماره مرحله اجرا برای تولید نسل جدید $(k=k+1)$.

۹- بررسی شرط توقف الگوریتم و برگشتن به مرحله ۴ در صورت عدم برآورده شدن این شرط.

۱۰- بررسی و مقایسه پاسخ های حلقه بسته مبدل بوست به ازای اعضای موجود در جبهه پارتو.

پس از اتمام عملیات بهینه سازی، ۲۰ پاسخ برتر قرار گرفته در جبهه پارتو برای ۳ تابع هدف گفته شده، در شکل (۶) آورده شده است.

مقادیر پارامترهای کنترل کننده های پیشنهادی، بدست آمده از ۲۰ پاسخ برتر الگوریتم ژنتیک در جدول (۶) نشان داده شده است.

در ادامه جهت بررسی عملکرد پاسخ گذرا، ماندگار و پایداری نسبی مبدل بوست، نتایج شبیه سازی ۲۰ انتخاب برتر جبهه پارتو مربوط به کنترل کننده های

پیشنهادی به همراه پاسخ های مربوط به کنترل کننده های PIDWCZ و typeIII که بصورت کلاسیک طراحی شده اند، در شرایط کاری یکسان مورد ارزیابی قرار گرفته اند.

این نتایج نشان می دهد که خطای حالت ماندگار پاسخ مبدل به ازای تمامی کنترل کننده های پیشنهادی صفر است. ارزیابی پاسخ گذرا بر اساس زمان نشست^۱ و درصد فرجهش^۲ در سه بازه زمانی راه اندازی، تغییر بار و تغییر ولتاژ مرجع، مطابق شکل (۵) و ارزیابی پایداری نسبی، بر اساس حد فاز و حد بهره انجام شده است. نتایج این ارزیابی ها در جدول (۷) آورده شده است.

باتوجه به بررسی نتایج شبیه سازی، جواب شماره ۳۸ به عنوان یکی از بهترین پاسخ ها در بین ۲۰ پاسخ جبهه پارتو در نظر گرفته شده و پارامترهای این پاسخ به عنوان پارامترهای کنترل کننده بهینه پیشنهادی حاصل از الگوریتم ژنتیک انتخاب شده است. پاسخ حاصل از کنترل کننده پیشنهادی بهینه و کنترل کننده های کلاسیک در شکل (۷) مشاهده می شود.

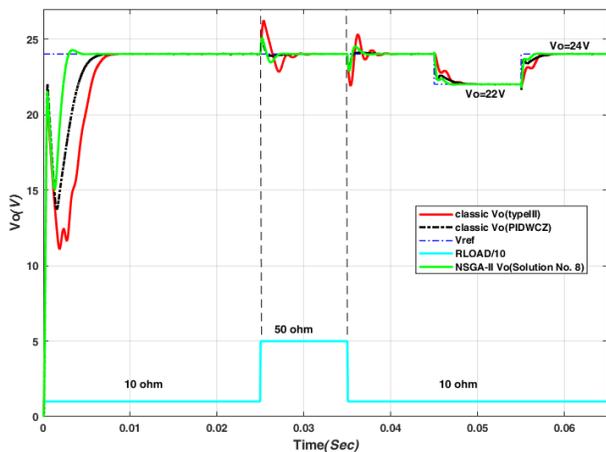
در جدول (۸) مشخصات پاسخ گذرای حاصل از کنترل کننده های طراحی شده به روش کلاسیک به همراه پاسخ انتخاب شده از جبهه پارتو

⁴ Crossover Rate
⁵ Immigration Rate

¹ Settling time (ts)
² Percent Maximum Overshoot (MO %)
³ Solution No. 8

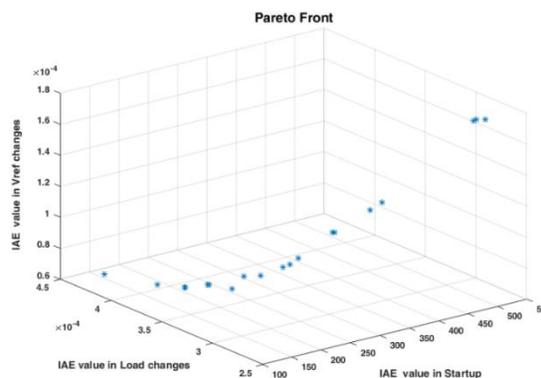
جدول (۶): مقادیر پارامترهای کنترل کننده پیشنهادی (typeIII+PIDWCZ) بدست آمده از ۲۰ پاسخ برتر الگوریتم ژنتیک.

پارامترهای کنترل کننده typeIII					پارامترهای کنترل کننده PIDWCZ				توابع هدف IAE			شماره جواب در
ω_{zc1}	ω_{zc2}	ω_{pc1}	ω_{pc2}	$k_{typeIII}$	Kc	σ_c	ω_{dc}	ω_{pc}	$f_{Startup}(X)$	$f_{Vref}(X)$	$f_{Load}(X)$	جبهه پارتو
1756	909	196397	189605	116	0.24	355	3443	8648	248	94.4×10^{-6}	309×10^{-6}	۱
926	1677	179036	166386	116	0.13	518	2794	8488	527	170×10^{-6}	278×10^{-6}	۲
1756	909	196397	189605	116	0.24	253	3465	8488	241	92.7×10^{-6}	312×10^{-6}	۳
1756	909	179037	166385	110	0.28	253	3778	8648	172	78.3×10^{-6}	346×10^{-6}	۴
1756	909	196397	189605	116	0.24	355	3443	9081	260	97.5×10^{-6}	308×10^{-6}	۵
1756	909	196397	189605	110	0.28	253	2794	8488	307	112×10^{-6}	300×10^{-6}	۶
1756	909	196397	189605	116	0.24	253	3778	9123	218	87×10^{-6}	320×10^{-6}	۷
1756	909	196397	189605	116	0.24	355	3971	8488	187	78.5×10^{-6}	331×10^{-6}	۸
1756	909	179037	166385	110	0.28	253	3465	8488	205	85.3×10^{-6}	329×10^{-6}	۹
1756	909	196397	189605	110	0.28	253	3971	8488	159	73.7×10^{-6}	361×10^{-6}	۱۰
1756	909	196397	189604	110	0.28	253	3972	6239	127	68.5×10^{-6}	422×10^{-6}	۱۱
1756	909	196397	189605	116	0.13	518	2794	8488	513	170×10^{-6}	282×10^{-6}	۱۲
1756	909	196397	189605	110	0.28	253	3971	8488	159	73.7×10^{-6}	361×10^{-6}	۱۳
1756	909	196397	189605	116	0.24	355	2794	9082	367	129×10^{-6}	287×10^{-6}	۱۴
1756	909	196397	166385	110	0.28	253	3778	8648	173	78.3×10^{-6}	346×10^{-6}	۱۵
1757	910	196398	189604	110	0.28	253	3971	6239	127	68.5×10^{-6}	422×10^{-6}	۱۶
1756	909	196397	189605	116	0.24	253	2794	8487	354	125×10^{-6}	291×10^{-6}	۱۷
1756	909	179037	166385	116	0.13	518	2794	8488	519	170×10^{-6}	282×10^{-6}	۱۸
1756	909	196397	189605	116	0.24	253	3971	6239	144	71.9×10^{-6}	380×10^{-6}	۱۹
1756	909	196397	189605	110	0.28	253	2794	8488	309	112×10^{-6}	300×10^{-6}	۲۰



شکل (۷) - پاسخ حاصل از کنترل کننده های کلاسیک و کنترل کننده بهینه پیشنهادی بر

اساس جواب شماره ۸



شکل (۶) - نمایش همزمان ۲۰ پاسخ برتر الگوریتم ژنتیک برای ۳ تابع هدف تعریف

شده

جدول (۷) - نتایج شبیه سازی مشخصات پاسخ گذرا و پایداری نسبی به ازای ۲۰ انتخاب برتر جبهه پارتو، حاصل از الگوریتم ژنتیک برای کنترل کننده پیشنهادی به همراه پاسخ مربوط به کنترل کننده های کلاسیک.

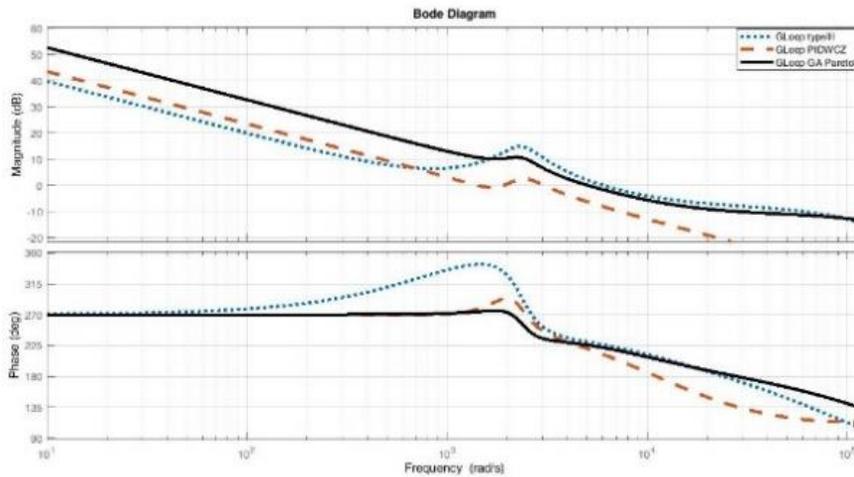
نتایج پاسخ گذرا						پایداری نسبی		کنترل کننده مورد استفاده
راه اندازی		تغییر بار		تغییر ولتاژ مرجع		پایداری نسبی		
$t_s(ms)$	MO%	$t_s(ms)$	MO%	$t_s(ms)$	MO%	PM(deg)	GM(dB)	
$V_{in} = 12v, V_{od} = 24v, R_{Load} = 10\Omega$		$V_{in} = 12v, V_{od} = 24v \& R_{Load} \text{ change: } 10\Omega \text{ to } 50\Omega$		$V_{in} = 12v, R_{Load} = 10\Omega \& V_{od} \text{ change: } 22v \text{ to } 24v$		$V_{in} = 12v, R_{Load} = 10\Omega, V_{od} = 24v$		
3.54	0.37	1.63	4.62	1.72	0	45.45	9.99	جواب شماره ۱
7.27	0	1.28	4.79	3.66	0	46.41	10.14	جواب شماره ۲
3.42	0.49	1.65	4.63	1.67	0	45.97	10.01	جواب شماره ۳
3.35	2.08	1.69	4.71	2.38	0	46.24	10.04	جواب شماره ۴
3.70	0.30	1.62	4.63	1.79	0	45.77	9.99	جواب شماره ۵
4.28	0	1.61	4.67	2.09	0	45.06	10.18	جواب شماره ۶
3.14	0.63	1.66	4.63	1.55	0	46.68	9.99	جواب شماره ۷
2.69	1.30	1.67	4.62	1.37	0	45.91	10.15	جواب شماره ۸
2.97	1.21	1.68	4.71	1.52	0	45.65	10.03	جواب شماره ۹
3.33	3.13	1.70	4.67	2.30	0	46.73	10.20	جواب شماره ۱۰
3.07	7.44	1.72	4.63	2.21	0.80	44.71	10.19	جواب شماره ۱۱
7.25	0	1.39	4.79	3.63	0	46.41	10.41	جواب شماره ۱۲
3.33	3.13	1.70	4.67	2.30	0	46.73	10.19	جواب شماره ۱۳
5.16	0.27	1.50	4.63	2.51	0	45.23	9.98	جواب شماره ۱۴
3.34	2.08	1.70	4.69	2.36	0	46.37	10.10	جواب شماره ۱۵
3.07	7.45	1.72	4.63	2.21	0.80	44.72	10.21	جواب شماره ۱۶
4.88	0	1.53	4.63	2.36	0	45.21	9.98	جواب شماره ۱۷
7.27	0	1.30	4.83	3.66	0	46.09	10.31	جواب شماره ۱۸
3.31	5.31	1.71	4.59	2.35	0	44.86	10.02	جواب شماره ۱۹
4.28	0	1.61	4.67	2.09	0	45.03	10.16	جواب شماره ۲۰
6.64	0	2.62	4.31	7.02	0	56.6	10.62	کلاسیک typeIII
5.30	0	2.78	9.36	3.10	0	60.48	17.51	کلاسیک PIDWCZ

جدول (۸) - نتایج شبیه سازی پاسخ گذرای کنترل کننده های کلاسیک و کنترل کننده بهینه پیشنهادی بر اساس جواب شماره ۸

$t_s(ms)$				MO%				کنترل کننده مورد استفاده
راه اندازی	تغییر بار	تغییر ولتاژ مرجع	تغییر ولتاژ ورودی	راه اندازی	تغییر بار	تغییر ولتاژ مرجع	تغییر ولتاژ ورودی	
6.64	2.62	7.02	10.5	0	4.31	0	7.1	کلاسیک typeIII
5.30	2.78	3.1	4.5	0	9.36	0	13.3	کلاسیک PIDWCZ
2.69	1.67	1.37	1.75	1.3	4.62	0	7.5	بهینه پیشنهادی - جواب شماره ۸

جدول (۹) - مقادیر حد فاز و حد بهره در شرایط کارکرد تغییرات بار $8 < V_{in}(V) < 14$ و ولتاژ ورودی $10 < R_{Load}(\Omega) < 50$

GM(min)	GM(max)	PM(min)	PM(max)	کنترل کننده مورد استفاده
7.43 dB	23.11 dB	46.15°	69.18°	کلاسیک typeIII
13.85 dB	35.88 dB	58.18°	63.46°	کلاسیک PIDWCZ
10.15 dB	27.02 dB	45.91°	65.99°	بهینه پیشنهادی - جواب شماره ۸



شکل (۸) - دیاگرام بود کنترل کننده های typeIII، PIDWCZ و کنترل کننده پیشنهادی (جواب شماره ۸)

۴-۶ تحقق کنترل کننده ها و نتایج عملی

تمامی کنترل کننده های طراحی شده در حوزه آنالوگ، با استفاده از تبدیل نگه دارنده مرتبه صفر (ZOH) و مطابق رابطه (۲۳)، به فرم دیجیتال خود تبدیل شده اند.

$$G_c(z) = (1 - z^{-1})Z\left\{\frac{G_c(s)}{s}\right\} \text{ and } T = 5\mu s \quad (23)$$

در رابطه فوق T زمان نمونه برداری کنترل کننده و مبدل های آنالوگ به دیجیتال (ADC) و دیجیتال به آنالوگ (DAC) می باشد. ساختار تابع انتقال کنترل کننده دیجیتال و معادله زمان گسسته آن در حالت کلی به فرم روابط (۲۴) و (۲۵) می باشند.

$$G_c(z) = \frac{U_C}{E}(z) = \frac{B_3z^{-3} + B_2z^{-2} + B_1z^{-1} + B_0}{-A_3z^{-3} - A_2z^{-2} - A_1z^{-1} + 1} \quad (24)$$

$$U_C(n) = A_1U_C(n-1) + A_2U_C(n-2) + A_3U_C(n-3) + B_0E(n) + B_1E(n-1) + B_2E(n-2) + B_3E(n-3) \quad (25)$$

۴-۵ بررسی عملکرد مقاوم مبدل با کنترل کننده پیشنهادی

جهت بررسی عملکرد مقاوم مبدل بوست با کنترل کننده پیشنهادی، به میزان $\pm 20\%$ در مقادیر نامی سلف ($L_n = 100\mu H$) و خازن ($C_n = 200\mu f$) تغییر ایجاد می کنیم. سپس اثر این تغییرات را در چهار بازه، زمان راه اندازی، تغییر بار از ۱۰ اهم به ۵۰ اهم، تغییر ولتاژ ورودی از ۱۲ به ۱۴ ولت و تغییر ولتاژ خروجی از ۲۲ به ۲۴ ولت بر روی پاسخ گذرا و ماندگار ولتاژ خروجی مبدل بدست می آوریم. با محاسبه میانگین^۲ و انحراف معیار^۳ در فراجهش و زمان نشست پاسخ های سیستم عملکرد مقاوم آن را مورد ارزیابی قرار می دهیم. نتایج این بررسی ها در جداول (۱۰) الی (۱۳) آورده شده است که نشان دهنده عملکرد مقاوم کنترل کننده بهینه پیشنهادی طراحی شده با استفاده از جواب شماره ۸ در جبهه پارتو می باشد. خطای حالت ماندگار نیز در تمامی شرایط برابر با صفر است.

⁵ Analog to Digital Converter

⁶ Digital to Analog Converter

¹ Robust

² mean

³ Standard deviation (σ)

⁴ Zero Order Holder (ZOH)

با توجه به ضرایب کنترل کننده های آنالوگ طراحی شده (روابط (۲۱)، (۲۲) و جدول (۸) ضرایب کنترل کننده های دیجیتال محاسبه شده در جدول (۱۴) نشان داده شده اند.

جدول (۱۰) - بررسی عملکرد مقاوم، کنترل کننده پیشنهادی در زمان startup و در شرایط نامی کارکرد مدار ($R_{Load} = 10\Omega, V_{in} = 12V, V_{od} = 24V$)

مقادیر پارامترهای سلف و خازن		MO%	mean(MO%)	$\sigma(MO\%)$	$t_s(ms)$	mean(t_s)	$\sigma(t_s)$
$C = C_n$	$L = L_n$	1.37	1.39	0.107	2.69	2.68	0.057
$C = C_n$	$L = L_n + 0.2L_n$	1.50			2.63		
$C = C_n$	$L = L_n - 0.2L_n$	1.25			2.75		
$C = C_n + 0.2C_n$	$L = L_n$	1.37			2.68		
$C = C_n + 0.2C_n$	$L = L_n + 0.2L_n$	1.54			2.58		
$C = C_n + 0.2C_n$	$L = L_n - 0.2L_n$	1.25			2.75		
$C = C_n - 0.2C_n$	$L = L_n$	1.42			2.68		
$C = C_n - 0.2C_n$	$L = L_n + 0.2L_n$	1.50			2.64		
$C = C_n - 0.2C_n$	$L = L_n - 0.2L_n$	1.33			2.73		

جدول (۱۱) - بررسی عملکرد مقاوم، کنترل کننده پیشنهادی در زمان تغییر بار از ۱۰ اهم به ۵۰ اهم و شرایط نامی کارکرد مدار ($V_{in} = 12V, V_{od} = 24V$)

مقادیر پارامترهای سلف و خازن		MO%	mean(MO%)	$\sigma(MO\%)$	$t_s(ms)$	mean(t_s)	$\sigma(t_s)$
$C = C_n$	$L = L_n$	4.62	4.63	0.631	1.36	1.60	0.28
$C = C_n$	$L = L_n + 0.2L_n$	5.25			1.85		
$C = C_n$	$L = L_n - 0.2L_n$	3.96			1.44		
$C = C_n + 0.2C_n$	$L = L_n$	4.33			1.83		
$C = C_n + 0.2C_n$	$L = L_n + 0.2L_n$	4.92			2.03		
$C = C_n + 0.2C_n$	$L = L_n - 0.2L_n$	3.71			1.59		
$C = C_n - 0.2C_n$	$L = L_n$	4.96			1.52		
$C = C_n - 0.2C_n$	$L = L_n + 0.2L_n$	5.67			1.68		
$C = C_n - 0.2C_n$	$L = L_n - 0.2L_n$	4.25			1.13		

جدول (۱۲) - بررسی عملکرد مقاوم، کنترل کننده پیشنهادی در زمان تغییر ولتاژ ورودی از ۱۲ به ۱۴ ولت و شرایط نامی کارکرد مدار

مقادیر پارامترهای سلف و خازن		MO%	mean(MO%)	$\sigma(MO\%)$	$t_s(ms)$	mean(t_s)	$\sigma(t_s)$
$C = C_n$	$L = L_n$	7.37	7.32	0.37	1.46	1.46	0.054
$C = C_n$	$L = L_n + 0.2L_n$	7.62			1.42		
$C = C_n$	$L = L_n - 0.2L_n$	7.04			1.50		
$C = C_n + 0.2C_n$	$L = L_n$	7.62			1.41		
$C = C_n + 0.2C_n$	$L = L_n + 0.2L_n$	7.92			1.36		
$C = C_n + 0.2C_n$	$L = L_n - 0.2L_n$	7.29			1.47		
$C = C_n - 0.2C_n$	$L = L_n$	7.00			1.51		
$C = C_n - 0.2C_n$	$L = L_n + 0.2L_n$	7.29			1.48		
$C = C_n - 0.2C_n$	$L = L_n - 0.2L_n$	6.71			1.53		

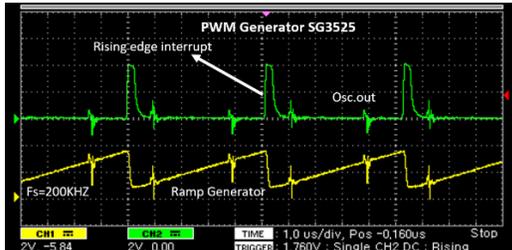
جدول (۱۳) - بررسی عملکرد مقاوم، کنترل کننده پیشنهادی در زمان تغییر ولتاژ خروجی از ۲۲ به ۲۴ ولت و شرایط نامی کارکرد مدار

مقادیر پارامترهای سلف و خازن		MO%	mean(MO%)	$\sigma(MO\%)$	$t_s(ms)$	mean(t_s)	$\sigma(t_s)$
$C = C_n$	$L = L_n$	0.42	0.42	0	1.37	1.39	0.059
$C = C_n$	$L = L_n + 0.2L_n$	0.42			1.41		
$C = C_n$	$L = L_n - 0.2L_n$	0.42			1.37		
$C = C_n + 0.2C_n$	$L = L_n$	0.42			1.44		
$C = C_n + 0.2C_n$	$L = L_n + 0.2L_n$	0.42			1.53		
$C = C_n + 0.2C_n$	$L = L_n - 0.2L_n$	0.42			1.39		
$C = C_n - 0.2C_n$	$L = L_n$	0.42			1.35		
$C = C_n - 0.2C_n$	$L = L_n + 0.2L_n$	0.42			1.34		
$C = C_n - 0.2C_n$	$L = L_n - 0.2L_n$	0.42			1.36		

جدول (۱۴) - ضرایب کنترل کننده های دیجیتال

B_0	B_1	B_2	B_3	A_1	A_2	A_3	کنترل کننده دیجیتال	
0	3.726	-7.411	3.684	2.148	-1.477	0.3292	typeIII	کلاسیک
0	5.204	-10.33	5.13	1.762	-0.9072	0.1451	typeIII	پیشنهادی
0.24	-0.4791	0.2392	0	1.958	-0.9584	0	PIDWCZ	

STM32F407VGT6 که بر روی بردی به نام STM32F4 DISCOVERY قرار گرفته، استفاده شده است. الگوریتم کنترلی بر اساس یک تقاضای وقفه خارجی که هر $5\mu\text{s}$ یکبار توسط آی سی SG3525 درخواست می شود، اجرا می گردد.



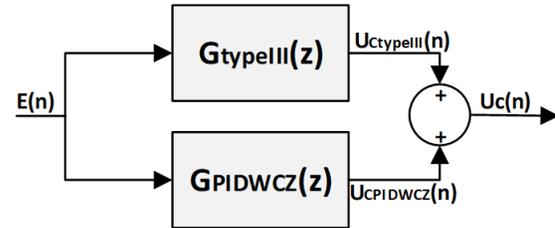
شکل (۱۱) - سیگنال Osc.out و موج دنداناره اری، تولید شده توسط SG3525

جدول (۱۵) - مشخصات سخت افزار مورد استفاده

مقدار	علامت
12 bit/0.41 μs	زمان تبدیل و رزولوشن ADC
12 bit/0.1 μs	زمان تبدیل و رزولوشن DAC
5 μs	زمان نمونه برداری T
SG3525	مولد PWM
5.1V	ولتاژ مرجع مولد PWM: $V_{ref}(V)$
3V	$V_{ramp(max)} = V_2$
1V	$V_{ramp(min)} = V_1$
IRF640N	ماسفت
STPS4045CW	دیود
STM32F4 Discovery	DSP

مراحل انجام شده در الگوریتم کنترل به شرح زیر می باشد:

- قبول تقاضای وقفه (مدت زمان لازم $T_{int} = 0.1\mu\text{s}$)
 - خواندن ولتاژ خروجی از طریق ADC (مدت زمان لازم برای تبدیل $T_{ADC} = 0.41\mu\text{s}$)
 - محاسبه سیگنال خطا و سیگنال کنترل (مدت زمان لازم برای محاسبات $T_{calc} = 1\mu\text{s}$)
 - نوشتن در DAC (مدت زمان لازم برای تبدیل $T_{DAC} = 0.1\mu\text{s}$)
- زمان لازم برای یکبار اجرای الگوریتم کنترل $T_{total} = T_{ADC} + T_{DAC} + T_{calc} + T_{int} = 1.61\mu\text{s}$ می باشد. در شکل های (۱۲)، (۱۳)، (۱۴) و (۱۵) به ترتیب شکل موج های مربوط به پاسخ عملی میدل بوست با کنترل کننده پیشنهادی و کنترل کننده typeIII در شرایط راه اندازی، تغییر بار، تغییر ولتاژ مرجع و تغییر ولتاژ ورودی نشان داده شده است.



شکل (۹) - نحوه محاسبه سیگنال کنترل

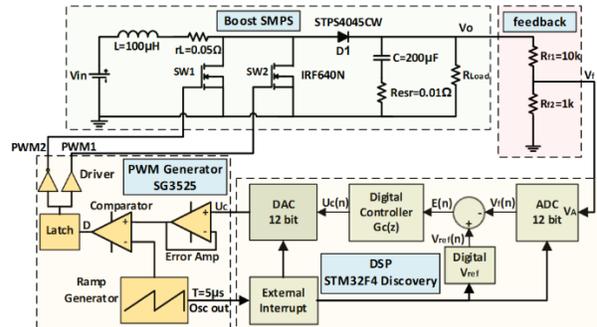
لازم به توضیح است که خروجی کنترل کننده پیشنهادی از حاصل جمع خروجی کنترل کننده های typeIII و PIDWCZ حاصل می شود. این ساختار در شکل (۹) نشان داده شده است.

شماتیک کلی سخت افزار سیستم، در شکل (۱۰) نشان داده شده است.

مشخصات سخت افزار مورد استفاده در جدول (۱۵) نشان داده شده است.

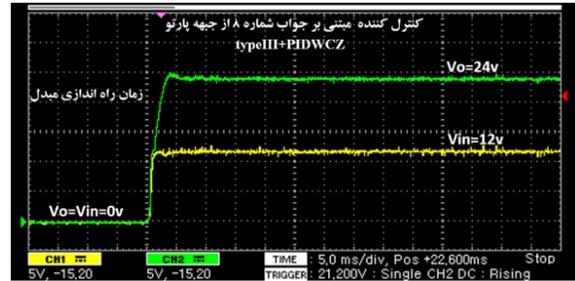
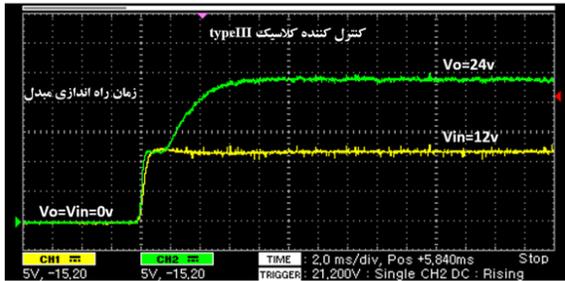
بخش های مختلف سخت افزار به شرح زیر می باشد:

- مبدل بوست:** که بخش قدرت سیستم را تشکیل می دهد. مشخصات مبدل بوست در جدول (۱) داده شده است.
- بخش فیدبک:** که وظیفه آن نمونه گیری از ولتاژ خروجی میدل بوست (بین $0 < V_o < 33V$) و تبدیل آن به ولتاژ مورد نیاز ADC یعنی $0 < V_f < 3V$ میباشد

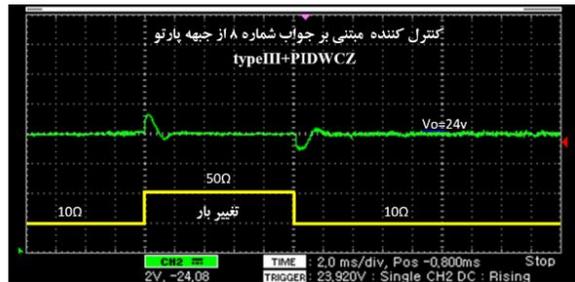
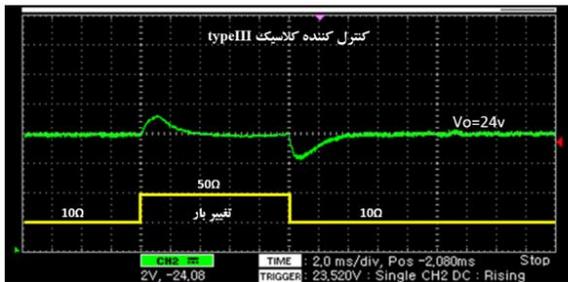


شکل (۱۰) - ساختار سخت افزار استفاده شده برای کنترل میدل بوست

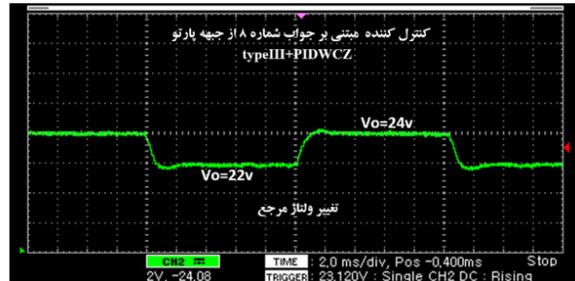
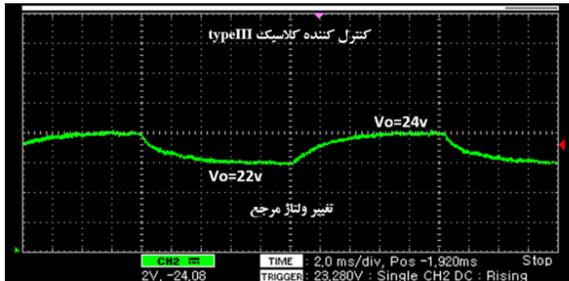
بخش مولد موج PWM: از یک آی سی به نام SG3525 در این بخش استفاده شده است. با تنظیم پارامترهای موجود در این آی سی یک موج دنداناره اری ای با زمان تناوب $T = T_s = 5\mu\text{s}$ و دامنه ولتاژ بین $V_1 = 1V$ و $V_2 = 3V$ و یک سیگنال پالس Osc.out تولید می شود (شکل (۱۱)). با مقایسه بین ولتاژ آنالوگ گرفته شده از DAC برد DSP و موج دنداناره اری، دو سیگنال PWM1 و PWM2، جهت اعمال به کلیدهای ماسفت ایجاد شده است. سیگنال Osc.out جهت ایجاد همزمانی محاسبات کنترل دیجیتال با فرکانس سوئیچینگ به ورودی وقفه خارجی برد DSP اعمال شده است. در بخش اجرای الگوریتم کنترل کننده از یک DSP، ۳۲ بیتی به نام



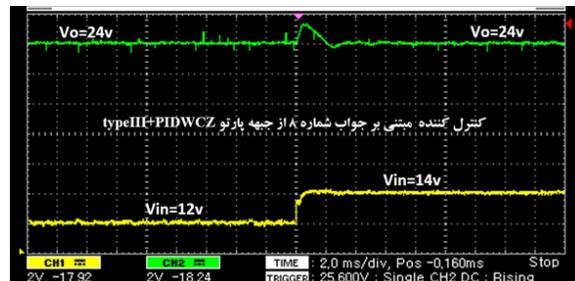
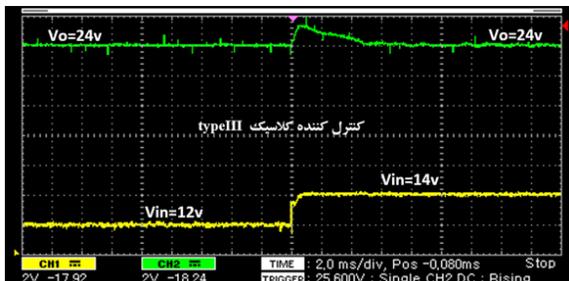
شکل (۱۲) - پاسخ عملی میدل پست در شرایط راه اندازی مربوط به کنترل کننده کلاسیک typeIII و کنترل کننده بهینه مبتنی بر جواب شماره ۸ از جبهه پارتو typeIII+PIDWCZ



شکل (۱۳) - پاسخ عملی میدل پست در شرایط تغییر بار مربوط به کنترل کننده کلاسیک typeIII و کنترل کننده بهینه مبتنی بر جواب شماره ۸ از جبهه پارتو typeIII+PIDWCZ



شکل (۱۴) - پاسخ عملی میدل پست در شرایط تغییر ولتاژ مرجع مربوط به کنترل کننده کلاسیک typeIII و کنترل کننده بهینه مبتنی بر جواب شماره ۸ از جبهه پارتو typeIII+PIDWCZ



شکل (۱۵) - پاسخ عملی میدل پست در شرایط تغییر ولتاژ ورودی مربوط به کنترل کننده کلاسیک typeIII و کنترل کننده بهینه مبتنی بر جواب شماره ۸ از جبهه پارتو typeIII+PIDWCZ

جدول (۱۶) - مشخصات پاسخ گذرای حاصل از پاسخ عملی کنترل کننده پیشنهادی و typeIII

$t_c(ms)$				MO%				کنترل کننده
راه اندازی	تغییر بار	تغییر ولتاژ مرجع	تغییر ولتاژ ورودی	راه اندازی	تغییر بار	تغییر ولتاژ مرجع	تغییر ولتاژ ورودی	
2.95	1.75	1.20	2.5	1.65	5.14	0.15	5.41	پیشنهادی
7.0	3.2	6.2	5.0	0	5.0	0	5.41	typeIII

بررسی نتایج عملی فوق نشان می دهد که کنترل کننده پیشنهادی بهینه شده عملکرد بسیار سریعتری نسبت به کنترل کننده typeIII کلاسیک دارد اما از لحاظ فراجش عملکرد هر دو کنترل کننده تقریباً یکسان و بسیار مطلوب می باشد.

۵- نتیجه گیری کلی

در این تحقیق، کنترل کننده بهینه ای برای یک مبدل بوست که در حالت هدایت پیوسته و کنترل ولتاژ کار می کند، معرفی شد. کنترل کننده پیشنهادی دارای ساختاری موازی و متشکل از دو کنترل کننده typeIII و PIDWCZ می باشد. برای تنظیم پارامترهای کنترل کننده پیشنهادی از یک روش بهینه سازی چند هدفه هوشمند (NSGA-II) استفاده شده است. اهداف در نظر گرفته شده در بهینه سازی عبارتند از پاسخ مناسب در زمان های راه اندازی، تغییر ولتاژ مرجع و حذف اغتشاش حاصل از تغییر بار که با در نظر گرفتن قید پایداری نسبی قابل قبول برآورده شدند. پس از عملیات بهینه سازی از ۲۰ پاسخ برتر (جبهه پارتو) مرتبط با پارامترهای کنترل کننده پیشنهادی یکی از آنها انتخاب و به کمک شبیه سازی با دو کنترل کننده مستقل typeIII و PIDWCZ که به صورت کلاسیک طراحی شده بودند، مقایسه شد. همچنین کنترل کننده پیشنهادی بهینه شده و کنترل کننده typeIII به صورت دیجیتال (با استفاده از برد DSP STM32F4 DISCOVERY و در فرکانس سوئیچینگ و نمونه برداری ۲۰۰ کیلو هرتز) تحقق یافته و با یکدیگر مقایسه شدند. نتایج حاصل از شبیه سازی و تحقق عملی انجام شده نشان می دهند که کنترل کننده پیشنهادی در زمان راه اندازی، تغییر بار، تغییر ولتاژ ورودی و تغییر ولتاژ مرجع از پاسخ گذرای سریعتری نسبت به کنترل کننده کلاسیک typeIII برخوردار بوده و بر خلاف آن هیچگاه قید پایداری نسبی را نیز نقض نکرده است.

۶- قدردانی و تشکر

این کار در قالب یک طرح پژوهشی به نام "طراحی بهینه منبع تغذیه سوئیچینگ با استفاده از روش های هوشمند" و با حمایت مالی دانشگاه آزاد اسلامی واحد کرج به انجام رسیده است

جدول (۱۶) مشخصات پاسخ گذرای حاصل از پاسخ عملی کنترل کننده بهینه پیشنهادی و typeIII را نشان می دهد. در موقع راه اندازی میدل بوست، همانطور که در شکل (۱۲) و جدول (۱۶) مشاهده می شود ولتاژ خروجی میدل بوست، با کنترل کننده typeIII نسبت به کنترل کننده پیشنهادی کندتر بوده و زمان نشست کنترل کننده typeIII، 2.37 برابر بیشتر از کنترل کننده پیشنهادی است. میزان فراجش کنترل کننده پیشنهادی برابر 1.65 درصد و کنترل کننده های typeIII نیز 0 درصد می باشد که عملکرد تقریباً یکسانی را نشان می دهند.

وقتی که ولتاژ ورودی، برابر ولتاژ نامی ۱۲ ولت است، جهت بررسی عملکرد کنترل کننده ها در موقع تغییر بار (مطابق شکل (۱۳))، مقاومت بار از ۱۰ اهم به ۵۰ اهم و بالعکس تغییر داده شده است. همانطور که در جدول (۱۶) مشاهده می شود ولتاژ خروجی میدل بوست، با کنترل کننده typeIII نسبت به کنترل کننده پیشنهادی کندتر عمل کرده و زمان نشست کنترل کننده typeIII، 1.83 برابر بیشتر از کنترل کننده پیشنهادی است و میزان فراجش کنترل کننده پیشنهادی برابر 5.14 درصد و کنترل کننده های typeIII نیز 5.0 درصد می باشد که عملکرد تقریباً یکسانی را نشان می دهند.

شکل (۱۴) اثر تغییرات پله ای ولتاژ مرجع را بر روی ولتاژ خروجی نشان می دهد. همانطور که در جدول (۱۶) مشاهده می شود ولتاژ خروجی میدل بوست، با کنترل کننده typeIII نسبت به کنترل کننده پیشنهادی بسیار کندتر عمل کرده و زمان نشست کنترل کننده typeIII، 5.17 برابر بیشتر از کنترل کننده پیشنهادی است و میزان فراجش کنترل کننده پیشنهادی برابر 0.15 درصد و کنترل کننده typeIII نیز 0 درصد می باشد که عملکرد تقریباً یکسانی را نشان می دهند.

جهت بررسی عملکرد کنترل کننده ها در موقع تغییر ولتاژ ورودی (مطابق شکل (۱۵))، ولتاژ ورودی از ۱۲ ولت به ۱۴ ولت تغییر داده شده است همانطور که در جدول (۱۶) مشاهده می شود ولتاژ خروجی میدل بوست، با کنترل کننده typeIII نسبت به کنترل کننده بهینه شده پیشنهادی کندتر عمل کرده و زمان نشست آن نصف کنترل کننده typeIII است و میزان فراجش حاصل در ولتاژ خروجی برای هر دو کنترل کننده یکسان می باشد.

مراجع

- [11] C.P. Basso, 2008, "Switch-Mode Power Supplies Spice Simulations and Practical Designs", McGraw-Hill, Book.
- [12] J.B.L. Fermeiro, J.A.N. Pombo, M.R.A. Calado, S.J.P.S. Mariano, 2017, "A new controller for DC-DC converters based on particle swarm optimization", *Applied Soft Computing* Vol.52, Elsevier, Pages 418–434.
- [13] Rong-Jong Wai, Senior Member, IEEE, and Li-Chung Shih, APRIL 2012, "Adaptive Fuzzy-Neural-Network Design for Voltage Tracking Control of a DC-DC boost Converter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 4, Pages 2104-2115.
- [14] Deb, K., Pratap, A., Agarwal, S., & Meyarivan, 2002, "A fast and elitist multi objective genetic algorithm: NSGA-II", *Evolutionary Computation*, *IEEE Transactions on*, Vol.6 Issue.2, Pages182-197.
- [1] E. Santi, A. Monti, D. Li, K. Proddutur, R.A. Dougal, Nov.-Dec. 2003, "Synergetic Control for DC-DC boost Converter: Implementation Options", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.39, Issue 6, Pages 1803-1813.
- [2] A. Ghosh, S. Banerjee, M. K. Sarker, and P. Dutta, 2016, "Design and implementation of Type-II and Type-III Controller for DC-DC switched mode boost converter by using K-factor approach and optimization techniques," *IET Power Electronics*, Vol. 9, No. 5, Pages. 938–950.
- [3] Shuibao Guo, Xuefang Lin-Shi, Bruno Allard, Yanxia Gao, and Yi Ruan Digital, MAY 2010 "Digital Sliding-Mode controller for High-Frequency DC/DC SMPS", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.25, No. 5, Pages 1120-1123.
- [4] Uros Sadek, Andrej Sarjaš, Rajko Svečko, Amor Chowdhury, 2015, "FPGA-based control of a DC-DC boost Converter", *IFAC-PapersOnLine-Elsevier* Vol.48, Issue 10, Pages 22-27.
- [5] Subrata Banerjee, Senior Member, IEEE, Arnab Ghosh, Student Member, IEEE, and Niraj Rana, MARCH 2017, "An Improved Interleaved boost Converter With PSO-Based Optimal Type-III controller", *IEEE Journal of Emerging And Selected Topics In Power Electronics*, Vol.5, No.1, Pages 323-337.
- [6] Uroš Sadek, Andrej Sarjaš, Amor Chowdhury, Rajko Svečko, October 2016, "FPGA-based optimal robust minimal-order controller structure of a DC-DC converter with Pareto front solution", *Control Engineering Practice* Vol.55, Pages 149-161.
- [7] Nechadi, MN Harmas, N Essounbouli, A Hamzaoui, 2016, "Optimal Synergetic Control based Bat Algorithm for DC-DC boost Converter", *IFAC-PapersOnLine-Elsevier* 49-12 Pages 698-703.
- [8] A. R. Oliva, S. S. Ang, and G. E. Bortolotto, Jan. 2006, "Digital control of a voltage mode synchronous buck converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.21, No.1, Pages 157–163.
- [9] UCD3138, 2011, "Control Theory", Texas Instrument, Application note Book.
- [10] T. H. Hsia, H. Y. Tsai, Y. Z. Lin, Dan. Chen and W. H. Chang, Sep. 2007, "Digital Compensation of a High-Frequency Voltage Mode DC-DC Converter," In *Power Electronic and Applications*, European Conference. Page 1-8.

طراحی کنترل مد لغزشی برای سیستم‌های کنترل تصادفی دارای اطلاعات از دست رفته

مهدی اشرفی بافقی^۱، علی دلاور خلفی^۲

^۱ دانشجوی دوره دکتری کنترل و بهینه‌سازی، گروه ریاضی کاربردی، دانشگاه یزد، Mahdiahshrafi@gmail.com

^۲ دانشیار، دانشکده علوم ریاضی، گروه ریاضی کاربردی، دانشگاه یزد، Delavarkh@yazd.ac.ir

دریافت: ۱۳۹۶/۱۰/۰۱ ویرایش اول: ۱۳۹۷/۰۱/۲۳ ویرایش دوم: ۱۳۹۷/۰۴/۲۷ ویرایش سوم: ۱۳۹۷/۰۶/۰۶ پذیرش: ۱۳۹۷/۰۶/۱۳

چکیده: در این مقاله طراحی یک کنترل مد لغزشی برای سیستم‌های تصادفی با اطلاعات از دست رفته را مورد بررسی قرار می‌دهیم. فرض بر این است که یک ارتباط شبکه‌ای در چرخه فیدبک سیستم وجود دارد و ممکن است بخشی از اطلاعات در هنگام انتقال از دست برود. نوآوری این مقاله در ارائه یک روش جدید با عملکرد مناسب تر است، برای این منظور ابتدا یک روش تخمینی برای جبران اطلاعات از دست رفته در نظر می‌گیریم. سپس یک سطح لغزشی انتگرالی را تعریف کرده، کنترل گر سطح لغزشی را طراحی می‌کنیم. به کمک روش لیاپونوف نشان خواهیم داد این روش (با تقریب مربعی) پایدار خواهد بود. در پایان مثال عددی و نتایج شبیه‌سازی انجام شده به کمک نرم افزار متلب، پایداری و مؤثر بودن روش ارائه شده را تأیید می‌کنند.

کلمات کلیدی: کنترل مد لغزشی، اطلاعات از دست رفته، سیستم‌های گسسته زمان، پایداری لیاپانوف

Design of Sliding mode control for stochastic systems subject to packet losses

Mahdi Ashrafi Bafghi and Ali Delavarkhalafi

Abstract: In this paper, we examine the design of a sliding mode control for stochastic systems with data packet losses. It is assumed that there is a network connection in the system's feedback loop and that part of the information may be lost during transmission. The innovation of this paper is to present a new method with better performance. In this paper, we first consider an estimated method to compensate for lost data. Then we define an integral sliding surface and design the slider surface controller. Using the Lyapunov method, we will show that this method (with square approximation) will be stable. In the end, numerical examples and simulation results with the help of the content software confirm the sustainability and effectiveness of the proposed method.

Keywords: sliding mode control (SMC), data packet losses (DPL), Discrete-time system, Lyapunov method.

۱- مقدمه:

در چند دهه اخیر، روش کنترل مد لغزشی (SMC)^۱ به سبب کاربردهای فراوان در سیستم‌های خطی و غیرخطی مورد توجه محققان قرار گرفته است. این روش کاربردهای زیادی در زمینه های سیستم‌های مهندسی، سیستم‌های عدم قطعیت [۲ و ۱]، سیستم‌های پرش مارکوف [۳]، سیستم‌های تأخیر زمانی [۴-۶] و سیستم‌های چند ورودی و چند خروجی [۷] دارد. ایده اصلی این روش طراحی یک سطح لغزشی است که با استفاده از یک قانون کنترل مناسب حالت‌های سیستم به روی این سطح همگرا می‌شوند و روی این سطح باقی‌مانده و به سمت صفر میل می‌کنند [۸]. در سال‌های اخیر پیشرفت‌های زیادی در خصوص کنترل مد لغزشی بر روی سیستم‌های مختلف انجام شده است. البته قابل ذکر است، در بیشتر موارد فرض بر این است که سیگنال‌های سیستم با موفقیت توسط کنترل‌گر یا محرک دریافت می‌شوند و روش کنترل مد لغزشی به کار گرفته می‌شود؛ و اگر فرایند از دست رفتن اطلاعات (DPL)^۲ رخ دهد دیگر این روش‌ها مناسب نخواهند بود. از سوی دیگر با توسعه شبکه‌های کامپیوتری و فن‌آوری به علت هزینه کمتر، نصب ساده‌تر و سرعت بالاتر انتقال اطلاعات در این شبکه‌ها، بیشتر اطلاعات از طریق شبکه‌های کامپیوتری منتقل می‌شوند. شبکه‌های ارتباطی در حلقه‌های کنترل برخی مشکلات مانند تأخیر انتقال یا از دست رفتن اطلاعات را پدید می‌آورند (مراجع [۹-۱۴] و [۶] و [۱۵-۱۷] به این محث پرداخته‌اند). با توجه به مباحث فوق اهمیت طراحی کنترل‌گر برای سیستم‌های شامل (DPL) مشخص می‌شود.

یو انگ نیو و همکاران در [۱۹] یک کنترل‌گر برای سیستم‌های دارای (DPL) در حالت عادی و تینگانگ و همکاران در مرجع [۲۰] یک کنترل‌گر برای سیستم‌های دارای (DPL) همراه با نویز ارائه کرده‌اند. نوآوری این مقاله، ارائه روش جدید در مقایسه با روش ارائه شده در مرجع [۱۹] می‌باشد که دارای عملکرد بهتری است و این موضوع در مثال نیز نشان داده شده است. همچنین پایداری روش اصلاح شده بصورت ساده تری از مقاله [۱۹] اثبات گردیده است. در این مقاله سیستم ارائه شده در مرجع [۱۹] را مدنظر قرار داده و یک کنترل‌گر مد لغزشی جدید برای آن پیشنهاد می‌کنیم که روند اثبات و پیاده‌سازی ساده‌تری دارد ضمن اینکه نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد روش جدید سرعت همگرایی بالاتری دارد.

در این نوشتار، ابتدا یک روش تخمینی برای برطرف کردن معضل (DPL) در زمان انتقال اطلاعات به کنترل‌گر ارائه می‌کنیم. سپس یک سطح لغزشی که شامل (DPL) است را معرفی کرده با استفاده از روش لیپانوف همگرایی این سطح را مورد بررسی قرار می‌دهیم. نشان خواهیم داد با استفاده از قانون کنترل مد لغزشی ارائه شده سیگنال‌های

ردگیری شده به سمت این سطح لغزشی (به صورت تقریب مربعی) میل کرده و روی این سطح باقی می‌مانند تا به سمت صفر میل کنند به عبارت دیگر به کمک تابع لیپانوف پایداری مربعی این روش را اثبات خواهیم کرد. در بخش آخر نیز یک مثال عددی به همراه نتایج حاصل از شبیه‌سازی انجام شده به کمک جعبه ابزار LMILAB نرم‌افزار متلب موارد ذکر شده در این مقاله را تأیید می‌کند.

توجه: در این مقاله از نمادهای استاندارد زیر برای بیان مفاهیم استفاده شده است:

|| نشان‌دهنده نرم اقلیدسی برای یک بردار است. برای ماتریس حقیقی مقدار $M > 0$ به معنای این است که M متقارن و معین مثبت است. I ماتریس همانی با ابعاد مناسب است و $' * '$ در ماتریس‌های بلوکی متقارن برای جلوگیری از تکرار جملات بر اساس تقارن استفاده شده است. (φ, F, pr) یک فضای احتمال با فضای نمونه φ ، σ -جبر F و اندازه تصادفی pr و $\mathcal{E}\{ \cdot \}$ عملگر امید ریاضی متناظر با این فضای احتمال است. همچنین فرض شده است که ماتریس‌هایی که ابعاد آن‌ها به صورت مشخص ذکر نشده است دارای ابعاد مناسب هستند.

۲- بیان مسئله و فرمول بندی آن

سیستم گسسته زمانی زیر را در نظر بگیرید:

$$x(k+1) = (A + \Delta A(k))x(k) + B(u(k) + f(x(k), k)) \quad (1)$$

که در آن $x(k) \in R^n$ بردار حالت، $u(k) \in R^m$ بردار کنترل و $A \in R^{nn}$ و $B \in R^{nm}$ ماتریس‌های ثابت مشخصی هستند. $\Delta A(k) = EF(k)H$ که در آن E و H ماتریس‌های معلومی هستند و ماتریس مجهول $F(k)$ در شرط $F^T(k)F(k) \leq I, \forall k \geq 1$ صدق می‌کند. $f(x(k), k)$ یک اغتشاش بیرونی با کران معلوم است. بدون کاستن از کلیت فرض می‌کنیم B یک ماتریس با رتبه کامل ستونی است.

در این مقاله فرض می‌کنیم فرایند از دست رفتن اطلاعات از یک توزیع برنولی با پارامتر $1 \leq \bar{\theta} \leq 0$ پیروی می‌کند یعنی:

$$pr\{\theta = 1\} = \bar{\theta}, pr\{\theta = 0\} = 1 - \bar{\theta} \quad (2)$$

که در آن $\bar{\theta}$ به میزان احتمال از دست دادن اطلاعات اشاره می‌کند و فرض می‌شود که $\bar{\theta} \neq 1$.

برای جبران اطلاعات از دست‌رفته، تابع تخمین زیر را که جبران‌کننده^۳ نامیده می‌شود معرفی می‌کنیم:

$$x_s(k) = \begin{cases} x(k), & \text{data packet is recived sucesfully} \\ x(k-1), & \text{data packet is loss} \end{cases} \quad (3)$$

همچنین می‌توان آن را به فرم زیر نمایش داد:

compensator^۳

Sliding Mode control^۱
Data packet losses^۲

که در آن $\bar{\Delta A} = B(GB)^{-1}G(A + \Delta A)$ و $\bar{\theta} = \frac{\theta}{(1-\theta)}$

لم ۱-۲۱: برای هر بردار دلخواه a و b و ماتریس $X > 0$ از ابعاد مناسب داریم:

$$a^T b + b^T a \leq a^T X a + b^T X b \quad (۱۳)$$

لم ۲-۱۹: فرض کنید ماتریس‌های F و E و H ماتریس‌های حقیقی با ابعاد مناسب باشند و $F(t)$ در شرط $F(t^T F(t) \leq I$ صدق کند. در اینصورت برای هر ماتریس حقیقی و متقارن Q داریم:

$$Q + EF(t)H + H^T F(t)^T E < 0 \quad (۱۴)$$

اگر و تنها اگر اسکالر $\varepsilon > 0$ وجود داشته باشد بطوریکه

$$Q + \varepsilon EE^T + \varepsilon^{-1} H^T H < 0$$

لم ۳- (متنم شور) ۲۲: فرض کنید ماتریس‌های Ω_1 و Ω_2 و Ω_3 ماتریس‌های حقیقی با ابعاد مناسب باشند و $\Omega_1 = \Omega_1^T$ و $\Omega_2 > 0$. در اینصورت $\Omega_1 + \Omega_3 \Omega_2 \Omega_3^T < 0$ اگر و تنها اگر

$$\begin{bmatrix} \Omega_1 & \Omega_3 \\ \Omega_3^T & -\Omega_2 - 1 \end{bmatrix} < 0 \quad (۱۵)$$

تعریف ۱: [۱۹] (پایدار مجانبی مربعی)

برای سیستم تصادفی (۱) فرض کنید $\tilde{x}(k)$ یک جواب معادله با نقطه اولیه $\tilde{x}(0)$ باشد در اینصورت اگر $\alpha > 0$ و $\tau \in (0, 1)$ وجود داشته باشد بطوریکه

$$\varepsilon \{ \|\tilde{x}(k)\|^2 \} \leq \alpha \tau^k \varepsilon \{ \|\tilde{x}(0)\|^2 \} \quad (۱۶)$$

گوئیم سیستم تصادفی (۱) بصورت مجانبی پایدار است.

قضیه ۱- سیستم (۱) با DPL (۲) و سطح لغزشی (۵) را در نظر بگیرد. اگر $\varepsilon > 0$ و ماتریس‌های متقارن و معین مثبت P و Q وجود داشته باشند که در نامساوی‌های ماتریسی زیر صدق کنند آنگاه دینامیک مد لغزشی (۱۲) با $G = B^T P$ بصورت مجانبی پایدار است.

$$\begin{bmatrix} -Q & \Phi A^T G^T \\ \Phi G A & -GB \end{bmatrix} < 0 \quad (۱۷)$$

$$\begin{bmatrix} -P + Q + \varepsilon H H^T & * & * & * \\ A^T P & -P & * & * \\ A^T P B & 0 & E^T P B & * \\ P E & 0 & 0 & -\varepsilon I \end{bmatrix} < 0 \quad (۱۸)$$

$$x_s(k) = (1 - \theta)x(k) + \theta x(k - 1) \quad (۴)$$

۳- طراحی کنترل مد لغزشی در حالت DPL

تابع مد لغزشی گسسته زمانی را به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$s(k) = (1 - \bar{\theta})Gx(k) + \bar{\theta}GAx(k - 2) \quad (۵)$$

که در آن $\bar{\theta}$ در (۲) تعریف شده است و G یک ماتریس با ابعاد مناسب است که بعداً به گونه‌ای محاسبه می‌شود که GB وارون پذیر باشد. می‌دانیم تابع مد لغزشی باید در رابطه زیر صدق کند:

$$s(k + 1) = s(k) = 0, \forall k \geq k^* \quad (۶)$$

که در آن k^* یک مقدار ثابت مثبت است.

بنابراین وقتی که ردگیری سیستم حالت روی این سطح مد لغزشی قرار می‌گیرد قانون کنترل معادل با استفاده از (۱)، (۵) و (۶) به صورت زیر به دست می‌آید:

از (۵) و (۶) داریم:

$$0 = s(k + 1) = (1 - \bar{\theta})Gx(k + 1) + \bar{\theta}GAx(k - 1) \quad (۷)$$

با قرار دادن $x(k + 1)$ از (۱) در رابطه بالا خواهیم داشت:

$$0 = (1 - \bar{\theta})G[(A + \Delta A(k))x(k) + B(u(k) + f(x(k), k))] + \bar{\theta}GAx(k - 1) \quad (۸)$$

در نتیجه قانون کنترل $u(k)$ برابر است با:

$$u(k) = -\frac{1}{(1-\bar{\theta})}(GB)^{-1}[(1-\bar{\theta})G(A + \Delta A(k))x(k) + \bar{\theta}GAx(k - 1)] - f(x(k), k) \quad (۹)$$

با قرار دادن رابطه (۹) در (۱) معادله دینامیکی سطح لغزشی

$s(k) = 0$ به صورت زیر خواهد بود:

$$x(k + 1) = (A + \Delta A(k))x(k) + B(u(k) + f(x(k), k)) \quad (۱۰)$$

$$\begin{aligned} &= (A + \Delta A(k))x(k) \\ &+ B \left[-\frac{1}{(1-\bar{\theta})}(GB)^{-1}[(1-\bar{\theta})G(A + \Delta A(k))x(k) + \bar{\theta}GAx(k - 1)] \right. \\ &\left. - f(x(k), k) + f(x(k), k) \right] \end{aligned} \quad (۱۱)$$

به عبارت ساده‌تر:

$$x(k + 1) = (A + \Delta A(k) - \bar{\Delta A})x(k) - \bar{\theta}B(GB)^{-1}GAx(k - 1) \quad (۱۲)$$

(۱۸) معادل هستند. پس با توجه به قضیه پایداری لیاپانوف می‌توان نتیجه گرفت که اگر ماتریس‌های مثبت معین $P > 0$ و $Q > 0$ و اسکالر اکیداً مثبت $\varepsilon > 0$ وجود داشته باشند که در روابط (۱۷) و (۱۸) صدق کنند سیستم دینامیکی (۱۰) با $G = B^T P$ به صورت مجانبی پایدار خواهد بود.

۴- شبیه‌سازی و مثال‌های عددی

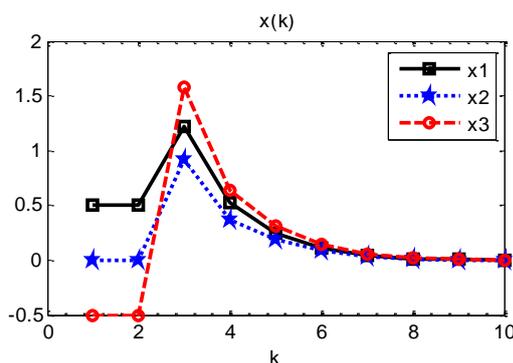
مثال ۱: [۱۹] سیستم (۱) را با ماتریس‌های زیر در نظر بگیرید:

$$B = \begin{bmatrix} 1.3 & 2.1 \\ 0.8 & 0.4 \\ 1.3 & 2.4 \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} -0.1 & 0 & 0.1 \\ 0.1 & 0.3 & -0.2 \\ 0.3 & 0.1 & -0.2 \end{bmatrix}$$

$$f(x(k)) = \begin{bmatrix} 0.6|x_1(k)x_2(k)|^{\frac{1}{2}} \\ 0.5x_1(k) \end{bmatrix}$$

همچنین فرض کنید: $F(t) = 0.2 \sin(k)$, $\bar{\theta} = 0.2$.

از حل نامعادلات ماتریسی (۱۷) و (۱۸) با استفاده از جعبه‌ابزار LMILAB در نرم‌افزار متلب قانون کنترل (۱۰) و نقطه اولیه $x(0) = [0.5 \ 0 \ -0.5]^T$ نتایج شبیه‌سازی برای بردار حالت به صورت زیر است.



شکل ۱: مسیرهای بردار حالت $x(k)$

شکل (۱) نشان می‌دهد الگوریتم پس از هفت مرحله به سطح صفر رسیده و در آن پایدار باقی می‌ماند. شایان ذکر است این مثال در مرجع [۱۹] با روش ارائه شده در آن مرجع پس از ۲۰ تکرار به نتیجه می‌رسد اما در روش ارائه شده در این مقاله پس از هفت تکرار به نتیجه رسیده است. جدول‌های زیر خروجی‌های هر دو شبیه‌سازی را با استفاده از جعبه‌ابزار LMILAB در برنامه متلب نمایش می‌دهد.

N	$x_1(k)$	$x_2(k)$	$x_3(k)$
0	0.5	0.0	-0.5
5	-0.006	-0.0017	0.0132
7	0.0000	0.0000	0.0000

جدول ۱: بردار حالت برای مثال ۱ با روش پیشنهادی

اثبات قضیه ۱- برای اثبات از قضیه پایداری لیاپانوف استفاده خواهیم کرد. تابع لیاپانوف زیر را برای سیستم (۱۲) در نظر بگیرید:

$$V(\tau(k)) = x(k)^T P x(k) + x(k-1)^T Q x(k-1) \quad (۱۹)$$

که در آن $\tau(k) = [x(k)^T, x(k-1)^T]^T$ با جایگزین کردن $G = B^T P$ در (۱۲) داریم:

$$\begin{aligned} \Delta V(\tau(k)) &= V(\tau(k+1)) - V(\tau(k)) \\ &= x(k)^T [A + \Delta A - \bar{\Delta A}]^T P [A + \Delta A(k) - \bar{\Delta A}] x(k) - 2\phi x(k)^T [A + \Delta A] P B (GB)^{-1} G A x(k-1) + 2\phi x(k)^T [A + \Delta A] G^T (GB)^{-1} G A x(k-1) + \phi^2 x(k-1)^T A^T G^T (GB)^{-1} G A x(k-1) + x(k)^T Q x(k) - x(k)^T P x(k) - x(k-1)^T Q x(k-1) \end{aligned} \quad (۲۰)$$

از طرف دیگر با قرار دادن $\bar{\Delta A} = B(GB)^{-1}G(A + \Delta A)$ داریم:

$$\begin{aligned} [A + \Delta A - \bar{\Delta A}]^T P [A + \Delta A(k) - \bar{\Delta A}] &\leq [A + \Delta A]^T P [A + \Delta A] - [A + \Delta A]^T P \bar{\Delta A} - \bar{\Delta A}^T P [A + \Delta A] + \bar{\Delta A}^T P \bar{\Delta A} \\ &= [A + \Delta A]^T P [A + \Delta A] - [A + \Delta A]^T P B (GB)^{-1} G [A + \Delta A] - [A + \Delta A]^T G^T (GB)^{-T} B^T P [A + \Delta A] + [A + \Delta A]^T G^T (GB)^{-T} B^T P B (GB)^{-1} G [A + \Delta A] \end{aligned} \quad (۲۱)$$

با توجه به $G = B^T P$ داریم:

$$[A + \Delta A - \bar{\Delta A}]^T P [A + \Delta A(k) - \bar{\Delta A}] \leq [A + \Delta A]^T P [A + \Delta A] - [A + \Delta A]^T P G^T (GB)^{-1} G [A + \Delta A] \quad (۲۲)$$

با قرار دادن نامساوی‌های (۲۱) و (۲۲) در (۲۰) داریم:

$$\begin{aligned} \Delta V(\tau(k)) &\leq x(k)^T [A + \Delta A - \bar{\Delta A}]^T P [A + \Delta A(k) - \bar{\Delta A}] x(k) - x(k)^T Q x(k) - x(k)^T P x(k) + \phi^2 x(k-1)^T [A^T G^T (GB)^{-1} G A] x(k-1) - x(k-1)^T Q x(k-1) \end{aligned} \quad (۲۳)$$

و به عبارت دیگر:

$$\Delta V(\tau(k)) \leq \tau(k)^T M \tau(k) \quad (۲۴)$$

که در آن $M = \text{diag}\{\theta_1, \theta_2\}$ و

$$\theta_1 = [A + \Delta A]^T P [A + \Delta A] - [A + \Delta A]^T P B (GB)^{-1} G [A + \Delta A] + Q - P \quad (۲۵)$$

و

$$\theta_2 = \phi^2 [A^T G^T (GB)^{-1} G A] - Q \quad (۲۶)$$

واضح است که اگر $\theta_1 < 0$ و $\theta_2 < 0$ آنگاه $M < 0$ و برای $\tau(k) \neq 0$ خواهیم داشت: $\Delta V(\tau(k)) < 0$.

با توجه به لم ۳ (متمم شور) برقراری شرط‌های $\theta_1 < 0$ و $\theta_2 < 0$ به ترتیب با برقراری نامساوی‌های ماتریسی خطی (۱۷) و

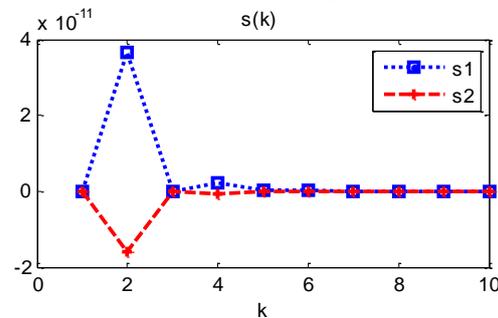
- [3] B. chen, Y. Niu, Y. Zou, "Sliding mode control for stochastic Markovian jumping systems subject to successive packet losses", Journal of the Franklin institute, Vol.351, pp 2169–2184, 2014
- [4] L. Wu and J. Lam, "Sliding mode control of switched hybrid systems with time-varying delay," Int. J. Adaptive Control Signal Processing, vol. 22, pp. 909–931, 2008.
- [5] L. Wu and W. Zheng, "Passivity-based sliding mode control of uncertain singular time-delay systems," Automatica, vol. 45, pp. 2120–2127, 2009.
- [6] S. Janardanan and B. Bandyopadhyay, "Discrete-time output feedback sliding mode control for time-delay systems with uncertainty," International Conference on Control Applications, Taipei, Taiwan, September 2-4, vol. 2, pp. 1358-1364, 2004
- [7] X. Chen, "Adaptive sliding mode control for discrete-time multi-input multi-output systems," Automatica, vol. 42, pp. 427–435, 2006.
- [8] K. Abidi, J.-X. Xu, and X. Yu, "On the discrete-time integral sliding-mode control," IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 52, no. 4, pp. 709–715, Apr. 2007
- [9] F. Yang, Z. Wang, Y.S. Huang, M. Gani, "Robust H1 control with missing measurements and time delays", IEEE Transactions on Automatic Control Vol. 52, pp 1666–1672, 2007
- [10] F. Yang, Z. Wang, Y. S. Huang, and M. Gani, "Robust control with missing measurements and time delays," IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 52, no. 9, pp. 1666–1672, Sep. 2007.
- [11] G. C. Walsh and H. Ye, "Scheduling of networked control systems", IEEE Control Syst. Mag., vol. 21, pp. 57–65, 2001.
- [12] H. Gao and T. Chen, "estimation for uncertain systems with limited communication capacity," IEEE Trans. Autom. Control, vol. 52, no. 11, pp. 2070–2084, Nov. 2007.
- [13] J. Xiong and J. Lam, "Stabilization of networked control systems with a logic ZOH," IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 54, no. 2, pp. 358–363, Feb. 2009.
- [14] J. Xiong and J. Lam, "Stabilization of linear systems over networks with bounded packet loss," Automatica, vol. 43, pp. 80–87, 2007.
- [15] P. Seiler and P. Sengupta, "Analysis of communication losses in vehicle control problems", in Proc. Amer. Contr. Conf., Arlington, pp. 1491–1496, 2001.
- [16] W. Zhang, L. Yu, "Output feedback stabilization of networked control systems with packet dropouts", IEEE Transactions on Automatic Control Vol. 52, pp. 1705–1710, 2007

k	$x_1(k)$	$x_2(k)$	$x_3(k)$
0	0.5	0.0	-0.5
5	-0.10806	-0.03981	0.06524
10	0.00141	0.00038	-0.00110
15	-0.00002	0.000005	0.00001
20	0.00000	0.00000	0.00000

جدول ۲: بردار حالت برای مثال ۱ با روش مرجع [۱۹]

همان‌طور که در جدول شماره ۲ دیده می‌شود الگوریتم ارائه‌شده توسط یوانگ نیو و همکاران در مرجع [۱۹] در تکرار بیستم به صفر رسیده است اما الگوریتم ارائه‌شده در این مقاله (جدول شماره ۱) در تکرار هفتم به صفر رسیده است.

در شکل ۲ نیز نمودار سطح مد لغزشی نشان داده شده است.

شکل ۲: مسیرهای متغیر مد لغزشی $s(k)$

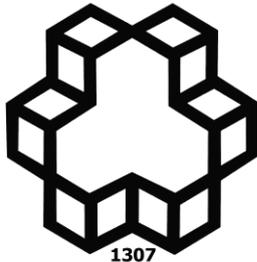
نتیجه‌گیری:

در این مقاله یک روش جدید برای طراحی کنترل مد لغزشی در حالت (DPL) طراحی و به کمک قضیه پایداری لیاپانوف همگرایی آن را اثبات کرده‌ایم. روند اثبات و شیوه محاسبه این کنترل‌گر در مقایسه با روش ارائه‌شده در مرجع [۱۹] ساده‌تر است ضمن اینکه هر دو الگوریتم توسط نویسندگان مقاله توسط نرم‌افزار متلب پیاده‌سازی شده و نتایج به‌صورت مجزا در جدول‌های ۱ و ۲ بیان شده‌اند. مقایسه این دو جدول به‌خوبی نشان می‌دهد روش ارائه‌شده بسیار سریع‌تر از روش مذکور همگرا خواهد بود. همچنین نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد الگوریتم پیشنهادی بعد از چند تکرار متناهی همگرا بوده و در مسائل عددی حل شده، سریع‌تر از آن به صفر همگرا می‌شود.

مراجع:

- [1] Y. Niu and X. Wang, "Sliding mode control design for uncertain delay systems with partial actuator degradation," Int. J. Syst. Sci., vol. 40, pp. 403–409, 2009.
- [2] K.-C. Hsu, W.-Y. Wang, and P.-Z. Lin, "Sliding mode control for uncertain nonlinear systems with multiple inputs containing sector nonlinearities and deadzones," IEEE Trans. Syst., Man Cybern. B, vol. 34, no. 1, pp. 374–380, Feb. 2004.

- [17] W. Zhang, M. S. Branicky, and S. M. Phillips, "Stability of networked control systems", IEEE Control Syst. Mag., vol. 21, pp. 84–99, 2001.
- [18] Z. Wang, D. W. C. Ho, F. Yang, and X. Liu, "Robust control for networked systems with random packet losses," IEEE Trans. Syst., Man Cybern. B, vol. 37, no. 4, pp. 916–924, Aug. 2007.
- [19] Y. Niu, D.W.C. Ho, "Design of sliding mode control subject to packet losses," IEEE Transactions on Automatic Control, Vol.55, pp 2623–2628, 2010.
- [20] T. Jia, Y. Niu and Y. Zou "Sliding mode control for stochastic systems subject to packet losses," An International Journal archive, Volume 217, December, 2012 Pages 117-126.
- [۲۱] - خسرو خاندانی، جوهری طهماسبی، "طراحی یک کنترل‌گر مد لغزشی برای سامانه‌های تصادفی کسری دارای تأخیر حالت"، مجله کنترل، جلد ۱۰، شماره ۲، تابستان ۹۵، صفحه ۱۳ الی ۲۲
- [22] Boyd Stephen, Laurent El Ghaoui, Eric Feron and Venkataramanan Balakrishnan, "Linear Matrix Inequalities in Systems and Control Theory", Philadelphia, PA, USA, SIAM, 1994.



1307
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. 13, No. 1, Spring 2019.

Publisher: **Iranian Society of Instrumentation and Control Engineers**

Managing Director: Prof. Iraj Goodarznia

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

Tel: 84062317

Email: sedigh@kntu.ac.ir

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

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

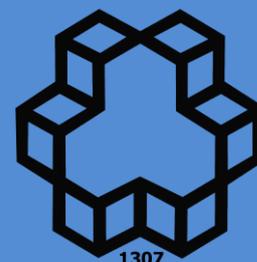
Editorial Board:

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



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

Vol. 13, No. 1, Spring 2019

Contents

- Finite-time Flocking of Multi-agent System with Input Saturation** 1
Seyyed Esmail Mirabdollahi Shams, Mohammad Haeri
- Service Quality Management Modeling, Controlling and Upgrading as well as
Communications and Information Technology Enhancement through
Conducting a Case Study in the Parent Telecommunications Network of Iran** 9
S. Mohammad Reza Zare , Abdollah Aghaei, Ahmad Asl Hadad, Yaser Samimi
- Local stabilization for a class of nonlinear impulsive switched system with non-
vanishing uncertainties under a norm-bounded control input** 21
Mohsen Ghalehnoie, Mohammad-R. Akbarzadeh-T. , Naser Pariz
- Adaptive Distributed Consensus Control for a Class of Heterogeneous and
Uncertain Nonlinear Multi-Agent Systems** 35
Maedeh Taj, Maryam Shahriari-kahkeshi
- Design and Experimental Evaluation of integrated orientation estimation
algorithm Autonomous Underwater Vehicle Based on Indirect Complementary
Filter.** 47
Seyed Vahid Zia , Javad Babaei, Ebrahim Alizadeh
- Presenting an Optimized Combinational Controller based on NSGA-II for Boost
Switching Converter** 57
Behzad Behnam , Payman Hajihosseini, Mohammad Mousavi Anzehaee
- Design of Sliding mode control for stochastic systems subject to packet losses** 75
Mahdi Ashrafi Bafghi, Ali Delavarkhalafi