



کارافن

فصلنامه علمی - پژوهشی دانشگاه فنی و حرفه‌ای

دوره هفدهم - شماره یک

بهار 1399

درجه علمی فصلنامه علمی - پژوهشی کارافن طی نامه شماره 3/18/60837 از طرف
تاریخ 1392/04/30

کمیسیون بررسی نشریات علمی کشور، وزارت علوم، تحقیقات و فناوری ابلاغ گردیده است.

فصلنامه علمی - پژوهشی کارافن در پایگاه استنادی علوم کشورهای اسلامی (ISC) نمایه می‌شود.

صحت آرا و اندیشه‌های مندرج در هر مقاله، به عهده نویسنده (ها) است.

آدرس: تهران، میدان ونک، خیابان برزیل شرقی، پلاک 4، سازمان مرکزی دانشگاه فنی و حرفه‌ای

کدپستی: 1435761137

تلفن: 021-42350416

پست الکترونیک: karafan@tvu.ac.ir

وبسایت نشریه: http://karafan.tvu.ac.ir

فصلنامه علمی - پژوهشی دانشگاه فنی و حرفه‌ای
دوره هفدهم - شماره یک
بهار 1399

کارافنی



صاحب امتیاز: دانشگاه فنی و حرفه‌ای
مدیر مسئول: دکتر ابراهیم صالحی عمران
سر دبیر: دکتر نعمت‌اله عزیزی
مدیر داخلی: دکتر آذرچهر صحت

طراحی و اجرای جلد:
مهندس محمد مشتاقی - سمیرا داناسرشت
ویرایش و صفحه‌آرایی:
سمیه سیاه‌پشت

اعضای هیئت تحریریه:

استاد دانشگاه مازندران و دانشگاه فنی و حرفه‌ای
استاد دانشگاه کردستان
استاد دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل
استاد دانشگاه صنعتی امیرکبیر
دانشیار دانشگاه یزد و دانشگاه فنی و حرفه‌ای
دانشیار دانشگاه فنی و حرفه‌ای
استادیار پژوهشکده مطالعات فرهنگی و اجتماعی
استادیار دانشگاه فنی و حرفه‌ای
استادیار دانشگاه فنی و حرفه‌ای

دکتر ابراهیم صالحی عمران
دکتر نعمت‌اله عزیزی
دکتر سید علی اصغر قریشی
دکتر مسعود شفیعی
دکتر سید حیدر میرفخرالدینی
دکتر ویدا تقوایی
دکتر رضا مهدی
دکتر مهدی علینقی‌زاده اردستانی
دکتر معراج رجائی

اساتید محترمی که در داوری و ارزیابی مقالات این شماره همکاری داشته‌اند:

محمد امیدپناه، حسین علی بگی، محمدامین بهرامی، وحید بهلوری، پویا پاشایی، غلامحسین پایگانه، محمد رزازی، زهرا شاطریان، سوده عقلی‌مقدم، کریم علی‌اکبری، اسماعیل فتوحی، هدی قریشی، فرخنده کیایی، داوود متولی‌زاده، سید محمود محسنی‌مطلق، مجتبی معصوم‌نژاد، سید حسن نبوی کریزی، محمد نوری‌زاده.

راهنمای نگارش و نحوه ارسال مقاله‌های علمی فصلنامه علمی - پژوهشی کارافن

1. هدف نشریه کارافن انتشار نتایج پژوهش‌ها، مقاله‌ها، تجربه‌های علمی و کاربردی استادان و پژوهشگران دانشگاه و خارج از دانشگاه در محورهای مصوب کارافن است که به دو زبان فارسی و انگلیسی چاپ می‌شود.
2. زمان فرایند داوری مقالات حداکثر سه ماه است.
3. مقاله‌ها از طریق پایگاه اینترنتی نشریه (لینک آن در سایت دانشگاه فنی و حرفه‌ای موجود است) به نشانی karafan.tvu.ac.ir قابل ارسال است و تمامی فرایند داوری و پیگیری از طریق سایت امکان‌پذیر خواهد بود.
4. نویسنده مسئول مکاتبات ابتدا باید در سامانه کارافن (بخش حساب کاربری) به‌عنوان «نویسنده» ثبت‌نام و پس از تکمیل فرم مربوط به اطلاعات فردی، برای بارگذاری مقاله به قسمت «ارسال مقاله» مراجعه کند. گفتنی است نویسنده باید پیش از بارگذاری فایل‌های مربوط، مقاله را بر اساس راهنمای تدوین مقالات کارافن تنظیم کرده باشد.
5. آثار ارسالی نباید پیش‌تر در هیچ نشریه‌ای به چاپ رسیده یا هم‌زمان به مجله دیگری ارسال شده باشند.
6. هر مقاله توسط دو داور متخصص در موضوع مقاله ارزیابی می‌شود و پس از کسب دو نظر موافق و تأیید هیئت تحریریه، در نوبت چاپ قرار خواهد گرفت.
7. مقاله‌ها باید در نرم‌افزار Microsoft word 2010-2013 یا بالاتر در قطع وزیری تهیه شوند و تعداد کل صفحات بیشتر از بیست صفحه نباشد. تمامی معادله‌ها، عبارت‌های ریاضی و فرمول‌ها با نرم‌افزار Mathtype نگارش و در فایل مقاله ضمیمه شوند.
8. فایل هر مقاله باید در نسخه‌های الکترونیکی Word و Pdf همراه فرم تعهدنامه نویسنده‌ها که در فایل جداگانه‌ای در قسمت راهنمای نویسنده‌ها قرار گرفته است، در وبگاه مجله بارگذاری شود.
9. برای داوری منصفانه و علمی مقاله، ضروری است نویسنده مسئول مکاتبات یک نسخه از مقاله (ترجیحاً نسخه word) را بدون بیان مشخصات فردی در سامانه بارگذاری کند. همچنین در نسخه Pdf مقاله، مشخصات فردی نویسنده (ها) (اعم از مرتبه علمی، میزان تحصیلات، شماره تماس، نام سازمان/محل خدمت، ایمیل و...) نگاشته شود.
10. عنوان جداول در بالا، و عنوان تصاویر در پایین آن‌ها نوشته شود که باید شامل منابع و مآخذ مورد

استفاده بوده و به ترتیب شماره‌گذاری شوند.

11. در مقاله‌های به زبان فارسی، تمام اعداد در متن و جدول‌ها (بجز فهرست منابع انگلیسی) به صورت فارسی تایپ شوند.

12. هر مقاله باید به ترتیب دارای بخش‌های زیر باشد تا در فهرست مقاله‌های قابل داوری ثبت شود:

عنوان: غیر تکراری، فاقد ابهام و نارسایی و دارای همخوانی با محتوای مقاله باشد.

چکیده: باید دربرگیرنده طرح موضوع، مسئله، هدف، روش تحقیق، یافته‌ها و نتیجه باشد. چکیده فارسی بین 100 تا 150 کلمه و چکیده انگلیسی نیز برگردان کامل چکیده فارسی باشد.

واژه‌های کلیدی: شامل 5-7 کلمه که به صورت تک‌واژه، بیانگر محتوای مقاله بوده و امکان جست‌وجوی مخاطبان را فراهم آورد (به دو زبان فارسی و انگلیسی).

چهارچوب مقاله: تمامی عنوان‌های به‌کاررفته از مقدمه تا نتیجه‌گیری باید به صورت سلسله‌مراتبی شماره‌گذاری شود که بدین شرح است:

مقدمه: شامل مبانی نظری، تجربی و بیان مسئله

اهداف و پرسش‌های پژوهش

روش‌شناسی

یافته‌ها

نتیجه‌گیری: باید منطقی، مفید، روشن‌کننده بحث و بیانگر یافته‌های تحقیق باشد.

تشکر و قدردانی

پی‌نوشت‌ها: شامل اصطلاحات، معادل‌های خارجی و توضیحات ضروری هستند که باید در متن مقاله به ترتیب شماره‌گذاری شده و در همان صفحه آورده شوند.

فهرست منابع: شایسته است از منابع جدید و معتبر به گونه‌ای در تنظیم مقاله‌ها استفاده شود که حداقل نیمی از آن‌ها در پنج سال اخیر منتشر شده باشند. ضروری است منابع مورد استفاده به ترتیب شماره آن در متن مقاله، پشت سر هم قرار گیرند. همچنین در منابع با سال متفاوت انتشار، نگارنده (گان) به ترتیب صعودی سال انتشار آورده شوند.

ترتیب نگارش فهرست منابع با استفاده از الگوی APA

کتاب‌ها: نام خانوادگی نویسنده، حرف اول نام نویسنده (سال انتشار)، عنوان کتاب، نام مترجم یا مصحح، محل نشر، نام ناشر.

مثال:

نوروزی چاکلی، ع؛ حسن‌زاده، م؛ نورمحمدی، ح. (1388)، *سنجش علم، فناوری و نوآوری*، تهران: مرکز تحقیقات سیاست علمی کشور.

مقاله‌ها: نام خانوادگی نویسنده، حرف اول نام نویسنده (سال انتشار)، «عنوان مقاله»، نام مجله، جلد، شماره مجله، شماره صفحه‌های مقاله در مجله.

مثال:

براتی‌مارنانی، الف. (1389)، «بررسی فرهنگ سازمانی بیمارستان شهید هاشمی‌نژاد تهران»، مدیریت سلامت، ج 13، ش 40، صص 63-72.

مقاله‌های کنفرانس: نام خانوادگی نویسنده، حرف اول نام نویسنده (سال نشر)، «عنوان مقاله»، نام کنگره، سال، ماه، روز، نام شهر، کشور.

مثال:

ثقفی، م؛ شریفی، م و هلجی‌اسدی، م. (بهار 1384)، «بررسی پتانسیل باد سیاهپوش در استان قزوین برای احداث نیروگاه برق بادی»، پنجمین همایش ملی انرژی، تهران، ایران.

پایان‌نامه: نام خانوادگی نویسنده، حرف اول نام نویسنده (سال انتشار)، «عنوان کامل پایان‌نامه»، مقطع تحصیلی، نام دانشگاه، صفحات.

مثال:

مشکینیان، ع. (1381)، «بررسی و ارزشیابی محیطی و بیولوژیکی میزان غلظت سرب در کارگران خدمات شهری شاغل در یکی از مناطق پرتراфик تهران»، پایان‌نامه کارشناسی‌ارشد بهداشت حرفه‌ای، دانشگاه تربیت مدرس، دانشکده علوم پزشکی، صص 53-57 و 88-94.

منابع الکترونیک: نام خانوادگی نویسنده (ها)، نام نویسنده (ها)، (سال انتشار)، «نام مقاله»، نام نشریه، سال انتشار، ماه، شماره مقاله، نام سایت اینترنتی.

مثال:

Sharma, C. M. (2003), "Effect of exposure to aluminum on fish in acidic waters", See information in: <http://www.geocities.com/chhatra-sharma/ecotoxology.pdf>. 17p.

13. ارجاع منابع در متن مقاله به شیوه عددگذاری باشد و شماره منبع انتهایی، در داخل متن به شکل معمولی و درون کروشه قرار بگیرد.

مثال: [13]

توجه: عکس‌ها، تصاویر، نمودارها و جداول با کیفیت مناسب و با اشاره به منبع مورد استفاده (نام خانوادگی نویسنده، سال انتشار، شماره صفحه) تهیه شود.

14. عکس‌ها، تصاویر و نمودارها حداقل با وضوح 300 نقطه در اینچ (300 dpi) با قالب مناسب Tiff و اندازه A5 تهیه و علاوه بر متن، در فایل جداگانه‌ای ضمیمه مقاله شوند.

15. مسئولیت هر مقاله از نظر علمی، ترتیب اسامی نویسنده‌ها و پیگیری، به عهده نویسنده مسئول آن خواهد بود. نویسنده مسئول باید تعهدنامه ارسال مقاله را از سایت دانلود و پس از تکمیل، در هنگام ثبت‌نام ارسال کند.

16. تعداد و ردیف نویسنده‌های مقاله به همان صورتی که در تعهدنامه ارائه شده است، مورد قبول است. تقاضای حذف یا تغییر در ترتیب اسامی نویسنده‌ها تنها پیش از داوری نهایی و با درخواست کتبی تمامی نویسنده‌ها و اعلام علت درخواست، قابل بررسی است.

17. گواهی پذیرش مقاله پس از اتمام مراحل داوری و ویراستاری و تصویب نهایی هیئت تحریریه، توسط مدیر مسئول فصلنامه صادر و به اطلاع نویسنده مسئول خواهد رسید.

18. کارافن، مقاله‌های تأییدشده را طبق شیوه‌نامه خود ویرایش می‌کند.

19. مطالب مطرح‌شده در مقاله‌ها، الزاماً بیانگر دیدگاه کارافن نیست.

20. صحت آرا و اندیشه‌های مندرج در هر مقاله، به عهده نویسنده (ها) است.

21. چاپ مقاله‌های منتشرشده در کارافن در سایر مجله‌ها و کتاب‌ها، با بیان مأخذ بلامانع است.

فهرست مقالات

- 13..... ارائه مدلی ساده از کنترل کننده جامع توان الکتریکی
کیومرث سبزواری
- 27..... طراحی، شبیه سازی و ساخت دستگاه مخدوش کننده امواج تلفن همراه در باندهای GSM
سید علی هاشمی - آرش شهبازی
- 43..... آنالیز پارامترهای کیفیت سرویس ترافیک VoIP
معراج رجایی
- 61..... کنترل ولتاژ مبدل DC-DC ایزوله نشده کاهنده - افزایش بر اساس روش مکان هندسی ریشه ها
محمد رضا مدبرنیا - علیرضا آکوشیده
- 89..... طراحی کنترل گر فیدبک خروجی برای سیستم تهویه مطبوع با رویکرد کنترل مقاوم تأخیر دار
مهدی علینقی زاده اردستانی - آرزو وکیلی
- 101..... بررسی عددی انتقال حرارت جریان جابه جایی طبیعی هیدرومغناطیس در محفظه بسته مربعی با هیتراهایی در دیواره پایینی
نعمت اله عسکری - محمد حسن طاهری
- 123..... تخمین مسیر حرکت جرثقیل سقفی با استفاده از فیلتر UHF فازی
مجتبی معصوم نژاد - ابوالفضل یاستی بلاغی - نادر نریمان زاده
- 143..... تأثیر هندسه ابزار بر استحکام کشتی قطعات جوشکاری شده پلی پروپیلن به روش اصطکاکی اغتشاشی
بهروز اسدی بروجنی - لطفعلی مظفری وانانی
- 157..... مطالعه تجربی و عددی تراکم دینامیکی پودر آلومینیوم تحت بارگذاری با سرعت بالا
بهزاد محمدخانی حاجی خواجه لو - مجتبی ملکی
- 177..... بررسی تأثیر تغییرات شاخص مقاومت زمین شناسی بر پارامترهای ژئومکانیکی توده سنگ
مهدی محمدی

سخن سردبیر

اپیدمی کرونا و مسئولیت مدنی دانشگاهیان و پژوهشگران

در طول تاریخ و به علل مختلف، مواجهه بشر و جامعه بشری با بحران‌ها و شرایط بحرانی مانند قحطی، خشکسالی، سیل و همه‌گیری‌هایی همچون طاعون، تیفوس، وبا، و اپیدمی کرونا، اجتناب‌ناپذیر بوده است. در چنین بزنگاه‌هایی، نقش اجتماع عالمان و اندیشمندان بنا به مسئولیت خطیر انسانی و اجتماعی‌شان، سرنوشت‌ساز و کارگشا بوده است؛ از این‌رو نمونه‌های بی‌بدیلی از ایفای نقش مصلحانه، مسئولانه و مشفقانه فرهیختگان جامعه را در هدایت تلاش‌های بشر برای چیرگی بر چنین چالش‌هایی و ارائه طریق برای ریشه‌یابی و حل این معضلات بنیان‌برانداز در اعصار و قرون گذشته شاهد بوده‌ایم. بر همین اساس، اکنون که جامعه بشری به دلیل شیوع ویروس کشنده کرونا به شدت آسیب دیده است و پیامدهای گسترده آن در ابعاد مختلف، بستر زمین‌گیرشدن همه عرصه‌های حیات بشری را در پی داشته است، از نهادهای علمی، اساتید و پژوهشگران انتظار می‌رود با تأمل بر این مسئله و واکاوی آسیب‌شناسانه علل و ابعاد آن، هدایت‌گرانه به جست‌وجوی راه‌های برون‌رفت از این بحران برآیند و با تمرکز انرژی و قوای علمی و پژوهشی خود، رویکردهای نوینی را برای مقابله و مدیریت مؤثر این بحران آشکار سازند.

مسئولیت مدنی نهاد آموزش عالی کشور در قبال این بحران مشترک انسانی بسیار فراتر از صیانت از ابتلای این عرصه به ویروس کروناست. ورود هدفمند نظام آموزش عالی و نهادهای علمی می‌تواند هم در مدیریت و کنترل بیماری و حل آن و هم در یافتن راه‌هایی برای زدودن پیامدهای گوناگون آن بر حیات انسانی، بسیار کارگشا باشد؛ از این‌رو همگام با تلاش پیگیر و نبرد همه‌جانبه و فراگیر ملی برای کنترل این همه‌گیری، نهاد آموزش عالی و مؤسسه‌های دانشگاهی کشور می‌توانند هم به گسست زنجیره تداوم بیماری کمک کنند و هم به‌مثابه کنشگری بسیار مؤثر، به بخشی از فرایند درمان این ویروس تبدیل شوند و با نوآوری‌هایی، از چنین مصیبتی فرصت‌های مغتنمی را برای ارتقای سطح توانمندی و رشد و رفاه جامعه در آینده بسازند. به همین مناسبت و بنا به مسئولیت و

تعهد مشترک و بسیار سنگینی که پیش پای همه نهادهای دانشگاهی در چنین شرایطی نهاده شده است، فصلنامه علمی - پژوهشی کارافن تلاش‌های علمی و پژوهشی اساتید و دانش‌پژوهان کشور در همه حوزه‌های علمی را که در گشایش شرایط اقتصادی و اجتماعی و همچنین وضعیت شغلی و معیشتی شهروندان بزرگوار این مرزوبوم مدد می‌رسانند، ارج نهاده و در فاز جدید فعالیت این نشریه علمی، نشر و طبع آن را در اولویت وظایف و مسئولیت‌های حرفه‌ای خود قرار خواهد داد.

فیض روح‌القدس ار باز مدد فرماید

دیگران هم بکنند آنچه مسیحا می‌کرد

Provide a simple model of the Comprehensive Electric Power Controller

Kiumars Sabzevari

Assistant Professor, Technical and Vocational University of west Islamabad, Technical and Vocational University, Kermanshah, Iran

Received: 01.06.2020

Accepted: 06.14.2020

The UPFC in Power Systems controls the line parameters and the power flow of the lines. On the other hand, controlling the power flow lines parameters in transmission lines, maximizes the capacity of power transmission lines, increases network reliability, reduces line losses, increases power system efficiency, reduces energy loss and consumption management. Therefore, presenting a simple model of UPFC in power systems analysis is of interest to experts. In this paper, a simple model of upfc in steady state is presented. In the proposed model, the converter of the upfc series is modeled with circuit elements. The proposed model will be included in the load distribution program without changing the dimensions of the Jacobine network matrix. To demonstrate the efficiency of the proposed model, the standard 14 bus are simulated.

Keywords:

FACTS equipment, UPFC, power flow, reactive power control, active power control.

ارائه مدلی ساده از کنترل کننده جامع توان الکتریکی

کیومرث سبزواری*

استادیار، آموزشکده فنی و حرفه‌ای اسلام‌آباد غرب، دانشگاه فنی و حرفه‌ای استان کرمانشاه، ایران

پذیرش مقاله: 1399/03/25

دریافت مقاله: 1398/10/16

چکیده

کنترل کننده جامع توان الکتریکی در سیستم‌های قدرت، موجب کنترل پارامترهای خط و توان جاری شده خطوط می‌شود. از سویی کنترل پارامترهای خط و توان جاری شده در خطوط انتقال، سبب بهره‌برداری حداکثری از ظرفیت خطوط انتقال انرژی، افزایش قابلیت اطمینان شبکه، کاهش تلفات خطوط، افزایش بهره‌وری سیستم قدرت، کاهش اتلاف انرژی و مدیریت مصرف می‌شود. ارائه مدل مناسبی از UPFC مورد توجه متخصصان است. در این مقاله مدل ساده‌ای از کنترل کننده جامع توان الکتریکی در حالت ماندگار ارائه شده است. در مدل پیشنهادی، مبدل سری کنترل کننده جامع توان با عناصر مداری مدل‌سازی شده است. مدل پیشنهادی بدون تغییر ابعاد ماتریس ژاکوبین شبکه، در برنامه پخش بار قرار می‌گیرد. برای نشان دادن کارایی مدل پیشنهادی در سیستم چهارده شینه استاندارد شبیه‌سازی شده است. واژگان کلیدی:

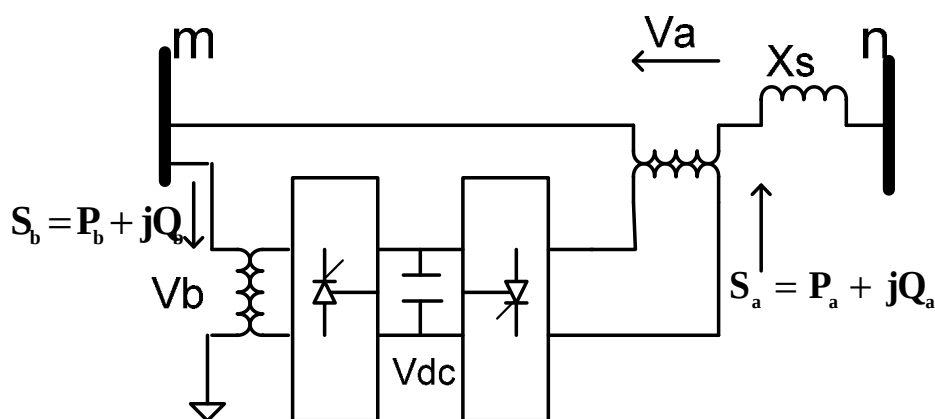
تجهیزات FACTS، UPFC، پخش بار، کنترل توان اکتیو، کنترل توان راکتیو.

1. مقدمه

امروزه کاربرد ادوات FACTS¹ به عنوان یکی از مؤثرترین روش های بهبود پایداری سیستم قدرت و رفع محدودیت های انتقال توان مورد توجه قرار گرفته است [1-5]. کنترل کننده جامع توان UPFC² واسطه ای چندمنظوره در خانواده ادوات FACTS است. کنترل کننده جامع توان الکتریکی در شرایط مختلف به عنوان جبران کننده موازی، سری، تنظیم کننده ولتاژ یا جابه جاگر فاز و کنترل کننده توان با استفاده از کنترل همزمان پارامترهای خط عمل می کند؛ از این رو قادر به کنترل مستقل و جداگانه توان اکتیو و راکتیو است [6].

یکی از کاربردهای UPFC، کنترل توان جاری شده در خط انتقال و کاهش تلفات توان است. برای بررسی عملکرد سیستم قدرت با حضور کنترل کننده جامع توان، در مقاله های گوناگون مدل های مختلفی از کنترل کننده جامع توان ارائه شده است.

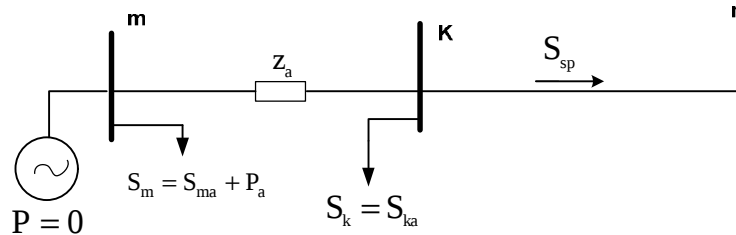
کنترل کننده جامع توان مطابق شکل شماره 1، از دو مبدل سری و موازی تشکیل شده است. مبدل سری با تزریق ولتاژ سری به خط انتقال با دامنه و زاویه فاز قابل کنترل، توان اکتیو و راکتیو به شبکه تزریق می کند. مبدل سری توان اکتیو مورد نیاز را از طریق لینک خازنی و مبدل موازی از شبکه تأمین می کند. در کنترل کننده جامع توان، هرکدام از مبدل ها می توانند به طور مستقل توان راکتیو با شبکه مبادله کنند؛ بنابراین کنترل کننده جامع توان با کنترل پارامترهای مؤثر در انتقال توان مانند ولتاژ، امپدانس و زاویه بار، توان جاری شده در خط را کنترل می کند.



شکل شماره 1. کنترل کننده جامع توان قرار گرفته در سیستم قدرت دو شینه

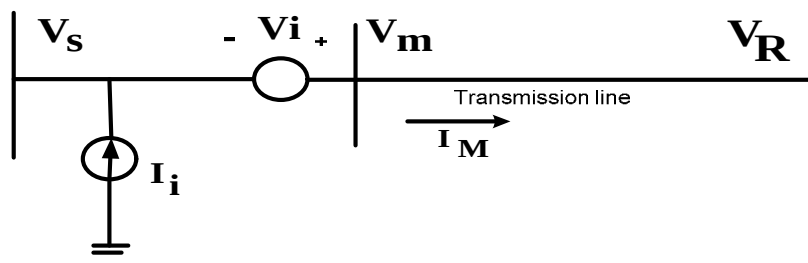
1. Flexible AC Transmission System
2. Unified Power Flow Controller

در مرجع شماره [17] کنترل کننده جامع توان با دو منبع ولتاژ مدل سازی می شود. عملکرد سری کنترل کننده را با منبع ولتاژ سری و عملکرد موازی آن را با یک منبع ولتاژ موازی مدل سازی می کنند. برای شرکت کردن این مدل در برنامه پخش بار، عملکرد مبدل سری و موازی کنترل کننده را با توان مختلط نشان می دهند.



شکل شماره 2. مدل نهایی UPFC براساس توان مختلط و امپدانس سری [17]

در مرجع شماره [18]، کنترل کننده جامع توان مطابق شکل شماره 3 با منابع ولتاژ و جریان ایدئال مدل سازی شده است در این مدل، مبدل موازی با یک منبع جریان ایدئال و مبدل سری با یک منبع ولتاژ ایدئال جایگزین شده است.



شکل شماره 3. مدل UPFC بر مبنای منابع ولتاژ و جریان ایدئال [18]

در مرجع شماره [7]، کنترل کننده جامع توان الکتریکی براساس رویکرد جداسازی مدل سازی شده است. این مدل در حالتی که از کنترل کننده جامع توان برای کنترل سه پارامتر ولتاژ، توان اکتیو و راکتیو استفاده می شود، به کار می رود.

در مراجع [9 و 8] مدلی از کنترل کننده جامع توان ارائه شده است. در این مدل، متغیرهای کنترل کننده جامع توان، در برنامه پخش لحاظ شده اند. ایراد این مدل، افزایش اندازه سائز ماتریس ژاکوبین است. در مرجع شماره [10] کنترل کننده جامع توان بر اساس روش تقسیم بندی ماتریس مدل شده است. در مراجع [11 و 13] مدل غیرمستقیم ارائه شده است. در این مدل، تلاش شده است تا

پیچیدگی‌های کدهای توان جاری شده کاهش یابد ولی اندازه ماتریس ژاکوبین به دلیل اضافه کردن متغیرهای حالت، افزایش یافته است. در مراجع [15 و 14] مدل‌هایی برای برخی از ادوات facts پیشنهاد شده است که با محدودیت‌هایی روبه‌رو هستند. در مدل‌هایی که برای کنترل‌کننده جامع توان ارائه شده است، ارتباط بین زاویه آتش مبدل و توان تزریقی مشخص نشده است. در همه مدل‌های موجود، مبدل‌ها با منابع ولتاژ یا جریان جایگزین شده‌اند. مدل‌هایی کنترل‌کننده به صورت توان تزریقی به شین نمایش داده می‌شود. استفاده از این مدل‌ها در برنامه‌های پخش بار منجر به تغییر ماتریس ژاکوبین و ساختار برنامه می‌شود. این مقاله، مدل ساده‌ای از کنترل‌کننده جامع توان در حالت ماندگار ارائه می‌کند. در مدل پیشنهادی، توان اکتیو تزریقی مبدل سری با یک مقاومت منفی و توان راکتیو تزریقی مبدل سری با یک راکتانس شبیه‌سازی می‌شوند. همچنین توان راکتیو مبدل موازی به صورت توان متصل به شین نشان داده می‌شود. روابط محاسباتی مقاومت و راکتانس معادل کنترل‌کننده جامع توان در سیستم قدرت تک‌ماشینه دوشینه به دست آمده است. مدل ارائه شده در سیستم قدرت چهارده شینه شبیه‌سازی می‌شود.

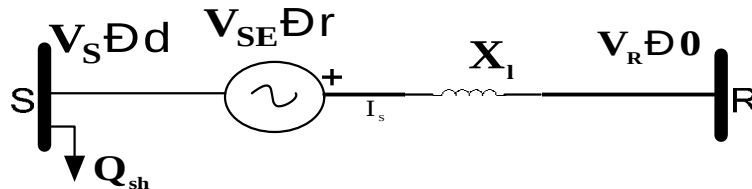
2. مدل پیشنهادی کنترل‌کننده جامع توان الکتریکی در حالت ماندگار

هدف ما در این مقاله ارائه مدل ساده‌ای از کنترل‌کننده جامع توان است. در مدل پیشنهادی مبدل سری کنترل‌کننده جامع توان با یک مقاومت منفی و یک راکتانس سلفی یا خازنی مدل می‌شود. مقاومت منفی بیانگر توان اکتیو تزریقی مبدل سری و راکتانس سلفی یا خازنی بیانگر توان راکتیو مبادله شده مبدل سری با شبکه است. همچنین توان راکتیو مبدل موازی به صورت توان متصل شده به شین، نشان داده می‌شود. در مدل پیشنهادی فرض می‌شود مقادیر توان اکتیو و راکتیوی که مبدل سری با شبکه مبادله می‌کند، معلوم است. لذا با دانستن دامنه ولتاژ شین‌ها و ولتاژ تزریقی مبدل سری، مقادیر مقاومت و راکتانس معادل مبدل سری به دست می‌آید.

2-1. مدل‌سازی مبدل سری کنترل‌کننده در حالت ماندگار

برای مدل‌سازی مبدل سری کنترل‌کننده جامع توان در حالت ماندگار، مدل منبع ولتاژی UPFC در سیستم تک‌ماشینه دو شینه مطابق شکل شماره 4 در نظر گرفته شده است. با محاسبه جریان خط، توان اکتیو و راکتیو تزریقی مبدل سری محاسبه می‌شود. سپس توان اکتیو تزریقی مبدل سری با مقاومت منفی و توان راکتیو مبدل سری را با توجه به نوع آن با یک راکتانس خازنی یا سلفی مدل می‌کنیم.

2-2. محاسبه توان اکتیو و راکتیو تزریقی مبدل سری



شکل شماره 4. کنترل کننده جامع توان در شبکه دو شینه

در این مدل $\varphi_{SE} = \delta - \rho$ زاویه آتش مبدل سری است. ابتدا معادله‌های الکتریکی سیستم شکل شماره 2 را به دست آورده و توان تزریقی مبدل سری را محاسبه می‌کنیم.

جریان جاری شده در خط برابر است با:

$$I = \frac{V_s \angle \delta + V_{SE} \angle \rho - V_R \angle 0}{jX_L} \quad (1)$$

که: V_s و V_R دامنه ولتاژ شین‌ها، δ زاویه بین ولتاژ شین‌ها، V_{SE} و ρ دامنه و زاویه ولتاژ تزریقی مبدل سری است. توان تزریقی اکتیو و راکتیو توسط مبدل سری برابر است با:

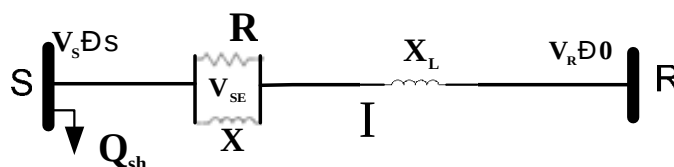
$$S_{SE} = V_{SE} * I \quad (2)$$

با جای‌گذاری رابطه (1) در رابطه (2) و بسط آن، توان اکتیو و راکتیو تزریقی مبدل سری به دست می‌آید:

$$P_{SE} = \frac{V_s * V_{SE}}{X_L} \sin(\delta - \rho) \quad (3)$$

$$P_{SE} = \frac{V_s * V_{SE}}{X_L} \cos(\delta - \rho) - \frac{V_R * V_{SE}}{X_L} \cos(\rho) + \frac{V_{SE}^2}{X_L} \quad (4)$$

توان اکتیو مبدل سری با یک مقاومت و توان راکتیو مبدل سری با یک راکتانس مطابق شکل شماره 5 مدل‌سازی می‌شود.



شکل شماره 5. مدل‌سازی مبدل سری با مقاومت و راکتانس موازی

در شکل شماره ۵، مقادیر مقاومت و راکتانس به صورت روابط (۵ و ۶) بیان می‌شوند:

$$R = \frac{V_{SE}^2}{P_{SE}} \quad (۵)$$

$$S_R = V_R * I^* \quad (۶)$$

برای درستی فرض مدل سازی، باید توان جذب شده در شین R در هر دو سیستم شکل های ۴ و ۵، برابر باشد. در مرحله بعد نشان می‌دهیم که توان جذب شده توسط شین R در مدل ولتاژی مبدل سری شکل شماره ۴ و مدل ساده مداری پیشنهادی شکل شماره ۵، برابر هستند.

2-3. محاسبه توان اکتیو و راکتیو جذب شده توسط شین R در مدل منبع ولتاژی کنترل کننده جامع توان

توان دریافتی شین R در شکل شماره ۴ عبارت است از:

$$S_R = V_R * I^* \quad (۷)$$

با قراردادن رابطه (۱) در رابطه (۷) داریم:

$$I_L = \frac{V_{SE} \angle \rho}{jX} \quad (۸)$$

با بسط رابطه (۸)، توان اکتیو و راکتیو دریافتی شین R، طبق روابط (۹ و ۱۰) به دست می‌آید:

$$P_R = \frac{V_S * V_R}{X_L} \sin(\delta) + \frac{V_R * V_{SE}}{X_L} \sin(\rho) \quad (۹)$$

$$Q_R = \frac{V_S * V_R}{X_L} \cos(\delta) - \frac{V_R * V_{SE}}{X_L} \cos(\rho) - \frac{V_R^2}{X_L} \quad (۱۰)$$

2-4. محاسبه توان اکتیو و راکتیو دریافتی شین R در مدل پیشنهادی

جریان جاری شده در سیستم دو شینه شکل شماره ۵ برابر است با:

$$I = I_R + I_L \quad (۱۱)$$

$$I_L = \frac{V_{SE} \angle \rho}{jX} \quad (۱۲)$$

$$I_R = \frac{V_{SE} \angle \rho}{R} \quad (۱۳)$$

با قراردادن (۱۲) و (۱۳) در رابطه (۱۱):

$$I = \frac{V_{SE} \angle \rho}{R} + \frac{V_{SE} \angle \rho - 90}{X} \quad (۱۴)$$

با بسط رابطه (14) داریم:

$$I = \frac{V_{SE}}{R} \cos \rho + \frac{V_{SE}}{X} \sin \rho + j \frac{V_{SE}}{R} \sin \rho - j \frac{V_{SE}}{R} \cos \rho \quad (۱۵)$$

با قراردادن رابطه (15) در رابطه (7) داریم:

$$S_R = \frac{V_{SE} V_R}{R} \cos \rho + \frac{V_{SE} V_R}{X} \sin \rho - j \frac{V_{SE} V_R}{R} \sin \rho + j \frac{V_{SE} V_R}{R} \cos \rho \quad (۱۶)$$

توان اکتیو و راکتیو دریافتی شین R برابر است با:

$$P_R = \frac{V_{SE} V_R}{R} \cos \rho + \frac{V_{SE} V_R}{X} \sin \rho \quad (۱۷)$$

توان راکتیو جذب شده توسط شین R:

$$Q_R = -\frac{V_{SE} V_R}{R} \sin \rho + \frac{V_{SE} V_R}{X} \cos \rho \quad (۱۸)$$

با قراردادن روابط (5) و (6) در (17) و (18) داریم:

$$P_R = \frac{V_S V_R}{X_L} \sin \delta + \frac{V_{SE} V_R}{X_L} \sin \rho \quad (۱۹)$$

$$Q_R = \frac{V_S V_R}{X_L} \cos \delta + \frac{V_{SE} V_R}{X_L} \cos \rho - \frac{V_R^2}{X_L} \quad (۲۰)$$

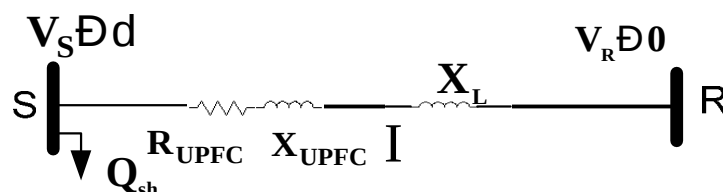
با مقایسه روابط (9)، (10)، (19) و (20) می توان گفت توان اکتیو و راکتیو جذب دریافتی شین R در سیستم دو شینه شکل 2 و 3 برابر است؛ بنابراین صحت فرض مدل سازی اثبات می شود.

با جای گذاری روابط (9) و (10) در روابط (5) و (6) مقادیر مقاومت و راکتانس معادل مبدل سری برابر است با:

$$R = F(V_S, V_R, V_{SE}, \delta, \rho) \quad R = \frac{V_{SE} X_L}{V_S \sin(\delta - \rho) + V_R \sin \rho} \quad (۲۱)$$

$$X = F(V_S, V_R, V_{SE}, \delta, \rho) \quad X = \frac{V_{SE} X_L}{V_S \cos(\delta - \rho) - V_R \cos \rho + V_{SE}} \quad (۲۲)$$

به منظور استفاده از مدل پیشنهادی در برنامه های پخش بار به کار رود، عناصر موازی معادل مبدل سری به عناصر سری تبدیل می شوند.



شکل شماره ۶. مدل سازی کنترل کننده جامع توان با عناصر مداری موازی در سیستم قدرت دو شینه

مقاومت و راکتانس معادل مبدل سری کنترل کننده جامع توان الکتریکی برابر است با:

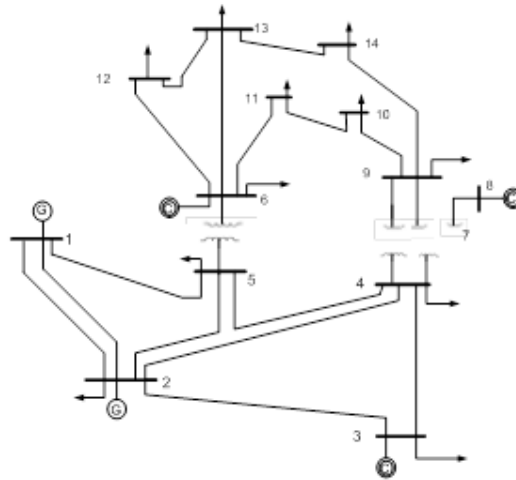
$$R_{UPFC} = \frac{R * X^2}{R^2 + X^2} \quad (۲۳)$$

$$X_{UPFC} = \frac{X * R^2}{R^2 + X^2} \quad (۲۴)$$

با معلوم بودن مقادیر ولتاژ شین‌ها، ولتاژ تزریقی مبدل سری و مقدار توان اکتیو و راکتیوی که مبدل سری با شبکه مبادله می‌کند، مقادیر مقاومت و راکتانس به دست آمده و جایگزین مبدل سری می‌شود. توان راکتیو مبدل موازی نیز به صورت توان متصل به شین نشان داده می‌شود.

۳. شبیه‌سازی

برای نشان دادن کارایی مدل پیشنهادی، آن را در سیستم قدرت چهارده شینه استاندارد مرجع شماره [۶] شبیه‌سازی می‌کنیم و نتایج به دست آمده را با مدل تزریقی کنترل کننده جامع توان [۷] مقایسه می‌کنیم. پخش بار به روش نیوتن - رافسون توسط نرم افزار متلب، برای مدل پیشنهادی انجام شده است. نتایج نشان می‌دهند شین شماره ۵ دارای کمترین ولتاژ بوده و از نظر ولتاژ، شین ضعیفی است؛ همچنین بیشترین مقدار توان از خط ۱-۵ عبور می‌کند. می‌توان برای کنترل توان و تثبیت ولتاژ از کنترل کننده جامع توان استفاده کرد. در سیستم قدرت مورد نظر، مبدل سری UPFC در خط ۱-۵ قرار داده می‌شود.



شکل شماره 7. سیستم چهارده شینه

3-1. نتایج پخش بار بدون حضور کنترل کننده جامع توان

سیستم قدرت بدون حضور کنترل کننده جامع توان شبیه سازی شده و نتایج آن در جداول شماره 1 و شماره 2 آمده است.

جدول شماره 1. دامنه و زاویه ولتاژ باس ها

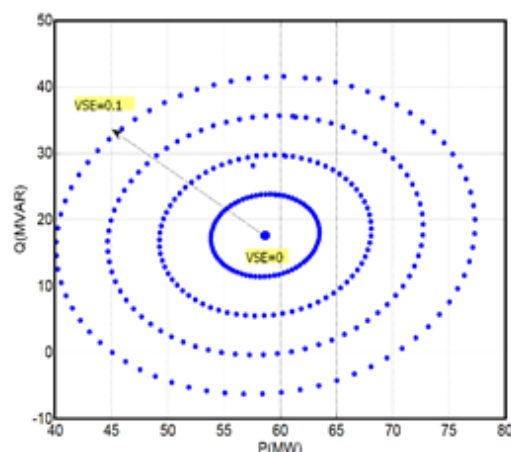
شماره باس	دامنه ولتاژ باس	زاویه ولتاژ باس	شماره باس	دامنه ولتاژ باس	زاویه ولتاژ باس
1	1/06	0	8	1/05	-14/681
2	1	-5/048	9	0/997	-16/392
3	0/999	-13/386	10	0/996	-16/622
4	0/985	-11/462	11	1/006	-16/153
5	0/964	-9/174	12	1/012	-16/395
6	1/02	-15/29	13	1/009	-16/584
7	1/014	-14/681	14	0/994	-17/781

نتایج نشان می دهند شین شماره 5 دارای کمترین ولتاژ بوده و از نظر ولتاژ، شین ضعیفی است. همچنین بیشترین مقدار توان از خط 1-5 عبور می کند. برای کنترل توان و تثبیت ولتاژ، کنترل کننده جامع توان در خط 1-5 قرار داده می شود.

جدول شماره ۲. توان اکتیو و راکتیو خطوط انتقال

توان راکتیو (Mvar)	توان اکتیو (MW)	باس انتها	باس ابتدا	توان راکتیو (Mvar)	توان اکتیو (MW)	باس انتها	باس ابتدا
7/2	7/77	11	6	71/39	161/24	2	1
3/34	7/78	12	6	40/61	57/55	5	1
9/04	17/83	13	6	17/85	74/86	3	2
16/56	27/44	9	7	25/35	63/87	4	2
21/28	0	7	8	36/25	40/8	5	2
0/71	4/72	10	9	-7/46	19/33	3	4
1/1	8/88	14	9	-2/43	27/44	7	4
5/19	4/27	10	10	4/37	15/66	9	4
1/56	1/68	13	12	-24/41	46/17	4	5
4/3	6/01	14	13	8/21	44/59	6	5

با قراردادن کنترل کننده جامع توان بین شین (۱) و (۵) و تغییر دامنه و زاویه ولتاژ تزریقی مبدل سری، توان اکتیو و راکتیو عبوری از خط ۵-۱ مطابق شکل شماره ۸ تغییر می کند:



شکل شماره ۸. تغییرات توان راکتیو بر حسب اکتیو در خط ۵-۱

با قراردادن کنترل کننده جامع توان در خط ۵-۱ و تغییر ولتاژ تزریقی مبدل سری مطابق شکل شماره ۸، توان اکتیو و راکتیو خط در محدوده ۴۰ تا ۷۸ مگاوات و ۸- تا ۴۲ مگاوار تغییر می کند. با فرض اینکه بخواهیم توان اکتیو و راکتیو عبوری از خط ۵-۱ مقادیر ۷۵/۲ مگاوات و ۳۹/۸ مگاوار باشد، به ازای دامنه ولتاژ تزریقی مبدل سری ثابت و برابر ۰/۱، زاویه فاز ولتاژ مبدل سری برابر است با:

$$V_{SE} = 0.1, \quad \rho = -130^\circ$$

به ازای مقادیر دامنه و زاویه ولتاژ تزریقی مبدا سری، مقادیر مقاومت و راکتانس معادل مبدا سری برابر است با:

$$R_{UPFC} = -0.0054, \quad X_{UPFC} = -0.0982$$

3-2. نتایج پخش بار با حضور مدل پیشنهادی UPFC و مقایسه آن با مدل تزریقی [7]

در این بخش سیستم قدرت با حضور مدل پیشنهادی و مدل تزریقی مرجع شماره [7] کنترل کننده جامع توان شبیه سازی شده و نتایج شبیه سازی در جداول 3-6 آمده است.

جدول شماره 3. دامنه و زاویه ولتاژ باس ها با مدل پیشنهادی UPFC

شماره باس	دامنه ولتاژ باس	زاویه ولتاژ باس	شماره باس	دامنه ولتاژ باس	زاویه ولتاژ باس
1	1/06	0	8	1/05	-13/25
2	1	-4/48	9	1/004	-14/89
3	0/99	-12/42	10	1/002	-15/09
4	1/003	-10/18	11	1/009	-14/56
5	1/003	-7/62	12	1/012	-14/75
6	1/02	-13/63	13	1/01	-14/94
7	1/02	-13/25	14	0/99	-16/21

جدول شماره 4. توان اکتیو و راکتیو با مدل پیشنهادی UPFC

توان راکتیو (Mvar)	توان اکتیو (MW)	باس انتها	باس ابتدا	توان راکتیو (Mvar)	توان اکتیو (MW)	باس انتها	باس ابتدا
5/53	8/38	11	6	71/89	143/25	2	1
3/11	7/87	12	6	39/88	75/19	5	1
8/23	18/12	13	6	17/35	71/33	3	2
17/08	26/78	9	7	14/53	57/84	4	2
16/61	0	7	8	12/57	32/37	5	2
2/25	4/11	10	9	2/74	22/86	3	4
2/11	8/51	14	9	2/35	26/78	7	4
3/63	4/88	10	10	6/37	15/33	9	4
1/33	1/76	13	12	1/48	54/74	4	5
3/26	6/39	14	13	26/44	45/57	6	5

جدول شماره ۵. دامنه و زاویه ولتاژ باس ها با مدل تزریقی UPFC

زاویه ولتاژ باس	دامنه ولتاژ باس	شماره باس	زاویه ولتاژ باس	دامنه ولتاژ باس	شماره باس
-13/26	1/05	8	0	1/06	1
-14/9	1/005	9	-4/5	1	2
-15/1	1/003	10	-12/44	0/99	3
-14/57	1/01	11	-10/21	1/005	4
-14/76	1/012	12	-7/67	1/008	5
-14/96	1/01	13	-13/64	1/02	6
-16/22	0/99	14	-13/26	1/023	7

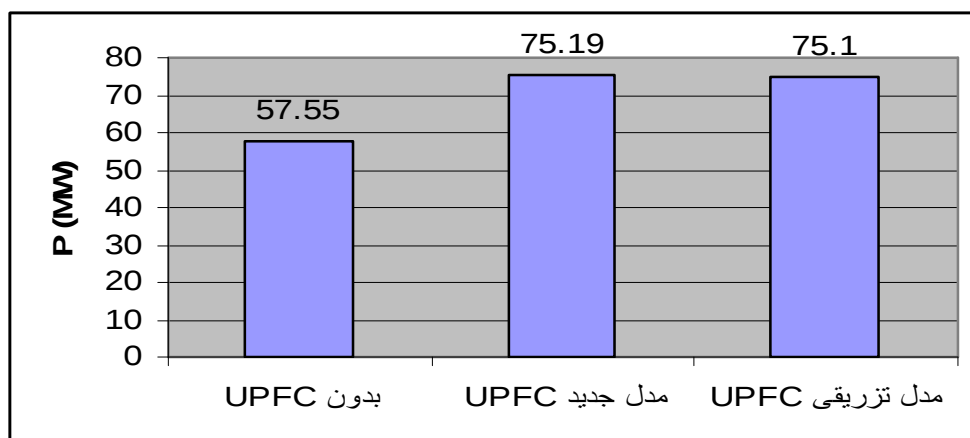
جدول شماره ۶. توان اکتیو و راکتیو با مدل تزریقی UPFC

توان راکتیو (Mvar)	توان اکتیو (MW)	باس انتها	باس ابتدا	توان راکتیو (Mvar)	توان اکتیو (MW)	باس انتها	باس ابتدا
5/42	8/37	11	6	71/94	143/87	2	1
3/08	7/86	12	6	39/98	75/1	5	1
8/23	18/12	13	6	17/35	71/32	3	2
17/16	26/79	9	7	13/22	58/01	4	2
16	0	7	8	12/07	32/83	5	2
2/45	4/12	10	9	2/84	22/87	3	4
2/24	8/52	14	9	2/45	26/79	7	4
3/43	4/87	10	10	6/64	15/34	9	4
1/3	1/76	13	12	5/01	54/6	4	5
3/13	6/38	14	13	28/93	45/55	6	5

نتایج جداول ۳-۷ و شکل شماره ۹ نشان می دهد مدل پیشنهادی در این مقاله مانند مدل تزریقی UPFC قادر به کنترل توان اکتیو و راکتیو خطوط، تثبیت ولتاژ شین ها و استفاده بهینه از خطوط انتقال می شود.

جدول شماره 7. مقایسه ولتاژ شین 5 و توان خط 1-5 بدون حضور و با حضور مدل پیشنهادی و مدل تزریقی کنترل کننده جامع توان

مدل تزریقی UPFC	مدل پیشنهادی UPFC	بدون UPFC	ولتاژ باس 5 (pu)
1/008	1/003	0/96	
75/1	75/19	57/55	توان اکتیو خط 1-5 (MW)
39/98	39/88	40/61	توان راکتیو خط 1-5 (MVAR)



شکل شماره 9. مقایسه توان اکتیو عبوری از خط 1-5 بدون حضور و با حضور مدل پیشنهادی و تزریقی UPFC

4. نتیجه گیری

در این مقاله مدل ساده‌ای از کنترل کننده جامع توان ارائه شده است. در مدل پیشنهادی مبدل سری کنترل کننده جامع توان با مقاومت و راکتانس سری مدل سازی شده است. مقاومت منفی نشان دهنده تزریق توان و مقاومت مثبت نشان دهنده جذب توان اکتیو توسط مبدل سری کنترل کننده جامع توان الکتریکی است. مقدار راکتانس نشان دهنده میزان توان راکتیو مبادله شده مبدل سری با شبکه است. در صورتی که مبدل سری توان راکتیو به شبکه تزریق کند، راکتانس معادل مبدل سری خازنی و در صورتی که مبدل سری از شبکه توان راکتیو دریافت کند، راکتانس معادل مبدل سری سلفی است. مدل ارائه شده ماتریس ادمیتانس شبکه را تغییر می دهد اما ابعاد ماتریس ژاکوبین را تغییر نمی دهد؛ بنابراین حجم و زمان محاسبات نسبت به مدل های موجود کمتر است و به سادگی در برنامه های پخش بار قرار می گیرد. نتایج به دست آمده در جداول 3-7 و شکل شماره 9 نشان می دهند مدل پیشنهادی مانند سایر مدل های کنترل کننده جامع توان (مدل تزریقی) قادر به مدیریت توان جاری شده در خط انتقال است.

منابع

1. فلاح‌نژاد، م.؛ رحیمی، پ (1392)، «بررسی عملکرد جبران‌کننده‌های استاتیکی توان راکتیو (SVC) در شبکه‌های قدرت»، دوفصلنامه کارآفن، شماره 35.
2. علیپور، م. (1396)، «جایابی مکان بهینه SVC و TCSC در شبکه های انتقال برق به کمک تخمین‌زن فازی با رویکرد افزایش پایداری استاتیکی ولتاژ»، دوفصلنامه کارآفن، شماره 42، صص 121-95.
3. Imdadullah; Amrr, S.; Jamil Asghar, M., Ashraf, I.; Meraj, M (2020), "A Comprehensive Review of Power Flow Controllers in Interconnected Power System Networks", in IEEE Access, Vol. 8, pp. 18036-18063.
4. Li, M, et al (2019), "Application of UPFC in Fujian 500 kV power grid", in The Journal of Engineering, Vol. 2019, No. 16, pp. 2510-2513.
5. Liu, H.; Li, X., Qin, G.; Hao, S, (2017), "Stability of grid connected system of two types of wind turbines with UPFC", in The Journal of Engineering, Vol. 2017, No. 13, pp. 2178-2183.
6. Yong Hua Song (1379), "Flexible AC Transmission Systems", Dr. Mahmood Reza Haghifam & Eng. Mehdi Rasoolzadeh Haghighi, one, iran, Hormozgan University.
7. Nabavi-Niaki A.; Iravani MR (1996), "Steady-state and dynamic models of unified power flow controller (UPFC) for power system studies", IEEE Trans Power Syst, 11, pp. 37-43.
8. Acha, E.; Fuerte-Esquivel CR, Ambriz-Perez H, Angeles-Camacho C. (2004), FACTS: modelling and simulation in power networks, John Wiley & Sons.
9. Zhang X-P, Rehtanz C.; Pal B, (2012), Flexible AC transmission systems: modelling and control, Springer Science & Business Media.
10. Nor KM, Mokhlis H.; Gani TA (2004), "Reusability techniques in load-flow analysis computer program", IEEE Trans Power Syst, 19, pp. 54-62.
11. Bhowmick S, Das B, Kumar N. An indirect, (2008), "UPFC model to enhance reusability of Newton power-flow codes", IEEE Trans Power Delivery, 23, pp. 79-88.
12. Bhowmick S.; Das B.; Kumar N (2009), "An advanced IPFC model to reuse Newton power flow codes", IEEE Trans Power Syst, 24: 5, pp. 25-32.
13. Bhowmick S.; Das B.; Kumar N (2011), "An advanced static synchronous compensator model to reuse Newton and decoupled power flow codes", Electr Power Compon Syst, 39: 16, pp. 47-66.
14. Kamel S, Jurado F, Chen Z, (2015), "Power flow control for transmission networks with implicit modeling of static synchronous series compensator". Int J Electr Power Energy Syst, 64:9, pp. 11-20.
15. Kamel S, Jurado F, (2014), "Power flow analysis with easy modelling of interline power flow controller", Electr Power Syst Res, 108: 2, pp. 34-44.
16. Li, Fangxing, et al, (2010), "Smart transmission grid: Vision and framework", Smart Grid, IEEE Transaction, pp. 168-177.
17. Haque, M.H C.; Yam, M (2002), "A simple method of solving the controlled load flow problem of a power system in the presence of UPFC", Elsevier Science, Vol. 65 October, pp. 55-62.
18. Haque, M, H. (2004), "Power flow control and voltage stability limit: regulating transformer versus UPFC", IEEProc-Gener. Transm, Vol. 151, No. 3, May. pp. 291-304.

Design, Simulation and Fabrication of a Mobile Jammer in GSM Bands

Seyed Ali Hashemi Talkhonchah

Assistant Professor, Department of Electrical and Computer Engineering, Faculty of Mohajer, Isfahan Branch, Technical and Vocational University (TVU), Isfahan, Iran

Arash Shahbazi

Master's graduate, Department of Electrical Engineering, Islamic Azad University, Majlesi Branch, Isfahan, Iran

Received: 02.01.2020

Accepted: 05.31.2020

طراحی، شبیه‌سازی و ساخت دستگاه

مخدوش‌کننده امواج تلفن همراه در باندهای GSM

سید علی هاشمی طالخونچه *

استادیار، گروه مهندسی برق و کامپیوتر، دانشکده مهاجر، دانشگاه فنی و حرفه‌ای استان اصفهان، ایران

آرش شهبازی

دانش‌آموخته کارشناسی ارشد، گروه مهندسی برق - مخابرات، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد شهرمجلسی، اصفهان، ایران

پذیرش مقاله: 1399/03/11

دریافت مقاله: 1398/11/12

چکیده

گاهی در برخی مکان‌ها استفاده از تلفن همراه موجب ایجاد اختلال در عملکرد سیستم‌های الکترونیکی می‌شود. همچنین مکان‌هایی هستند که نیاز به سکوت و امنیت اطلاعات دارند. مخدوش‌کننده امواج تلفن همراه یا جمر، دستگاهی است برای قطع ارتباطات تلفن همراه. سیگنال تولیدشده توسط دستگاه مخدوش‌کننده مشابه سیگنال تلفن همراه است. شرط لازم برای قطع ارتباطات موبایل آن است که دستگاه مخدوش‌کننده قدرت بیشتری نسبت به فرستنده BTS در محدوده مورد نظر داشته باشد. در این مقاله، یک مخدوش‌کننده تلفن همراه در باندهای فرکانسی GSM طراحی، شبیه‌سازی و ساخته می‌شود. دستگاه پیشنهادی، فرستنده‌ای قوی و قادر به تولید و انتشار یک سیگنال تداخلی در سه باند فرکانسی P-GSM-900، DCS، P-GSM-900 و PCS است. این سیگنال شبیه پارازیت عمل کرده و موجب قطع ارتباط گوشی‌های تلفن همراه در شعاع دهمتری جمر می‌شود. قابلیت کار در باندهای مختلف GSM و کاهش هزینه‌های ساخت، از مزایای این طرح است.

واژگان کلیدی:

باندهای فرکانسی GSM، تداخل فرکانسی، تلفن همراه، مخدوش‌کننده امواج، نویز.

Keywords:

Cell Phone, Jammer, GSM Bands, Frequency Interference, Noise.

نوع مقاله: پژوهشی (کاربردی)

* نویسنده مسئول مکاتبات: ahashemi@tvu.ac.ir

۱. مقدمه

امروزه مخابرات سیار نقش مهمی در زندگی بشر پیدا کرده است. تلفن همراه از رایج‌ترین کاربردهای مخابرات سیار است. در این فناوری، هر تلفن همراه از طریق ایستگاه‌های فرستنده - گیرنده مبنا^۱ (BTS) قادر به برقراری ارتباط با سایر سیستم‌های مخابراتی مانند تلفن‌های ثابت و سیار و شبکه اینترنت است.

در شکل شماره ۱ تبادل اطلاعات بین تلفن همراه و BTS نشان داده شده است. ارسال اطلاعات از تلفن همراه به BTS در لینک بالا^۲ و ارسال اطلاعات از BTS به تلفن همراه در لینک پایین^۳ انجام می‌گیرد. اگرچه گسترش روزافزون سرویس‌های تلفن همراه موجب رفاه و آسایش بشر است، ولی سبب بروز مشکلات و معضلاتی نیز شده است. امکان ایجاد اختلال در عملکرد تجهیزات الکترونیکی حساس بیمارستانی و ناوبری، احتمال سرقت اطلاعات، شکستن سکوت اطلاعاتی اماکن حفاظت‌شده، و ورود به حریم خصوصی افراد، از آسیب‌های این فناوری است.

سیستم‌های مخابرات سیار معمولاً از باند فرکانسی L در محدوده ۹۰۰ الی ۲۰۰۰ مگاهرتز استفاده می‌کنند. سرویس‌های تلفن همراه در باندهای فرکانسی موسوم به GSM^۴ که توسط اتحادیه بین‌المللی مخابرات راه دور^۵ (ITU) تعریف شده‌اند، ارائه می‌شوند. سه باند فرکانسی متداول GSM برای کاربردهای مخابرات سیار عبارتند از P-GSM-900، DCS^۶ و PCS^۷. در جدول شماره ۱ ویژگی‌های باندهای رایج GSM ارائه شده است [۱].

مخدوش‌کننده تلفن همراه یا جمر^۸ دستگاهی است که با انتشار سیگنال تداخلی موجب اختلال در ارتباط بین گوشی تلفن همراه و BTS می‌شود. با روشن شدن دستگاه جمر، آنتن‌دهی تلفن‌های همراه در فاصله معینی از جمر به صفر رسیده و پیام «شبکه در دسترس نیست»، روی صفحه نمایش ظاهر می‌شود. با خاموش شدن دستگاه، آنتن‌دهی تلفن همراه به حالت نخستین بازمی‌گردد و ارتباط موبایل و BTS دوباره برقرار می‌شود. نکته مهم در دستگاه جمر این است که هرچه فاصله آن از دکل مخابراتی بیشتر باشد، کارایی دستگاه بیشتر می‌شود.

1. Base Transceiver Station (BTS)
2. Uplink
3. Downlink
4. Global System for Mobile (Communications)
5. International Telecommunication Union
6. Digital Cellular Service
7. Personal Communication Services
8. Jammer

در دو دهه اخیر، کاربردهای جمر روزبه‌روز گسترش یافته است [2-8]. جمرهای تلفن همراه مدل‌های مختلفی دارد:

« جمر قابل حمل ابعادی کوچک با توان اندک دارد و برق مورد نیاز خود را از باتری تأمین می‌کند. این دستگاه به محض روشن شدن می‌تواند در کمتر از 30 ثانیه، آنتن‌دهی تمامی تلفن‌های همراه در شعاع 10 متری دستگاه را قطع کند؛

« جمر ثابت با قدرت اندک، نسبت به نوع اول بزرگ‌تر است و توان مخدوش‌کنندگی بیشتری (حدود 20 متر) دارد و با برق شهری 220 ولت تغذیه می‌شود؛

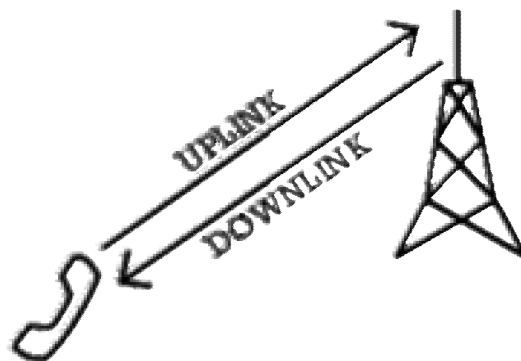
« جمر ثابت با قدرت زیاد مشابه نوع دوم است؛ با این تفاوت که توان خروجی زیادی دارد و برای مکان‌هایی که در نزدیکی آن‌ها دکل فرستنده و گیرنده امواج موبایل قرار دارد، مناسب‌تر است؛

« جمر ثابت با قدرت متغیر، مشابه نوع سوم است؛ با این تفاوت که بسته به محدوده مورد نظر، می‌توان توان خروجی جمر را تغییر داد.

در جمرهای نوع اول، دوم و سوم هنگامی که دستگاه روشن شود، قابلیت محدودسازی جمر وجود ندارد. همین مطلب می‌تواند سبب بروز مشکلات ارتباطی در مکان‌هایی شود که در اطراف آن قرار دارند. هدف اصلی این مقاله، ارائه طرح نوینی برای ساخت دستگاه جمر است. جمر پیشنهادی در سه باند فرکانسی موبایل عمل می‌کند. قابلیت کار در باندهای مختلف GSM و سادگی طرح پیشنهادی و توجه به قطعات موجود در بازار که منجر به آسان شدن اجرا و در نهایت کاهش هزینه ساخت می‌شود، از مزایای طرح پیشنهادی است. در ادامه، پس از معرفی ساختار دستگاه جمر، بلوک دیاگرام طرح پیشنهادی ارائه می‌شود. این بلوک در محیط سیمپولینک¹ نرم‌افزار متلب شبیه‌سازی شده و کارایی آن تست می‌شود. در نهایت یک دستگاه جمر بر اساس طرح پیشنهادی ساخته می‌شود.

جدول شماره 1. ویژگی‌های باندهای فرکانسی رایج [1]

GSM band	f (MHz)	Uplink (MHz) (Mobile to Base)	Downlink (MHz) (Base to Mobile)
P-GSM-900	900	890.0-915.0	935.0-960.0
DCS-1800	1800	1710.2-1784.8	1805.2-1879.8
PCS-1900	1900	1850.2-1909.8	1930.2-1989.8



شکل شماره ۱. لینک‌های ارتباطی تلفن همراه و BTS

۲. طراحی دستگاه جمر

جمر در واقع دستگاه فرستنده‌ای است که با انتشار سیگنالی در فرکانس موبایل، سبب ایجاد اختلال در ارتباط بین گوشی تلفن همراه و BTS می‌شود. دستگاه جمر روی فرکانس Downlink دستگاه تلفن همراه تأثیر گذاشته و ارتباط آن را با BTS مختل می‌کند. هرچه دستگاه تلفن همراه از آنتن BTS فاصله داشته و به دستگاه جمر نزدیک‌تر باشد، از آن تأثیر بیشتری می‌پذیرد، زیرا نویز محیطی به پارازیت ایجادشده توسط دستگاه جمر اضافه شده است؛ همچنین با افزایش فاصله، توان سیگنال افت کرده و تضعیف می‌شود؛ در نتیجه سیگنال به نویز کمتر می‌شود. وظیفه اصلی دستگاه جمر، تولید و انتشار سیگنال تداخلی است تا موجب اختلال در ارتباط موبایل شود. مخدوش‌کنندگی^۱ زمانی موفقیت‌آمیز است که سیگنال جمر مانع برقراری ارتباط شود [11و7].

جمینگ به عواملی مانند نسبت توان جمر به توان سیگنال (J/S)، نوع مدولاسیون، و کدگذاری کانال بستگی دارد [10و9]. با استفاده از معادله انتقال فریس^۲ و در نظر گرفتن تلفات محیط انتشار، نسبت سیگنال جمر به سیگنال اصلی با معادله (۱) محاسبه می‌شود [11و7]:

$$\frac{J}{S} = \frac{P_j G_{jr} G_{rj} R_{tr}^2 L_r B_r}{P_t G_{tr} G_{rt} R_{jr}^2 L_j B_j} \quad (۱)$$

که در آن P_t و P_j به ترتیب توان سیگنال جمر و توان سیگنال موبایل برحسب (W)، G_{jr} و G_{rj} به ترتیب بهره آنتن جمر در جهت موبایل و بهره آنتن موبایل در جهت جمر، G_{tr} و G_{rt} به ترتیب بهره آنتن BTS

۱. Jamming

۲. Friis Transmission Equation

در جهت موبایل و بهره آنتن موبایل در جهت BTS، R_{tr} و R_{jr} به ترتیب فاصله بین BTS و موبایل و فاصله بین جمر و موبایل برحسب (m) ، L_r و L_j به ترتیب تلفات سیگنال اصلی و تلفات سیگنال جمر، B_r و B_j به ترتیب پهنای باند گیرنده موبایل و پهنای باند فرستنده جمر برحسب (Hz) هستند. در باند GSM حداقل سیگنال به نویز قابل پذیرش سیستم 9dB بوده و حداکثر توان دستگاه موبایل -15dBm است [7]. شکل شماره 2 کمیت‌های استفاده شده در معادله (1) را نشان می‌دهد.

تلفات فضای آزاد یا تلفات مسیر¹ ($FSPL$ یا ساده‌تر F) برای امواج الکترومغناطیس با معادله (2) نشان داده می‌شود.

$$F = FSLP = 20 \log (4\pi d/\lambda) \text{ (dB)} \quad (2)$$

که در آن $\lambda = c/f$ طول موج سیگنال و d فاصله از فرستنده امواج بوده و هر دو برحسب متر اندازه‌گیری می‌شوند. f فرکانس موج برحسب هرتز و c سرعت انتشار امواج الکترومغناطیسی در محیط برحسب (m/s) است. همان‌گونه که از معادله (2) مشخص است، بیشترین تلفات فضای آزاد (بدترین حالت F) هنگامی رخ می‌دهد که فرکانس کار ماکزیمم و یا طول موج مینیمم باشد.

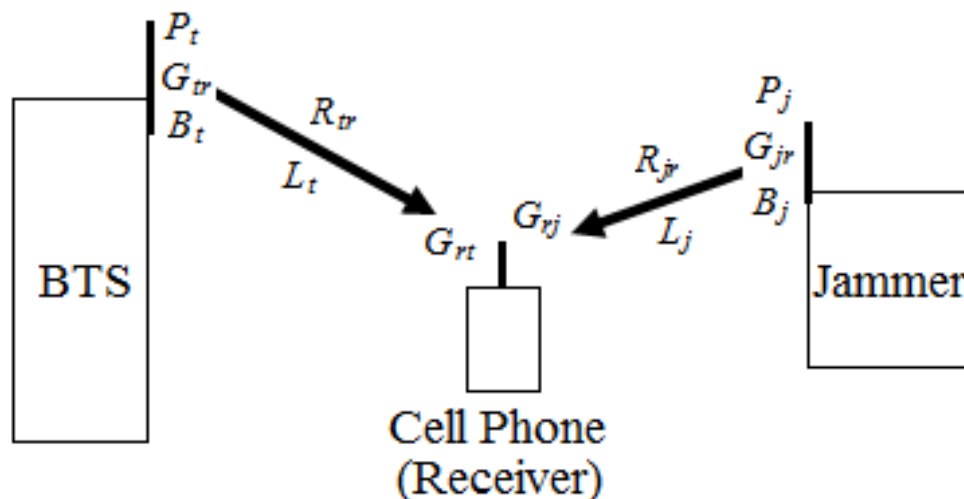
با کمک روابط بالا می‌توان نشان داد اگر دستگاه جمر در باند PCS و فرکانس 1980 MHz عمل کند و فاصله آن از گوشی موبایل 10 m باشد، دارای تلفات مسیر 58dB خواهد بود؛ ازاین‌رو قدرت سیگنال جمر برای ایجاد تداخل و قطع ارتباط گوشی‌های تلفن همراه که در شعاع 10 متری آن قرار دارند، باید حداقل 24 dBm باشد.

توان تشعشعی دستگاه جمر در مقیاس dB از رابطه (3) قابل محاسبه است:

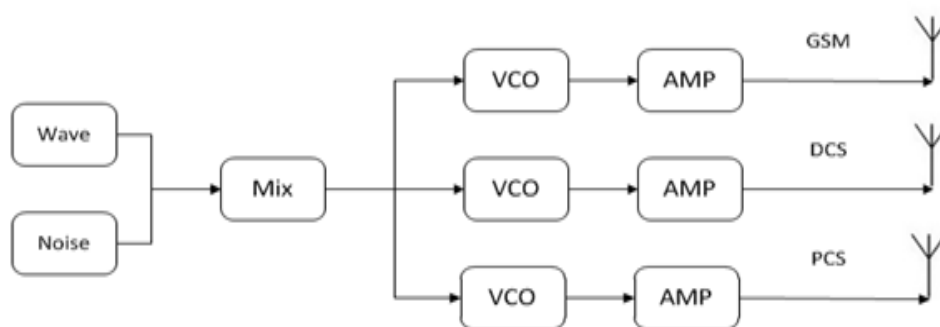
$$\text{Radiated Power} = J + F \text{ (dB)} \quad (3)$$

با توجه به محاسبات انجام‌شده، توان تشعشعی (توان خروجی) دستگاه جمر در شرایط گفته‌شده باید در حدود 34 dBm باشد [7].

1. Free Space Loss or Path Loss



شکل شماره 2. نمایش کمیت‌های استفاده‌شده در معادله (1)



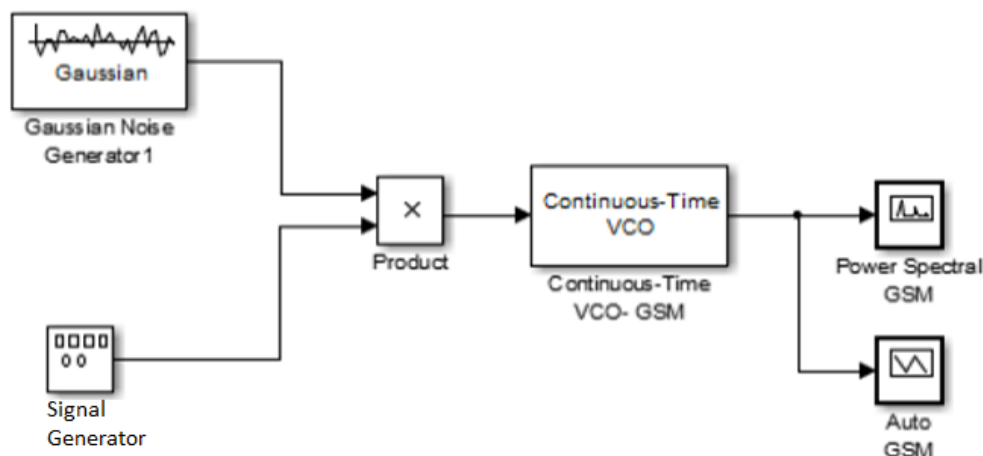
شکل شماره 3. بلوک‌های مدار دستگاه جمر پیشنهادی

مدار دستگاه جمر پیشنهادشده در این مقاله از شش قسمت اصلی تشکیل می‌شود که عبارتند از: مولد سیگنال فرکانس بالا، مولد نویز، میکسر یا مخلوط‌کننده، نوسان‌ساز کنترل‌شده با ولتاژ¹ (VCO)، تقویت‌کننده توان، و آنتن. از آنجاکه جمینگ باید در هر سه باند فرکانسی GSM، DCS و PCS رخ دهد، پس از میکسر و متناسب با جمینگ مورد نظر مدارهای مختلف VCO و تقویت‌کننده قرار می‌گیرند. بلوک دیاگرام دستگاه جمر پیشنهادی در شکل شماره 3 نمایش داده شده است. سیگنال ژنراتور این دستگاه یک سیگنال فرکانس بالا تولید می‌کند. یکی از دلایل استفاده از مولد سیگنال فرکانس بالا، کاهش نویز در قسمت میکسر است. نویز سفید تولیدشده توسط مولد نویز، با سیگنال RF مخلوط شده

1. Voltage Controlled Oscillator (VCO)

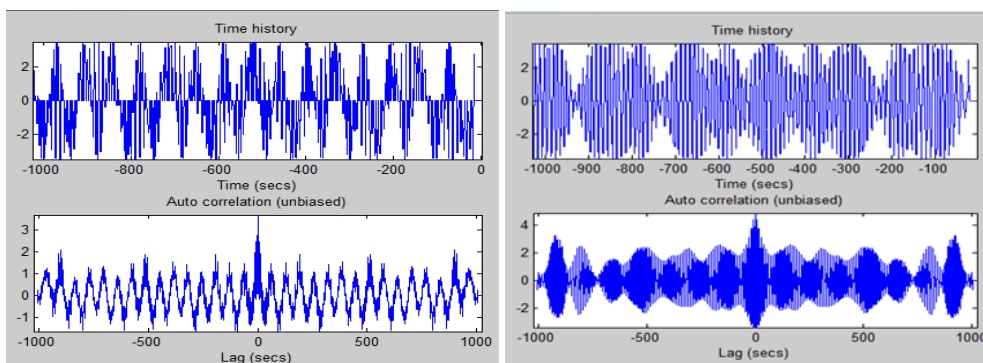
و به مدار VCO تحویل داده می‌شود. بلوک VCO علاوه بر کنترل ولتاژ، وظیفه تولید فرکانس در باندهای GSM، DCS، و PCS را بر عهده دارد. تقویت‌کننده قدرت گذاشته شده در انتهای مدار، توان سیگنال خروجی VCO را بالا برده و آن را برای انتشار تحویل آنتن می‌دهد. آنتن‌های مختلفی را می‌توان در این مدار استفاده کرد ولی آنتن‌های تک‌قطبی¹ و میکرواستریپ متداول‌ترند [12و13].

برای شبیه‌سازی مدار پیشنهادی، از نرم‌افزار متلب استفاده شده است. بلوک دیاگرام دستگاه جمر پیشنهادی در محیط سیمولینک و با استفاده از بلوک‌های موجود در نرم‌افزار ترسیم شد. از آنجاکه چیدمان بلوک‌ها در باندهای فرکانسی مختلف مشابه یکدیگر است، در شکل شماره 4 شیوه چیدمان و اتصال بلوک‌های مدار در مد GSM در محیط شبیه‌ساز نشان داده است. در باندهای دیگر فرکانسی کافی است فرکانس VCO را تغییر دهیم، منبع تولید موج را از نوع مثلی انتخاب کرده و بلوک مولد نویز را در حالت گوسی قرار دهیم. فرکانس مدار VCO برای باندهای GSM، DCS و PCS به ترتیب روی 935، 1805 و 1930 مگاهرتز تنظیم شده است. شکل شماره 5 خروجی مدار VCO را در هر سه باند فرکانسی نشان می‌دهد.



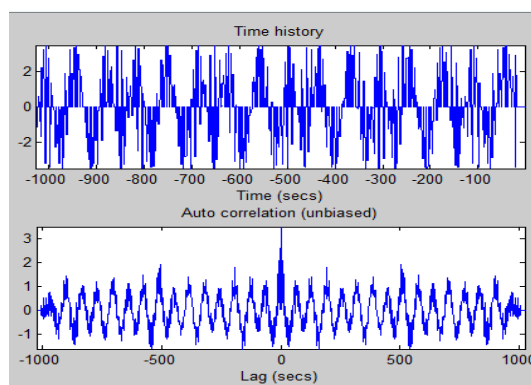
شکل شماره 4. بلوک‌های استفاده شده در سیمولینک نرم‌افزار متلب

1. Monopole



ب) سیگنال DCS در فرکانس 1805 MHz

الف) سیگنال GSM در فرکانس 935 MHz

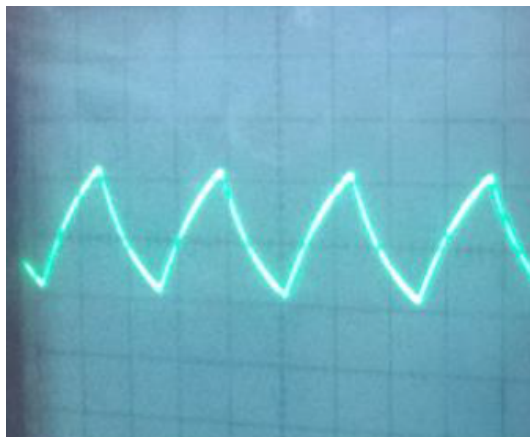


ج) سیگنال PCS در فرکانس 1930 MHz

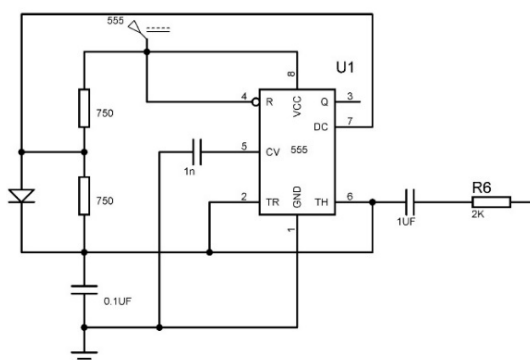
شکل شماره 5. شکل موج خروجی مدار VCO در مدهای مختلف

3. ساخت و تست مدار جمر

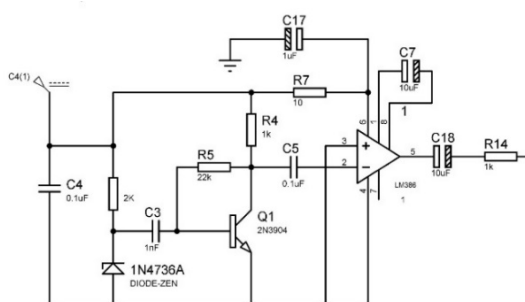
در این بخش، مدار استفاده شده در هر بلوک از دستگاه جمر پیشنهادی معرفی می شود. در پایان نامه مرجع [14] روش کار به طور کامل تشریح شده است. شکل شماره 6 مدار مولد سیگنال را نمایش می دهد. تراشه معروف 555 وظیفه تولید موج مثلثی با فرکانس 220 KHz را بر عهده دارد. یکی از دلایل استفاده از سیگنال فرکانس بالا، کاهش نویز در طبقات بعدی مدار از جمله طبقه میکسر است. در این مدار، از تراشه LM386 برای تولید نویز سفید گوسی استفاده شده است. از ویژگی های نویز سفید، دارا بودن طیف یکنواخت در گستره وسیعی از فرکانس است. طبقه میکسر است. در شکل شماره 7 خروجی مدار مولد موج روی صفحه اسیلوسکوپ مشاهده می شود.



شکل شماره 6. مدار مولد موج



شکل شماره 7. خروجی مدار مولد موج روی اسیلوسکوپ



شکل شماره 8. مدار مولد نویز

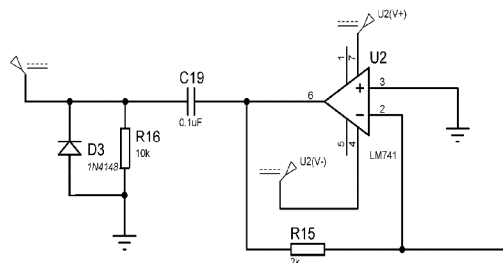
در شکل شماره 8 مدار مولد نویز ترسیم شده است. در این مدار از تراشه LM386 برای تولید نویز سفید گوسی استفاده شد. از ویژگی‌های نویز سفید، دارا بودن طیفی یکنواخت در گستره وسیعی از فرکانس

است. شکل موج‌های تولیدشده توسط سیگنال ژنراتور و مدار مولد نویز، توسط مدار میکسر معرفی شده در شکل شماره 9 با یکدیگر مخلوط و وارد مدار VCO می‌شوند. شکل موج خروجی طبقه میکسر در شکل شماره 10 روی صفحه اسیلوسکوپ نمایش داده شده است.

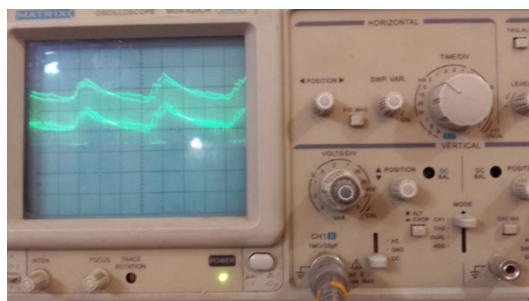
تراشه LMX2604 در قسمت VCO وظیفه تولید مدهای GSM، DCS و PCS را با حداقل ولتاژ و کمترین نویز بر عهده دارد. در شکل شماره 11، نویز این تراشه در مدهای مخابراتی تلفن همراه ترسیم شده است [15]. مقدار نویز در فرکانس‌های 917، 1788 و 2062 مگاهرتز به ترتیب تقریباً 63/8، 58/4- و 57/6- دسی‌بل نسبت به کاریر (dBc) است. این مقادیر حاکی از کم‌بودن نویز و در نتیجه مناسب بودن تراشه برای بخش VCO است. مدار کلمپر در ابتدای بخش VCO دامنه سیگنال ورودی را بین 0 تا 3/7V تنظیم می‌کند. مدار VCO برای مد GSM در شکل شماره 12 و شکل موج خروجی آن روی اسیلوسکوپ در شکل شماره 13 مشاهده می‌شود. همچنین مدار VCO برای مدهای DCS و PCS در شکل شماره 14 ترسیم شده است. توان خروجی مدار VCO در حدود 6 dBm است. برای اینکه این مدار بتواند عملکرد و پوشش بهتری داشته باشد باید از ICهای تقویت‌کننده استفاده کرد. برای این منظور از آی‌سی PF08109B ساخت شرکت هیتاچی استفاده شده است.

این تراشه توان سیگنال خروجی VCO را تا حدود 1W (15 dBm تا 30dBm) تقویت کرده و برای انتشار تحویل آنتن می‌دهد. اگر از حداکثر توان مدار استفاده می‌شود، باید از هیت سینک و فن برای خنک‌کردن آی‌سی استفاده کرد. شکل شماره 15 آنتن‌های استفاده‌شده در مدار را نشان می‌دهد. آنتن‌ها از نوع تک‌قطبی میله‌ای به طول $\lambda/4$ و امپدانس 50Ω هستند که بهره آن‌ها 3dB و 5dB است. آنتن 3dB برای مد GSM و آنتن 5dB برای مدهای DCS و PCS به کار می‌رود. بُرد مدار چاپی طراحی و ساخته‌شده برای دستگاه جمر پیشنهادی در شکل شماره 16 نمایش داده می‌شود.

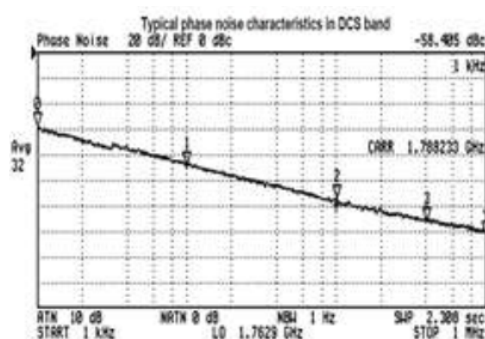
برای طراحی PCB از نرم‌افزار پروتئوس و اورکد استفاده شده است. جنس برد فایبرگلاس بوده و ابعاد آن $12 \times 20 \text{ cm}^2$ است. این بُرد به صورت دو لایه طراحی شده است و لایه رویی به رنگ مشکی و لایه زیرین به رنگ طوسی است. در محل استقرار آی‌سی‌های اسیلاتور و تقویت‌کننده، یک لایه سرتاسری شیلد قرار گرفته است که به منظور کاهش نویز آی‌سی اسیلاتور، زمین شده است. مدار جمر ساخته‌شده در شکل شماره 17 مشاهده می‌شود.



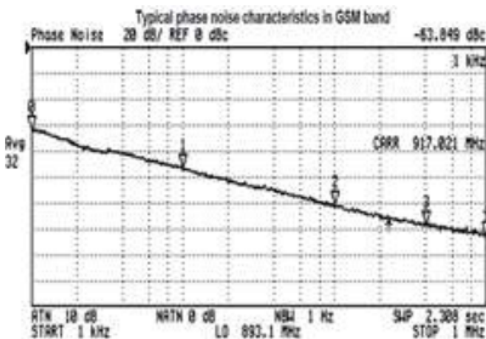
شکل شماره 9. مدار میکسر



شکل شماره 10. شکل موج خروجی میکسر



ب) باند DCS

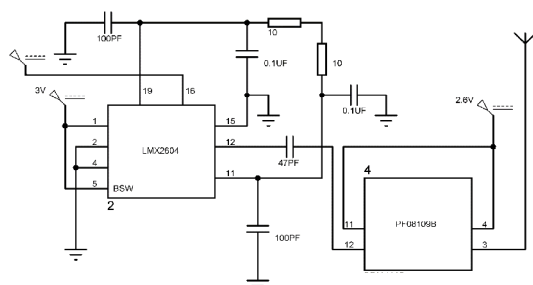


الف) باند P-GSM-900



The circuit diagram shows the LMD2804 module (a square chip with pins 1-5 and 9-16) and the PFC0109B module (a rectangular chip with pins 5-10). The LMD2804 is powered by a 3V source through a 100pF capacitor (pin 1) and a 3SW switch (pin 5). Its output (pin 16) is connected to the PFC0109B (pin 9) through a 10Ω resistor. The PFC0109B is powered by a 2.8V source through a 0.1μF capacitor (pin 5) and a 10Ω resistor (pin 10). Both modules have ground connections (pins 3 and 6 respectively) through 100pF capacitors. A 47pF capacitor is connected between pins 11 and 12 of the LMD2804. A 0.1μF capacitor is connected between pins 15 and 16 of the LMD2804. A 10Ω resistor is connected between pins 15 and 16 of the LMD2804. A 10Ω resistor is connected between pins 9 and 10 of the PFC0109B. A 100pF capacitor is connected between pins 9 and 10 of the PFC0109B. A 100pF capacitor is connected between pins 15 and 16 of the LMD2804. A 100pF capacitor is connected between pins 9 and 10 of the PFC0109B. A 100pF capacitor is connected between pins 15 and 16 of the LMD2804. A 100pF capacitor is connected between pins 9 and 10 of the PFC0109B.

شکل شماره 13. شکل موج خروجی تقویت کننده برای مد GSM



شکل شماره 14. مدار VCO و تقویت کننده قدرت مدهای PCS و DCS

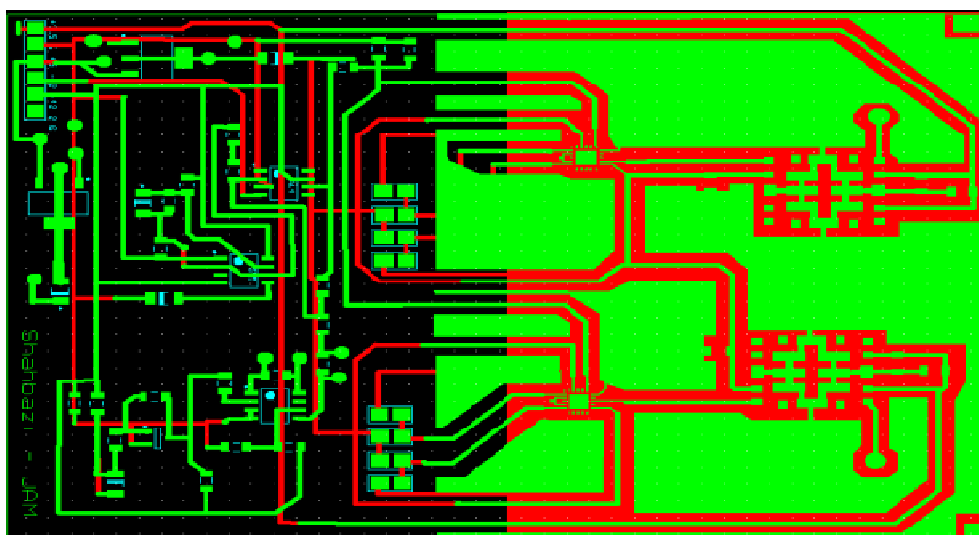


(ب) آنتن PCS و DCS

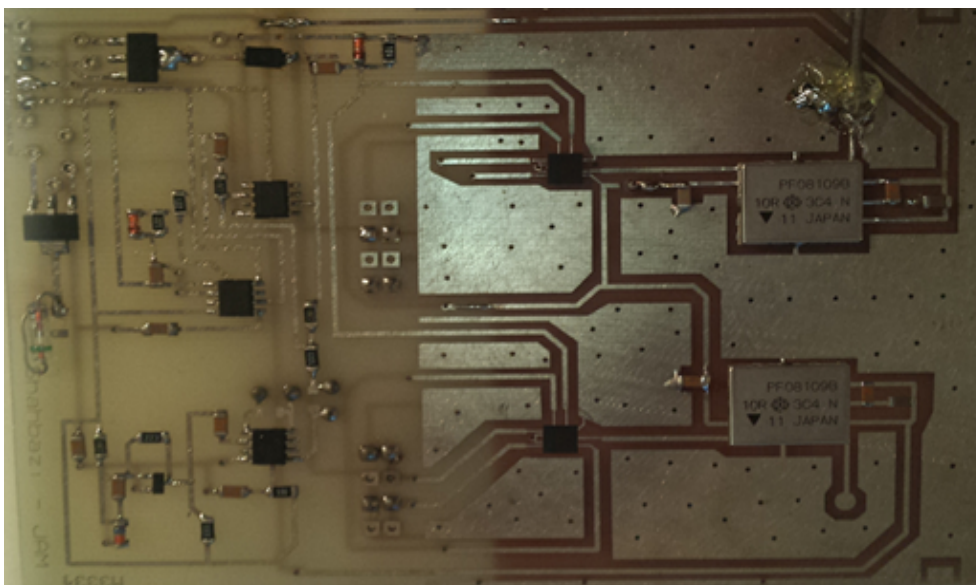


الف) آنتن GSM

شکل شماره 15. آنتن‌های تک قطبی استفاده شده در مدار جمر



شکل شماره 16. برد مدار چاپی طراحی شده



شکل شماره 17. مدار جمر ساخته شده

5. نتیجه گیری

در این مقاله، دستگاه مخدوش کننده امواج تلفن همراه طراحی و ساخته شد. دستگاه ساخته شده در سه باند فرکانسی P-GSM-900، DCS و PCS از عملکرد خوبی برخوردار بوده و در شعاع 10 متری مانع برقراری ارتباطات تلفن همراه می شود. پس از شبیه سازی طرح پیشنهادی در نرم افزار متلب و اطمینان از درستی کارکرد آن، پیاده سازی مدار انجام گرفت. در ساخت مدار، با توجه کامل به قطعات موجود در بازار داخل، تلاش شد تا هزینه ساخت با حفظ کیفیت و کارایی دستگاه کمینه شود. بدین منظور از یک برد مدار چاپی با کیفیت بالا استفاده شد. اگرچه این بُرد نسبتاً گران بوده اما به دلیل استفاده از تراشه های مناسب و ارزان قیمت، ساخت آن در مقایسه با دستگاه های مشابه موجود هزینه کمتری دارد و این از مزایای دستگاه پیشنهادی است. به نظر می رسد برای افزایش بُرد مفید دستگاه، استفاده از آنتن های لگاریتمی سودمند باشد؛ از این رو یکی از سوژه های تحقیقاتی آتی در راستای بهینه سازی دستگاه، تحقیق در بخش آنتن و یافتن مناسب ترین نوع آنتن، متناسب با محل استقرار دستگاه است. در پایان باید به این نکته توجه داشت که تشعشعات دستگاه جمر خطرناک است و باید در استفاده از آن احتیاط کرد.

منابع

1. WIKIPEDIA, GSM Frequency Bands, Internet: https://en.wikipedia.org/wiki/GSM_frequency_bands.
2. Sai, T. C.; et al (2016), "Design of Automated Dual Band 4G Jammer Using MATLAB Simulink", Indian Journal of Science and Technology, Vol. 9, issue 37, pp. 1-6.
3. Zorn, S.; et al (2011), A power saving jamming system for E-GSM900 and DCS1800 cellular phone networks for search and rescue applications, Proceeding of IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNet), pp. 33-36, Phoenix, USA, Jan. 16-20.
4. Mahato, S.; Vimala, C. (2014), "Cellular Signals Jamming System in 2G and 3G", International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, Vol. 3, Special Issue 3, pp. 242-247.
5. Gopal, A. (2013), Mobile Signal Jammer Using Arduino, Project-report for the degree of Bachelor of technology, department of electronics and communication engineering, Gokaraju Rangaraju institute of engineering and technology (Affiliated to Jawahar Lal Nehru Technological University).
6. Miao, G. et al. (2016), Fundamentals of Mobile Data Networks, Cambridge University Press.
7. Madara, D. S.; Ataro, E.; Sitati, S. (2016), "Design and Testing of a Mobile-Phone-Jammer", Innovative Systems Design and Engineering, Vol. 7, No. 7, pp. 7-18.
8. Oke, A. O.; Falohun, A. S.; Adigun, A. A. (2016), "The Design and Implementation of a Mobile Phone Detector Device with a Frequency Jamming Feature", International Journal of Computer Applications, Vol. 143, No. 1, pp. 15-19.
9. Olumide, O. O. et al. (2016), "Design and Development of Mobile Phone Jammer", American Journal of Engineering Research (AJER), Vol. 5, issue 2, pp. 71-76.
10. Mobile & Personal Communications Committee of the Radio Advisory Board of Canada (MPCC) (2016), Use of Jammer and Disabler Devices for blocking PCS, Cellular and Related Services. [Online] available: <http://www.rabc.ottawa.on.ca/e/Files/01pub3.pdf>
11. Tata M. (2015), Programming and customizing the PIC microcontroller, 3rd ed., New Delhi, McGraw-Hill.
12. Prasad K. (1996), Antenna and Wave Propagation, 3rd ed., New Delhi, Satya Prakashan.
13. Wasule, A.; et al. (2008), Antenna for mobile phone jammer, Proceeding of 1st International Conference on Emerging Trends in Engineering and Technology (ICETET), pp. 856-859, KES Center, Australia, July 16-18.
14. Shahbazi, A. (2017), Design and Manufacturing of L-band Jammer for Mobile Communications, MSc. dissertation, Dept. Elec. Eng., Islamic Azad University, Majlesi Branch. (in Persian).
15. National Semiconductor (2004), "LMX2604 Triple-band VCO for GSM900/DCS1800/PCS1900," Texas Instruments, USA, Data sheet. [online] available: <http://www.farnell.com/datasheets/51623.pdf>
16. Yahya, S. I.; Whittow, W. G.; Khaleel, Y. A.; (2016), Numerical Dosimetry of CDMA/GSM, DCS/PCS and 3G Signal Jammers, IET Microwaves, Antennas & Propagation, Vol. 10, No. 8, pp. 827-835.
17. BaharAra, J.; Zahedifar, Z. (2011), "Effects of Cell Phones Radiation on Biological Factors", (Review Article), Journal of Cell & Tissue (JCT), Vol. 2, No. 2, pp. 85-98. (in Persian).



Analysis of Quality of Service (QoS) Parameters of Voice over IP (VoIP)

Meraj Rajaei

Assistant Professor, Department of Electrical Engineering, Faculty of Dr. Shariaty, Technical and Vocational University (TVU), Tehran, Iran

Received: 02.12.2020

Accepted: 06.14.2020

آنالیز پارامترهای کیفیت سرویس ترافیک VoIP

معراج رجایی *

استادیار، دپارتمان مهندسی برق، دانشکده دکتر شریعتی تهران، دانشگاه
فنی و حرفه‌ای، تهران، ایران

پذیرش مقاله: 1399/03/25

دریافت مقاله: 1398/11/23

This article analyzes the performance comparison of scheduling algorithms WFQ, PQ and FIFO using simulation of various scenarios such as (traffic crashes, incoming traffic, end-to-end delays, etc.) is covered in a wire network under VoIP. The active MSRP method has been suggested as a bandwidth reservation method. In this research, different queuing methods are evaluated with the help of OPNET simulator to manage, adjust and prioritize the packages in the buffers before sending them. Various parameters such as vibration, package's delay changes, package's end-to-end delay changes, and traffic of sent and received packages have been investigated. Also, the performance of different queuing designs is affected by different numbers of nodes. Finally, the best queuing scheme has been selected from this analysis and evaluation.

Keywords:

FIFO, PQ, WFQ, OPNET, queuing.

چکیده

در این مقاله به تجزیه و تحلیل عملکرد الگوریتم‌های زمان‌بندی FIFO, PQ و WFQ با استفاده از شبیه‌سازی سناریوهای مختلف از جمله سقوط ترافیکی، ترافیک دریافتی، تأخیر انتها به انتها و غیره، در یک شبکه سیمی تحت VoIP پرداخته می‌شود. همچنین روش MSRP فعال به عنوان روش رزرو پهنای باند پیشنهاد شده است. روش‌های صف‌بندی مختلف با کمک شبیه‌ساز OPNET مورد ارزیابی قرار می‌گیرند تا بسته‌های موجود در بافرها را پیش از ارسال آن‌ها مدیریت، تنظیم و اولویت‌بندی کنند. از سوی دیگر، پارامترهای مختلف مانند لرزش، تغییرات تأخیر بسته و تأخیر end to end بسته و ترافیک بسته‌های ارسالی و دریافتی بررسی شده‌اند. عملکرد طرح‌های صف‌بندی مختلف نیز تحت تأثیر تعداد مختلف گره‌ها قرار می‌گیرند. در نهایت از این تحلیل و ارزیابی، بهترین طرح صف‌بندی انتخاب شده است.

واژگان کلیدی:

الگوریتم‌های زمان‌بندی، صف‌بندی FIFO, PQ و WFQ, OPNET.

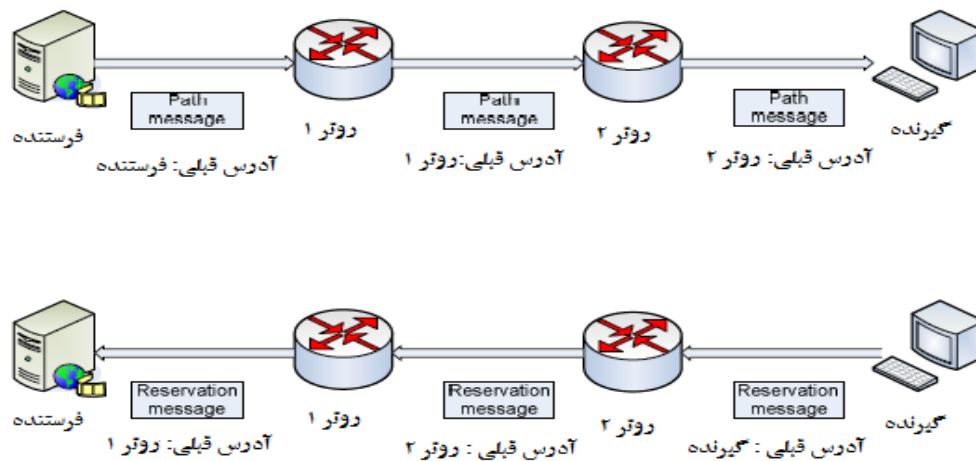
1. مقدمه

در حال حاضر شبکه جهانی اینترنت تنها سرویس بهترین تلاش را به کاربران ارائه می‌دهد. یکی از معایب اصلی این سرویس این است که به‌رغم اینکه مسیریاب‌های شبکه به‌خوبی قادر به دریافت و پردازش بسته‌های ورودی هستند، هیچ‌گونه تضمینی در مورد سالم‌رسیدن بسته‌ها به مقصد وجود ندارد. در این میان، هریک از خدمات درخواست رزرو پهنای باند یا خدمات خروج رزرو پهنای باند با استفاده از پروتکل ثبت‌نام جریان‌های متعدد ($MSRP^1$) در شبکه محلی محفوظ می‌ماند، ولی مکانیزم MSRP تاکنون نتوانسته است موارد زیادی از رزرو پهنای باند و سرویس خروج رزرو پهنای باند را به‌درستی مدیریت کند [2]. در حال حاضر کلاس‌های سرویس متنوعی مورد توجه برای توسعه هستند. یکی از این کلاس‌ها، به شرکت‌ها و مراکز ارائه سرویس وب اختصاص دارد که نیازمند ارائه سرویس سریع و مطمئن به کاربران هستند. این نوع کلاس سرویس به ترتیب به زیرکلاس‌های دیگری با کیفیت‌های مختلف تقسیم‌بندی می‌شود.

یکی از کلاس‌های سرویس نوین در اینترنت، سرویسی است که نیاز به تأخیر و تغییرات تأخیر اندکی دارد. سرویسی مانند تلفن اینترنتی و کنفرانس‌های ویدئویی اینترنتی نمونه‌هایی از این کلاس سرویس هستند. در حال حاضر بیشتر تولیدکنندگان مسیریاب و سوئیچ‌های شبکه اینترنت، در حال بررسی و افزودن مکانیزم‌هایی برای تضمین کیفیت سرویس در محصولات خود هستند. در کاربردهای زمان حقیقی پیش از ارسال هرگونه داده‌ای، ابتدا باید با کمک پروتکل‌های سیگنالینگ، مسیر اولیه‌ای برای رزرو منابع در کاربردهای زمان برقرار شود و منابع لازم - در صورت وجود - در این مسیر رزرو شود.

از پروتکل RSVP در اینترنت استفاده می‌شود. این پروتکل رزرو، منبع نوعی سرویس مجتمع ($IntServ^2$) است که در مکانیزم رزرو روی لایه انتقال کار می‌کند. RSVP را می‌توان با استفاده از میزبان‌ها یا روترها استفاده کرد. RSVP چگونگی رزرو مکان برنامه‌های کاربردی را بیان می‌کند. به‌طور کلی عملیات RSVP در منابع هر گره در امتداد یک مسیر محفوظ است؛ همچنین، اطلاعات کاربردی انتقال نیست بلکه یک پروتکل کنترلی اینترنت مانند ICMP، IGMP یا پروتکل مسیریابی است [3]. شکل شماره 1 فرایند رزرو با RSVP را نشان می‌دهد.

1. Multiple Stream Registration Protocol
2. Integrated Service



شکل شماره 1. مکانیزم رزرو با RSVP

هر دستگاه باید از RSVP پشتیبانی کرده و حالت رزرو هر گره در طول مسیر را ذخیره کند [1]. اجرای RSVP دشوار است زیرا مسیر ترافیک در اینترنت ثابت نیست؛ به همین دلیل کمتر از آن استفاده می‌شود و برای حل معایب آن، سرویس‌های متفاوت¹ ارائه شده است [4].

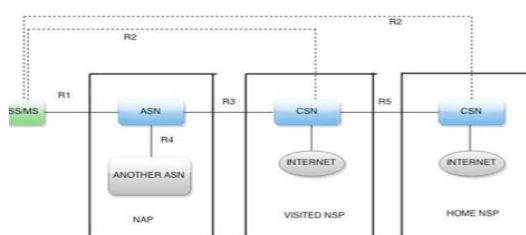
خدمات چندرسانه‌ای مانند VOIP² و جریان رسانه‌ای به انتظاراتی برای نسل آینده تبدیل شده‌اند. برای ارائه این برنامه کاربردی به مشتریان، به اتصالی با کیفیت بالا نیاز است و تکنولوژی BWA (دسترسی وایرلس پهن‌بند) در همین راستا مطرح می‌شود. به کاربران وعده داده شده است که دسترسی یکپارچه اینترنت مگابیت برایشان فراهم شود. یکی از فناوری‌های تحت BWA، وایمکس است [5]. مقرر شده است که بر اساس IEEE 802.16 دسترسی وایرلس پهن‌بند در مترو ارائه شود. وایمکس با سرعت 70 Mbps و پوششی با بُرد 50 مایل، از قابلیت تحرک تا حدود 70 تا 80 مایل در ساعت پشتیبانی می‌کند و تصور می‌شود جایگزین کابل و DSL (خط مشترک دیجیتال) شود.

IEEE 802.16 از پنج نوع کلاس خدمات با نام‌های BE (سرویس بهترین تلاش)، UGS (سرویس اعطای ناخواسته)، rtPS (سرویس رأی‌گیری بلادرنگ)، nrtPS (سرویس رأی‌گیری غیربلادرنگ)، و ertPS (سرویس rtPS توسعه‌یافته) پشتیبانی می‌کند. در VoIP [6] مقایسه سیگنال صدا وجود دارد و این سیگنال فشرده‌شده، دوباره به صورت سیگنال دیجیتال مدل‌سازی می‌شود. در ادامه این بسته‌های صدای دیجیتال از IP (پروتکل اینترنت) برای مدیریت بسته‌های صدا روی شبکه IP استفاده می‌کنند. در تحقیق حاضر، عملکرد برنامه کاربردی VOIP را با سه طرح صف‌بندی (WFQ و FIFO، PQ) بررسی

1. Differentiated Service (DiffServ)

2. Voiceover-IP

می‌کنیم. در اینجا شبکه وایمکس را با ابزار قدرتمندی به نام OPNET¹ پیاده‌سازی می‌کنیم. OPNET ابزار شبیه‌سازی شی‌گراست که محیط شبیه‌سازی بصری را برای مدل‌سازی شبکه فراهم می‌کند. همچنین ابزاری مهارتی است که نگهداری صنعتی فراگیر و پشتیبانی مستمر را سبب می‌شود. OPNET مواردی مانند تطبیق‌پذیری، استحکام، قابلیت ردیابی و محیط کاربرپسند را فراهم می‌آورد. زیرساخت سیمی برای ارائه خدمات به تعداد زیادی گره با سرعت پوششی گسترده و بالا، بسیار هزینه‌بر است؛ بنابراین برای غلبه بر این مشکلات، فناوری بی‌سیم ارزان‌قیمتی معرفی شده است که شامل زیرساخت‌های سیمی شبکه شناخته‌شده و وایمکس (قابلیت همکاری جهانی برای دسترسی مایکروویو) می‌شود. سیستم ارتباطی وایمکس دو جزء اساسی زیرساختی دارد: ایستگاه پایه وایمکس و وای‌فای گیرنده [7]. فرسودگی آدرس IP نیز منجر به ایجاد تغییرات از معماری میزبان تا محتوا محور می‌شود. جاکوبسون راه‌حلی را به نام شبکه اطلاعات محور (ICN) برای غلبه بر مسائل TCP/IP پیشنهاد کرد [8] که تازه‌ترین نوع آن است.



شکل شماره 2. معماری ICN وایمکس



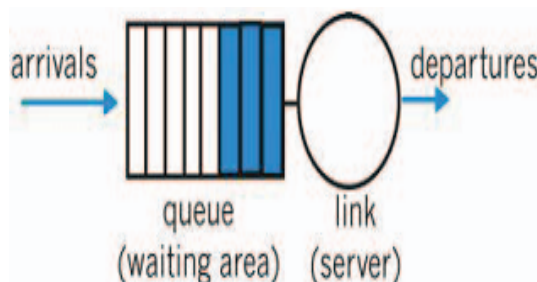
شکل شماره 3. معماری پایه وایمکس

2. واحدهای اندازه‌گیری ویژگی و عملکرد

صف (FIFO) First-in, First-out: صف‌بندی FIFO از آسان‌ترین طرح‌های صف‌بندی است. در صف‌بندی FIFO، بسته‌ای که اول از همه وارد بافر می‌شود، ابتدا بررسی می‌شود؛ یعنی بسته‌ای که اول از همه در بافر دیده می‌شود، پیش از همه ارسال می‌شود. گفتنی است در این طرح صف‌بندی، صرف‌نظر از کاربرد

1. Optimum NETwork

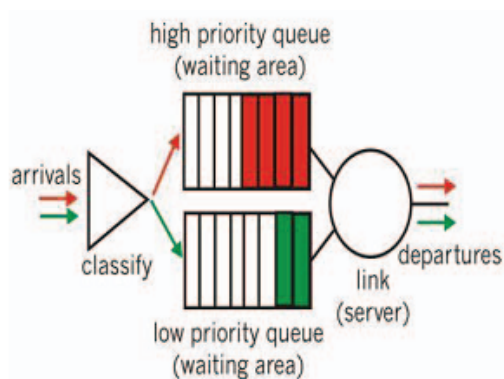
و اهمیت بسته‌ها، با همه بسته‌ها یکسان برخورد می‌کند [10]. شکل شماره 4 شیوه کارکرد صف‌بندی FIFO را نشان می‌دهد.



شکل شماره 4. صف‌بندی FIFO

2-1. صف اولویت

PQ مشابه FIFO است؛ تنها تفاوت این دو مکانیزم برچسب‌زدن است. PQ از مکانیزم برچسب‌زدن استفاده می‌کند که در آن، تمام بسته‌ها ابتدا با توجه به کاربرد و اهمیت‌شان برچسب می‌خورند و سپس در بافر گذاشته می‌شوند. علاوه‌براین، صف‌های اولویت شامل دو بافر می‌شوند: بافر با اولویت پایین و بافر با اولویت بالا. بسته‌ای که شامل برچسب اولویت بالاتر است، ابتدا ارسال خواهد شد. شکل شماره 5 شیوه عملکرد روش PQ را نشان می‌دهد.

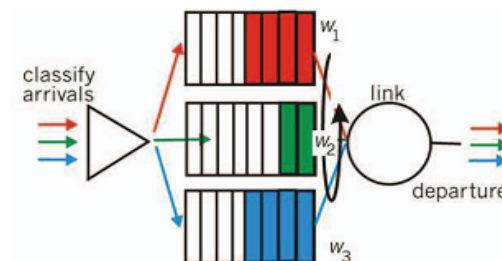


شکل شماره 5. صف‌بندی اولویت

2-2. صف عادلانه وزن‌دهی شده (WFQ)

WFQ تقریباً مانند صف‌بندی اولویت PQ است. در اینجا نیز تمام بسته‌ها ابتدا با توجه به ضرورت‌شان برچسب زده می‌شوند و سپس در بافر با اولویت پایین یا بافر با اولویت بالا قرار داده می‌شوند. تنها تفاوت بین‌شان این است که WFQ شامل یک زمان‌بند WFQ است که سرویس حالت دایره‌ای را به تمام

بافرها ارائه می‌کند. در شکل شماره 6 عملکرد روش WFQ نشان داده می‌شود.



شکل شماره 6. صف‌بندی عادلانه وزن‌شده

2-3. لرزش (Sec)

لرزش به صورت انحراف در تأخیر end to end تعریف می‌شود. تأخیر ETE تأخیری است که در ارسال بسته از مبدأ به مقصد رخ می‌دهد. انحراف در تأخیر ETE به دلیل موقعیت بسته‌ها در صف و اندازه‌های مختلف صف رخ می‌دهد. همان‌طور که می‌دانیم، تمام بسته‌ها در صف‌های مختلفی قرار می‌گیرند؛ بنابراین لازم است لرزش به حداقل برسد تا کیفیت صدای اطلاعات ارسالی بهبود یابد (به‌ویژه در برنامه‌هایی که نیازمند ارسال بلادرنگ داده‌ها هستند).

2-4. میانگین نمره نظر (MOS)

میانگین نمره نظر، نوعی اندازه‌گیری ریاضی را از کیفیت سیگنال صوتی ارائه می‌کند که پس از ارسال درک می‌شود [11]. در جدول شماره 1 طرح امتیازدهی مورد استفاده برای تسلط بر کیفیت فرضی سیگنال‌های صوتی، نشان داده می‌شود.

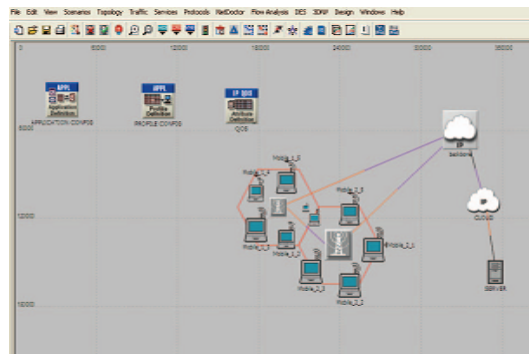
جدول شماره 1. مقادیر MOS و کیفیت صدای درک‌شده آن‌ها

MOS value	Perceived Quality	Degree of Impairment
5	Excellent	Imperceptible
4	Good	Perceptible but Annoying
3	Fair	Slightly Annoying
2	Poor	Annoying
1	Bad	Very Annoying

3. سناریو و تنظیمات

ما در اینجا شش پروژه با تعداد مختلفی ایستگاه کاری (5، 10، 15، 20، 25 و 30) داریم. در هر پروژه،

سه سناریوی مختلف برای هر رشته صف (FIFO, WFQ, PQ) وجود دارد. برای آسانی انجام عملیات، در اینجا سناریوی ساده‌ای را نشان دادیم که شامل دو ایستگاه پایه است و هر ایستگاه پایه شامل پنج ایستگاه کاری می‌شود. هر دو ایستگاه پایه به گره ستون فقرات وصل می‌شوند. این گره به ابر IP در آخرین ابر متصل به سرور اتصال می‌یابد. برنامه‌ای که برای این ایستگاه‌های کاری از پروفایل پشتیبانی می‌کند G711 است. این ایستگاه‌های کاری از برنامه VOIP پشتیبانی می‌کنند. در شکل شماره 7 یک شبکه پایه نشان می‌شود ولی برای هر سناریوی پروژه، دقیقاً همان تعداد ایستگاه کاری یا کاربر نهایی وجود دارد. ما برای هر پروژه جدید، فقط تعداد کاربران نهایی در هر سلول را افزایش دادیم.



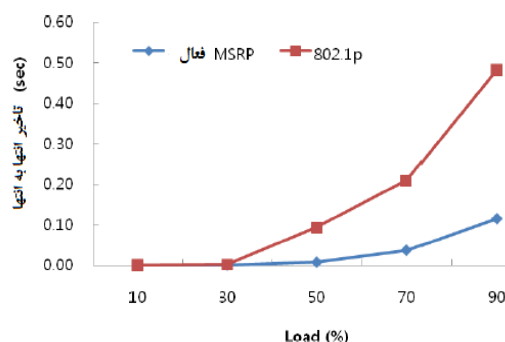
شکل شماره 7. نمایی از سناریو شبیه‌سازی شمای کلی شبکه

3-1. تحلیل شبیه‌سازی

برای آزمایش فرایند MSRP مطرح‌شده با وضعیت ناموفق بودن رزرو پهنای باند، از شبیه‌ساز شبکه OPNET استفاده شده است. ترافیک بارگذاری حساس به زمان تنظیم می‌شود. ترافیک غیرحساس به زمان در هریک از لینک‌ها و ترافیک حساس به زمان با ترافیک صدا و تصویر استفاده می‌شود. نرخ تولید ترافیک و پیگیری مشخصه این‌طور است که صدا حمل‌ونقل تسریع‌شده (EF) است، ویدئو حمل‌ونقل تضمین‌شده (AF) است و ترافیک غیرحساس به زمان بهترین تلاش (BE) است. ترافیک EF برای انتقال داده‌های صوتی استفاده می‌شود که آن یک نرخ بیت پیوسته (CBR) در شبکه ATM است. این تحلیل شبیه‌سازی توسط شبیه‌ساز OPNET 14.5 انجام شده است.

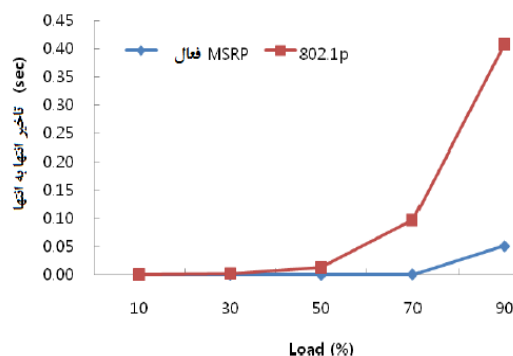
در این بخش، روش‌های رزرو پهنای باند فعلی مانند پروتکل رزرو منبع (RSVP) و IEEE 802.1p معرفی شده است. با مقایسه عملکرد MSRP با پروتکل‌های دیگر، تأخیر انتها به انتها با ترافیک حساس به زمان و ترافیک غیرحساس به زمان اندازه‌گیری می‌شود. علاوه‌براین، میزان استفاده از پهنای باند رزرو شده هر ترافیک را درحالی‌که رزرو پهنای باند در وضعیت ناموفق قرار دارد، آزمایش شد. شکل

شماره ۸ تأخیر انتها به انتهای ترافیک صدا در حال استفاده از روش پیشنهادی در مقاله و نیز IEEE 802.1p را نشان می‌دهد. همان‌طور که در این شکل نشان داده شده است، استفاده از MSRP فعال تأخیر انتها به انتهای کمتری نسبت به 802.1p دارد.



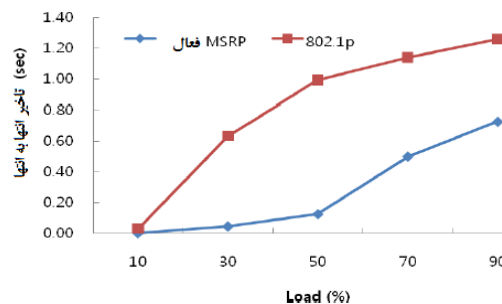
شکل شماره ۸. تأخیر انتها به انتهای ترافیک صدا در حال استفاده از روش پیشنهادی

شکل شماره ۹ نتایج تأخیر دسترسی به رسانه انتقال تأخیر انتها به انتهای ترافیک ویدئو را با استفاده از روش IEEE 802.1p نشان می‌دهد. همچنین این شکل نشان می‌دهد، تأخیر انتها به انتهای MSRP فعال نسبت به 802.1p کمتر است.



شکل شماره ۹. تأخیر انتها به انتهای ترافیک ویدئو در حال استفاده از روش پیشنهادی

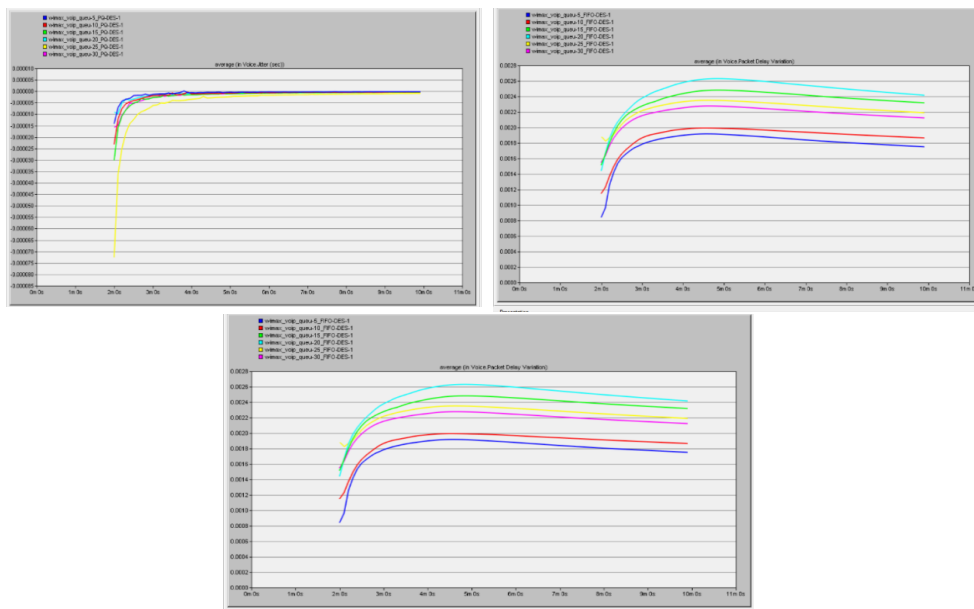
شکل شماره ۱۰ تأخیر انتها به انتهای ترافیک غیرحساس به زمان را نشان می‌دهد. در مورد IEEE 802.1p اگر مقدار ترافیک از سرعت پردازش پل بیشتر باشد، ترافیک با اولویت کمتر فرستاده نشده و دور انداخته می‌شود؛ بنابراین تأخیر انتها به انتهای ترافیک غیرحساس به زمان با استفاده از IEEE 802.1p افزایش می‌یابد، اما به‌طور هندسی افزایش نمی‌یابد.



شکل شماره 10. تأخیر انتها به انتها ترافیک غیر حساس به زمان

3-2. لرزش طرح‌های صف‌بندی

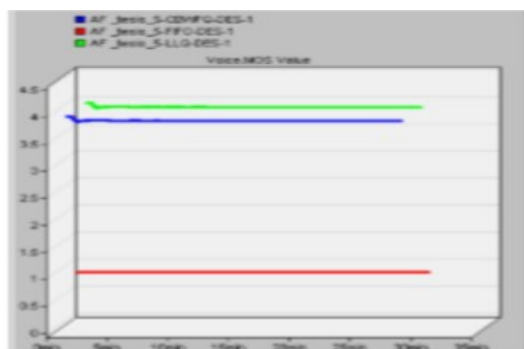
در شکل‌های 11، 12 و 13 مقدار لرزش طرح‌های صف‌بندی FIFO، PQ و WFQ نشان داده می‌شود. در اینجا قابل مشاهده است که در هر روش صف‌بندی، مقدار لرزش برای 5، 10 و 15 ایستگاه کاری، تقریباً برابر با 0 ثانیه است. وقتی تعداد کاربران افزایش می‌یابد مقدار لرزش هم برای هر طرح متفاوت است. برای 30 ایستگاه کاری در FIFO، مقدار لرزش برابر است با $2/3 \times 10^{-4}$ ثانیه، برای 25 کاربر برابر است با $2/2 \times 10^{-4}$ ثانیه، و برای 20 کاربر نهایی، برابر است با $2/3 \times 10^{-4}$ ثانیه. در طرح WFQ مقدار لرزش برای 30، 25 و 20 ایستگاه کاری برابر است با 3×10^{-7} ، $3/6 \times 10^{-6}$ و $1/4 \times 10^{-6}$ ثانیه.



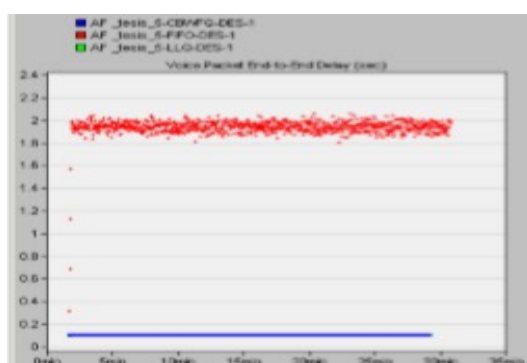
شکل‌های 11، 12 و 13. لرزش برای صف‌بندی عادلانه وزن‌شده

3-3. مقدار MOS

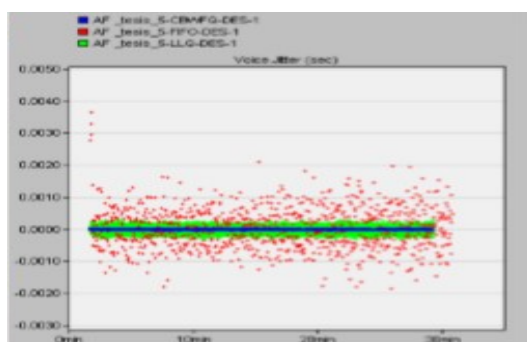
به طور مشابه در اینجا از شکل‌های 14، 15 و 16 می‌توانیم متوجه شویم که مقدار MOS برای ایستگاه‌های کاری 5، 10 و 15 تقریباً برای هر روش صف‌بندی برابر است با 3/6 ثانیه.



شکل شماره 14. نتایج نرخ دریافت بسته‌های داده برای MOS برای صف‌بندی اولویت



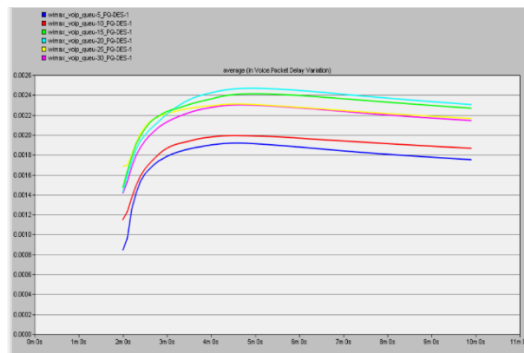
شکل شماره 15. نتایج نرخ دریافت بسته‌های داده برای MOS برای صف‌بندی FIFO



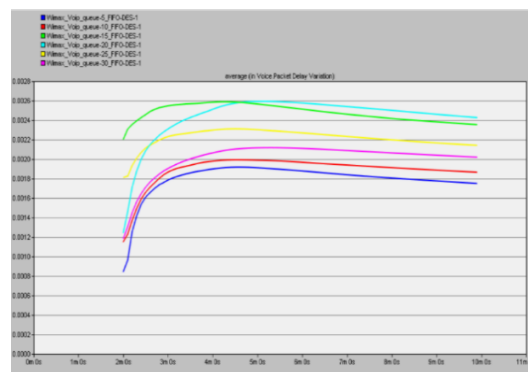
شکل شماره 16. مقدار MOS برای صف‌بندی عادلانه وزن‌شده

3-4. تغییر تأخیر بسته

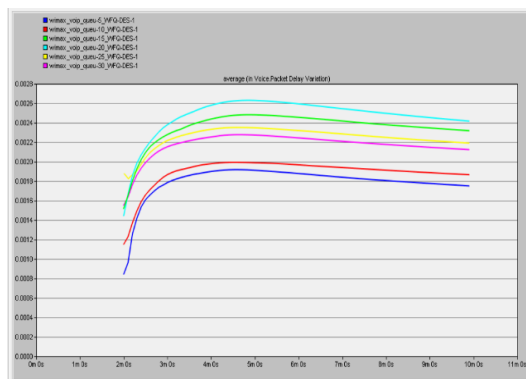
از شکل‌های 17، 18 و 19 می‌توان متوجه تغییر تأخیر بسته برای طرح‌های مختلف صف‌بندی شد. در FIFO این مقدار برای 5 و 10 و 15 ایستگاه کاری برابر است با صفر و برای 20 ایستگاه کاری نیز تقریباً از $1/2 \times 10^{-4}$ تا $2/6 \times 10^{-4}$ است. برای 25 کاربر، این مقدار در هر سلول $1/8 \times 10^{-4}$ تا $2/3 \times 10^{-4}$ تغییر می‌کند و برای 30 کاربر نهایی، این مقدار از $1/2 \times 10^{-4}$ تا $2/1 \times 10^{-4}$ در نوسان است. در رشته PQ، مقدار تغییر تأخیر بسته تا زمانی که ایستگاه‌های کاری 20 تا هستند برابر است با 8×10^{-4} تا 10^{-4} ، و برای 25 ایستگاه کاری، این مقدار از $1/8 \times 10^{-4}$ تا $2/3 \times 10^{-4}$ و برای 30 ایستگاه کاری از $1/5 \times 10^{-4}$ تا $2/3 \times 10^{-4}$ در حال تغییر است.



شکل شماره 17. تغییر تأخیر بسته برای صف‌بندی FIFO



شکل شماره 18. تغییر تأخیر بسته برای صف‌بندی اولویت



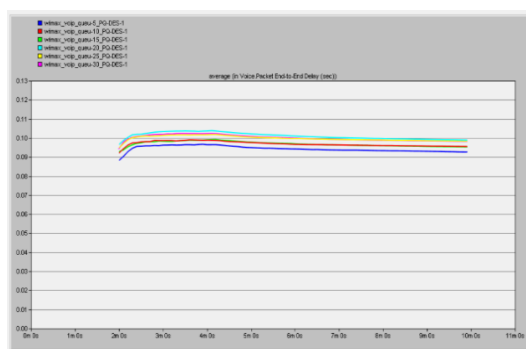
شکل شماره 19. تغییر تأخیر بسته برای صف‌بندی عادلانه وزن‌شده

به‌طور مشابه، برای رشته WFQ تا زمانی که 10 ایستگاه کاری وجود دارد این مقدار برابر است با: از 9×10^{-4} تا 2×10^{-4} ، وقتی تعداد ایستگاه‌های کاری در هم ضرب می‌شوند، این مقدار هم تغییر می‌کند. برای 15 ایستگاه کاری، این مقدار از $1/5 \times 10^{-4}$ تا $2/4 \times 10^{-4}$ تغییر می‌کند، برای 20 و 25 ایستگاه کاری، این مقدار از $1/5 \times 10^{-4}$ تا $2/3 \times 10^{-4}$ و از $1/9 \times 10^{-4}$ تا $2/3 \times 10^{-4}$ برای 30 کاربر، از $1/5 \times 10^{-4}$ تا $2/3 \times 10^{-4}$ در نوسان است.

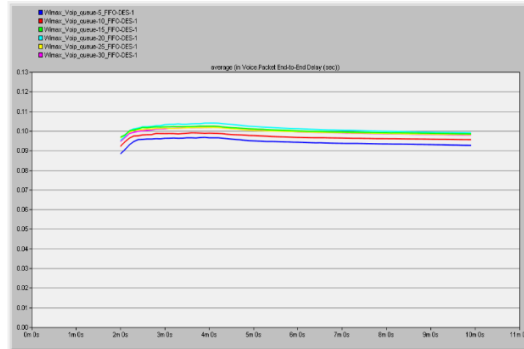
3-5. تأخیر end to end

از شکل‌های 20، 21 و 22 می‌توان تأخیر end to end بسته را برای تمام رشته‌های صف‌بندی مشاهده کرد. برای صف‌بندی FIFO برای 5، 10، 15، 20، 25، 30 ایستگاه کاری به ترتیب 0/1، 0/95، 0/92، 0/1.

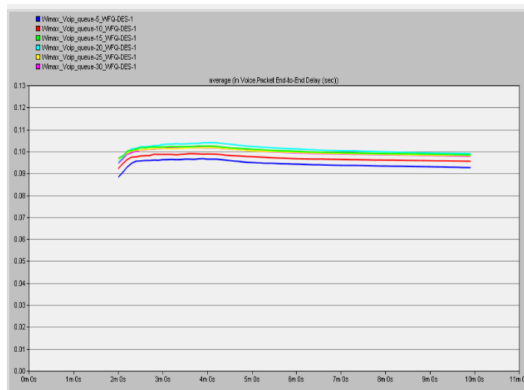
0/1، 0/1 برای صف‌بندی اولویت و صف‌بندی عادلانه وزن‌شده نیز به همین ترتیب است.



شکل شماره 20. تأخیر end to end بسته برای صف‌بندی FIFO



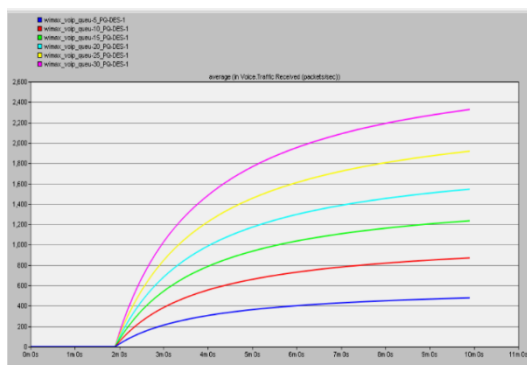
شکل شماره 21. تأخیر end to end بسته برای صف‌بندی اولویت



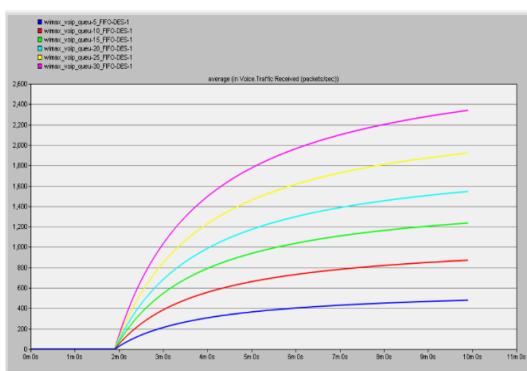
شکل شماره 22. تأخیر end to end بسته برای صف‌بندی عادلانه وزن‌شده

3-6. ترافیک بسته‌های دریافتی

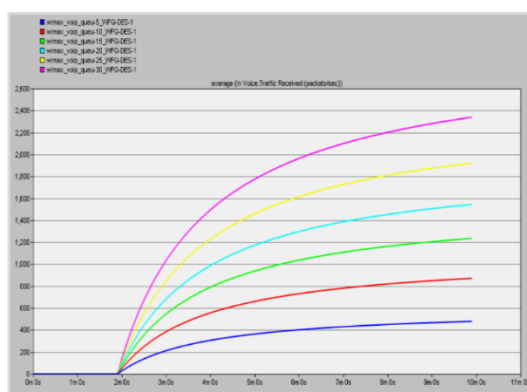
شکل‌های 23، 24 و 25 ترافیک بسته‌های دریافتی را برای سه صف‌بندی مورد نظر نشان می‌دهد که برای ایستگاه‌های 5، 10، 15، 20، 25، 30 از صفر تا نزدیکی 2 میلی ثانیه برای هر سه صف‌بندی صفر و از 2 میلی ثانیه به بعد به ترتیب برابر است با: 0/05، 0/09، 1/35، 2/7، 1/95، 2/3.



شکل شماره 23. ترافیک بسته‌های دریافتی برای FIFO



شکل شماره 24. ترافیک بسته‌های دریافتی برای صف‌بندی اولویت

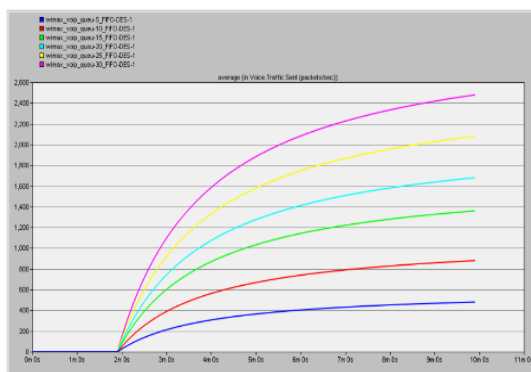


شکل شماره 25. ترافیک بسته‌های دریافتی برای صف‌بندی عادلانه وزن‌شده

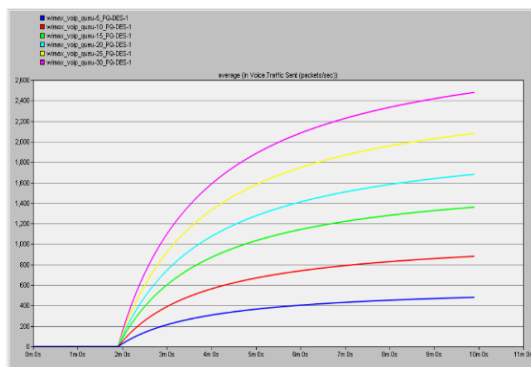
3-7. ترافیک بسته‌های ارسالی برای سه صف‌بندی

شکل‌های 26، 27 و 28 ترافیک بسته‌های ارسالی را برای سه صف‌بندی نشان می‌دهد که برای هر کدام

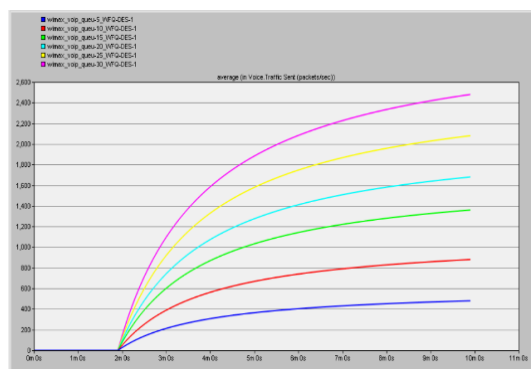
یکسان است و در همه ایستگاه‌ها از صفر تا نزدیک 2 میلی‌ثانیه و سپس برابر است با: 0/05، 0/09، 1/35، 1/7، 2/1 و 2/5 میلی‌ثانیه به ترتیب افزایش ایستگاه‌ها.



شکل شماره 26. ترافیک بسته‌های ارسالی برای صف‌بندی



شکل شماره 27. ترافیک بسته‌های ارسالی برای صف‌بندی اولویت



شکل شماره 28. ترافیک بسته‌های ارسالی برای صف‌بندی عادلانه وزن‌شده

۴. نتیجه گیری

در این پژوهش، کارایی سه صفبندی PQ، FIFO و WFQ با کمک شبیه‌ساز OPNET و پارامترهای مختلف مورد بررسی قرار گرفتند. برای این منظور شبکه بی‌سیم IEEE 802.1 طراحی شدند و هرکدام به ازای معیارهای مختلفی ارزیابی شدند. نتایج شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهد مقدار MOS، تغییر تأخیر بسته، و تأخیر end to end بسته برای سه طرح صفبندی مختلف مطرح شد. همچنین این پارامترها با تعدادی ایستگاه کاری مورد محاسبه قرار گرفت که میزان لرزش، تأخیر پایانه به پایانه و اختلاف تأخیر بسته‌ها را به میزان قابل‌توجهی افزایش می‌دهد و در نتیجه کارایی شبکه تا اندازه زیادی کاهش می‌یابد. در این مقاله، روش‌هایی برای مدیریت کیفیت و پهنای باند مصرفی ارائه شد. در ابتدا الگوریتمی پیاده‌سازی شد تا کیفیت صدا را در بستر شبکه بهبود بخشد و منابع مصرفی را کاهش دهد. این الگوریتم در مقایسه با الگوریتم موجود پیشین، کیفیت دریافتی در گیرنده را افزایش می‌دهد. افزایش نرخ بیت معمولاً افزایش کیفیت را به همراه دارد و پهنای باند مصرفی را افزایش می‌دهد. افزایش طول بسته موجب افزایش تأخیر انتها به انتها و همچنین موجب کاهش ازدحام در شبکه می‌شود؛ بنابراین تغییر طول بسته با توجه به شرایط، کیفیت را افزایش یا کاهش می‌دهد. پس از آن، افزایش طول بسته و افزایش نرخ بیت راهگشا خواهد بود. در این حالت، کاهش تأخیر انتها به انتها تأثیر بیشتری نسبت به کاهش ازدحام در شبکه در بهبود کیفیت صدا در گیرنده دارد.

منابع

1. Sharma, A. (2017), "A proposed e-learning system facilitating recommendation using content tagging and student learning styles", 5th National Conference on E-Learning & E-Learning Technologies (ELELTECH), pp. 1-6.
2. Campbell, B.; Mahy, R.; Jennings, C. (2007), The Message Session Relay Protocol (MSRP), September.
3. Campbell, B., (2007), "Rohan Mahy and Cullen Jennings", The message session relay protocol (MSRP).
4. Park, D.; Lee, J.; Park, C.; Park, S. (2016), "New Automatic De-Registration Method Utilizing a Timer in the IEEE802. 1 TSN", First IEEE International Conference on Computer Communication and the Internet (ICCCI), pp. 47-51.
5. "IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks-Bridges and Bridged Networks-Amendment 31: Stream Reservation Protocol (SRP) Enhancements and Performance Improvements", IEEE Std 802. 1Qcc-2018 (Amendment to IEEE Std 802. 1Q-2018 as amended by IEEE Std 802. 1Qcp-2018), pp. 1-208.
6. www.cs.wustl.edu/~jain/cse57406/ftp/wimax_voip/index.html
7. Vikram, M.; Dr Neena Gupta (2012), "Performance analysis of QoS parameters for WiMAX networks", International Journal of Engineering and Innovative Technology (IJEIT), Vol. 1 (2012), pp. 105-110.
8. Elwyn, D. et al. (2015), "Content-centric Networking: Baseline Scenarios."
9. Xylomenos, G.; Ververidis, C. N.; Siris, V.A.; Fotiou, N.; Tsilopoulos, C.; Vasilakos, X.; Katsaros, K. V.; Polyzos, G. C., (2014), "A Survey of Content- Centric Networking Research," in Communications Surveys and Tutorials, IEEE, Vol. 16, No. 2, pp. 1024-1049.
10. James, K.; Keith, R.; "Scheduling and Policing Mechanisms", <http://www3.gdin.edu.cn/jpkc/dzxnw/jsjkj/chapter6/6-6.htm> [Apr. 3, 2011].
11. Calyam P. et al (2009), "Impact of Router Queuing Disciplines on Multimedia QoE in IPTV Deployments", in QoMEx 2009 Int, Workshop Quality of Multimedia Experience, pp. 92-97.
12. Minseok, S.; Naehyuck, C.; Heonshik, S. (2000), "A New Queue Discipline for Various Delay and Jitter Requirements in Real-Time Packet-Switched Networks". in Proc. 7th Int. Conf. Real-Time Computing Systems and Applications, 2000, pp. 191-198.

Voltage Control of The Non-Isolated Buck-Boost DC-DC Converter Based on The Root Locus Method

Mohammadreza Modabbernia

Department of Electrical and Computer Engineering, Faculty of Chamran, Rasht Branch, Technical and Vocational University (TVU), Guilan, Iran.

Alireza Akoushideh

Assistant Professor, Department of Electrical and Computer Engineering, Faculty of Chamran, Rasht Branch, Technical and Vocational University (TVU), Guilan, Iran.

Received: 02.04.2020

Accepted: 05.10.2020

In this paper, a controller has been presented by the root locus method based on the state space average model of the Buck-Boost switching regulator with all of the converter's parameters and uncertainties. In this model, the load current is unknown and the inductor, capacitor, diode and active switch are non ideal and have an on-state resistance. Furthermore, an on-state voltage drop has been considered for diode and active switch. The simple model of the system with two inputs and one output has been specified by neglecting the load current and assuming the ideal elements and a controller has been designed based on this model and roots locus method. The values of controller parameters have been calculated by the complete state space average model.

Keywords:

Buck-Boost converter, root locus, state space average model.

کنترل ولتاژ مبدل DC-DC ایزوله نشده کاهنده - افزایشنده بر اساس روش مکان

هندسی ریشه‌ها

محمد رضا مدبرنیا *

دپارتمان مهندسی برق و کامپیوتر، آموزشکده پسران رشت (شهید چمران) دانشگاه فنی و حرفه‌ای استان گیلان، ایران

علیرضا آکوشیده

استادیار، دپارتمان مهندسی برق و کامپیوتر، آموزشکده پسران رشت (شهید چمران) دانشگاه فنی و حرفه‌ای استان گیلان، ایران

دریافت مقاله: 1398/11/15 پذیرش مقاله: 1399/02/21

چکیده

در این مقاله برای مبدل‌های DC-DC ایزوله نشده کاهنده - افزایشنده توسط روش مکان هندسی ریشه‌ها، کنترل کننده‌ای بر اساس مدل متوسط فضای حالت رگولاتور که شامل تمامی پارامترها و نامعینی‌های مبدل است، طراحی شده است. در این مدل، جریان بار نامشخص و کلید فعال، دیود، خازن و سلف غیرایدهال بوده و دارای مقاومت حالت هدایت هستند. همچنین افت ولتاژ زمان هدایت برای دیود و کلید فعال در نظر گرفته شده است. با حذف جریان بار و فرض آنکه قطعات ایدهال هستند، مدل ساده سیستم با دو ورودی و تک خروجی مشخص شده و ساختار کلی کنترل کننده‌ای برای رگولاتور کاهنده - افزایشنده بر پایه این مدل ساده و روش مکان هندسی ریشه‌ها ارائه می‌شود. سپس مقادیر پارامترهای کنترل کننده بر اساس مدل متوسط فضای حالت کامل محاسبه خواهد شد.

واژگان کلیدی:

تنظیم کننده کاهنده - افزایشنده، رگولاتور سوئیچینگ، مدل متوسط فضای حالت.

1. مقدمه

مبدل‌های توان DC-DC از اجزای استاندارد منابع تغذیه سوئیچینگ به شمار می‌آیند. از این مبدل‌ها در رایانه‌های شخصی و قابل حمل، تجهیزات اداری، PDAها، فضاپیماها، تجهیزات ارتباط ماهواره‌ای و راه‌اندازی موتورهای DC استفاده بسیار می‌شود. ورودی مبدل، ولتاژ DC تنظیم‌نشده و خروجی آن ولتاژی تنظیم‌شده با دامنه بیشتر یا کمتر، نسبت ورودی و با همان قطبیت یا با قطبیت معکوس است [1]. در این مبدل‌ها برای دستیابی به راندمان بالا از قابلیت کلیدزنی عناصر قدرت (ماسفت، ترانزیستور دوقطبی و IGBT و غیره) استفاده می‌شود. این امر به این دلیل است که در حالت ایدئال و هنگام هدایت، افت ولتاژ این کلیدها صفر (در عمل ناچیز) و در زمان خاموشی جریان‌شان صفر (در عمل ناچیز) خواهد بود؛ از این‌رو همواره توان تلفاتی این قطعات به صورت ایدئال صفر است، اما به دلیل طبیعت غیرایدئال کلیدها و وجود مقاومت در حالت هدایت و صفرنشدن ناگهانی ولتاژ و جریان در زمان‌های کلیدزنی، همواره تلفات توان بر روی آن‌ها قابل مشاهده است. این امر موجب می‌شود راندمان نوعی این مبدل‌ها در عمل حدود 70-95 درصد باشد [2]. در میان انواع مبدل‌های DC به DC، مبدل نوع کاهنده - افزاینده در کاربردهایی استفاده می‌شود که به ولتاژی کمتر یا بیشتر از ورودی و با قطبیت عکس در خروجی نیاز است. کنترل مبدل بوست نسبت به دیگر مبدل کاهنده (باک) مشکل‌تر است، زیرا این مبدل غیرمینیمم فاز بوده و صفری سمت راست محور موهومی دارد. به عبارت دیگر، از آنجاکه ورودی کنترل (چرخه کاری پالس فرمان) در این تنظیم‌کننده هم در معادله‌های جریان و هم در معادله‌های ولتاژ حضور دارد، معادلات حالت و کنترل این رگلاتور مشکل‌تر است [3]. ساختار مبدل‌های DC به DC متشکل از دو بخش خطی (عناصر سلف، خازن و مقاومت) و غیرخطی (دیود و کلید فعال) است. همچنین به دلیل استفاده از خاصیت کلیدزنی عناصر قدرت، عملکرد این مبدل‌ها با زمان تغییر می‌کند؛ از این‌رو این مبدل‌ها سیستم‌هایی غیرخطی و متغیر با زمان هستند و برای طراحی کنترل‌کننده‌های خطی لازم است مدل سیگنال کوچک‌شان را بر اساس روش خطی‌سازی حول یک نقطه کار مناسب از مدل متوسط فضای حالت به دست آوریم [4]. تحلیل سیگنال کوچک و طراحی کنترل‌کننده در حوزه فرکانس برای مبدل‌های DC به DC در مراجع [5 و 6] انجام شده است.

قدم اصلی در بررسی دقیق و بدون محافظه‌کاری مبدل‌های کاهنده - افزاینده و طراحی کنترل‌کننده برای آن‌ها، داشتن مدل کاملی است که تمامی پارامترهای سیستم (مقاومت حالت روشنایی دیود و کلید، اثر مقاومتی خازن و سلف، جریان نامشخصی که بار می‌تواند از مبدل دریافت کند) در آن لحاظ شده باشد؛ هرچند سابقه مدل متوسط فضای حالت به اواخر دهه هفتاد میلادی و

کیوک و میدل بروک بازمی‌گردد [7]. باسو (2001) به مدل مبدل کاهنده - افزایشنده تنها با مقاومت سلف و خازن و جریان خروجی اشاره می‌کند [8]. نیم و همکارانش (1997) برای مدل، تنها پارامتر مقاومت خازن و جریان خروجی را در نظر می‌گیرد و کنترل‌کننده مقاومتی را طراحی می‌کند. او به‌صراحت بر پیچیده‌بودن مدل کامل اشاره دارد و از ارائه آن به صورت پارامتری خودداری می‌ورزد [9]. ورپرین (1990) مدل خطی کلید PWM را برای کلید و دیود ایدئال در حالت پیوستگی و ناپیوستگی جریان ارائه کرده است [10] و به تأثیر مقاومت‌های حالت روشن دیود و کلید بر روی مدل کلید PWM تنها اشاره‌ای مختصر دارد [11]. مدل متوسطی نیز برای کلید PWM در حضور مقاومت‌های کلید و دیود و افت ولتاژ آن‌ها در شرایط ناپیوستگی جریان و بدون ارائه مدل متوسط فضای حالت رگلاتور معرفی می‌شود [12]. مدل کامل مبدل کاهنده - افزایشنده در حضور نامعینی‌های افت ولتاژ حالت هدایت کلیدها، مقاومت‌های پارازیتی قطعات و جریان بار، در مرجع [13] ارائه شده است. در زمینه طراحی کنترل‌کننده، سلیمی و همکاران (2015) یک کنترل‌کننده PI مد لغزشی را برای تنظیم ولتاژ خروجی رگولاتور کاهنده - افزایشنده در حالت پیوستگی و ناپیوستگی جریان طرح کرده‌اند [14]. از روش بهینه‌سازی براساس الگوریتم فراابتکاری جست‌وجوی کوکو برای نصب بهینه پایدار ساز سیستم قدرت [15] و از نرم‌افزار PSpice به منظور تبیین چگونگی عملکرد مدارهای فرمان ترستوری استفاده شده است [16]. استفاده از روش انتقال هیسترتیک به منظور جلوگیری از اثرات ناحیه مرده و هارمونیک‌های جزئی در مبدل کاهنده - افزایشنده توسط رست‌پو و همکارانش (2015) بررسی شده است [17].

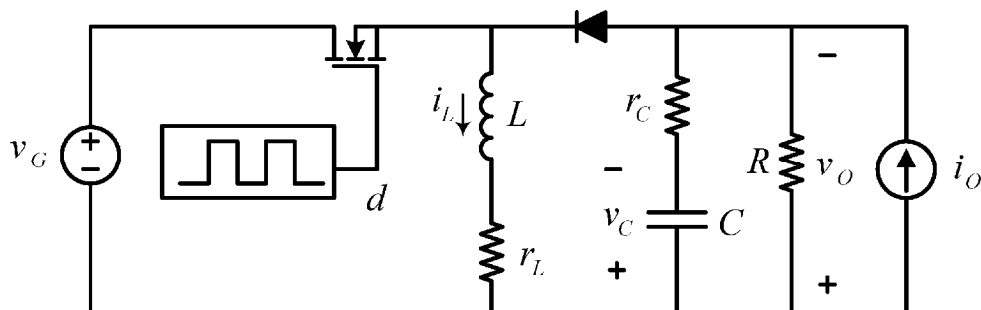
در این مقاله، ابتدا مدل مبدل کاهنده - افزایشنده در حضور کلیه پارامترهای سیستم معرفی می‌شود. سپس با حذف تعدادی از این نامعینی‌ها توابع تبدیل از ولتاژ خروجی تا ولتاژ ورودی و چرخه کاری محاسبه می‌شوند. در بخش سوم، ساختار کلی کنترل‌کننده‌ای ارائه خواهد شد و بر اساس روش مکان هندسی ریشه‌ها بهره کنترل‌کننده تنظیم می‌شود. بخش چهارم به شبیه‌سازی سیستم حلقه‌بسته تنظیم‌کننده کاهنده - افزایشنده به همراه تمامی نامعینی‌ها در کنار کنترل‌کننده طرح‌شده اختصاص دارد. در انتها به کمک تقویت‌کننده‌های عملیاتی مداری الکترونیکی برای کنترل‌کننده طراحی شده پیاده‌سازی می‌شود که شبیه‌سازی مدار الکترونیکی مبدل و کنترل‌کننده در نرم‌افزار PLECS نشانگر مشابهت عملکرد مدار الکترونیکی طرح‌شده و شبیه‌سازی مدل سیستم و کنترل‌کننده در محیط سیمولینک متلب دارد.

2. معادله‌های حالت مبدل کاهنده - افزایشنده در حضور کلیه نامعینی‌ها و ورودی‌های سیستم

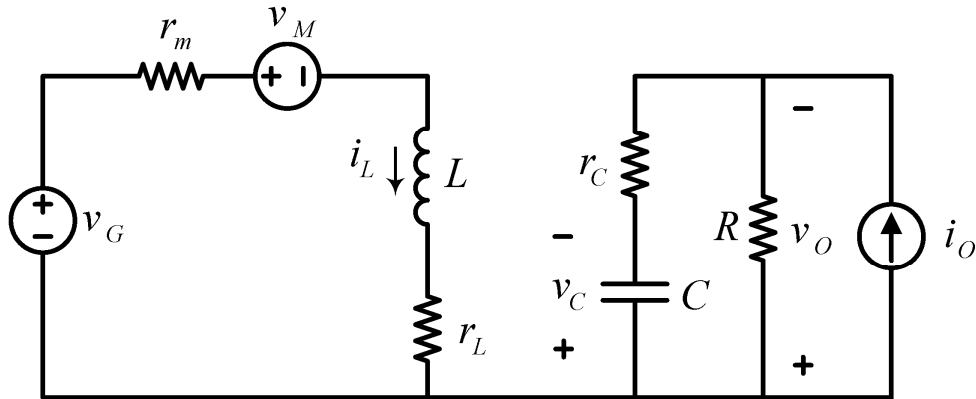
در مدل‌سازی فضای حالت، متغیرهای حالت که اصولاً عناصر ذخیره‌کننده انرژی مدار یا سیستم (مانند

ولتاژ خازن و جریان سلف) هستند، نقشی اساسی ایفا می‌کنند. اگر حالت این متغیرها در یک زمان معلوم (معمولاً $t_0 = 0$) مشخص باشد، آنگاه می‌توان معادله‌های دیفرانسیلی نشان‌دهنده وضعیت سیستم را برای تمامی زمان‌های $t \geq t_0$ حل کرد. در مدارهای الکتریکی و الکترونیکی، قدم نخست در مدل‌سازی، تبدیل مدار پیچیده موجود به مدارهای پایه‌ای است که قوانین مداری در آن‌ها جاری باشد. از آنجاکه در رگلاتورهای سوئیچینگ علاوه بر قطعات پایه، کلیدهای الکترونیکی نیز حضور دارند، در هنگام مدل‌سازی مجبور خواهیم شد، مدارمان را به دو ناحیه روشن (on) و خاموش (off) تقسیم کنیم. مدت زمان روشن بودن را با dt و مدت زمان خاموشی را با $d'T = (1-d)T$ نشان خواهیم داد. T پریود شکل موج ولتاژ خروجی در حالت دائم و نهایی است. شکل شماره ۱ مدار مبدل سوئیچینگ کاهنده - افزایشنده را نشان می‌دهد.

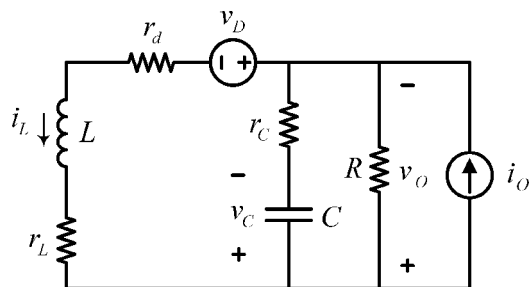
کلید توسط پالسی با دوره تناوب T و چرخه کاری (d) پالس برای مدت زمان dt در وضعیت یک منطقی است (روشن و خاموش می‌شود). در زمان روشنایی کلید به دلیل پلاریته ولتاژ خروجی (خازن)، دیود خاموش و در مدت زمان خاموشی کلید، دیود از طریق ورودی و انرژی ذخیره شده در سلف روشن است؛ بنابراین می‌توان مدار معادل سیستم را در دو حالت on (مدت زمان dt) و off (مدت زمان $d'T = (1-d)T$) به صورت شکل‌های ۲ و ۳ نشان داد.



شکل شماره ۱. مدار رگلاتور کاهنده - افزایشنده



شکل شماره 2. مدار معادل رگلاتور کاهنده - افزایشنده در مدت زمان روشنایی (dt)



شکل شماره 3. مدار معادل رگلاتور کاهنده - افزایشنده در مدت زمان خاموشی $d'T = (1-d)T$

با در نظر گرفتن متغیرهای حالت به صورت i_L و v_C ، $x = [i_L \ v_C]^T$ ، انتخاب ورودی‌های غیرقابل کنترل سیستم به فرم $u = [v_G \ i_O \ v_M \ v_D]^T$ و تعریف d به عنوان ورودی کنترل مبدل، باید مراحل زیر را برای تعیین معادله‌های حالت مبدل کاهنده - افزایشنده پیمود.

1. تعیین مدارهای معادل مبدل در زمان‌های روشنایی (dt) و خاموشی $d'T = (1-d)T$ کلید مانند شکل‌های 2 و 3 و نوشتن معادله‌های حالت برای این مدارهای معادل. ماتریس‌های حالت مبدل کاهنده - افزایشنده در این دو ناحیه به فرم مجموعه معادله‌های (1 و 2) است.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_1 x + B_1 u \\ v_O &= C_1 x + D_1 u \end{aligned} \quad A_1 = \begin{bmatrix} \frac{-(r_L + r_m)}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{(R + r_C)C} \end{bmatrix} \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & \frac{-1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-R}{(R + r_C)C} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R}{R + r_C} \end{bmatrix} \quad D_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-R r_C}{R + r_C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (A)$$

$$\begin{aligned}
 \begin{cases} \dot{x} = A_2 x + B_2 u \\ \dot{v}_o = C_2 x + D_2 u \end{cases} & \quad A_2 = \begin{bmatrix} \frac{Rr_c + Rr_L + r_L r_c + Rr_d + r_d r_c}{L(R+r_c)} & \frac{-R}{L(R+r_c)} \\ \frac{R}{(R+r_c)C} & \frac{-1}{(R+r_c)C} \end{bmatrix} \\
 B_2 = \begin{bmatrix} \frac{Rr_c}{(R+r_c)L} & 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{-R}{(R+r_c)C} & 0 & 0 \end{bmatrix} & \quad C_2 = \begin{bmatrix} \frac{Rr_c}{R+r_c} & \frac{R}{R+r_c} \\ \frac{R}{R+r_c} & \frac{-Rr_c}{R+r_c} \end{bmatrix}, \quad D_2 = \begin{bmatrix} \frac{-Rr_c}{R+r_c} & 0 & 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \quad (۲)$$

۲. ترکیب معادله‌های حالت زمان‌های روشنایی و خاموشی به فرم معادله ۳ و ایجاد یک دسته معادله حالت.

$$\begin{aligned}
 \begin{cases} \dot{x} = A_p x + B_p u \\ \dot{v}_o = C_p x + D_p u \end{cases} & \quad \begin{cases} \dot{A}_p = A_1 d + A_2 (1-d) \\ \dot{B}_p = B_1 d + B_2 (1-d) \\ \dot{C}_p = C_1 d + C_2 (1-d) \\ \dot{D}_p = D_1 d + D_2 (1-d) \end{cases}
 \end{aligned} \quad (۳)$$

و

$$A_p = \begin{bmatrix} \frac{- (r_L + r_m)(R+r_c) + (r_m - r_d)(R+r_c)d + Rr_c d}{L(R+r_c)} & \frac{-Rd}{L(R+r_c)} \\ \frac{Rd}{(R+r_c)C} & \frac{-1}{(R+r_c)C} \end{bmatrix} \quad (۴)$$

$$B_p = \begin{bmatrix} \frac{1-d}{L} & \frac{Rr_c d}{(R+r_c)L} & \frac{-1+d}{L} & \frac{-d}{L} \\ 0 & \frac{-R}{(R+r_c)C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (۵)$$

$$C_p = \begin{bmatrix} \frac{Rr_c}{R+r_c} d & \frac{R}{R+r_c} \end{bmatrix} \quad (۶)$$

$$D_p = \begin{bmatrix} \frac{-Rr_c}{R+r_c} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (۷)$$

3. با فرض کارکرد مبدل در چرخه کاری نامی ($d=t$) نقطه کار سیستم را تعیین می‌کنیم. در نقطه کار نامی، حالات سیستم بدون تغییر بوده و داریم:

$$\begin{aligned} \dot{x} = 0 \Rightarrow \dot{x} = A_p x + B_p u = 0 \Rightarrow x = -A_p^{-1} B_p u \\ \begin{aligned} \dot{V}_G &= \frac{(R+r_c)(1-D)\phi}{D} V_G + \frac{R(R+r_c)D\phi}{D} I_O \\ \dot{V}_M &= -\frac{(R+r_c)(1-D)\phi}{D} V_M - \frac{(R+r_c)D\phi}{D} V_D \\ \dot{V}_D &= \frac{R(R+r_c)D(1-D)\phi}{D} V_G + \frac{R^2 D^2 (R+r_c) - RD}{D} I_O \\ &\quad - \frac{R(R+r_c)D(1-D)\phi}{D} V_M - \frac{R(R+r_c)D^2}{D} V_D \end{aligned} \end{aligned} \quad (8)$$

$$D = (r_L + r_m)(R + r_c) + (R r_c + R r_d + r_c r_d - R r_m - r_m r_c) D \phi + R^2 D^2 \quad (9)$$

$$V_O = C_p x + D_p u = \frac{R(R+r_c)D(1-D)\phi}{D} V_G + \frac{R^2(R+r_c)D^2 - RD}{D} I_O - \frac{R(R+r_c)D(1-D)\phi}{D} V_M - \frac{R(R+r_c)D^2}{D} V_D \quad (10)$$

4. خطی‌سازی معادلات حالت حول نقطه کار نامی با فرض تغییرات کوچک متغیرهای سیستم به صورت معادله‌های (11).

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}(t) &= X + \hat{x} \\ \dot{\hat{d}}(t) &= D + \hat{d} \\ \dot{\hat{u}}(t) &= U + \hat{u} \\ \dot{\hat{v}}_O(t) &= V_O + \hat{v}_O \end{aligned} \quad (11)$$

با جاگذاری متغیرهای فوق در معادله‌های حالت سیستم و ساده تغییرات کوچک متغیرها می‌توان معادله‌های حالت خطی‌شده مبدل کاهنده - افزاینده را به فرم معادلات (12) نشان داد.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= A \hat{x} + B \hat{u} + E \hat{d} \\ \dot{\hat{y}} &= C \hat{x} + D \hat{u} + F \hat{d} \end{aligned} \quad (12)$$

که در آن $\hat{v}_D, \hat{u} = \hat{v}_G, \hat{v}_C, \hat{v}_M, \hat{v}_O, \hat{x} = \hat{v}_L$ و $\hat{y} = \hat{v}_O$ بوده و $\hat{i}_L$ تغییرات جریان سلف، $\hat{v}_C$ تغییرات ولتاژ خازن و $\hat{v}_O$ تغییرات ولتاژ خروجی رگلاتور است. ضرایب ماتریس حالت نیز عبارتند از:

$$A = \frac{\frac{R r_c D \Phi}{(R + r_c) C} - \frac{(r_L + r_m)(R + r_c) + (r_m - r_d)(R + r_c) D \Phi}{L(R + r_c)} - \frac{RD \Phi}{L(R + r_c)}}{\frac{RD \Phi}{(R + r_c) C} - \frac{-1}{(R + r_c) C}} \quad (۱۳)$$

$$B = \frac{\frac{R r_c D \Phi}{(R + r_c) C} - \frac{(1 - D \Phi)}{L} - \frac{-1 + D \Phi}{L} - \frac{-D \Phi}{L}}{\frac{-R}{(R + r_c) C} - 0 - 0 - 0} \quad (۱۴)$$

$$C = \frac{\frac{R r_c D \Phi}{R + r_c} - \frac{R}{R + r_c}}{\frac{R}{R + r_c}} \quad (۱۵)$$

$$D = \frac{\frac{-R r_c}{R + r_c} - 0 - 0 - 0}{\frac{-R r_c}{R + r_c} - 0 - 0 - 0} \quad (۱۶)$$

$$E = (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U = \frac{\frac{K(1 - D \Phi) + R^2(1 - D \Phi)D \Phi + D}{LD} V_G + \frac{KR(1 - D \Phi) + R^3 D \Phi^2 - RD}{LD} I_O}{\frac{(1 - D \Phi)(K + R^2 D \Phi) + D}{LD} V_M - \frac{(KD \Phi + R^2 D \Phi^2) - D}{LD} V_D} - \frac{-R(1 - D \Phi)}{CD} V_G + \frac{-R^2 D \Phi}{CD} I_O + \frac{R(1 - D \Phi)}{CD} V_M + \frac{RD \Phi}{CD} V_D \quad (۱۷)$$

که

$$K = R r_c + R r_d + r_d r_c - r_c r_m - R r_m \quad (۱۸)$$

و

$$F = (C_1 - C_2)X = \frac{-R r_c (1 - D \Phi)}{D} V_G + \frac{-R^2 r_c D \Phi}{D} I_O + \frac{R r_c (1 - D \Phi)}{D} V_M + \frac{R r_c D \Phi}{D} V_D \quad (۱۹)$$

و D تحت معادله (9) تعریف می‌شود. خوانندگان علاقه‌مند می‌توانند برای مطالعه بیشتر دربارهٔ مدل‌سازی تنظیم‌کننده سوئیچینگ کاهنده - افزاینده به مرجع [13] مراجعه کنند. معادله‌های گفته‌شده کامل بوده و نشان‌دهندهٔ میزان تأثیر کلیه ورودی‌ها، نامعینی‌ها و اغتشاش‌ها بر عملکرد سیستم هستند.

از این معادله‌ها می‌توان برای شبیه‌سازی نهایی و تعیین میزان شایستگی عملکرد کنترل‌کننده طرح‌شده استفاده کرد، اما با حذف پاره‌ای از متغیرها می‌توان مدل را برای طراحی آسان‌تر کنترل‌کننده‌ها ساده‌تر کرد. با فرض عدم افت ولتاژ روی دیود و کلید، حذف مقاومت‌های پارازیتی قطعات ($r_C = r_L = r_m = r_d = 0$) و چشم‌پوشی از جریان بار و افت ولتاژ حالت روشنایی کلیدها داریم: ($i_O = v_M = v_D = 0$)

$$A = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{D}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1-D}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = [0 \quad 1], \quad D = 0, \quad E = \begin{bmatrix} \frac{V_G}{LD} \\ \frac{(1-D)V_G}{RC} \end{bmatrix}, \quad F = 0 \quad (20)$$

سیستم فوق دارای یک خروجی ($\hat{v}_O = \hat{v}_C$) و دو ورودی ($\hat{v}_G, \hat{d}$) است که توابع تبدیل از تغییرات کوچک ولتاژ خروجی ($\hat{v}_O$) تا تغییرات کوچک ولتاژ ورودی ($\hat{v}_G$) و چرخه کاری ($\hat{d}$) را می‌توان به ترتیب به صورت معادلات (21) و (22) نشان داد.

$$\frac{\hat{v}_O}{\hat{v}_G} = \frac{\frac{D(1-D)}{LC}}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{D^2}{LC}} \quad (21)$$

$$\frac{\hat{v}_O}{\hat{d}} = \frac{\frac{V_G}{LC} \left[\frac{1-D}{L} - \frac{(1-D)^2}{RD} \right] s}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{D^2}{LC}} \quad (22)$$

که D' همان $1-D$ است. آشکارا مشخص است تابع تبدیل مبدل از ولتاژ خروجی تا ورودی کنترل چرخه کاری یک صفر سمت راست محور موهومی دارد. وجود این صفر، طراحی کنترل‌کننده را برای رسیدن به پاسخ‌های مطلوب مشکل خواهد کرد.

3. طراحی کنترل‌کننده برای مبدل کاهنده - افزاینده بر اساس روش مکان هندسی ریشه‌ها

مکان هندسی ریشه‌ها روشی ترسیمی برای تعیین محل قطب‌های حلقه بسته سیستم بر اساس قطب‌های مدار باز و به ازای تغییرات بهره است. در عمل امکان آنکه نتوان با تنظیم بهره به مکان‌های مناسبی برای قطب‌های غالب سیستم حلقه بسته دست یافت (دست‌نیافتن به عملکرد مطلوب) وجود

دارد. در این حالت برای جابه‌جایی قطب‌های حلقه‌بسته به مکان مناسبی برای جبران‌ساز نیاز خواهیم داشت. با افزودن قطب‌ها و صفرهایی به تابع تبدیل حلقه می‌توان مکان قطب‌ها و صفرها را برای جبران‌سازی لازم به شکل مطلوب تغییر داد تا علاوه بر پایداری، عملکرد مناسب نیز حاصل شود. به عبارت دیگر با استفاده از جبران‌ساز، مکان هندسی ریشه‌های حلقه را طوری تغییر می‌دهیم که یک جفت ریشه غالب برای معادله مشخصه حلقه‌بسته به دست آید.

مکان هندسی ریشه‌ها امکان رسیدن به ساختار کلی کنترل‌کننده و تنظیم دقیق پارامتر بهره کنترل‌کننده را ممکن می‌کند. شکل شماره ۴ بلوک دیاگرام سیستم حلقه‌بسته مبدل را با فیدبک ولتاژ خروجی و کنترل‌کننده $K(S)$ در سیستم ساده‌شده نشان می‌دهد. B نشان‌دهنده نسبت تبدیل مقسم ولتاژی است که برای نمونه‌برداری از ولتاژ خروجی به کار می‌رود و مقداری کوچک‌تر از یک داشته و به دلیل ساختار مقاومتی‌اش مستقل از فرکانس است.

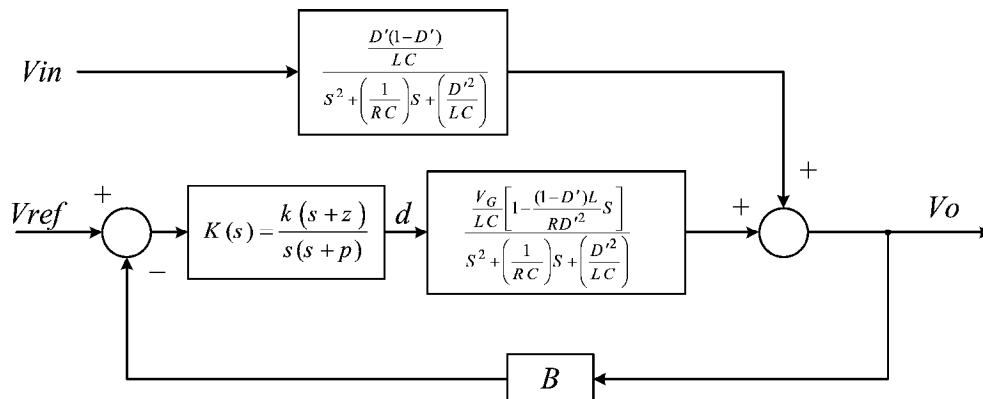
اگر فرض کنیم کنترل‌کننده مورد نظر در ساختاری ساده، تقویت‌کننده تناسبی با بهره K_p $K(S)=K_p$ است، آن‌گاه مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه‌بسته مبدل به ازای تغییرات بهره کنترل‌کننده تناسبی یا K_p و فیدبک منفی واحد ($B=1$) از خروجی V_o تا ورودی چرخه کاری (d) به ترتیب در شکل‌های ۵ و ۶ به ازای دو ریشه حقیقی منفی و دو ریشه موهومی تابع تبدیل مبدل کاهنده - افزایشنده نشان داده شده است. همان‌گونه که شکل‌های ۵ و ۶ نشان می‌دهند به ازای پاره‌ای از مقادیر بهره K_p ریشه‌های معادله مشخصه حلقه‌بسته سمت چپ محور $j\omega$ قرار داشته و سیستم حلقه‌بسته پایدار است؛ از این‌رو به نظر می‌رسد سیستم به جبران‌ساز دیگری نیاز ندارد و می‌توان تنها با یک کنترل‌کننده تناسبی، آن را به فرم مطلوب درآورد، اما واقعیت این است که در این شرایط، موقعیت ریشه‌های معادله مشخصه حلقه‌بسته دقیقاً به مقادیر قطب‌های حلقه باز مرتبط است و با تغییر مکان قطب‌های حلقه باز، مشخصه سیستم حلقه‌بسته تغییر می‌کند. از سوی دیگر مطابق توابع تبدیل ۲۱ و ۲۲ قطب‌های حلقه باز به مقاومت بار و مقدار نامی چرخه کاری وابسته‌اند که به‌سادگی مقدارشان در مدار می‌تواند کم یا زیاد شود؛ در نتیجه با تغییر این پارامترها وضعیت تابع تبدیل مبدل و در پی آن مشخصه حلقه‌بسته، دستخوش تغییر خواهد شد. همچنین تابع تبدیل حلقه با کنترل‌کننده K_p هیچ قطبی در مبدل ندارد. به عبارت دیگر، نوع سیستم با کنترل‌کننده تناسبی صفر و خطای حالت ماندگار سیستم حلقه‌بسته نسبت به ورودی پله نمی‌تواند صفر شود؛ از این‌رو برای دستیابی به اهداف کنترلی، زیرکنترل‌کننده‌ای را با تابع تبدیل معادله ۲۳ برای سیستم در نظر می‌گیریم.

$$K(s) = \frac{k(s+z)}{s(s+p)} \quad (23)$$

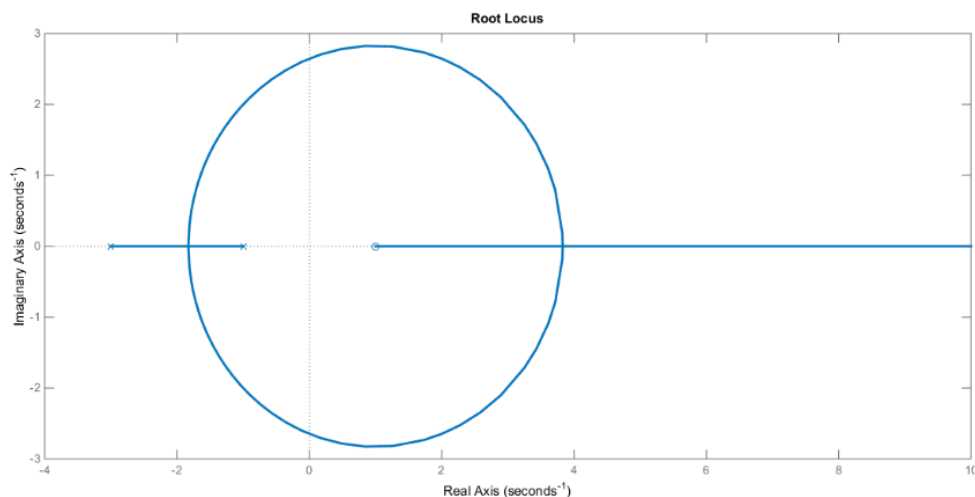
1. خطای حالت ماندگار سیستم به ورودی پله صفر شود؛ از این رو تابع تبدیل حلقه یا حاصل ضرب تابع تبدیل مبدل در تابع تبدیل کنترل‌کننده حداقل از مرتبه 1 باشد؛ یعنی کنترل‌کننده باید قطبی روی مبدأ داشته باشد.

2. از آنجا که تابع تبدیل حلقه باز سیستم (معادله 22) دارای بهره منفی است، برای آنکه زاویه مجانب‌های حلقه‌بسته برابر 180 درجه شود، برای کنترل‌کننده صفری در سمت چپ محور $j\omega$ با مقدار $-Z$ انتخاب می‌کنیم. اندازه این صفر باید بزرگ باشد (صفر کنترل‌کننده دور از محور $j\omega$ باشد) تا بتواند دو قطب اصلی مبدل (حقیقی یا موهومی) را به سمت خود جذب کند و بدین ترتیب عملکرد حلقه‌بسته تحت تأثیر این دو قطب قرار نگیرد.

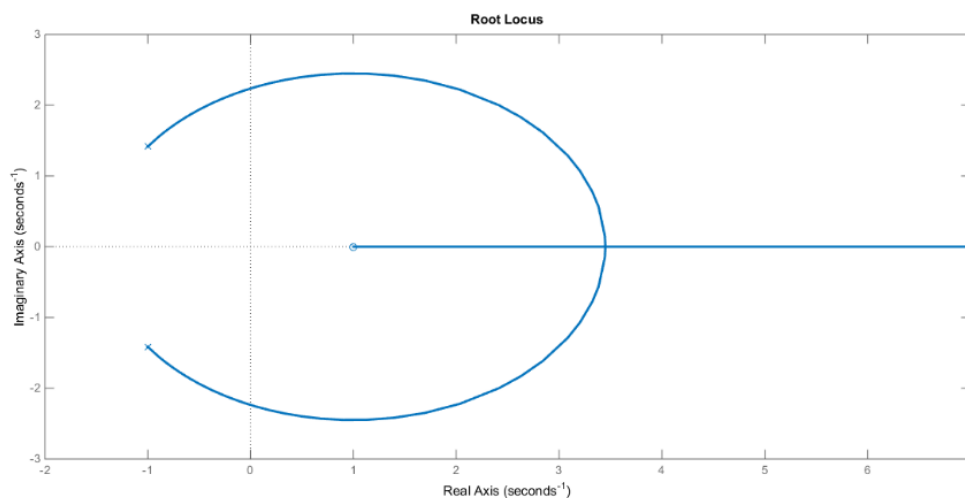
3. برای کنترل‌کننده قطبی سمت چپ محور $j\omega$ در $-p$ را به گونه‌ای انتخاب می‌کنیم که نسبت به دو قطب مبدل (ریشه‌های مخرج تابع تبدیل 21 یا 22) به محور $j\omega$ نزدیک‌تر باشد. بدین ترتیب می‌توان دو قطب غالب سیستم حلقه‌بسته را که با افزایش بهره به سمت راست محور $j\omega$ میل می‌نمایند، برابر قطب در مبدأ و قطب دیگر کنترل‌کننده در نظر گرفت.



شکل شماره 4. بلوک دیاگرام سیستم حلقه‌بسته مبدل با فیدبک ولتاژ خروجی و کنترل‌کننده $K(s)$



شکل شماره ۵. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه‌بسته مبدل کاهنده - افزایشنده به ازای دو ریشه حقیقی منفی



شکل شماره ۶. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه‌بسته مبدل کاهنده - افزایشنده به ازای دو ریشه موهومی

۴. چگونگی انتخاب پارامترهای کنترل کننده

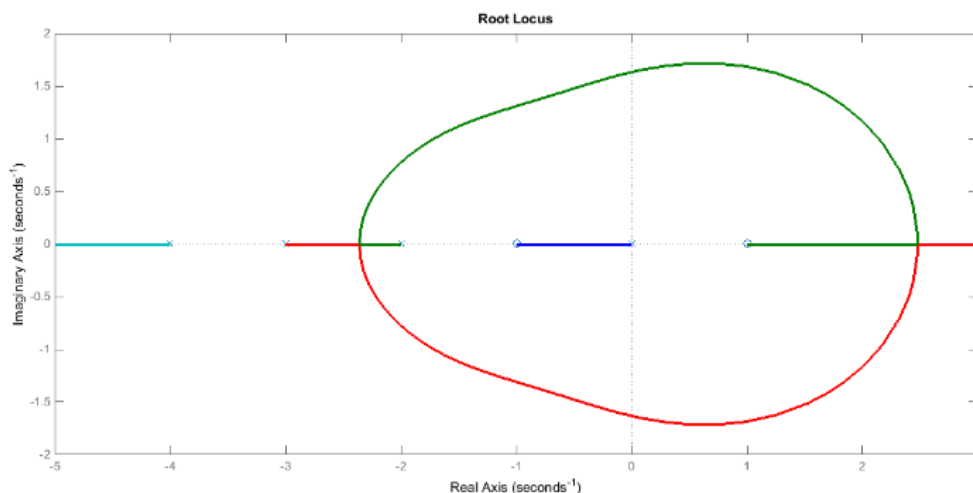
برای بررسی عملکرد کنترل کننده طرح شده، مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه‌بسته را بر اساس موقعیت صفر سمت راست، مکان فرضی دو قطب سمت چپ و بهره منفی مبدل از یک سو و قطب‌ها و صفرهای کنترل کننده از سوی دیگر در شکل‌های ۷ تا ۱۶ رسم کرده‌ایم. در این میان، مکان هندسی شکل‌های ۷، ۱۲، ۱۳ و ۱۶ وضعیت مطلوب برای عملکرد سیستم حلقه‌بسته نیستند، چراکه در این

حالات همچنان دو قطب مبدل به طرف راست کشیده می‌شوند و چون قطب‌های مبدل در اثر ورودی، بار و چرخه کاری تغییر می‌کنند؛ بنابراین باز هم عملکرد سیستم حلقه‌بسته حساسیت بسیار بالایی خواهد داشت؛ از این رو مراحل زیر را برای انتخاب ضرایب کنترل‌کننده در نظر می‌گیریم تا مکان قطب‌های حلقه‌بسته تحت اثر مکان قطب‌های کنترل‌کننده قرار گیرد.

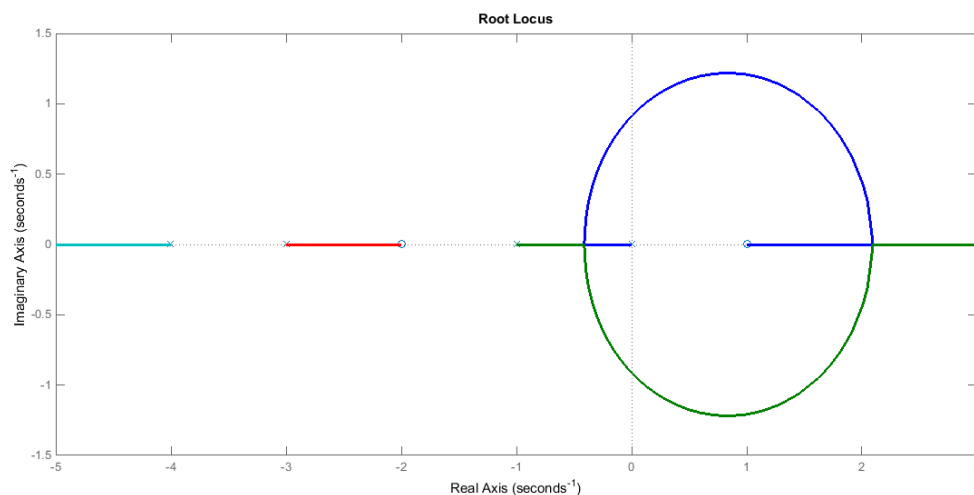
1. به کمک معادلات کامل ارائه‌شده برای مبدل کاهنده - افزاینده، قطب‌های حلقه باز رگولاتور تعیین و حداقل و حداکثر فاصله این قطب‌ها از محور $j\omega$ مشخص می‌شود؛
2. برای آنکه صفر کنترل‌کننده بتواند قطب‌های مبدل را جذب کند، پارامتر این صفر (Z) حدود 10 برابر حداکثر فاصله به دست آمده از مرحله 1 انتخاب می‌شود؛

3. برای آنکه عملکرد سیستم حلقه‌بسته تحت تأثیر مکان قطب‌های مبدل قرار نگیرد، پارامتر قطب کنترل‌کننده (p) حدود 0/9 حداقل فاصله حاصل از مرحله 1 انتخاب می‌شود. این قطب نباید خیلی کوچک شود چون بر مکان قطب‌های غالب سیستم حلقه‌بسته تأثیر خواهد گذاشت و با کوچک کردن فاصله آن‌ها از محور $j\omega$ زمان نشست را بزرگ می‌کند؛

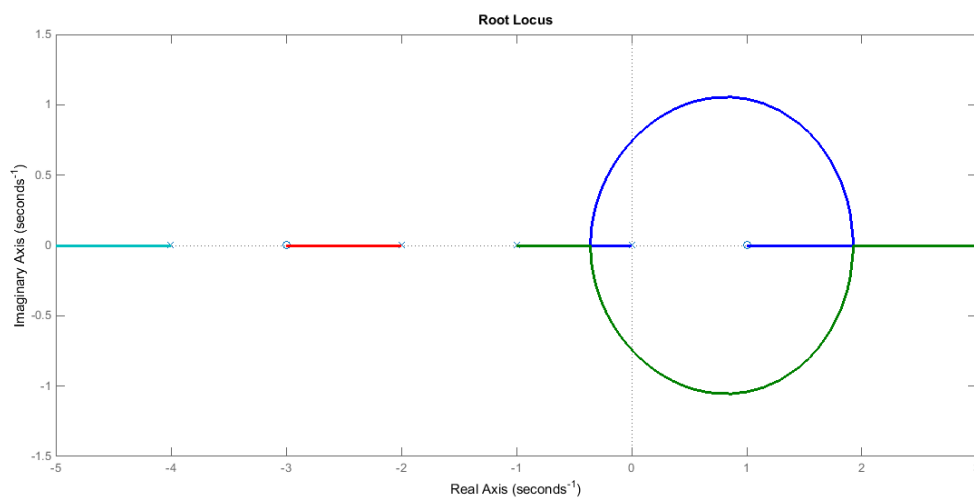
4. پس از مشخص شدن ساختار کلی کنترل‌کننده می‌توان پارامتر بهره کنترل‌کننده را از طریق رسم مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه‌بسته در حضور کنترل‌کننده به دست آورد. پارامتر بهره برای رسیدن به $\zeta=0.7$ یا فراجاهش 5 درصد انتخاب می‌شود.



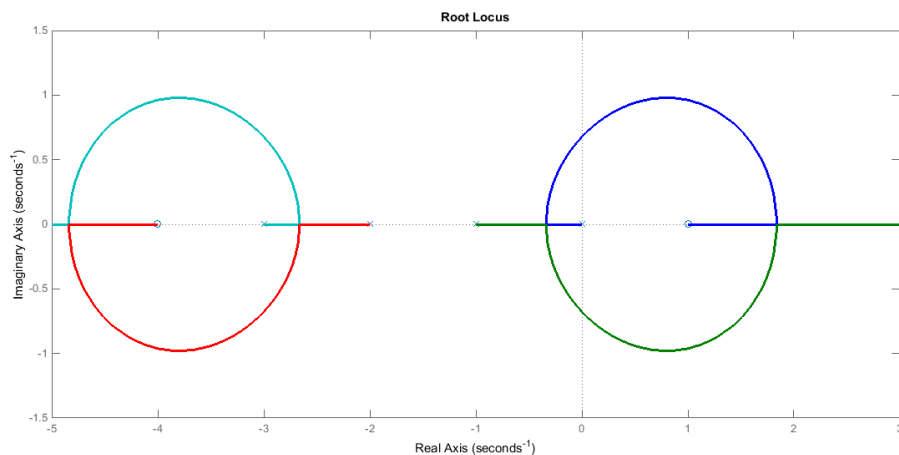
شکل شماره 7. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه‌بسته با فرض حقیقی بودن قطب‌های مبدل و قراردادن مابین صفر و قطب کنترل‌کننده



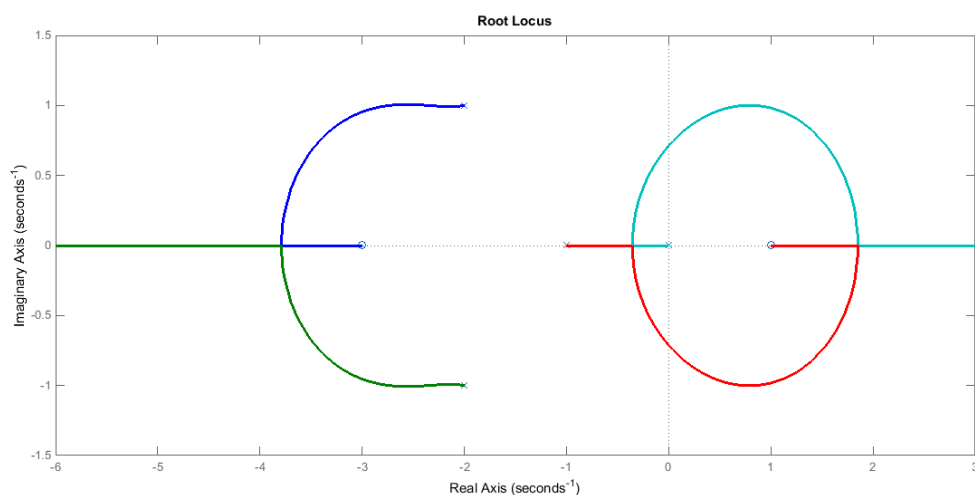
شکل شماره ۸. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه بسته با فرض حقیقی بودن قطب‌های مبدل و قراردادن صفر کنترل کننده در میان قطب‌های مبدل



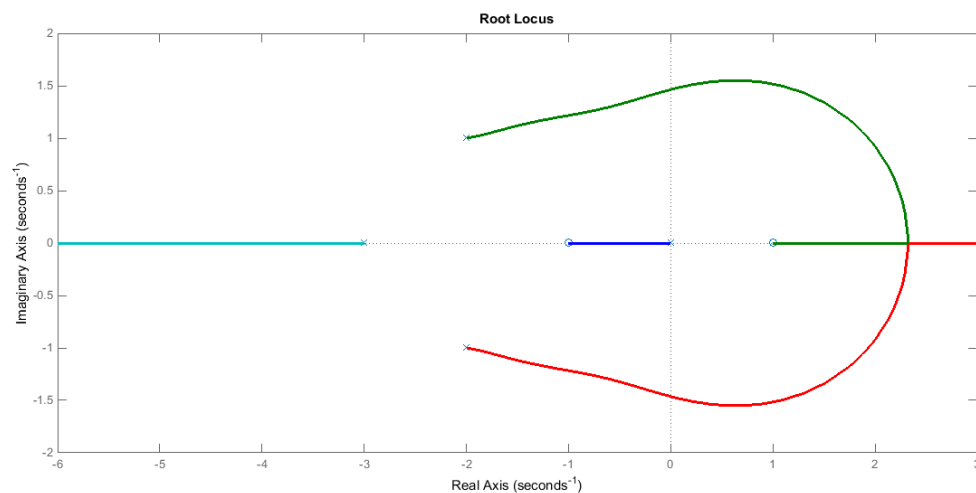
شکل شماره ۹. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه بسته با فرض حقیقی بودن قطب‌های مبدل و قراردادن قطب کنترل کننده پیش از قطب‌های مبدل و صفر کنترل کننده در میان قطب‌های مبدل



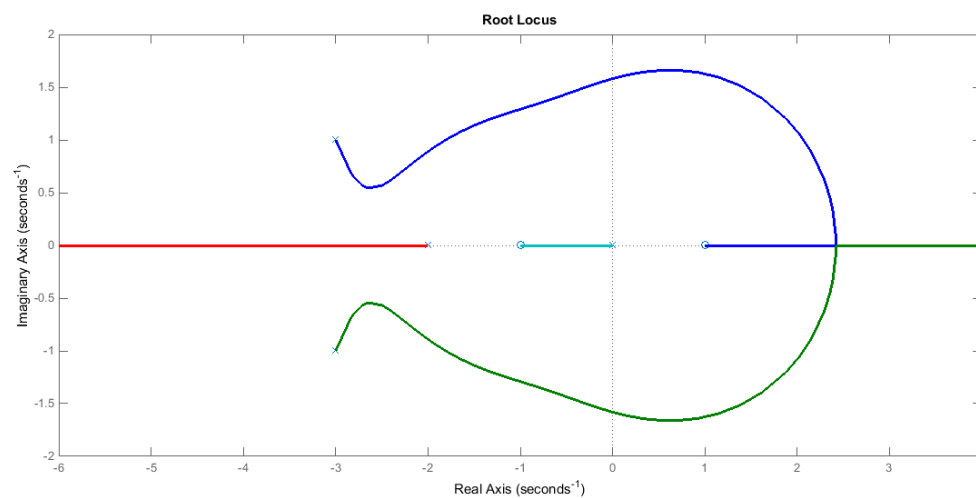
شکل شماره 10. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه‌بسته با فرض حقیقی بودن قطب‌های مبدل و قراردادن قطب کنترل‌کننده پیش از قطب‌های مبدل و صفر کنترل‌کننده پس از قطب‌های مبدل



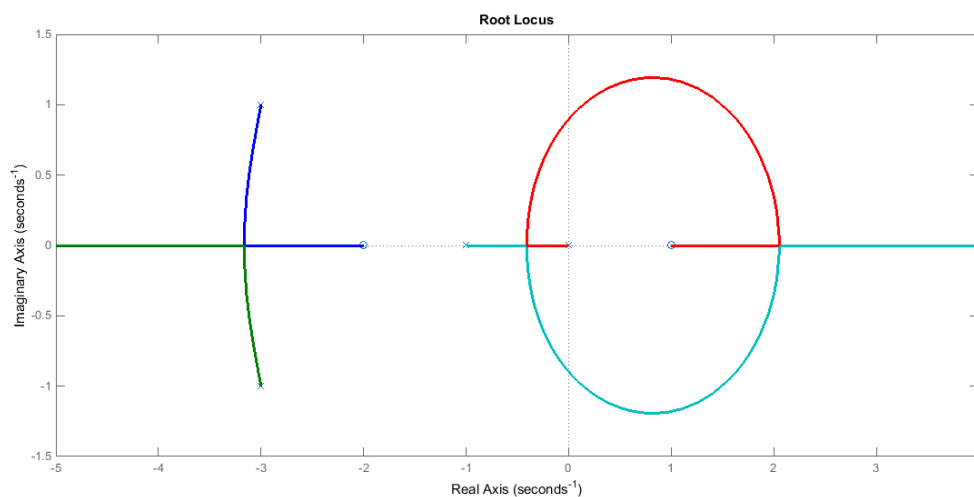
شکل شماره 11. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه‌بسته با فرض مختلط بودن قطب‌های مبدل و قراردادن مابین قطب و صفر کنترل‌کننده



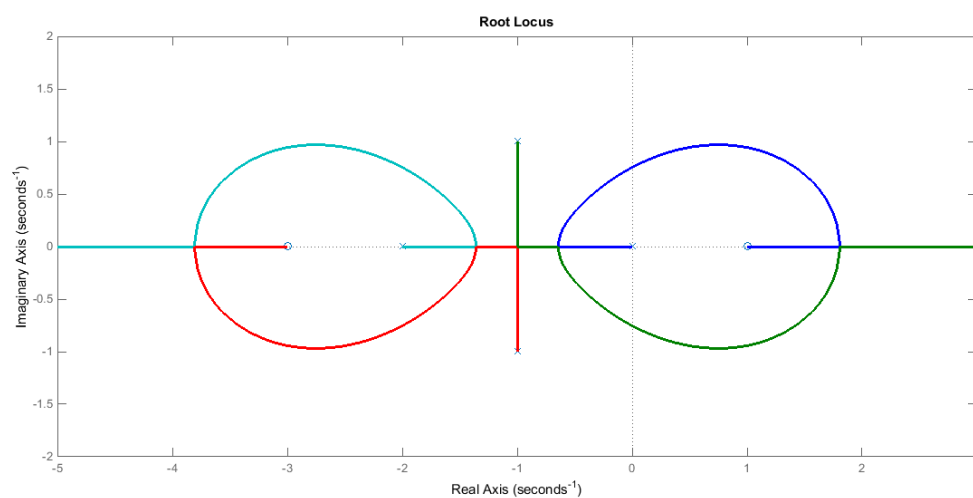
شکل شماره ۱۲. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه بسته با فرض مختلط بودن قطب‌های مبدل و قراردادن مابین صفر و قطب کنترل کننده



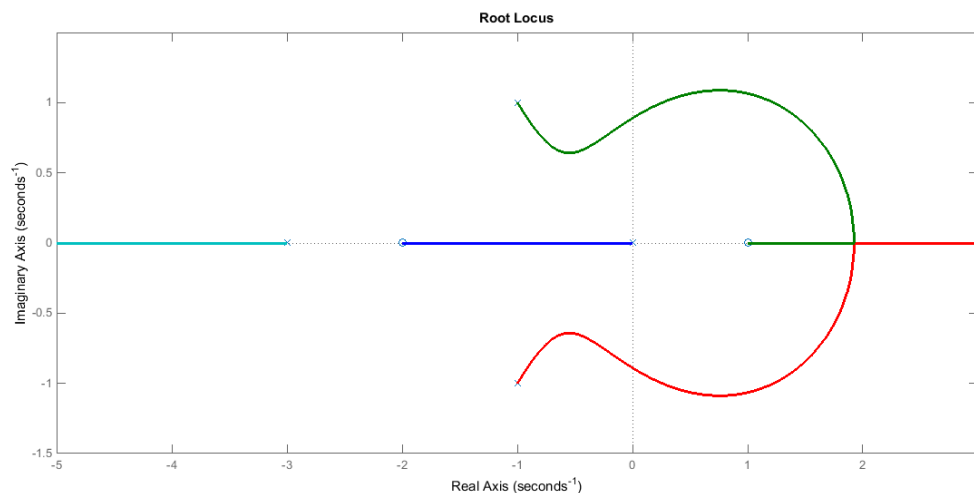
شکل شماره ۱۳. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه بسته با فرض موهومی بودن قطب‌های مبدل و قراردادن قطب‌های مبدل پس از صفر و قطب کنترل کننده



شکل شماره 14. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه‌بسته با فرض موهومی بودن قطب‌های مبدل و قراردادن قطب‌های مبدل پس از قطب و صفر کنترل‌کننده



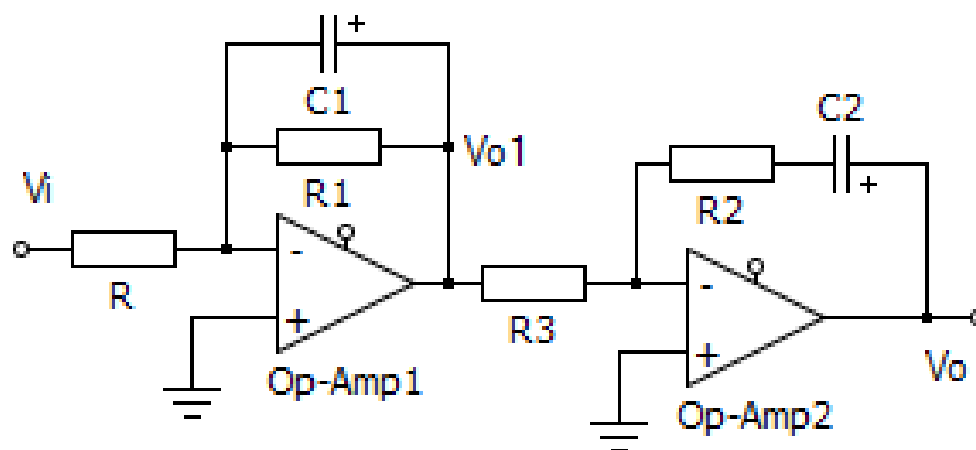
شکل شماره 15. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه‌بسته با فرض موهومی بودن قطب‌های مبدل و قراردادن پیش از قطب و صفر کنترل‌کننده



شکل شماره 16. مکان هندسی ریشه‌های سیستم حلقه بسته با فرض موهومی بودن قطب‌های مبدل و قراردادن پیش از صفر و قطب کنترل کننده

5. پیاده‌سازی مدار الکترونیکی کنترل کننده طرح شده

برای پیاده‌سازی کنترل کننده طرح شده از مدار الکترونیکی شکل شماره 17 استفاده شده است و تابع تبدیل آن عبارت است از:



شکل شماره 17. مدار الکترونیکی کنترل کننده طرح شده

$$\frac{v_{O1}}{v_i} = - \frac{R_1 \parallel \frac{1}{C_1 S}}{R} = \frac{-R_1}{R(1+R_1 C_1 S)} \quad (24)$$

$$\frac{v_O}{v_{O1}} = - \frac{-\frac{R_2}{C_2 S} + \frac{1}{C_2 S} \ddot{\theta}}{R_3} = - \frac{1+R_2 C_2 S}{R_3 C_2 S} \quad (25)$$

بنابراین:

$$\frac{v_O}{v_i} = \frac{R_1(1+R_2 C_2 S)}{R R_3 C_2 S (1+R_1 C_1 S)} = \frac{\frac{R_2}{R R_3 C_1} \ddot{\theta} S + \frac{1}{R_2 C_2} \ddot{\theta}}{S \ddot{\theta} S + \frac{1}{R_1 C_1} \ddot{\theta}} \quad (26)$$

بر پایه هم‌ارزی معادله‌های (23 و 26) برای طراحی مدار الکتریکی باید داشته باشیم:

$$z = \frac{1}{R_2 C_2} \quad \text{و} \quad R_2 C_2 = \frac{1}{z} \quad (27)$$

$$p = \frac{1}{R_1 C_1} \quad \text{و} \quad R_1 C_1 = \frac{1}{p} \quad (28)$$

$$k = \frac{R_2}{R R_3 C_1} = \frac{R_1 R_2 p}{R_3 R} \quad (29)$$

با انتخاب مقادیر اولیه دلخواه برای C_1 ، C_2 و R می‌توان با معلوم‌بودن ساختار کنترل‌کننده (z, p, k) مشخص از معادله (27) مقاومت R_1 از معادله (28) مقاومت R_2 و از معادله (29) مقدار مقاومت R_3 را به دست آوردیم.

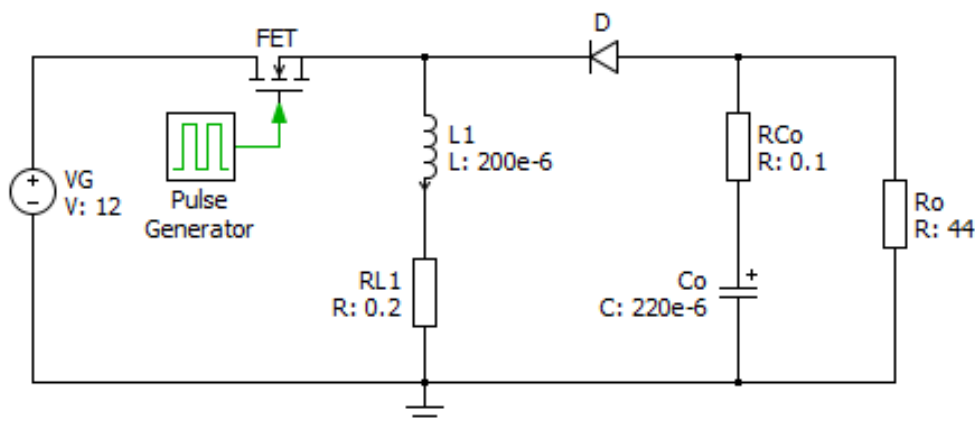
6. طراحی و پیاده‌سازی کنترل‌کننده برای یک نمونه مبدل کاهنده - افزاینده واقعی

شکل شماره 18 مبدل کاهنده - افزاینده‌ای را در حالت جریان پیوسته نشان می‌دهد که برای تبدیل ولتاژ ورودی 12V باتری ماشین به ولتاژ 19V مورد نیاز لپ‌تاپ استفاده شده است. مشخصات مدار $V_G = 12V$ ، $V_O = 19V$ ، $C = 22\mu F$ ، $L = 200\mu H$ ، $f = 220KHz$ ، مقاومت‌های پارازیتی دیود،

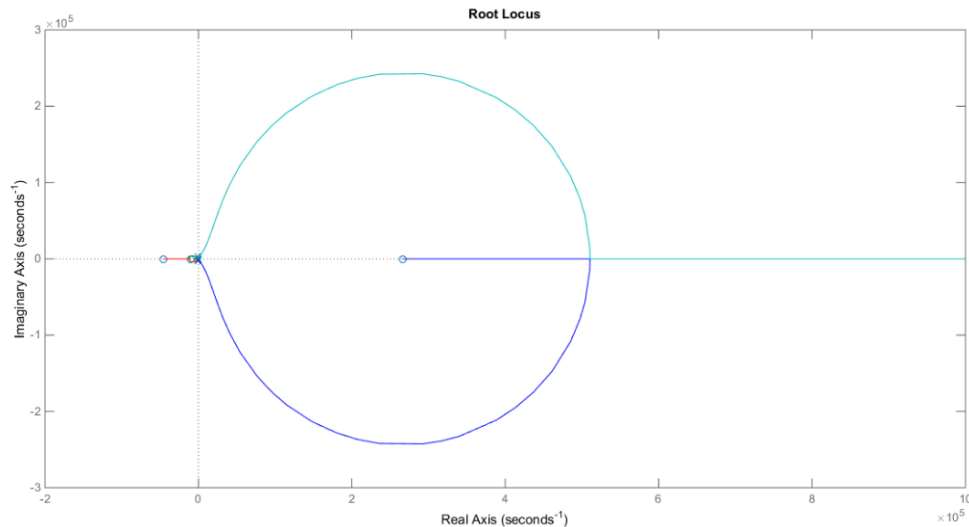
ماسفت خازن $r_d = r_m = r_c = 0.1 \Omega$ ، مقاومت پارازیتی دیود $r_L = 0.2 \Omega$ ، افت ولتاژ دیود $V_D = 0.71 \text{ V}$ و افت ولتاژ ماسفت $V_M = 0.075 \text{ V}$ در نظر گرفته شده‌اند. با توجه به مقدار ولتاژهای ورودی و خروجی، چرخه کاری مبدل $D = 1 - (V_G / V_o) = 0.37$ خواهد بود.

بر اساس مدل کامل، مبدل کاهنده - افزایشنده و معادلات (12 تا 19) رگولاتور دو قطب مختلط در مکان‌های $2879.6 \pm j959.1$ دارد که در فاصله 959.1 تا محور $j\omega$ قرار دارند. از آنجاکه قطب‌های مبدل مختلط‌اند، حداقل و حداکثر فاصله‌شان از محور موهومی یکسان است؛ از این‌رو اندازه قطب کنترل‌کننده (p) را $0/9$ این فاصله یعنی 863 و اندازه صفر (z) آن را ده برابر یا 9590 انتخاب می‌کنیم. به عبارت دیگر ساختار کلی کنترل‌کننده طرح‌شده به صورت معادله (30) خواهد بود که تعیین ضریب بهره (k) آن بر اساس مکان هندسی ریشه‌های تابع تبدیل حلقه‌بسته از خروجی V_o تا ورودی کنترل d صورت می‌گیرد. مکان هندسی این تابع بر اساس مدل کامل مبدل کاهنده - افزایشنده رسم شده است و زوم‌شده‌اش در مجاورت مبدأ، به ترتیب در شکل‌های 19 و 20 مشاهده می‌شود. با توجه به شکل شماره 20 برای داشتن فراجاهش $1/51$ درصد، ضریب تضعیف $0/8$ و فرکانس نوسان طبیعی 540 رادیان بر ثانیه مقدار بهره برابر $10/1$ انتخاب شده است.

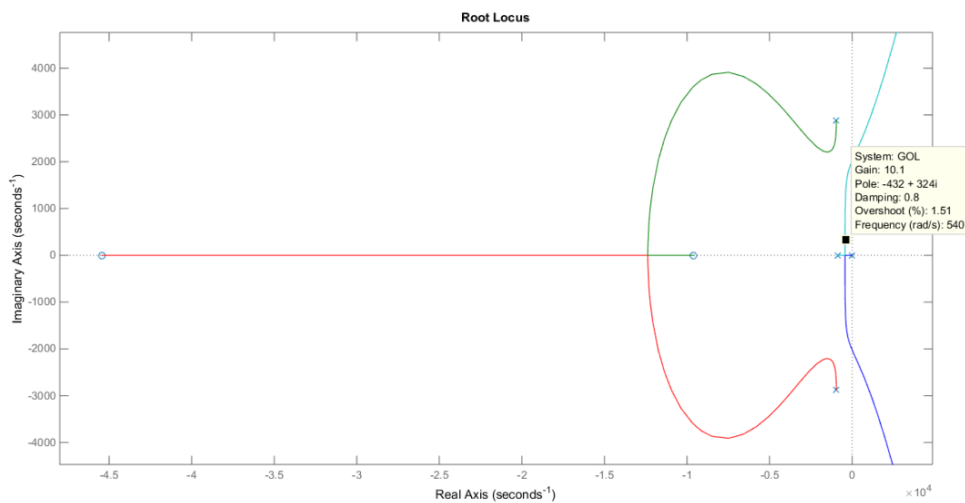
$$K(s) = \frac{k(s + 9590)}{s(s + 863)} \quad (30)$$



شکل شماره 18. مبدل کاهنده - افزایشنده 12 ولت به 19 ولت



شکل شماره 19. مکان هندسی ریشه‌های معادله مشخصه حلقه‌بسته مبدل کاهنده - افزایشنده بر اساس معادلات کامل رگولاتور و کنترل‌کننده معادله 30

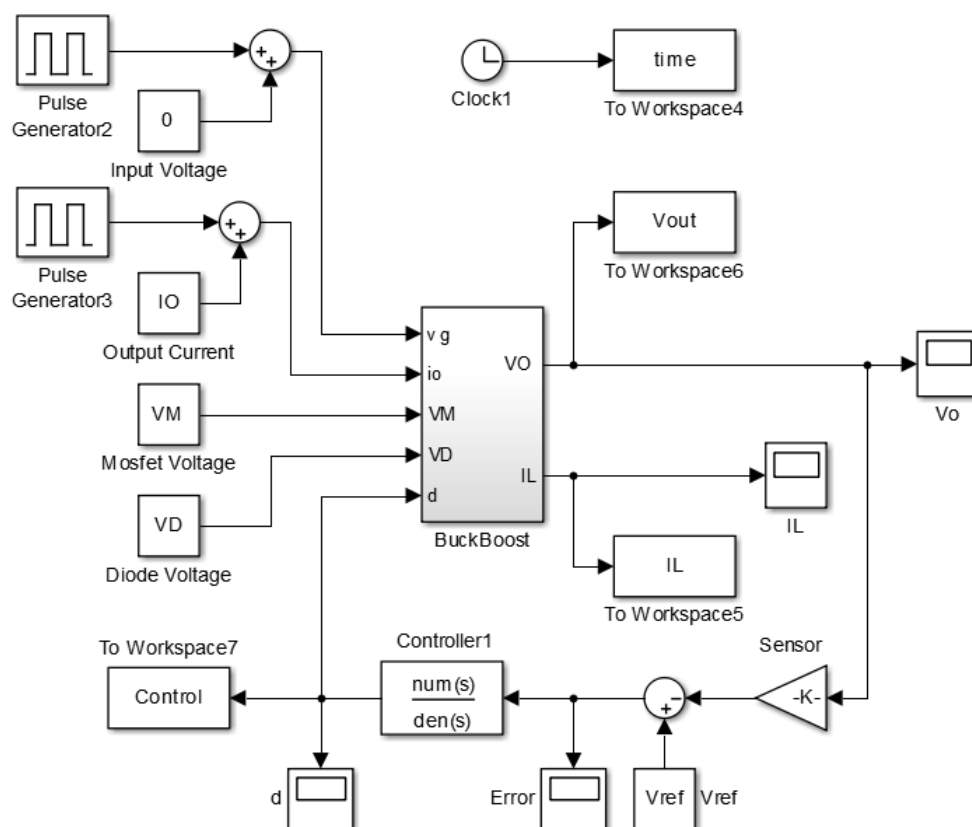


شکل شماره 20. مکان هندسی ریشه‌های معادله مشخصه حلقه‌بسته در مجاورت محور موهومی

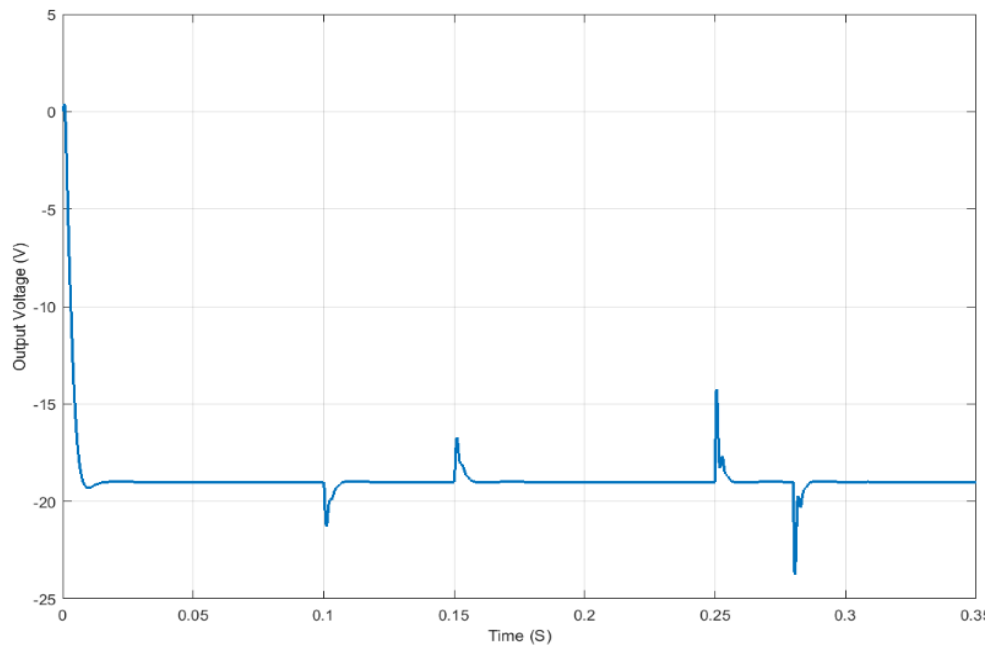
7. شبیه‌سازی مبدل کاهنده - افزایشنده

بر اساس مدل کامل ارائه‌شده برای مبدل و کنترل‌کننده طرح شده و نیز مدارهای الکترونیکی آن‌ها در شبیه‌سازی فرض شده است که یک افزایش و کاهش ناگهانی 3 ولتی در ولتاژ ورودی مبدل (V_G) به ترتیب در زمان‌های 250ms و 280ms صورت می‌پذیرد. هدف آن است که کنترل‌کننده بتواند هرچه

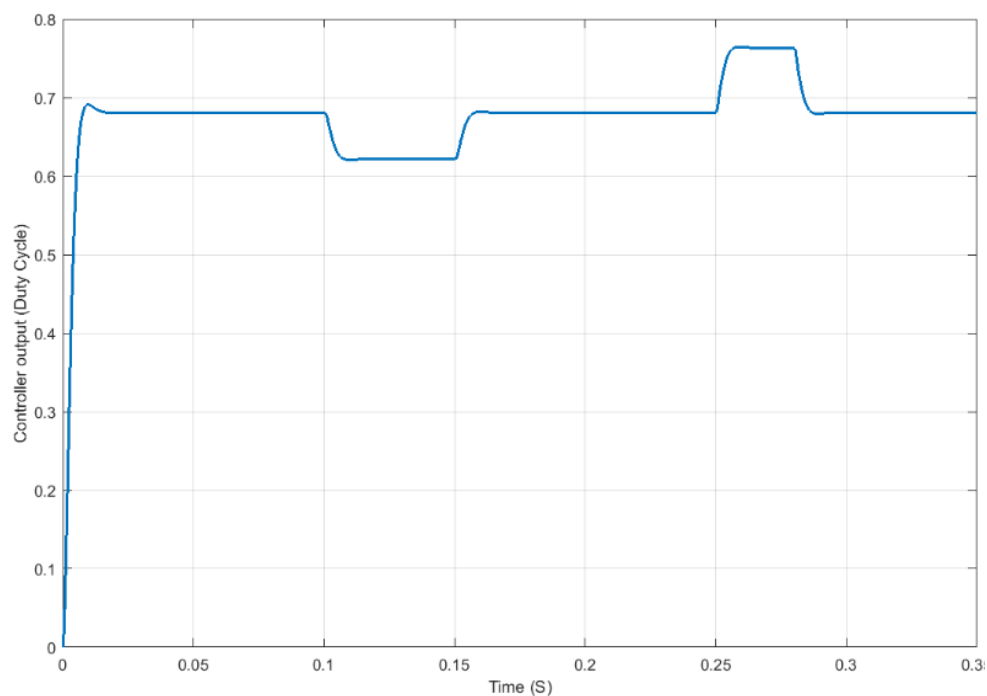
سریع تر و با حداقل فراجهش و نوسان، ولتاژ خروجی را روی مقدار مورد نظر ۱۹V ثابت کند. شکل شماره ۲۱ مدل سیستم حلقه بسته را در محیط سیمولینک نشان می دهد. شکل های ۲۲ تا ۲۴ به ترتیب نشان دهنده تغییرات ولتاژ خروجی مبدل، میزان تغییرات چرخه کاری سیستم (خروجی کنترل کننده) و نیز تغییرات جریان سلف در محیط سیمولینک نرم افزار متلب است.



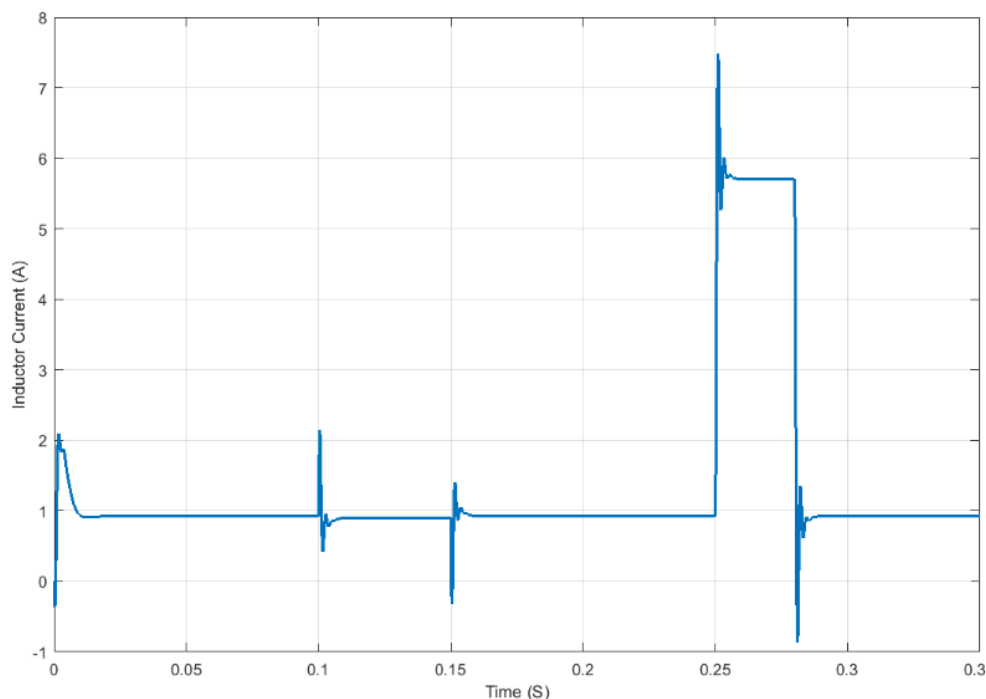
شکل شماره ۲۱. مدل سیستم حلقه بسته مبدل کاهنده - افزایشنده به همراه کنترل کننده طرح شده در محیط سیمولینک نرم افزار متلب



شکل شماره 22. ولتاژ خروجی مبدل کاهنده - افزایشنده در محیط سیمولینک نرم‌افزار متلب



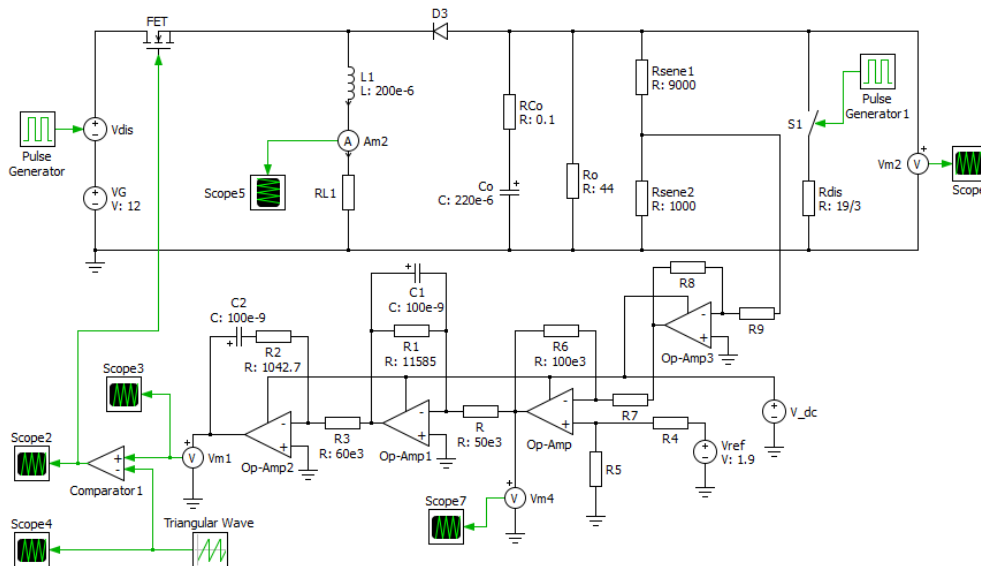
شکل شماره 23. میزان تغییرات چرخه کاری (خروجی کنترل کننده) در محیط سیمولینک نرم‌افزار متلب



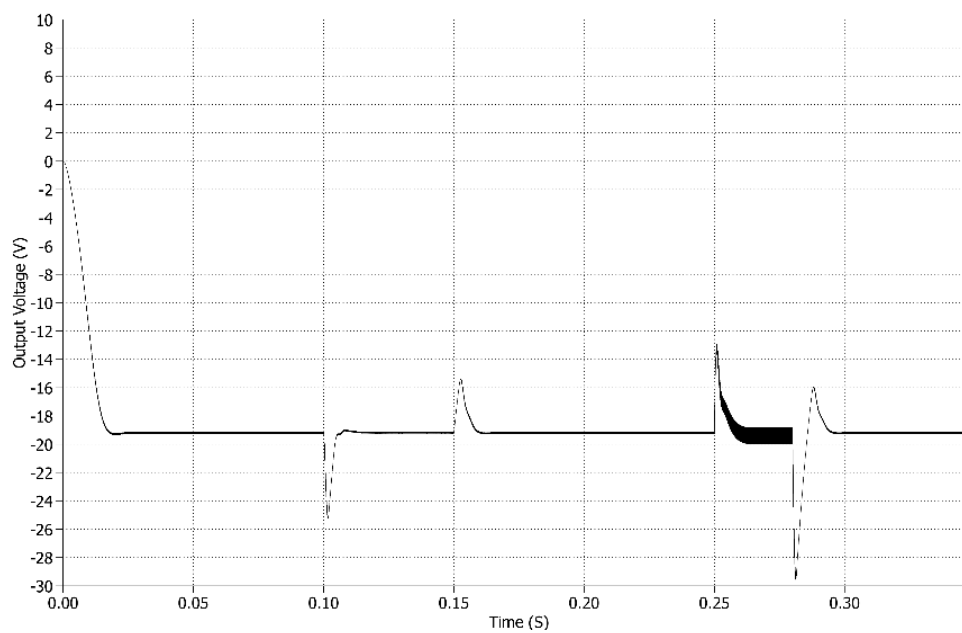
شکل شماره ۲۴. تغییرات جریان سلف مبدل کاهنده - افزاینده در محیط سیمولینک نرم افزار متلب

همچنین برای بررسی میزان دقت مدار الکترونیکی واقعی سیستم، مبدل کاهنده - افزاینده به همراه کنترل کننده الکترونیکی طرح شده مطابق شکل شماره ۲۵ در نرم افزار PLECS شبیه سازی شده اند. سناریوی تعریف شده برای بررسی عملکرد رگولاتور، شبیه نرم افزار متلب است. شکل های ۲۶ تا ۲۸ به ترتیب نشان دهنده تغییرات ولتاژ خروجی مبدل، میزان تغییرات چرخه کاری مدار (خروجی الکترونیکی کنترل کننده) و نیز تغییرات جریان سلف در نرم افزار PLECS است. همان گونه که مشاهده می شود، جز حرکت گذاری اولیه دو شبیه سازی، ساختار کلی نتایج دو شبیه سازی مشابه یکدیگر بوده و خروجی روی ۱۹V تنظیم شده است.

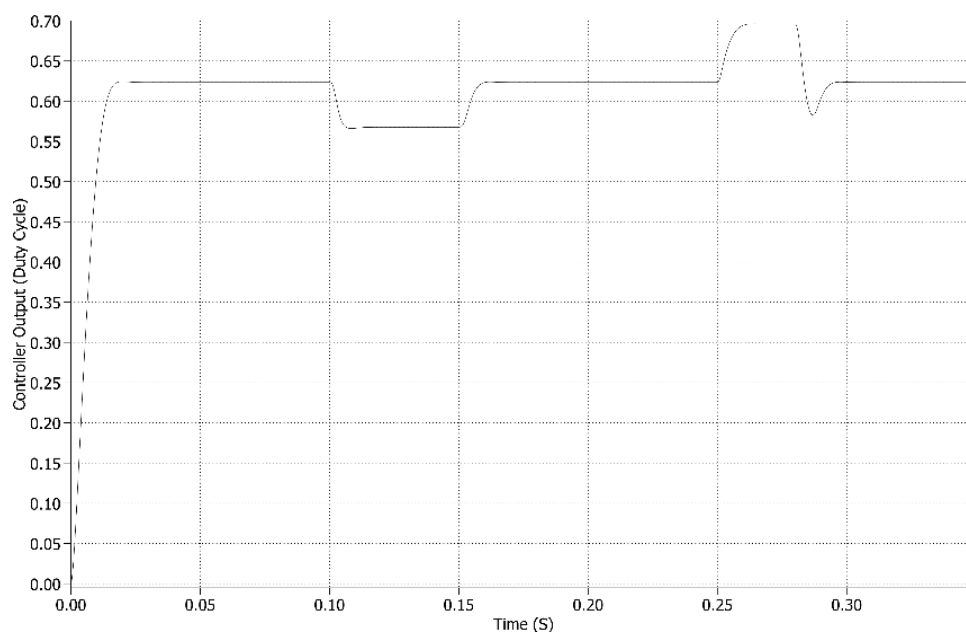
گفتنی است تغییرات فرض شده برای ولتاژ ورودی $25\% = \frac{3}{12}$ و برای جریان بار حدود $700\% = \frac{44}{3}$ هستند. این تغییرات بسیار زیاد در نظر گرفته شده اند تا عملکرد مناسب کنترل کننده طرح شده نشان داده شود.



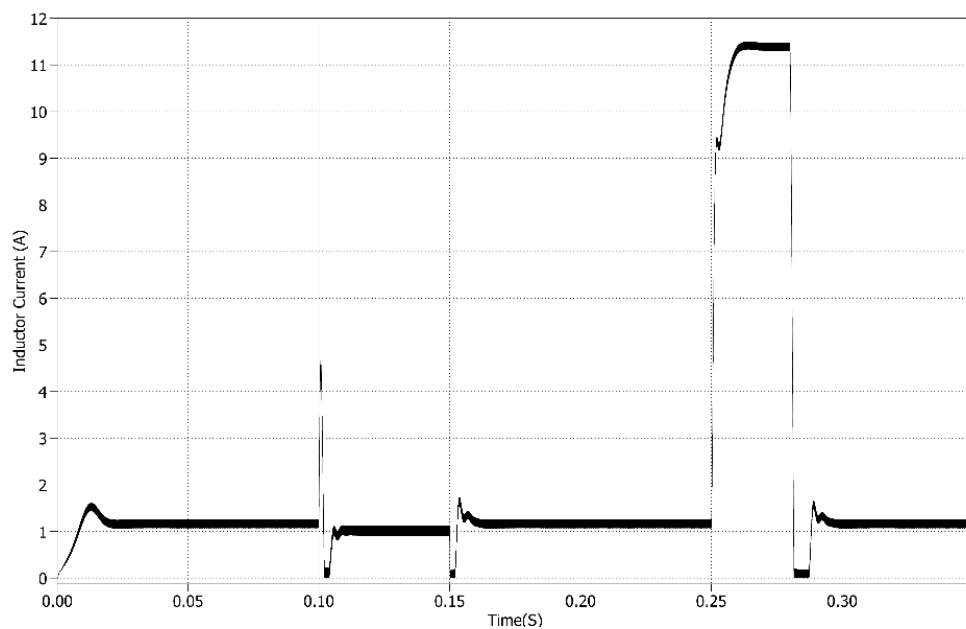
شکل شماره 25. تغییرات ولتاژ خروجی مبدل کاهنده - افزایشنده در نرم‌افزار PLECS



شکل شماره 26. ولتاژ خروجی مبدل کاهنده - افزایشنده در نرم‌افزار PLECS



شکل شماره 27. میزان تغییرات چرخه کاری (خروجی الکترونیکی کنترل کننده) در نرم افزار PLECS



شکل شماره 28. تغییرات جریان سلف مبدل کاهنده - افزایشنده در نرم افزار PLECS

8. نتیجه‌گیری

در این مقاله، ابتدا مدل کامل فضای حالت مبدل DC به DC کاهنده - افزاینده ایزوله‌نشده در حضور کلیه نامعینی‌های سیستم مانند افت ولتاژ حالت هدایت کلیدها و مقاومت‌های پارازیتی و نشتی خازن و سلف مبدل و نیز مقاومت‌های هدایتی کلیدها ارائه شد. با حذف این نامعینی‌ها، توابع تبدیل مبدل از ولتاژ خروجی تا ولتاژ ورودی و نیز چرخه کاری مشخص شد؛ سپس به کمک این توابع تبدیل و مفاهیم مکان هندسی ریشه‌ها ساختار کلی کنترل‌کننده‌ای برای پایدارسازی ولتاژ خروجی مبدل طراحی و مدار الکترونیکی آن به کمک تقویت‌کننده‌های عملیاتی پیاده‌سازی شد. سرانجام برای یک مبدل ولتاژ 12VCD به 19V بر اساس روش ارائه‌شده و مدل کامل مبدل، کنترل‌کننده‌ای مشخص به همراه مدار الکترونیکی‌اش طرح شد که تنظیم ولتاژ خروجی مبدل را تضمین کند. در انتها برای نشان‌دادن درستی عملکرد کنترل‌کننده، مدل سیستم حلقه‌بسته در محیط سیمولینک نرم‌افزار متلب و مدار الکترونیکی مبدل و کنترل‌کننده در نرم‌افزار PLECS و در پاسخ به تغییرات ولتاژ ورودی و جریان بار شبیه‌سازی شدند. نتایج شبیه‌سازی دو نرم‌افزار به مقدار زیاد مشابه یکدیگر و نشان‌دهنده درستی عملکرد کنترل‌کننده بود.

منابع

1. Mohan, N.; Undeland, T. N.; Robbins, W. P. (2003), Power Electronics, Converters, Applications, and Design, John Wiley & Sons, pp. 161.
2. Erickson, R. (2008), "DC-DC Converter," Article in Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering.
3. Utkin, V. I. (1993), "Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives," IEEE Trans. on Industrial Applications, Vol. 40, pp. 23-36.
4. Su, J. H.; Chen, J. J.; & Wu, D. S. (2002), "Learning Feedback Controller Design of Switching Converters via MATLAB/SIMULINK," IEEE Trans, on Education, Vol. 45, pp. 307-315.
5. Li, P. & Lehman, B. (2004), "A Design Method for Paralleling Current Mode Controlled DC-DC Converters," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 19, pp. 748-756.
6. Ridley, R. B. (1991), "A New Continuous-Time Model for Current Mode Control," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 6, No. 2, pp. 71-280.
7. Middlebrook, R. D. & Cuk, R. S. (1976), "A General unified Approach to Modeling switching converter power stages", IEEE PESC, pp. 18-34.
8. Basso, C. P. (2001), "Switch-mode power supply spice cookbook", Mc Graw-Hill, ISBN0-07-137509-0.
9. Naim, R.; Weiss, G.; Ben-Yaakov, S. (1997), "H[∞] Control Applied to Boost Power Converters," IEEE Trans, on Power Electronics, Vol. 12, No. 4, pp. 677-683.
10. Vorperian, V. (1990), "Simplified Analysis of PWM Converters Using the Model of the PWM Switch, Parts I (CCM) and II (DCM)", Trans, on Aerospace and Electronics systems, Vol. 26, No. 3.
11. Vorperian, V. (2004), Fast analytical techniques for Electrical and Electronics, Cambridge University Press, ISBN 0-521-62442-8.
12. Ivan, C. M.; Lascu, D.; Popescu, V. (2006), "A New Averaged Switch Model Including Conduction Losses PWM Converters Operating in Discontinuous Inductor Current Mode," SER. EIEC ENERG, Vol. 19, No. 2, pp 219-230.
13. Modabbernia, M. R.; Sahab, A. R.; Mirzaee, M. T.; Ghorbany, K. (2012), "The state space average model of boost switching regulator including all of the system uncertainties," Advanced Materials Research, Vol. 403, pp. 3476-3483.
14. Salimi, M.; Soltani, J.; Zakipour, A.; Abjadi, A. R. (20015), "Hyper-plane sliding mode control of the DC-DC buck/boost converter in continuous and discontinuous conduction modes of operation," IET Power Electronics, Vol. 8, No. 8, pp. 1473-1482.
15. صبری، م. (1396)، «پایدارسازی و کنترل سیستم قدرت با استفاده از الگوریتم‌های فراابتکاری»، دوفصلنامه علمی کارافن، شماره 42، صص 33-55.
16. مدبرنیا، م.؛ توکلی، ع. (1396)، «به‌کارگیری نرم‌افزار PSpice در بررسی عملکرد مدارهای فرمان ترستور»، دوفصلنامه علمی کارافن، شماره 42، صص 123-141.
17. Restrepo, C.; Konjedic, T.; Calvente, J.; Giral, R. (2015), "Hysteretic transition method for avoiding the dead-zone effect and subharmonics in a non-inverting buck-boost converter," IEEE Trans, on Power Electronics, Vol. 30, No. 6, pp. 3418-3430.



Output feedback Controller design for HVAC system with delayed based Robust control approach

Mahdi Alinaghizadeh ardestani

Assistant Professor, Department of Electrical and Computer Engineering, Faculty of shamsipour, Tehran Branch, Technical and Vocational University (TVU), Tehran, Iran

Arezoo Vakili

Master's Degree Student, Department of Electrical and Computer Engineering, Qom University of Technology, Qom, Iran

Received: 01.15.2020

Accepted: 06.23.2020

In this study, we try to control the temperature of a building consisting of four rooms with large time delays. In design process we use Krasovskii- Lyapunov method to guaranteed the stability of time delayed system. Because of difficulty of state estimation, an output feedback controller design method is used. for this purpose, we use linear Matrix Inequalities (LMI) and to solve LMIs, Matlab yalmip toolbox is utilized. Simulation results show that, by using our designed controller, even in presence of delay, uncertainty and disturbance, our system is stable and has proper performance.

Keywords:

Heating Ventilating and Air-Conditioning System, Time Delayed Systems, Output Feedback design, Disturbance, Uncertainty.

طراحی کنترل گر فیدبک خروجی برای سیستم تهویه مطبوع با رویکرد کنترل مقاوم تأخیردار

مهدی علینقی‌زاده اردستانی*

استادیار، دپارتمان مهندسی برق و کامپیوتر، آموزشکده شهید شمس‌پور، دانشگاه فنی و حرفه‌ای استان تهران، ایران

آرزو وکیلی

دانشجوی کارشناسی ارشد، دانشکده برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی قم، قم، ایران

پذیرش مقاله: 1399/04/03

دریافت مقاله: 1398/10/25

چکیده

در این مقاله، برای سیستم‌های گرمایش و تهویه مطبوع کنترل گر مقاوم تأخیرداری طراحی شده است که در آن اثر عدم قطعیت‌ها و اغتشاش‌ها طی فرایند طراحی مورد بررسی قرار گرفته است. هدف، کنترل دمای ساختمانی چهار اتاقه با تأخیر زمانی بزرگ است. مهم‌ترین و مطمئن‌ترین ابزار تحلیل پایداری این نوع سیستم‌ها، استفاده از روش لیاپانوف است. در این مقاله از روش لیاپانوف - کروفسکی استفاده شده است. در این مقاله به طراحی کنترل مقاوم پرداختیم. روش فیدبک خروجی با استفاده از روش حل نامعادله‌های ماتریسی خطی توسط نرم‌افزار متلب و جعبه ابزار Yalmip قابل حل است. شبیه‌سازی نشان می‌دهد کنترل گر فیدبک خروجی طراحی‌شده، با وجود تأخیر، عدم قطعیت و اغتشاش، سیستم پایدار بوده و عملکرد مناسبی را از خود به نمایش می‌گذارد.

واژگان کلیدی:

سیستم تأخیردار، سیستم‌های گرمایش و تهویه مطبوع، طراحی فیدبک خروجی، عدم قطعیت.

۱. مقدمه

بخش جدایی‌ناپذیر علوم و مهندسی سیستم، مدل‌سازی است. با مشاهده پدیده‌های خاص، این وظیفه شامل دو بخش است: ما به توصیف و سپس تعیین رفتار تمایل داریم. در بسیاری از موارد مهم، اطلاعات مفید و مناسب از وضعیت سیستم با استفاده از یک بردار بعد محدود در یک لحظه خاص از زمان شناخته شده است. این یک مدل فضای حالت از طریق معادله‌های دیفرانسیل معمول در سیستم‌های دینامیکی است. در بُعد دیگر، توجه به افزایش پیچیدگی و به هم پیوستگی سیستم‌های فیزیکی رو به رشد است و از عوامل دیگر در فرایند مدل‌سازی است. یکی از عوامل مهم در نرخ تغییرات چند سیستم فیزیکی این است که نه تنها به حالت کنونی خود بلکه به اطلاعات تأخیر در میان اجزای سیستم بستگی دارد. در این پژوهش قصد داریم پایداری ساختمانی چهاراتاقه را با تأخیرهای بزرگ در حضور عدم قطعیت و اغتشاش نشان دهیم. اثبات این کار با شبیه‌سازی فیدبک خروجی انجام می‌پذیرد.

۲. پژوهش‌های پیشین

نگرانی اصلی مدیریت انرژی سیستم گرمایش و تهویه مطبوع در طراحی انرژی ساختمان، ایجاد محیطی سالم، راحت و باکیفیت برای ساکنان است [1]. دستیابی به این اهداف نیازمند طراحی سیستم کنترل مناسب است. پس از بحران انرژی در سال ۱۹۷۰، استفاده از منابع طبیعی مانند انواع انرژی، به عنوان مؤلفه مهمی در تمام ساختمان‌ها در نظر گرفته شد. بر اساس نظرسنجی‌ها، مصرف انرژی در تجهیزات گرمایش و تهویه مطبوع در ساختمان‌های مسکونی، تجاری و صنعتی حدود ۴۰ تا ۵۰ درصد مصرف انرژی در جهان است [۷-۱]؛ بنابراین در سال‌های اخیر، بسیاری از روش‌ها و کنترل‌گرها برای کاهش مصرف انرژی در سیستم‌های گرمایش و تهویه مطبوع در نظر گرفته شده است. مدیریت انرژی برای ساختمان‌های تجاری، با بهبود کیفیت محیط زیست و صرفه‌جویی انرژی به عملیات ساختمانی کمک می‌کند [۸]. یکی از وظایف عمده برای دستیابی به اتوماسیون ساختمان، اجرای استراتژی کنترل مؤثر در سیستم گرمایش و تهویه مطبوع است. سیستم‌های گرمایش و تهویه مطبوع باید به درستی کنترل شوند و درجه حرارت نسبتاً ثابت، راحت و با طیف رطوبت مناسب را به ساکنان ارائه دهند. در طراحی یک سامانه گرمایش و تهویه مطبوع، علوم مختلفی همچون مکانیک سیالات، ترمودینامیک، انتقال حرارت، شناسایی سیستم، بهینه‌سازی مصرف انرژی و کنترل سامانه‌های خطی و غیرخطی نقش ایفا می‌کنند که این مسئله نیازمند همکاری تنگاتنگ میان مهندسان مکانیک، کنترل و شیمی در دستیابی به یک ساختار مهندسی دقیق و کارآمد است.

سیستم گرمایش و تهویه مطبوع در اینجا یک ساختمان متشکل از چندین اتاق به صورت یک مدل چند ورودی - خروجی تحت تأثیر اغتشاش و عدم قطعیت روی پارامترهای موجود در ورودی آن است؛ بنابراین کنترل آن یکی از مشکل آفرین ترین مسائل در کنترل بوده و هست. تصور کنید کنترل سیستم تأخیردار مدنظر باشد؛ تأخیر می تواند مختص چند عضو به خصوص از عناصر یا همه عناصر ماتریس تابع تبدیل تأخیردار باشد. در هر صورت، با ورود تأخیر به یک مسئله کنترل، محدودیت های شدیدی بر سیستم اعمال می شود که کنترل آن را دچار دشواری خاصی می کند و دستیابی به پاسخ های زمانی سریع تر را ناممکن می سازد [9].

در مرجع شماره [10] یک کنترل گر تطبیقی برای سیستم گرمایش و تهویه مطبوع غیرخطی چند ورودی - خروجی با پارامترهای ناشناخته مدل شده است تا سیستم گرمایش و تهویه مطبوع به عملکرد خوب و مقاومی دست یابد. این پارامترهای ناشناخته که با تغییر زمان به آرامی تغییر می کند، شامل بار حرارتی و رطوبت هستند. یک کنترل گر تطبیقی توانایی تطبیق با تغییرات بار و اغتشاش سیستم را دارد. در مرجع شماره [11] بیان شده است که در بسیاری از دستگاه های صنعتی از کنترل گر PID به دلیل سادگی و قابلیت اطمینان استفاده می شود. اگر پارامترهای PID به گونه ای تنظیم شده باشد که عملکرد حلقه بسته را به خوبی تضمین کند، می تواند برای بسیاری از سیستم ها عملکرد مقاوم و قابل اطمینانی را فراهم کند، اما برای سیستم های غیرخطی، کنترل گر PID مناسب نیست. کنترل فازی برای سیستم های غیرخطی، متغیر با زمان و عدم قطعیت ها مناسب تر است.

هنوز مشکلات زیادی وجود دارد و هر سال مقاله های بسیاری در مقابله با جنبه های مختلف کنترل فرایند تأخیر زمانی نوشته می شود [12]. این موضوع برای مطالعه رفتار سیستم تأخیر زمانی مختلف استفاده می شود. با این موضوع از دیدگاه متفاوت برخورد خواهد شد؛ یعنی از راه مرسوم مبتنی بر پاسخ تابع تبدیل پیروی نمی شود، در اینجا ما از فضای حالت سیستم که برای تکنیک های بهینه سازی مدرن مانند روش نابرابری ماتریس خطی LMI^1 مناسب تر است، استفاده می کنیم. در مرجع شماره [5]، مسئله تجزیه و تحلیل مقاوم و راه حل نابرابری ماتریسی خطی معرفی شده است. در مرجع شماره [13] راه حل وابسته به تأخیر برای مسئله کنترل فیدبک حالت ارائه شده است. در مرجع شماره [14] به چالش عمده ای در محدوده رانندگی و عمر وسایل نقلیه (باتری و غیره) پرداخته شده است و علاوه بر موتور الکتریکی در خودروهای الکتریکی، سیستم گرمایش و تهویه مطبوع را عامل مهمی در مصرف برق این خودروها دانسته اند.

در مرجع شماره [15] یک ساختار کنترلی ترتیبی برای کنترل سیستم HVAC بیان شده و تأثیر آن

1. Linear Matrix Inequality

روی محیط داخل ساختمان بررسی شده است که در طراحی سیستم، مدیریت انرژی و آسایش ساکنان مد نظر بوده است.

در مرجع شماره [16] سیستم HVAC، از نظر دما، رطوبت و کیفیت هوای داخل ساختمان کنترل می‌شود. وظیفه یک سیستم تهویه مطبوع گرمایش و سرمایش، رطوبت‌دهی و خشک کردن و تصفیه هواست. برای انسان، دما و رطوبت لذت‌بخش در داخل محل زندگی، دمای 22°C و رطوبت نسبی 50 درصد است.

3. طراحی سیستم‌های تأخیردار

تأخیر در بسیاری از سیستم‌های فیزیکی، صنعتی و مهندسی رخ می‌دهد. تأخیر می‌تواند بسته به سیستم مورد نظر، ثابت و یا متغیر با زمان، شناخته‌شده یا ناشناخته، قطعی یا تصادفی باشد. مسئله وجود تأخیر در سیستم‌ها یکی از مشکل‌آفرین‌ترین مسائل در کنترل بوده و هست. تصور کنید کنترل سیستم چند ورودی خروجی تأخیردار مدنظر باشد. تأخیر می‌تواند مختص چند عضو به‌خصوص از عناصر یا همه عناصر ماتریس تابع تبدیل تأخیردار باشد. در هر صورت، با ورود تأخیر به یک مسئله، کنترل محدودیت‌های شدیدی را بر سیستم اعمال می‌کند که کنترل آن را دشوار کرده و حد بالایی بر سرعت سیستم اعمال می‌کند که دستیابی به پاسخ‌های زمانی سریع‌تر را ناممکن می‌سازد [8].

3-1. انواع سیستم‌های تأخیردار

سیستم‌های تأخیردار را می‌توان به تأخیر در ورودی، تأخیر در حالت و تأخیر در حالت - ورودی دسته‌بندی کرد که ممکن است تأخیر تکی یا متعدد باشد. در اینجا تأخیر در ورودی رخ می‌دهد. به‌طور کلی یک سیستم تأخیردار به فرم زیر است:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + A_d x(t-d) + B_d u(t-h) + Dw(t) \\ z(t) &= Lx(t), x(t) = y(t) \quad t \in [-h, 0] \end{aligned} \quad (1)$$

در معادله‌های بالا $t \in \mathbb{R}$ زمان، $x(t) \in \mathbb{R}^n$ حالت، $u(t) \in \mathbb{R}^m$ ورودی کنترل‌گر، $\omega(t) \in \mathbb{R}^q$ اغتشاش، $z(t) \in \mathbb{R}^p$ خروجی، d, h به ترتیب مقدار تأخیر در حالت و ورودی سیستم است. $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ و $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$ سیستم بدون تأخیر را نشان می‌دهد؛ در صورتی که جفت $(A-B)$ پایدار باشد. همچنین $A_d \in \mathbb{R}^{n \times n}$ و $B_d \in \mathbb{R}^{n \times m}$ و $L \in \mathbb{R}^{p \times n}$ باشد و $\psi(t) \in [-\max(d, h), 0]$ تابع مقدار اولیه پیوسته است.

3-1-1. سیستم تک تأخیر در ورودی

سیستم با تأخیر ورودی (3) را در نظر بگیرید.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + B_h u(t-h) \\ z(t) &= Lx(t), x(t) = y(t) \quad t \in [-h, 0] \end{aligned} \quad (2)$$

که در آن $u(t) \in \mathbb{R}^{n_u}$ ورودی کنترل کننده، h تأخیر و ω اغتشاش است. جفت (A, B) کنترل پذیر و (A, L) مشاهده شدنی باشد.

3-1-2. سیستم تأخیر متعدد در ورودی

سیستم تأخیر متعدد در ورودی زیر را در نظر بگیرید:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + \sum_{k=1}^g B_k u(t-h_k) + Dw(t) \\ Z(t) &= Lx(t) \end{aligned} \quad (3)$$

که در آن $A \in \mathbb{R}^{n \times n}, B \in \mathbb{R}^{n \times m}$ سیستم نامی بدون تأخیر را نشان می دهند؛ در صورتی که جفت (A, B) پایدارپذیر باشند. $x(t) \in \mathbb{R}^n$ بردار حالت، $u(t) \in \mathbb{R}^{n_u}$ ورودی کنترل کننده، h تأخیر و ω اغتشاش، $D \in \mathbb{R}^{n \times q}$ ، $B_k \in \mathbb{R}^{n \times m}$ ، (A, B) کنترل پذیر و (A, L) رؤیت پذیر باشد.

4. طراحی کنترل گر مقاوم

کنترل مقاوم یکی از استراتژی های طراحی سیستم های کنترل است که در آن بر پایداری و مقاومت عملکرد سیستم کنترلی در مقابل تغییرات و نایقینی ها، تأکید می شود. هدف از طراحی، ایجاد یک سیستم کنترلی است که تغییرات در شرایط سیستم، کمترین اثر را در خروجی داشته باشد. به عبارت دیگر، افزایش قابلیت اطمینان سیستم، مهم ترین هدفی است که در طراحی کنترل مقاوم مد نظر قرار می گیرد؛ به ویژه تأمین عملکرد مناسب یا پایداری در حضور عوامل نایقین، دینامیک های مدل نشده یا عوامل مزاحم مانند اغتشاش و ورودی های ناخواسته، تأخیر از جمله اصلی ترین اهداف در طراحی سیستم های کنترل مقاوم است. یکی از مسائل مطرح در سیستم کنترل، حذف یا کاهش اثر اختلال است. کنترل کننده هایی را که توانایی برخورد با اختلال داشته باشند، کنترل کننده مقاوم می نامند.

به دلیل اینکه مدل های در دسترس برای طراحی کنترل کننده، همواره تقریبی از مدل های واقعی سیستم ها هستند، طراحی سیستم کنترل در چهارچوب تئوری کنترل مقاوم، امری اجتناب ناپذیر است.

در این مقاله، هدف کنترل دمای محیطی متشکل از چهار اتاق است. در حالت کلی، مدل فرایند حرارتی غیرخطی بوده و دارای پیچیدگی‌های بسیار زیادی است. به دلیل اینکه بین محل نصب گرم‌کننده‌ها و محلی که دما را اندازه‌گیری می‌کنیم، فاصله وجود دارد، انتقال حرارت از محل خنک‌کننده تا محل اندازه‌گیری دما با تأخیر صورت می‌پذیرد. با این تفاسیر، استفاده از تئوری کنترل مقاوم برای کنترل این گونه سیستم‌ها به‌منظور دستیابی به نتایج رضایت‌بخش، الزامی است.

دینامیک فرایند کنترل دمای یک ساختمان چهاراتاقه با به‌کارگیری روش شناسایی حلقه‌بسته ارائه شده است. هریک از کمیت‌های مربوط به درایه‌های ماتریس تابع تبدیل فرایند با انجام آزمایش پله حلقه‌بسته فراهم آورده شده‌اند. این ماتریس که بیانگر مدل فرایند است، به صورت زیر ارائه می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{e}}_{T_1} &= \frac{-0.098}{122s+1} e^{-34s} & \frac{-0.036}{149s+1} e^{-34s} & \frac{-0.014}{158s+1} e^{-34s} & \frac{-0.017}{155s+1} e^{-34s} \\ \dot{\hat{e}}_{T_2} &= \frac{-0.043}{147s+1} e^{-34s} & \frac{-0.092}{130s+1} e^{-34s} & \frac{-0.011}{156s+1} e^{-34s} & \frac{-0.012}{157s+1} e^{-34s} \\ \dot{\hat{e}}_{T_3} &= \frac{-0.012}{153s+1} e^{-34s} & \frac{-0.016}{151s+1} e^{-34s} & \frac{-0.102}{118s+1} e^{-34s} & \frac{-0.033}{146s+1} e^{-34s} \\ \dot{\hat{e}}_{T_4} &= \frac{-0.013}{156s+1} e^{-34s} & \frac{-0.015}{159s+1} e^{-34s} & \frac{-0.029}{144s+1} e^{-34s} & \frac{-0.108}{128s+1} e^{-34s} \end{aligned} \quad (4)$$

سیستم بالا دارای تأخیرهای بزرگ و متفاوت است. تأخیرها به خاطر فاصله از سیستم خنک‌کننده تا اتاق‌ها به وجود آمده است. همچنین مشاهده می‌شود تمامی قطب‌ها سمت چپ قرار گرفته‌اند و در نتیجه پایداری سیستم را نتیجه می‌دهد.

4-1. طراحی فیدبک خروجی مبتنی بر تأخیر

سیستم شماره ۵ را در نظر بگیرید:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t - h_{\max}) \\ Y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (5)$$

که در آن $x(t) \in \mathbb{R}^n$ بردار حالت، $u(t) \in \mathbb{R}^{n_u}$ ورودی کنترل‌کننده، $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ، $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$ و $C \in \mathbb{R}^{m \times n}$ ماتریس‌های سیستم هستند. برای $t < 0$ و h بزرگ‌ترین تأخیر است. جفت (A, B) کنترل‌پذیر و (A, C) مشاهده‌شدنی هستند؛ بنابراین می‌توان نامعادله ماتریسی را به فرم (6 و 7) نوشت:

$$W_1 = \begin{bmatrix} \dot{\hat{e}} & \hat{e} \\ \dot{Y} & Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (A+BK)Y + Y(A+BK) + BB^T & YC^T \\ CY & -I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\hat{e}} \\ \hat{e} \end{bmatrix} < 0 \quad (6)$$

$$W_2 = \begin{bmatrix} \dot{\hat{e}} & \hat{e} \\ \dot{X} & X \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (A+BK)^T X + X(A+BK) + C^T C & XB \\ B^T X & -I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\hat{e}} \\ \hat{e} \end{bmatrix} < 0 \quad (7)$$

که با استفاده از مکمل شور می توان این نامعادله غیرخطی را به یک نامعادله ماتریسی خطی تبدیل کرد.

با انتخاب خاص $\begin{cases} \dot{U} = X \\ \dot{V} = X^{-1} - Y \end{cases}$ یا $\begin{cases} \dot{U} = Y^{-1} - X \\ \dot{V} = Y \end{cases}$ می توان فرمول شماره 8 را جای گذاری کرد.

$$\begin{cases} \dot{A}_K = -U^{-1}[A^T + XAY + X(B_1B_1^T) + (C_1^TC_1 - C_2^TC_2)Y](V^{-1})^T \\ \dot{B}_K = -U^{-1}C_2^T \\ \dot{C}_K = -B_2^T(V^{-1})^T \end{cases} \quad (8)$$

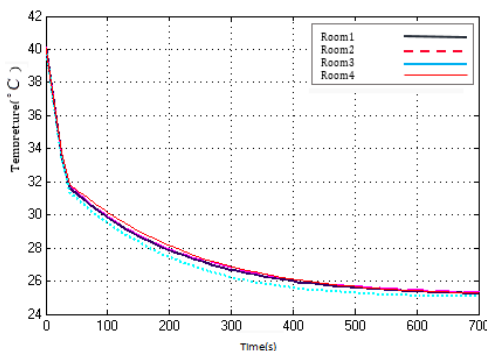
کنترل گر فیدبک خروجی به فرم زیر است:

$$K(s) = \begin{matrix} \begin{matrix} \dot{e} - 0.0008033 & -0.0002952 & -7.843e-05 & -8.333e-05 \\ \dot{e}_s + 0.008197 & s + 0.006803 & s + 0.006536 & s + 0.00641 \\ \dot{e} - 0.0002416 & -0.0007077 & -0.000106 & -9.434e-05 \\ \dot{e}_s + 0.006711 & s + 0.007692 & s + 0.006623 & s + 0.006289 \\ \dot{e} - 8.861e-05 & -7.051e-05 & -0.0008644 & -0.0002014 \\ \dot{e}_s + 0.006329 & s + 0.00641 & s + 0.008475 & s + 0.006944 \\ \dot{e} - 0.0001097 & -7.643e-05 & -0.000226 & -0.0008437 \\ \dot{e}_s + 0.006459 & s + 0.006369 & s + 0.006849 & s + 0.007512 \end{matrix} & \begin{matrix} \dot{u} \\ \dot{u} \\ \dot{u} \\ \dot{u} \\ \dot{u} \\ \dot{u} \\ \dot{u} \\ \dot{u} \end{matrix} \end{matrix} \quad (9)$$

5. نتایج و بحث روی نتایج

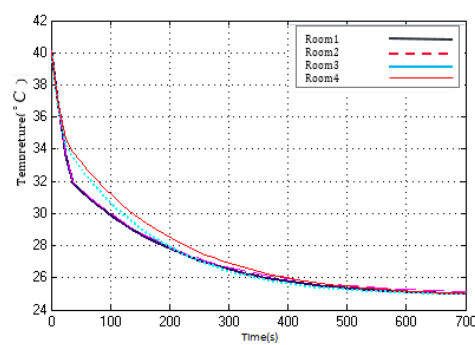
در این بخش برای پایداری و مقاومت عملکرد سیستم کنترلی در مقابل تغییرات و عدم قطعیت ها به طراحی فیدبک خروجی پرداخته شده است.

5-1. پاسخ کنترل مقاوم H_∞ فیدبک خروجی مبتنی بر تأخیر



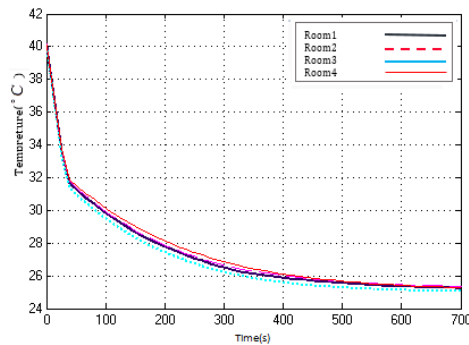
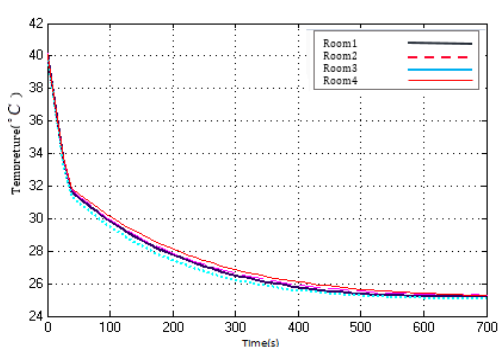
شکل شماره 2. طراحی فیدبک خروجی با اغتشاش

5 درصد و با $T=100$



شکل شماره 1. طراحی فیدبک خروجی بدون

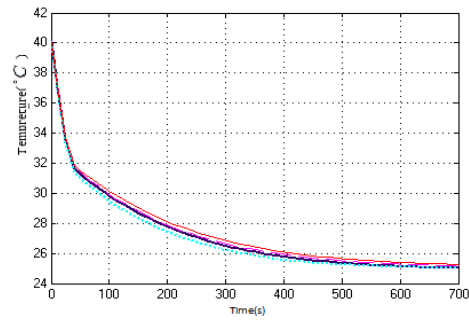
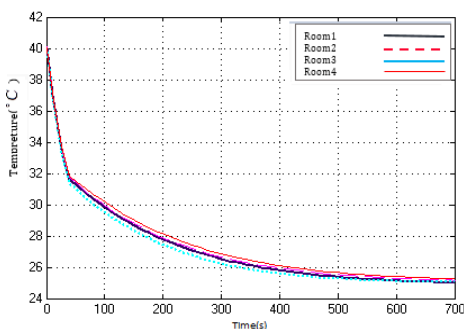
اغتشاش و عدم قطعیت



شکل شماره ۳. طراحی فیدبک خروجی با اغتشاش شکل شماره ۴. طراحی فیدبک خروجی با اغتشاش

۵ درصد و با $T=500$

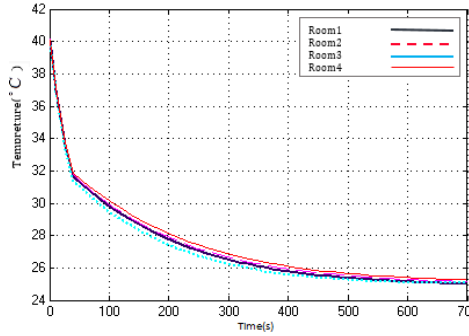
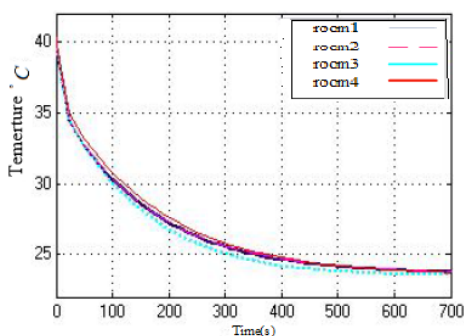
۵ درصد و با $T=300$



شکل شماره ۵. طراحی فیدبک خروجی با اغتشاش شکل شماره ۶. طراحی فیدبک خروجی با اغتشاش

۱۰ درصد و با $T=300$

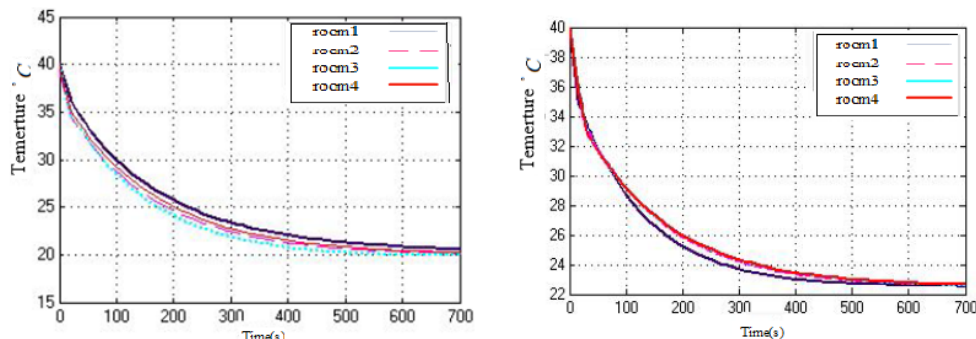
۱۰ درصد و با $T=100$



شکل شماره ۷. طراحی فیدبک خروجی با اغتشاش شکل شماره ۸. طراحی فیدبک خروجی با عدم

قطعییت ۵ درصد

۱۰ درصد و با $T=500$



شکل شماره 9. طراحی فیدبک خروجی با عدم قطعیت 10 درصد
شکل شماره 10. طراحی فیدبک خروجی با عدم قطعیت 20 درصد

6. نتیجه گیری

جدول شماره 1. فیدبک خروجی با در نظر گرفتن تأخیر

Setteling time	$\int e^2 dt$	$\int e dt$	وضعیت	مدل کنترل گر
228	15068	12/059	بدون در نظر گرفتن اغتشاش و عدم قطعیت	فیدبک خروجی با در نظر گرفتن تأخیر
193	14943	12/009	با در نظر گرفتن اغتشاش 5 درصد	
192	14941	12/008	با در نظر گرفتن اغتشاش 10 درصد	
192	14941	12/000	با در نظر گرفتن اغتشاش 20 درصد	
124	14668	11/861	با در نظر گرفتن عدم قطعیت 5 درصد	
113	14375	11/572	با در نظر گرفتن عدم قطعیت 10 درصد	
101	12620	10/316	با در نظر گرفتن عدم قطعیت 20 درصد	

همان طور که نتایج شبیه سازی نشان می دهند، کنترل کننده طراحی شده کارایی مطلوبی در پایداری و دفع اغتشاش ها داشته است. در مقابل، تأخیر زمانی از مقاومت مطلوبی برخوردار است. در ادامه برای ارزیابی بهتر عملکرد کنترل گر پیشنهادی، از شاخص عددی مطابق جدول استفاده کردیم و به ازای تغییر در میزان اغتشاش پله، زمان نشست و انتگرال مجذور خطا را محاسبه کردیم. همان طور که پیش تر هم گفته شد، در اینجا سیستم ما یک خنک کننده است که در شکل های بالا نیز قابل مشاهده است، زیرا دما را از 40°C به 25°C (دمای اتاق) کاهش می دهد. در طراحی فیدبک خروجی بدون اغتشاش و عدم قطعیت، هیچ عامل ناشناخته ای در شکل ها مشاهده نمی شود، ولی در طراحی فیدبک خروجی با در نظر گرفتن اغتشاش در زمان های مورد نظر، عامل ناخواسته ای وارد می شود و به دلیل پایداری سیستم به حالت عادی خود باز می گردد و عامل ناخواسته از میان می رود.

تاکنون پژوهش‌های زیادی برای طراحی سیستم‌های HVAC و کنترل آن انجام شده است. برای مثال، در طراحی کنترل‌گر تطبیقی برای سیستم HVAC، سیستم به عملکرد خوب و مقاومی دست می‌یابد. همچنین سیستم کنترل PID روی خودتنظیم فازی طراحی شده است که به تغییرات برخاسته از تأخیر زمانی روی سیستم غلبه کرده و زمان صعود، نشست و فراجهش پاسخ سیستم را کاهش می‌دهد. از کنترل‌گر PI برای بهینه‌سازی عملکرد حلقه‌بسته سیستم HVAC استفاده شده است که مصرف انرژی را کاهش می‌دهد. اکنون برای مقاوم‌سازی بیشتر در این پژوهش از LMI یا ناتساوی ماتریسی خطی شبیه‌سازی استفاده شده و پس از طراحی کنترل‌گر و شبیه‌سازی به صورت، پایداری هرچه بیشتر سیستم مشاهده می‌شود و مصرف انرژی کاهش یافته است.

در این مقاله، معادله‌های فضای حالت را از روی تابع تبدیل سیستمی به دست آوردیم؛ همچنین به طراحی یک فیدبک حالت، فیدبک خروجی و فرمول‌های آن پرداختیم. سپس به طراحی کنترل مقاوم H_∞ فیدبک خروجی با در نظر گرفتن اغتشاش‌های متفاوت و تأخیر زمانی سیستم گرمایش و تهویه مطبوع مورد نظر پرداخته شده است. با توجه به شبیه‌سازی‌های انجام‌شده، پایداری هرچه بیشتر سیستم، و پاسخ مطلوب‌تر در برابر اغتشاش‌ها به‌وضوح قابل مشاهده است.

همان‌طور که در جدول شماره ۱ مشاهده می‌شود، با افزایش تأخیر، زمان نشست و انتگرال خطا افزایش یافته است و افزایش اغتشاش نیز سبب کندشدن زمان نشست و افزایش نسبی خطا می‌شود.

۷. فهرست علائم

A	ماتریس ثابت	ω	اغتشاش
B	ماتریس ثابت	L	خروجی
X	حالت کنترل‌گر	Ψ	تابع مقدار اولیه
u	ورودی کنترل‌گر	A_k	ماتریس خروجی
h	تأخیر در حالت	B_k	ماتریس خروجی
d	تأخیر در ورودی	C_k	ماتریس خروجی
t	زمان		

منابع

1. Dounis A. I.; Caraiscos, C. (2009), "Advanced control systems engineering for energy and comfort management in a building environment-A review", Renewable and Sustainable Energy Reviews, Vol. 13, pp. 1246-1261.
2. Mirinejad, H.; Sadati, S. H.; Ghasemian M.; Torab, H. (2008), "Control Techniques in Heating", Ventilating and Air Conditioning (HVAC) Systems.
3. Soyguder, S.; Karakose M.; Alli, H. (2009), "Design and simulation of self-tuning PID-type fuzzy adaptive control for an expert HVAC system", Expert Systems with Applications, Vol. 36, pp. 4566-4573.
4. Shen, Y.; Cai, W. -J.; Li, S. (2010), "Normalized decoupling control for high-dimensional MIMO processes for application in room temperature control HVAC systems," Control Engineering Practice, Vol. 18, pp. 652-664.
5. Xie, L.; Fu, M.; Li, H. (1998), "Passivity analysis and passification for uncertain signal processing systems," IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 46, pp. 2394-240.
6. Alcalá, R.; Benítez, J. M.; Casillas, J.; Cordon, O. Pérez, R. (2003), "Fuzzy control of HVAC systems optimized by genetic algorithms," Applied Intelligence, Vol. 18, pp. 155-177.
7. Li, S.; Zhang, X.; Xu, J.; Cai, W. (2006), "An improved fuzzy RBF based on cluster and its application in HVAC system," in (2006) 6th World Congress on Intelligent Control and Automation, pp. 6455-6459.
8. Fong, K. F.; Hanby, V. I.; Chow, T. T. (2006), "HVAC system optimization for energy management by evolutionary programming," Energy and Buildings, Vol. 38, pp. 220-231.
9. Mahmoud, M. S. (2000), Robust control and filtering for time-delay systems, CRC Press.
10. Ming-Li, C.; Li-Chen, Fu. (2006), "Hybrid System Based Adaptive Control for the Nonlinear HVAC System," American Control Conference, Minneapolis, Minnesota, USA, pp 5324-5329.
11. Jiangjiang, W.; Chunfa, Z.; Youyin, J. (2008), "Fuzzy Immune Self-tuning PID Control of HVAC System," International Conference on Mechatronics and Automation, pp. 678-683.
12. Ebenbauer, C.; Raff, T.; Allgöwer, F. (2009), "Dissipation inequalities in systems theory: An introduction and recent results," in Invited lectures of the international congress on industrial and applied mathematics, pp. 23-42.
13. Fridman E.; Shaked, U. (2003), "Delay-dependent stability and H_∞ control: constant and time-varying delays," International journal of control, Vol. 76, pp. 48-60.
14. Al Faruque M. A.; Vatanparvar, K. (2016), "Modeling, analysis, and optimization of Electric Vehicle HVAC systems", in 2016 21st Asia and South Pacific Design Automation Conference (ASP-DAC), pp. 423-428.
15. Rui, Y.; Lingfeng, W. (2015), "Control Strategy Optimization for Energy Efficiency and Comfort Management in HVAC Systems," Department of Electrical Engineering and Computer Science, University of Wisconsin-Milwaukee, Milwaukee, pp 1-5.
16. Chang, S. K.; Jong, P.; Mignon, P.; Jaeho, B. (2014), "Novel Modeling and Control Strategies for a HVAC System Including Carbon Dioxide Control," Department of Electrical & Electronic Engineering, Yonsei University, Seoul 120-749, Korea, pp. 3599-3617.

Numerical Investigation of a MHD Natural Convection Heat Transfer Flow in a Square Enclosure with Two Heaters on the Bottom Wall

Nematollah Askari

Lecturer, Department of Mechanical Engineering, Faculty of Imam Khomeini, Behshahr Branch, Technical and Vocational University (TVU), Mazandaran, Iran

Mohammad Hasan Taheri

Department of Mechanical Engineering, Faculty of Imam Khomeini, Behshahr Branch, Technical and Vocational University (TVU), Mazandaran, Iran

Received: 02.01.2020

Accepted: 07.05.2020

In the present study, the thermal behavior of fluid in a square enclosure with two semi-circular constantis investigated numerically. The governing equations are solved by FlexPDE software, which is a simulation software base on the finite element method. The results showed that the distance between the two heaters will be a parameter affecting heat transfer; By reducing this distance, the natural convection heat transfer that is limited to the central part of the channel, is in the form of a symmetrical vertical column. Increasing the Hartmann number will lead to an increase in Lorentz force, a decrease in buoyancy force and consequently a decrease in temperature, a symmetrical temperature distribution and a predominance of conductive heat transfer. Increasing the Riley number increases the natural convection heat transfer in the form of free displacement, and by increasing the Riley number, the free-moving heat transfer will completely dominate the chamber.

Keywords:

Heat Transfer, Natural Convection, Enclosure, MHD.

نوع مقاله: پژوهشی (کاربردی)

بررسی عددی انتقال حرارت جریان جابه‌جایی طبیعی هیدرومغناطیس در محفظه بسته مربعی با هیترهایی در دیواره پایینی

نعمت‌اله عسکری*

مربی، دپارتمان مهندسی مکانیک، دانشکده امام خمینی (ره)، واحد بهشهر، دانشگاه فنی و حرفه‌ای، مازندران، ایران

محمدحسن طاهری

دپارتمان مهندسی مکانیک، دانشکده امام خمینی (ره)، دانشگاه فنی و حرفه‌ای، مازندران، ایران

دریافت مقاله: 1398/11/12 پذیرش مقاله: 1399/04/15

چکیده

در این تحقیق، رفتار گرمایی سیال در یک محفظه بسته مربعی که دو هیتر دما ثابت نیمه‌مدور در دیواره پایینی آن قرار دارند، به صورت عددی بررسی شده است. معادله‌های حاکم با استفاده از نرم‌افزار فلکس پی‌دی‌ای (FlexPDE) که نوعی شبیه‌سازی جریان بر پایه روش عددی المان محدود است، شبیه‌سازی و حل شده است. نتایج نشان داد فاصله بین دو هیتر، پارامتر تأثیرگذاری بر انتقال حرارت خواهد بود؛ به‌طوری‌که با کاهش این فاصله، انتقال حرارت جابه‌جایی آزاد محدود به بخش مرکزی کانال به شکل یک ستون عمودی متقارن خواهد بود. در دیواره‌ها نیز انتقال حرارت هدایتی غالب خواهد بود. افزایش عدد هارتمن منجر به افزایش نیروی لورنتس، کاهش نیروی شناوری و در نتیجه کاهش دما، توزیع دمای متقارن و غالب شدن انتقال حرارت هدایتی خواهد شد. افزایش عدد رایلی موجب افزایش انتقال حرارت به شکل جابه‌جایی آزاد می‌شود و با افزایش عدد رایلی، انتقال حرارت جابه‌جایی آزاد به‌طور کامل بر محفظه حاکم خواهد شد.

واژگان کلیدی:

انتقال حرارت، جابه‌جایی طبیعی، محفظه بسته، هیدرومغناطیس.

* نویسنده مسئول: askari.nemat@yahoo.com

1. مقدمه

بررسی پدیده‌های طبیعی مانند جریان سیال، انتقال گرما و الکترومغناطیس همواره مورد توجه محققان بوده است [1-3]. در علوم مختلف جابه‌جایی طبیعی یکی از حالت‌های اصلی در انتقال گرماست. بر اساس رفتار و هندسه جریان، جابه‌جایی طبیعی می‌تواند از نوع داخلی یا خارجی باشد. طی جریان داخلی، سیال به وسیله مرزهای جامد احاطه می‌شود، درحالی‌که شی جامد، به وسیله سیال و طی جریان خارجی احاطه و پوشیده می‌شود. جریان در داخل لوله‌ها یا کانال‌ها مثال‌های مرسوم برای جریان‌های داخلی هستند. جریان روی صفحه مسطح، سیلندرها و کره‌ها نیز مثال‌هایی برای جریان خارجی هستند.

جریان‌های جابه‌جایی طبیعی به دلیل کوپل میدان جریان هیدروپدینامیکی و گرمایی سیال از پیچیدگی برخوردارند. مسائل جریان داخلی پیچیدگی بیشتری نسبت به جریان‌های خارجی دارند. جریان‌های خارجی را می‌توان با استفاده از نظریه لایه مرزی مدل‌سازی کرد و این‌گونه انگاشت که ناحیه خارج از لایه مرزی، تحت تأثیر مرز جامد قرار نمی‌گیرد [4]. در مقابل، برای جابه‌جایی داخلی، اثر متقابل بین لایه مرزی و هسته مرکزی سبب ایجاد پیچیدگی در مسئله خواهد شد. بر اساس شرایط مرزی گرمایی به‌کاررفته، سیستم‌های جابه‌جایی داخلی را می‌توان به دو دسته تقسیم کرد:

1. محفظه‌های بسته که از دیواره‌های جانبی گرما می‌گیرند (گرادیان دما عمود بر جهت گرانش است)؛

2. محفظه‌های بسته که از دیواره‌های پایینی گرما می‌گیرند (گرادیان دما موازی با جهت گرانش است) [4]. جابه‌جایی طبیعی در یک محفظه بسته گرمای متفاوت، نمونه‌ای برای نوع (الف) است و جابه‌جایی رایلی - برنارد بین دو صفحه افقی بی‌نهایت نمونه‌ای برای نوع (ب) است.

علاوه‌براین، شرایط مرزی دمایی دیگری نیز باید در ترکیب با هر دو نوع در بخش‌های مختلف دیواره‌ها قرار بگیرد. انواع مختلفی از الگوهای گرمایی جابه‌جایی طبیعی را می‌توان در بسیاری از کاربردهای مهندسی نام برد از جمله تجهیزات الکتریکی سرمایش [5]، سیستم‌های روغن‌کاری [6]، مبدل‌های گرمایی [7]، کلکتورهای انرژی خورشیدی [8]، اجاق‌های برقی [9]، سیستم‌های نمک‌زدایی خورشیدی [10] و فرایندهای ذوب و جامدسازی [11 و 12] اشاره کرد.

از جمله موضوعات مورد توجه در فناوری نوین که در مکانیک سیالات اهمیت بسیار دارد، مسئله مگنتوهیدروپدینامیک (MHD) است که برهم‌کنش سیال و میدان مغناطیسی را توصیف می‌کند. مطالعه

جریان مگنتوهیدرودینامیک در بسیاری از فرایندهای صنعتی برای کنترل نرخ سرمایش استفاده می‌شود. همچنین در رآکتورهای اتمی با دیواره‌های خنک‌کن [13]، ترمزهای هیدرومغناطیسی [14]، پمپ‌ها [15-16] و کاربردهای بیولوژیکی و شبیه‌سازی جریان خون [17-19] جریان مگنتوهیدرودینامیک قابل مشاهده است.

در دو دهه اخیر، انتقال حرارت جابه‌جایی طبیعی در محفظه‌ای بسته مربعی و مستطیلی در بسیاری از پژوهش‌ها بررسی شده است. در بیشتر این پژوهش‌ها تمرکز بر اثر شرایط مرزی، نسبت اندازه و انتقال حرارت متوسط جابه‌جایی طبیعی بوده است. کوپل بین میدان‌های هیدرودینامیکی و گرمایی در یک هندسه پیچیده از طریق نیروی شناوری، موجب سخت‌شدن مدل‌سازی ریاضی می‌شود؛ در نتیجه پژوهشگران مطالعات قابل‌توجهی بر جابه‌جایی طبیعی در محفظه‌های بسته غیرمستطیلی با دیواره‌های شیب‌دار، منحنی و موج‌دار انجام داده‌اند.

اثر نسبت اندازه بر الگوی جریان و انتقال انرژی در محفظه‌های بسته مستطیلی با دیواره دماثابت داغ و سقف خنک‌شده با استفاده از فرمول‌های تابع جریان و سرعت توسط آیدین و همکاران [20] گزارش داده شده است. در ادامه، ساریس و همکاران [21] به صورت عددی، جابه‌جایی طبیعی در محفظه بسته مستطیلی با پروفیل دمای سینوسی بر دیواره بالایی و شرایط آدیاباتیک بر دیواره‌های پایینی و کناری را بررسی کرده‌اند. آن‌ها گزارش داده‌اند شدت چرخش سیال و عمق نفوذ دمایی با افزایش نسبت اندازه، افزایش می‌یابد.

باساک و همکاران [22] اثر شرایط مرزی دمایی بر جریان جابه‌جایی طبیعی در حفره مربعی را با استفاده از روش عددی المان محدود بررسی کرده‌اند. آن‌ها گزارش داده‌اند نرخ‌های کلی انتقال حرارت برای حالت گرمای غیریکنواخت در مقایسه با حالت گرمای یکنواخت، کمتر است. وارول و همکاران [23] پدیده جابه‌جایی آزاد در محفظه بسته مربعی شکل را که در گوشه آن هیتر قرار دارد، به صورت عددی بررسی کرده‌اند. آن‌ها از روش تفاضل محدود برای حل معادله‌های مونتم و انرژی استفاده کردند. محدوده عدد رایلی بین 10^3 تا 10^6 انتخاب شده است. اثر عدد رایلی، پرانتل و زاویه انحراف محفظه بسته نیز بررسی شده‌اند.

اثر تشعشع سطح بر جابه‌جایی محفظه بسته در حضور هیترهای مجزا توسط ساراولان و همکاران [24] انجام گرفته است. جریان به وسیله هیترهای مجزا در یک محفظه بسته مربعی شکل ایجاد می‌شود. دیوارهای عمودی هم‌دما، سرد و متقارن و دیواره‌های افقی عایق در نظر گرفته شده است. معادله‌های دیفرانسیل جزئی حاکم نیز به روش حجم محدود حل شده‌اند.

کالوری و باساک [25] اثر گرمای توزیع‌شده بر جابه‌جایی طبیعی را در حفره مربعی از طریق رویکرد

گرمایی مورد مطالعه قرار دادند. مطالعه آن‌ها نشان می‌دهد توزیع گرما و دمای مخلوط در حفره و در حالت گرمای توزیع شده در مقایسه با حالت دیواره پایینی گرم و دما ثابت، افزایش بسیاری خواهد داشت. در سال‌های اخیر مطالعات فراوانی بر انتقال حرارت در محفظه بسته به روش‌های مختلف انجام شده است. لیما و گانزارلی [26] انتقال حرارت در محفظه بسته مربعی را که از دیواره‌های کناری سرد و گرم می‌شود و در داخل آن یک جسم جامد هادی قرار دارد، مطالعه کردند. اثر جسم مربعی بر انتقال حرارت پایا در محفظه بسته، برای عدد پرانتل مشخص و عدد رایی‌های مختلف، نسبت محفظه بسته و ابعاد جسم و نسبت هدایت گرمایی جامد و سیال مورد بررسی قرار گرفت. از رویکرد خط گرمایی برای تحلیل انتقال گرما در محفظه بسته استفاده شده است. با افزایش اندازه جسم، عدد ناسلت نیز بر اندازه جسم و هدایت گرمایی آن وابسته می‌شود.

الواهی و همکاران [27] به صورت عددی انتقال حرارت جابه‌جایی طبیعی در یک محفظه بسته دوزنقه‌ای پُر شده از نانوذرات را شبیه‌سازی و مطالعه کردند. دیواره‌های سمت چپ و راست محفظه بسته در دماهای مختلفی قرار داشته و دیواره‌های بالایی و پایینی عایق فرض شده‌اند. پس از اینکه معادلات دیفرانسیل جزئی حاکم بر مسئله با استفاده از پارامترهای بی‌بعد به فرم بی‌بعد شده درآمدند، روش باقیمانده وزنی گالرکین بر اساس روش المان محدود برای حل به کار گرفته شد. اثر پارامترهای مختلف از نظر عدد رایی، نسبت اندازه، کسر حجمی و فاکتور شکل نانوذره بر خطوط جریان و دما به صورت نمودارهای مختلف ترسیم و مورد بحث قرار گرفته است. افزایش انتقال حرارت برای ترکیب‌های مختلف پارامترهای ذکر شده و همچنین عدد ناسلت متوسط بر دیواره گرما سمت چپ ارائه شده است.

مدل دو فازی بر اساس رویکرد پخش دوگانه برای مطالعه عددی جابه‌جایی طبیعی نانوسیال بر پایه آب در حفره‌های مربعی که توسط دو دیواره با دمای متفاوت گرما می‌بینند، توسط کوینتینو و همکاران [28] بررسی قرار گرفته است. فرض شده است پخش بروینین و گرمادایی تنها مکانیزم لغزش است که فاز جامد می‌تواند سرعت نسبی قابل توجهی را با توجه به فاز مایع توسعه دهد. معادله‌های حاکم شامل پیوستگی، مومنتم و انرژی برای نانوسیال و پیوستگی برای نانوذره، با استفاده از کد محاسباتی حل شده‌اند که سه رابطه تجربی برای ارزیابی هدایت گرمایی مؤثر، لزجت دینامیکی مؤثر و ضریب پخش گرمادایی را در خود دارد. از الگوریتم سیمپل برای کوپل سرعت و فشار استفاده شده است. شبیه‌سازی عددی برای سه نانوسیال متفاوت، قطرهای مختلف و کسر حجمی متوسط انجام شده است.

انتقال حرارت جابه‌جایی آزاد جریان نانوسیال آب - جیوه درون محفظه بسته با هیتز مرکزی و منبع گرمایی از سطح زیرین توسط ماه‌الاکشمی و همکاران [29] مورد بررسی قرار گرفت. اثر طول مرکز هیتز بر میدان جریان و دما در اعداد رایی مختلف مورد تحلیل قرار گرفت. از روش عددی برای حل و تحلیل

مسئله استفاده شده است. نتایج نشان داد با افزایش طول هیتز و افزایش عدد رایلی، انتقال حرارت نیز افزایش می‌یابد.

ما و همکاران [30] از روش عددی حجم محدود برای بررسی جریان جابه‌جایی آزاد نانوسیال در یک محفظه بسته مربعی استفاده کردند. محفظه بسته تحت تأثیر میدان مغناطیسی قرار گرفته است. معادله‌های حاکم با روش حجم محدود و الگوریتم سیمپل حل شده‌اند. نتایج نشان داد با افزایش عدد رایلی، نرخ انتقال حرارت می‌تواند تا بیش از سه برابر افزایش یابد. همچنین مشاهده شد که بیشترین انتقال حرارت در میدان مغناطیسی ضعیف رخ داده است.

دوتا و همکاران [31] به صورت عددی انتقال حرارت جابه‌جایی طبیعی هیدرومغناطیس را در یک محفظه بسته لوزی‌شکل مطالعه کردند. درون محفظه نانوسیال آب - مس، محدوده عدد رایلی 10^3 تا 10^6 در نظر گرفته شده است. محفظه دارای زاویه انحراف 30، 60 و 90 درجه است. نتایج بیانگر این واقعیت است که برای اعداد رایلی کوچک، با افزایش عدد هارتمن نرخ انتقال حرارت تقریباً تغییر نمی‌کند. ولی برای اعداد رایلی بزرگ‌تر از 10^5 ، افزایش میدان مغناطیسی موجب کاهش نرخ انتقال حرارت می‌شود.

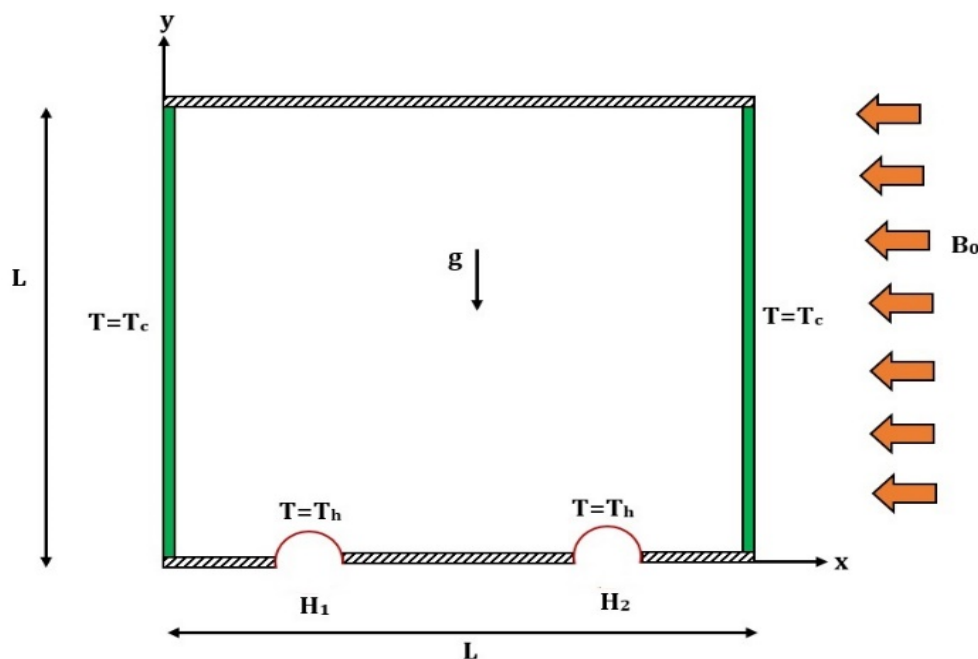
بررسی جامع جابه‌جایی ترکیبی نانوسیال در شکل‌های مختلفی از محفظه بسته توسط ایزدی و همکاران [32] انجام گرفته است. هدف این پژوهش، بررسی مطالعاتی بوده که در این زمینه انجام گرفته است. این پژوهش به چهار بخش اصلی به نام‌های شکل‌های محفظه بسته مربعی (یا مستطیلی)، مثلثی، دوزنقه‌ای و شکل‌های غیرمتداول تقسیم‌بندی می‌شود. همچنین اطلاعات مهم در هر مورد به صورت جداول مجزا ارائه شده‌اند. بیشتر مطالعات گزارش داده‌اند که با افزایش غلظت حجمی نانوسیال، عدد رینولدز و عدد ریچاردسون، انتقال گرما به طور قابل توجهی افزایش می‌یابد.

هدف از پژوهش حاضر، بررسی عددی انتقال حرارت جابه‌جایی طبیعی در یک محفظه بسته گرم‌شده از طریق دو هیتز نیمه‌مدور است. از فلیکس پی‌دی‌ای که از روش المان محدود استفاده می‌کند، برای شبیه‌سازی و حل مسئله استفاده شده است. همچنین تأثیر پارامترهای مختلف بر انتقال حرارت جابه‌جایی طبیعی مانند فاصله هیترها از یکدیگر، عدد هارتمن و عدد رایلی مورد بررسی قرار خواهند گرفت.

2. بیان مسئله و معادله‌های حاکم

محفظة مورد بررسی در این پژوهش مطابق شکل شماره 1 مدل‌سازی می‌شود. محفظه بسته دو هیتز نیمه‌مدور در دیواره پایینی خود دارد. شعاع هر دو هیتز $0.05L$ و فاصله بین آن‌ها نیز $D=d/L$ است. محفظه بسته مربعی و با طول ارتفاع برابر با L است. سطح هیتزهای نیمه‌مدور دما ثابت و برابر با Th و دمای

دیواره‌های عمودی نیز T_c بوده که از دمای T_h کمتر است. سایر دیواره‌های محفظه بسته عایق هستند.



شکل شماره ۱. شماتیک مسئله

معادله‌های بقای جرم، مومنتم و تعادل انرژی برای سیال تراکم‌ناپذیر در حالت پایا و دوبعدی به صورت زیر است:

$$\frac{\partial u}{\partial x} + \frac{\partial v}{\partial y} = 0 \quad (۱)$$

$$r u \frac{\partial u}{\partial x} + r v \frac{\partial u}{\partial y} = - \frac{\partial p}{\partial x} + m \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial y^2} \quad (۲)$$

$$r u \frac{\partial v}{\partial x} + r v \frac{\partial v}{\partial y} = - \frac{\partial p}{\partial y} + m \frac{\partial^2 v}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 v}{\partial y^2} + g \beta (T_h - T_c) - s B_0^2 v \quad (۳)$$

$$r c_p \frac{\partial (uT)}{\partial x} + r c_p \frac{\partial (vT)}{\partial y} = \frac{\partial}{\partial x} \left(k \frac{\partial T}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(k \frac{\partial T}{\partial y} \right) \quad (۴)$$

معادله (۱) معادله پیوستگی، معادلات (۲ و ۳) به ترتیب معادلات مومنتم در راستای x و y و معادله (۴) معادله انرژی هستند.

در معادلات بالا، x و y به ترتیب فواصلی هستند که در امتداد راستای افقی و عمودی قرار دارند، u و v به ترتیب مؤلفه‌های سرعت در راستای x و y هستند. T نشانگر دما، g نشانگر شتاب گرانش، μ لزجت دینامیکی، p فشار، T_c و T_h به ترتیب دمای دیواره گرم و سرد و r چگالی است. پارامترهای بی‌بعد به صورت زیر تعریف می‌شوند [33]:

$$X = \frac{x}{L}, Y = \frac{y}{L}, q = \frac{T - T_c}{T_h - T_c}, U = \frac{uL}{a}, V = \frac{vL}{a}, P = \frac{(p + rgy)L^2}{rn^2} \quad (5)$$

که a و n به ترتیب لزجت سینماتیکی و پخش گرمایی هستند، L ارتفاع یا طول مشخصه، X و Y سرعت بی‌بعد در راستای افقی و عمودی، U و V مؤلفه‌های سرعت افقی و عمودی، θ دمای بی‌بعد، و P فشار بی‌بعد هستند.

با استفاده از پارامترهای بی‌بعد تعریف‌شده در معادله (5) و قراردادن در معادله‌های حاکم (1-4)، شکل بی‌بعدشده معادلات حاکم به ترتیب زیر به دست خواهد آمد:

$$\frac{\partial U}{\partial X} + \frac{\partial V}{\partial Y} = 0 \quad (6)$$

$$U \frac{\partial U}{\partial X} + V \frac{\partial U}{\partial Y} = -\frac{\partial P}{\partial X} + \text{Pr} \left(\frac{\partial^2 U}{\partial X^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial Y^2} \right) \quad (7)$$

$$U \frac{\partial V}{\partial X} + V \frac{\partial V}{\partial Y} = -\frac{\partial P}{\partial Y} + \text{Pr} \left(\frac{\partial^2 V}{\partial X^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial Y^2} \right) + (Ra \text{Pr})q - (Ha^2 \text{Pr})V \quad (8)$$

$$U \frac{\partial q}{\partial X} + V \frac{\partial q}{\partial Y} = \frac{\partial^2 q}{\partial X^2} + \frac{\partial^2 q}{\partial Y^2} \quad (9)$$

Ha ، Ra و Pr به ترتیب اعداد هارتمن، رایلی و پرانتل هستند که به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$Ha = B_0 L \sqrt{\sigma / m}, \quad Ra = \frac{gb(T_h - T_c)L^3 \text{Pr}}{n^2}, \quad \text{Pr} = \frac{n}{a} \quad (10)$$

عدد ناسلت روی هیترها به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$Nu = -\frac{1}{L_s} \int_0^{L_s} \frac{\partial q}{\partial Y} dX \quad (11)$$

با توجه به مسئله تعریف‌شده و شکل شماره 1، شرایط مرزی برابر خواهد بود با:

(۱۲):

در دیواره‌های چپ و راست $U = 0, V = 0, q = 0$

در دیواره بالایی $U = 0, V = 0, \frac{q}{N} = 0$

در دیواره زیرین جز سطح هیترا $U = 0, V = 0, \frac{q}{N} = 0$

روی سطح هیترا $U = 0, V = 0, q = 1$

که N فاصله بی‌بعد عمود بر X یا Y است.

همچنین فرضیه‌هایی که برای تعریف و حل مسئله در نظر گرفته شده، عبارت است از اینکه:

❖ سیال نیوتنی است؛

❖ سیال تراکم‌ناپذیر است؛

❖ جریان آرام و دوبعدی است؛

❖ خواص ترموفیزیکی، جز چگالی که وابسته به دماست، ثابت در نظر گرفته شده‌اند؛

❖ تقریب بوزینسک برای انتقال حرارت جابه‌جایی طبیعی در نظر گرفته شده است؛

❖ شرط عدم لغزش بر دیواره‌ها حاکم است؛

❖ از انتقال حرارت تشعشعی صرف‌نظر شده است؛

❖ عدد پرانتل برای آب برابر با هفت در نظر گرفته شده است؛

❖ دیواره‌ها رسانای الکتریکی نیستند.

3. روش حل

در این پژوهش، برای شبیه‌سازی و حل از نرم‌افزار فِلکس پی‌دی‌ای (FlexPDE) استفاده شده است. نرم‌افزار فِلکس ابزار قدرتمندی برای برقراری ارتباط بین مدل ریاضی، حل عددی و نتایج گرافیکی است. این نرم‌افزار توان تحلیل طیف وسیعی از مسائل مهندسی مانند تنش، واکنش‌های شیمیایی و مدل‌سازی ریاضی مسائل واقعی و کاربردی را داراست؛ از این‌رو در سال‌های اخیر، استفاده از این نرم‌افزار برای حل مسائل در حال گسترش است [34-38]. فِلکس نرم‌افزار مدل‌سازی مبتنی بر روش المان محدود به صورت کدنویسی و حلگر عددی است. در شکل شماره 2 مش‌بندی مسئله مورد حل در این پژوهش نشان داده شده است.

اساس این نرم‌افزار بر حل معادله‌های دیفرانسیلی مشتق جزئی به روش المان محدود است و در آن

از مش‌بندی بی‌سازمان و مثلثی استفاده شده است. در واقع این نرم‌افزار حل مسائل مشتق جزئی را آسان‌تر می‌سازد. مراحل حل مسائل در این نرم‌افزار بدین شرح است:

• تحلیل اولیه معادله‌ها؛

• تشکیل مشتق‌ها، انتگرال‌ها و توابع روش اجزای محدود گالرکین؛

• ساختن ماتریس کوپل و حل آن؛

• نمایش گرافیکی پاسخ.

از مزایای استفاده از نرم‌افزار فلکس می‌توان به متن - بازبودن و سادگی استفاده از آن اشاره کرد. این نرم‌افزار، توانایی حل معادله‌های پیچیده خطی و غیرخطی از نوع مشتق جزئی و معمولی را در سریع‌ترین زمان ممکن دارد. فلکس به‌طور خودکار فرایند تکرار نیوتن - رافسون اصلاح‌شده را در سیستم‌های غیرخطی اعمال می‌کند. از طرفی به واسطه متن - بازبودن آن، به‌راحتی به معادله‌های حاکم دسترسی وجود دارد و می‌توان تغییرات مورد نظر را بر این معادله‌ها یا بر ویژگی‌های ماده اعمال کرد. همچنین از دیگر ظرفیت‌های اصلی آن، حل معادله‌های پیچیده غیرخطی است که در مکانیک سیالات و انتقال حرارت به‌وفور وجود دارد.

بیشتر برنامه‌هایی که تاکنون با موضوع مشابه ارائه شده‌اند، معمولاً با استفاده از روش‌های پیچیده و طولانی به دنبال پاسخ مسئله بوده و اغلب از ارائه خروجی‌های گرافیکی فراتر از نمودار دوبعدی عاجز بوده‌اند. در نرم‌افزار فلکس، بسیار ساده‌تر از روش‌های پیشین می‌توان به پاسخ دست یافت؛ ضمن اینکه با ارائه خروجی‌های گرافیکی نظیر کانتور در کنار نمودارهای دوبعدی، درک بهتر فیزیک مسئله برای کاربر مهیا می‌شود. ترسیم هندسه، معادله‌های حاکم، شرایط مرزی و سایر پارامترها از طریق کدنویسی مخصوص این نرم‌افزار صورت می‌پذیرد. در نرم‌افزار فلکس، هر کد از بخش‌های اصلی (الزامی) و بخش‌های فرعی (دلخواه) تشکیل شده است که در ادامه شرح داده می‌شوند.

3-1. بخش‌های اصلی

1. متغیرها: باید تمامی متغیرهای مجهولی که در مسئله مورد بررسی و حل قرار می‌گیرند مانند سرعت، فشار و دما برای نرم‌افزار مشخص شود؛
2. معادله‌ها: معادله‌های حاکم بر مسئله باید به‌طور دقیق برای نرم‌افزار معلوم شود. باید توجه داشت، فلکس به ازای هر متغیر تعریف‌شده، یک معادله حاکم می‌خواهد؛
3. مرزها: هندسه مسئله و شرایط مرزی بر هر مرز در این بخش به کد داده می‌شود؛
4. نمودارها: در این قسمت خروجی‌های حل به صورت نمودارهای دوبعدی، سه‌بعدی، کانتور و بُردار قابل‌رسم است؛

۵. مقادیر اولیه: اگر مسئله وابسته به زمان باشد، شرایط اولیه زمانی در این قسمت تعریف خواهد شد.

۳-۲. بخش‌های فرعی

۱. مختصات: در این نرم‌افزار پیش‌فرض، مختصات کارتزین دوبعدی است و بسته به نوع مسئله می‌توان آن را تغییر داد؛

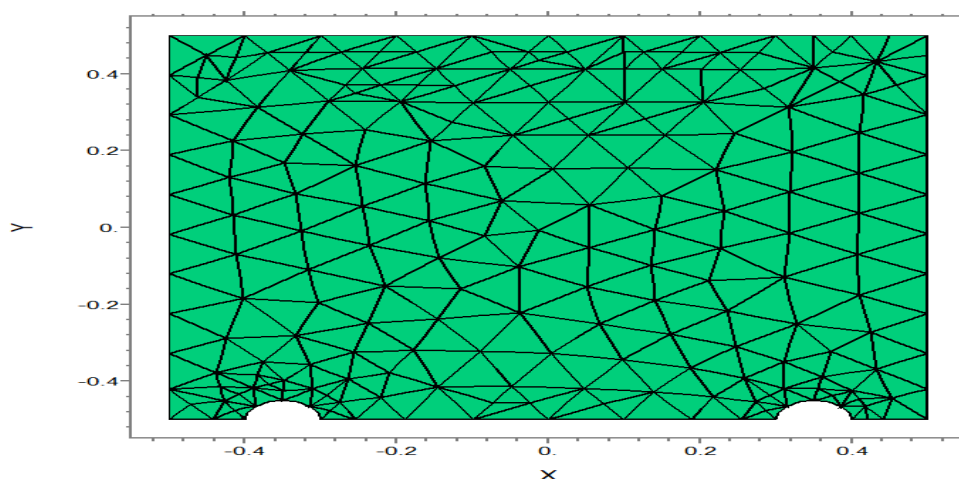
۲. گزینه‌ها: در این قسمت می‌توان پیش‌فرض‌های نرم‌افزار را تغییر داد. برای مثال، پیش‌فرض خطایی که فلکس برای فرایند تکراری حل دارد ۰/۰۲ است که در این بخش می‌توان آن را تغییر داد؛

۳. تعاریف: با توجه به معادله‌های حاکم و شرایط مرزی ممکن است یک‌سری ضرایب ثابت یا روابطی وابسته به متغیرهای اصلی ظاهر شوند. این ضرایب و روابط را می‌توان در قسمت تعاریف کد وارد کرد تا کنترل و دسترسی به آن‌ها ساده بوده و به راحتی بتوان آن‌ها را تغییر داد؛

برای توصیف ریاضی، المانی محدود با دو گره x_i و x_{i+1} در نظر گرفته می‌شود. مقادیر مرتبط با هر گره u_i و u_{i+1} تعیین می‌شود. با فرض اینکه تابع آزمایشی $u=c_1x+c_2$ باشد، خواهیم داشت:

$$u(x_i) = c_1x_i + c_2 = u_i \quad (۱۳)$$

$$u(x_{i+1}) = c_1x_{i+1} + c_2 = u_{i+1} \quad (۱۴)$$



شکل شماره ۲. مش‌بندی مسئله در نرم‌افزار فلکس

با حل هم‌زمان معادله‌های ۱۳ و ۱۴ خواهیم داشت:

$$c_1 = \frac{u_{i+1} - u_i}{x_{i+1} - x_i} \quad (۱۵)$$

$$c_2 = \frac{u_i x_{i+1} - u_{i+1} x_i}{x_{i+1} - x_i} \quad (16)$$

با جای گذاری رابطه 15 و 16 در معادله (13) و بازنویسی آن خواهیم داشت:

$$u = H_1(x)u_i + cH_2(x)u_{i+1} \quad (17)$$

که:

$$H_1(x) = \frac{x_{i+1} - x_i}{h_i}, H_2(x) = \frac{x - x_i}{h_i}, h_i(x) = x_{i+1} - x_i \quad (18)$$

4. بحث و تحلیل نتایج

در این بخش، اثر پارامترهای مختلف شامل فاصله دو هیتز، عدد رایلی و عدد هارتمن بر توزیع دما مورد مطالعه قرار می‌گیرد. همچنین نموداری برای عدد ناسلت ارائه خواهد شد. ابتدا باید نتایج به‌دست‌آمده در این پژوهش مورد اعتبارسنجی قرار گیرد. برای کنترل همگرایی نتایج، استقلال از مش‌بندی مورد بررسی قرار گرفته است (جدول شماره 1). ملاحظه می‌شود که از تعداد نتایج مستقل از مش‌بندی شده و این مقدار مش جهت بررسی مسئله مورد استفاده قرار می‌گیرد. همچنین برای بررسی درستی نتایج، مقایسه نتایج به‌دست‌آمده در این تحقیق با نتایج مرجع [39] مورد مقایسه قرار گرفت (جدول شماره 2) که از دقت قابل‌قبولی برخوردار است.

جدول شماره 1. نتایج استقلال از مش‌بندی ($D=0.5$, $Ra=10^8$, $Ha=2$)

تعداد گره	تعداد سلول	Nu
200	90	18/07
400	180	18/18
800	380	18/23
1200	650	18/23

جدول شماره 2. مقایسه عدد ناسلت (Nu) به‌دست‌آمده روی دیواره سرد با مرجع ($D=0.5$, $Ha=0$)

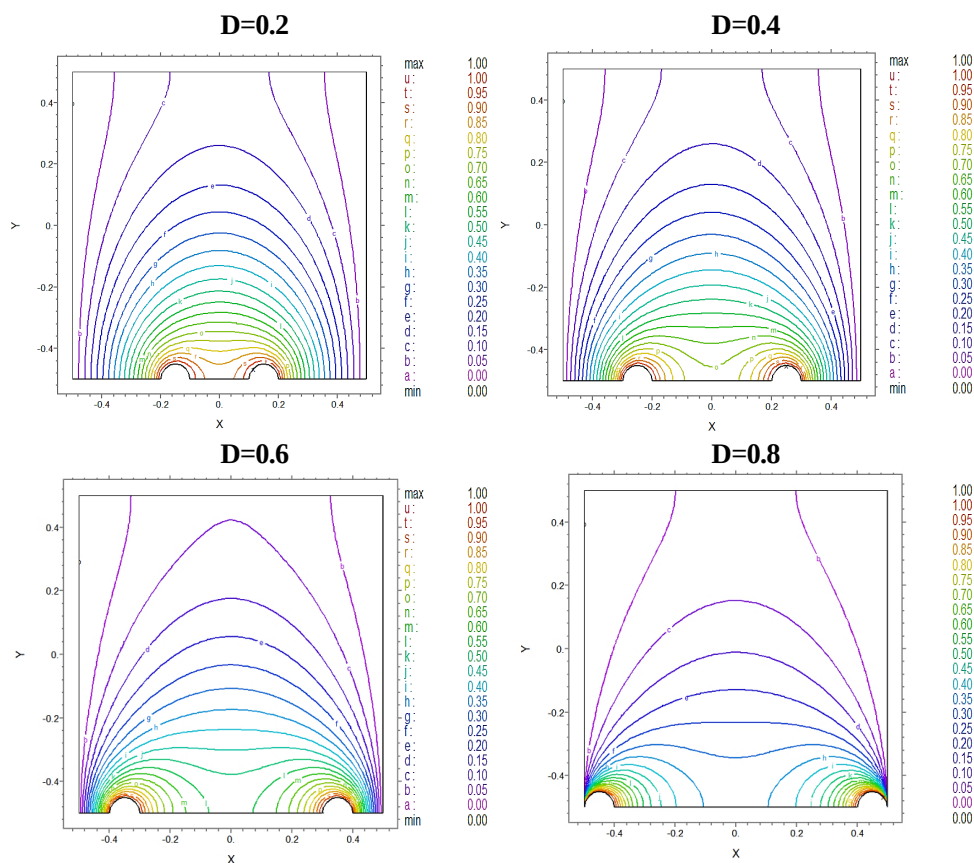
$Ra=10^4$		$Ra=10^6$	
پژوهش حاضر	مرجع [39]	پژوهش حاضر	مرجع [39]
2/28	2/24	8/78	8/82

در شکل شماره 2 کانتورهای هم‌دما برای یک عدد هارتمن ($Ha=2$) و عدد رایلی مشخص ($Ra=10^5$) در فواصل مختلف دو هیتز از یکدیگر نمایش داده شده است. به‌طور کلی مشاهده می‌شود سیال گرم شده و

از اطراف هر دو هیتر به سمت بالا جریان می‌یابد. همچنین توزیع خطوط هم‌دما تقریباً در همه فواصل هیتر به صورت متقارن توزیع می‌شود. خطوط هم‌دما نیز تقریباً نسبت به یکدیگر موازی هستند، زیرا انتقال گرمای هدایت بر انتقال حرارت غالب بوده و با توجه به شکل هیترها که نیمه‌دایره منطبق هستند، توزیع دما در صفحه میانی دو هیتر متقارن است.

در شکل شماره ۳ کانتورهای هم‌دمای برای یک عدد هارتمن ($Ha=2$) و عدد رایلی مشخص ($Ra=10^6$) در فواصل مختلف دو هیتر از یکدیگر ترسیم شده است. در این حالت، اثر انتقال حرارت جابه‌جایی طبیعی نسبت به انتقال حرارت هدایت بیشتر خواهد بود. دلیل این امر، افزایش مقدار عدد رایلی است. هر اندازه D بزرگ‌تر باشد، هر هیتر به‌عنوان هیتری مستقل رفتار می‌کند و انتقال گرما به دیواره سرد عمودی کمتر خواهد بود؛ یعنی فاصله بین دو هیتر پارامتر مهمی در کنترل انتقال حرارت خواهد بود. این امر سبب می‌شود توزیع دما به شکل ستون عمودی شکل در مرکز محفظه ایجاد شود. برای $D=0.8$ ، توزیع دمای هیتر در نزدیکی دیواره پایینی تقریباً موازی محور x خواهد بود و سپس یک جریان انتقال گرمای عمودی، بخش میانی سطح بسته را دربرمی‌گیرد؛ به این دلیل که فاصله هیترها از یکدیگر بسیار دور بوده و سبب می‌شود خطوط هم‌دما نزدیک دیواره‌های سرد، موازی با دیواره عمودی باشند.

در شکل شماره ۴ کانتورهای هم‌دمای برای عدد هارتمن ($Ha=2$) و عدد رایلی مشخص ($Ra=10^7$) در فواصل مختلف دو هیتر از یکدیگر ترسیم شده است. در این حالت، توزیع عمودی و ستونی قابل توجهی بین دو هیتر مشاهده می‌شود، زیرا در این حالت، هر دو هیتر به صورت یک هیتر مستقل عمل می‌کنند. لایه مرزی گرمایی نزدیک دیواره عمودی برای اعداد رایلی بسیار بزرگ، بسیار نازک خواهد شد. همچنین با کمتر شدن فاصله D هیترها، این لایه نیز نازک‌تر خواهد شد. در واقع در این حالت، جابه‌جایی آزاد کاملاً بر انتقال حرارت غالب خواهد شد.

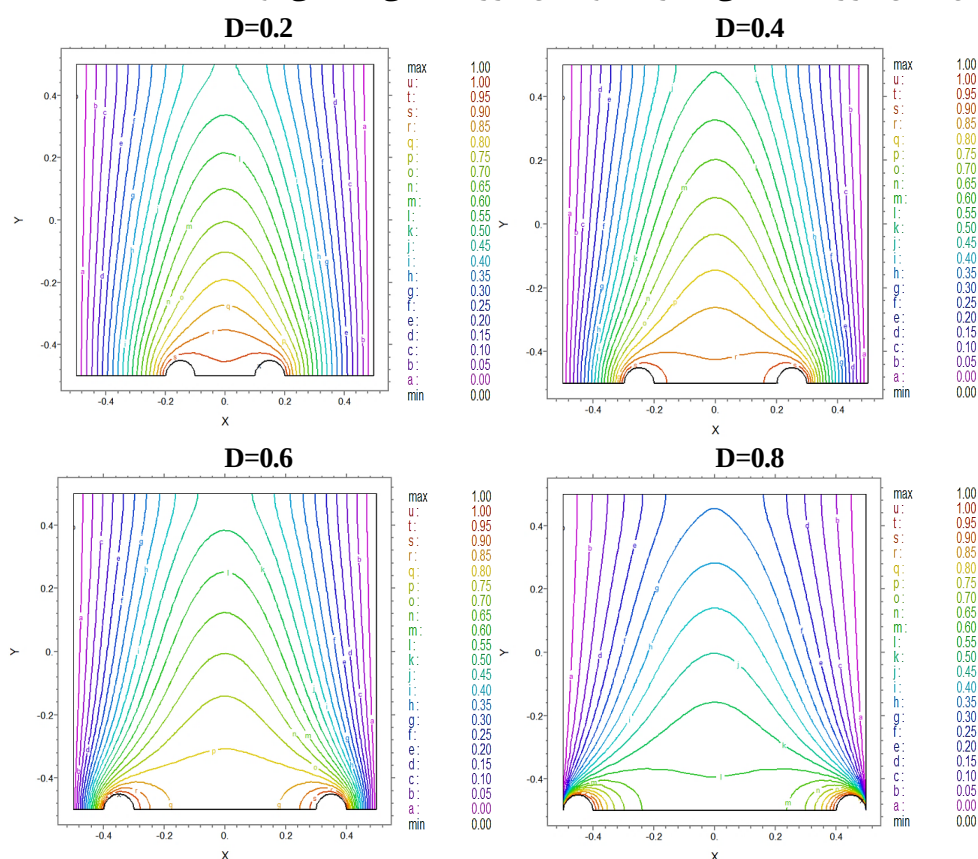


شکل شماره 3. کانتورهای هم‌دما در $(Ha=2, Ra=10^5)$ برای فواصل مختلف D

عدد ناسلت روی هیترها محاسبه شده است. به دلیل تقارنی که در مسئله وجود دارد، این عدد برای هر دو هیتتر تقریباً یکسان است. در شکل شماره 5، تأثیر فاصله دو هیتتر از یکدیگر و تغییر عدد رایلی بر عدد ناسلت ترسیم شده است. مشاهده می‌شود بالاترین مقدار برای $D=0.8$ است و با افزایش عدد رایلی، تقریباً مقدار عدد ناسلت ثابت می‌شود.

اثر میدان مغناطیسی بر توزیع دما در شکل شماره 6 ترسیم شده است. مشاهده می‌شود با افزایش عدد هارتمن، اندازه خطوط هم‌دما کوچک‌تر و نمودار توزیع آن پخته‌تر می‌شود. همچنین توزیع دما به صورت متقارن خواهد بود. افزایش عدد هارتمن بیانگر افزایش شدت میدان مغناطیسی است. میدان مغناطیسی سبب ایجاد نیروی مقاوم در جهت حرکت به نام نیروی لورنتس می‌شود. این نیرو خلاف جهت نیروی شناوری عمل می‌کند. در واقع میدان مغناطیسی نقش کنترل‌کننده جریان و توزیع دما را ایفا می‌کند. خطوط هم‌دما نشان می‌دهند با

افزایش عدد هارتمن، مکانیزم انتقال حرارت هدایت بر محفظه حاکم خواهد بود. در شکل شماره ۷ نیز اثر عدد هارتمن بر توزیع دما برای عدد رایلی 10^5 ترسیم شده است. در این عدد رایلی نیز رفتار مشابهی با عدد رایلی کوچک تر قابل مشاهده است. همچنین با افزایش عدد هارتمن، نقش انتقال حرارت جابه جایی کمتر شده و انتقال حرارت هدایتی غالب می شود.

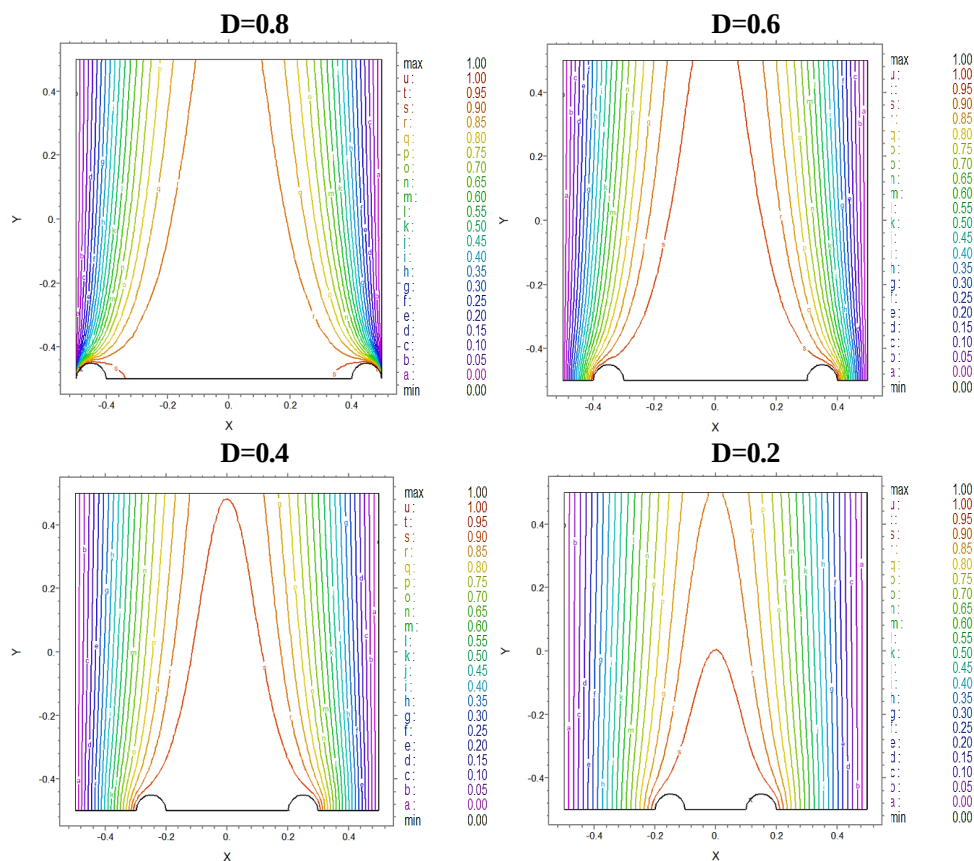


شکل شماره ۴. کانتورهای هم دما در $(Ha=2, Ra=10^6)$ برای فواصل مختلف D

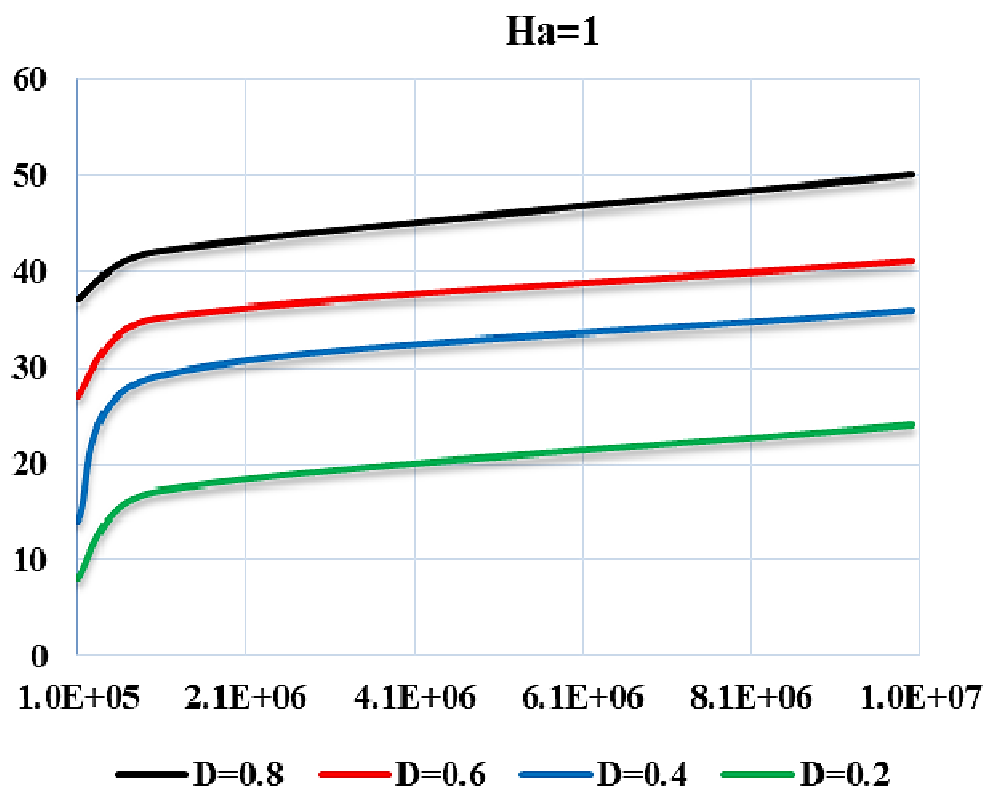
۵. نتیجه گیری

در این تحقیق، انتقال حرارت در یک محفظه بسته مربعی که دو هیتر نیمه مدور در دیواره پایینی آن قرار دارد، مورد بررسی قرار گرفته است. برای شبیه سازی و حل معادله های حاکم از نرم افزار فلکس پی دی ای استفاده شده است که بر پایه روش عددی المان استوار است. معادله های حاکم بر جریان با استفاده از پارامترهای بی بعد به شکل بی بعد شده تبدیل شدند و اثر هریک از پارامترهای اثرگذار بر توزیع دما ترسیم و مورد بحث قرار گرفتند. نتایج کلی که از این پژوهش می توان دریافت بدین شرح است:

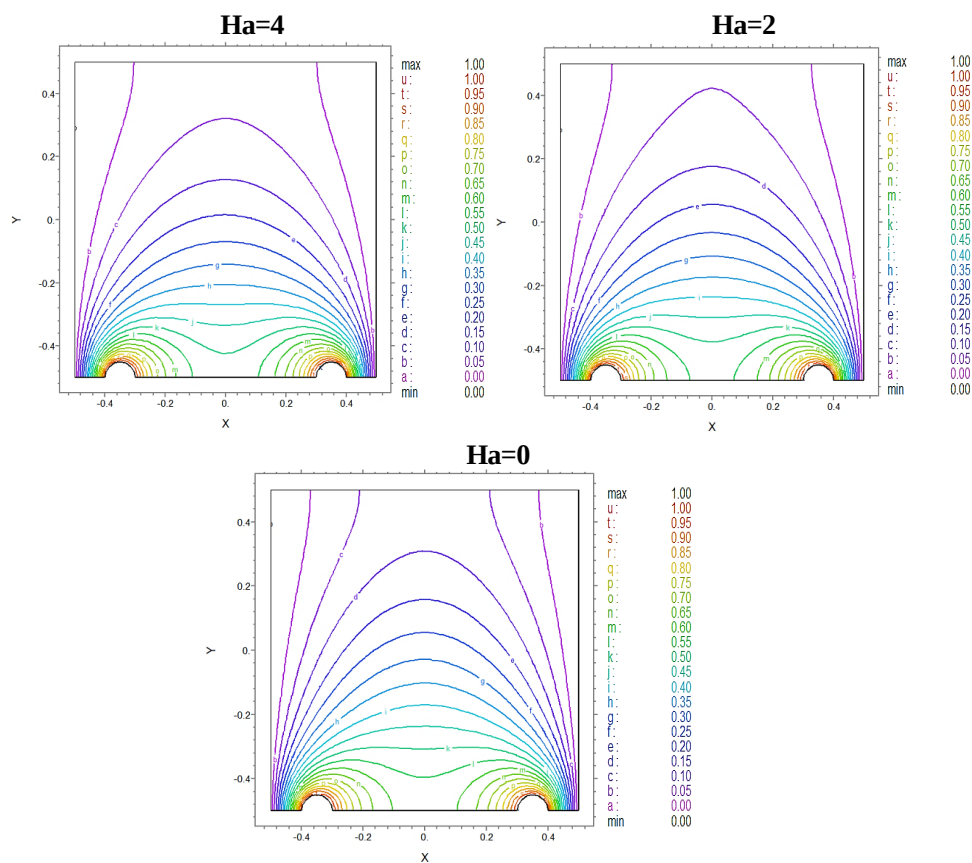
1. توزیع دما رفتار مقارنی داشته و عدد ناسلت نیز به دلیل تقارن برای هر دو هیتز مشابه است؛
2. با افزایش عدد هارتمن، میزان انتقال حرارت جابه‌جایی کاهش یافته و انتقال حرارت هدایتی غالب می‌شود؛
3. فاصله دو هیتز از یکدیگر نقش مهمی در توزیع دما و انتقال حرارت دارد؛ به‌طوری‌که هرچه فاصله هیتزها کمتر شود، انتقال حرارت جابه‌جایی تنها محدود به بخش عمودی و ستونی شکل در مرکز محفظه خواهد شد و انتقال حرارت هدایتی بر دیواره‌ها غالب خواهد بود؛
4. با افزایش عدد رایلی، انتقال حرارت جابه‌جایی آزاد بر انتقال حرارت هدایت غالب خواهد بود؛ به‌طوری‌که با افزایش عدد رایلی، انتقال حرارت جابه‌جایی به طور کامل بر محفظه بسته غالب خواهد شد.



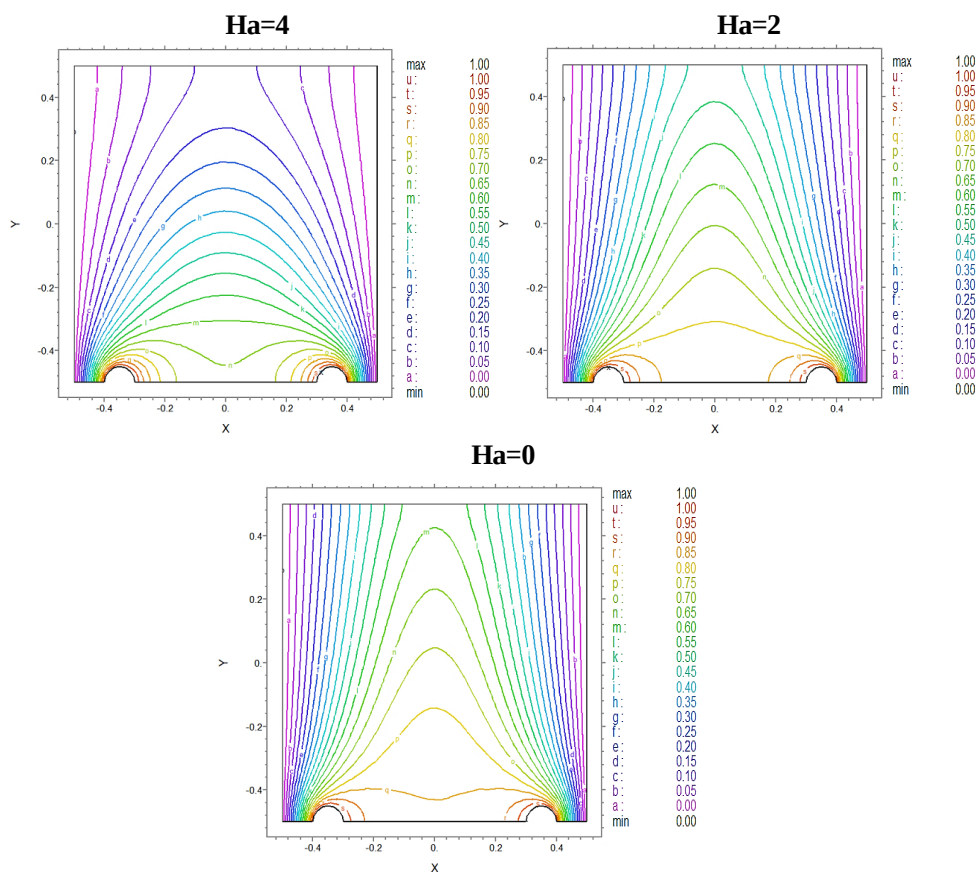
شکل شماره 5. کانتورهای هم‌دما در ($Ha=2, Ra=10^7$) برای فواصل مختلف D



شکل شماره ۶. اثر فاصله دو هیتر و عدد رایلی بر عدد ناسلت



شکل شماره 7. کانتورهای هم‌دما در $(D=0.6, Ra=10^4)$ برای اعداد هارتمن مختلف



شکل شماره ۸. کانتورهای هم‌دما در $(D=0.6, Ra=10^5)$ برای اعداد هارتمن مختلف

۶. فهرست علائم

فشار ($\text{kgm}^{-1}\text{s}^{-2}$)	ρ	میدان مغناطیسی (T)	B_0
فشار بی‌بعد	P	فاصله بی‌بعد دو هیتر از یکدیگر	D
عدد پرانتل	Pr	شتاب گرانش (ms^{-2})	g
عدد رایلی	Ra	عدد هارتمن	Ha
دما (K)	T	طول مشخصه (m)	L
		عدد ناسلت	Nu
علائم یونانی			
دمای بی‌بعد	θ	لزجت دینامیکی ($\text{kgm}^{-1}\text{s}^{-1}$)	μ
هدایت الکتریکی ($\text{W}^{-1}, \text{m}^{-1}$)	σ	چگالی (kgm^{-3})	ρ
زیرنویس‌ها			
دمای گرم	h	دمای سرد	C

منابع

1. فعال همدانی، ن؛ شمشادی، ر. (2018)، «ستز سبز نانواکسید روی با ریخت‌های گوناگون به کمک امواج فراصوت»، دوفصلنامه علمی کارافن، 15 (44)، صص 37-48.
2. حیاتی، الف؛ خداداد، س. (2018)، «وابستگی ثابت دی‌الکتریک نانوکامپوزیت LaNiOCO با دمای بازپخت»، دوفصلنامه علمی کارافن، 15 (44)، صص 57-66.
3. افصحی، م؛ چراغی سپهوند، ط. (2018)، «پیشینه دمایی: روشی ساده و ارزان برای تعیین خواص حرارتی مواد تغییر فازدهنده»، دوفصلنامه علمی کارافن، 15 (44)، صص 13-26.
4. Bejan, A. (2013), Convection heat transfer, John Wiley & sons.
5. Chiang, H.; Kleinstreuer, C. (1991), "Analysis of passive cooling in a vertical finite channel using a falling liquid film and buoyancy-induced gas-vapor flow", International Journal of Heat and Mass Transfer, 34 (9), 2339-2349. doi: [https://doi.org/10.1016/0017-9310\(91\)90059-N](https://doi.org/10.1016/0017-9310(91)90059-N).
6. Payvar, P. (1991), "Laminar heat transfer in the oil groove of a wet clutch", International Journal of Heat and Mass Transfer, 34 (7), pp. 1791-1798. doi: [https://doi.org/10.1016/0017-9310\(91\)90154-7](https://doi.org/10.1016/0017-9310(91)90154-7).
7. Haese, PM.; Teubner, MD. (2002), "Heat exchange in an attic space", International Journal of Heat and Mass Transfer, 45 (25), pp. 4925-4936. doi: [https://doi.org/10.1016/S0017-9310\(02\)00208-9](https://doi.org/10.1016/S0017-9310(02)00208-9).
8. Joudi, KA.; Hussein, IA.; Farhan, AA. (2004), "Computational model for a prism shaped storage solar collector with a right triangular cross section", Energy Conversion and Management, 45 (3), pp. 391-409. doi: [https://doi.org/10.1016/S0196-8904\(03\)00153-5](https://doi.org/10.1016/S0196-8904(03)00153-5).
9. Mistry, H.; Ganapathi, S.; Dey, S.; Bishnoi, P.; Castillo, JL. (2006), "Modeling of transient natural convection heat transfer in electric ovens", Applied Thermal Engineering 26 (17), pp. 2448-2456. doi: <https://doi.org/10.1016/j.applthermaleng.2006.02.007>.
10. Dayem, AMA. (2006), "Experimental and numerical performance of a multi-effect condensation-evaporation solar water distillation system", Energy, 31 (14), pp. 2710-2727.
11. Wang, S.; Faghri, A.; Bergman, TL. (2010), "A comprehensive numerical model for melting with natural convection", International Journal of Heat and Mass Transfer, 53 (9), pp. 1986-2000. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijheatmasstransfer.2009.12.057>.
12. Kalaiselvam, S.; Veerappan, M.; Arul Aaron, A.; Iniyan, S. (2008), "Experimental and analytical investigation of solidification and melting characteristics of PCMs inside cylindrical encapsulation", International Journal of Thermal Sciences, 47 (7), pp. 858-874. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijthermalsci.2007.07.003>.
13. Altintas, A.; Ozkol, I. (2015), "Magnetohydrodynamic Flow of Liquid-Metal in Circular Pipes for Externally Heated and Non-Heated Cases", Journal of Applied Fluid Mechanics 8 (3), pp. 507-514.
14. Miao, X.; Timmel, K.; Lucas, D.; Ren, Z.; Eckert, S.; Gerbeth, G. (2012), "Effect of an Electromagnetic Brake on the Turbulent Melt Flow in a Continuous-Casting Mold", Metallurgical and Materials Transactions, B 43 (4), pp. 954-972. doi: 10.1007/s11663-012-9672-0.
15. Al-Hababbeh, OM.; Al-Saqqa, M.; Safi, M.; Abo Khater, T. (2016), "Review of

- magnetohydrodynamic pump applications”, Alexandria Engineering Journal, 55 (2), pp. 1347-1358. doi: <http://dx.doi.org/10.1016/j.aej.2016.03.001>.
16. Das, C.; Wang, G.; Payne, F. (2013), “Some practical applications of magnetohydrodynamic pumping”, Sensors and Actuators A: Physical, 201: 43-48. doi: <http://dx.doi.org/10.1016/j.sna.2013.06.023>.
17. Javadzadegan, A.; Moshfegh, A.; Afrouzi, HH.; Omid, M. (2018), “Magnetohydrodynamic blood flow in patients with coronary artery disease. Computer Methods and Programs in Biomedicine”, 163: 111-122. doi: <https://doi.org/10.1016/j.cmpb.2018.06.007>.
18. Rashidi, S.; Esfahani, JA.; Maskaniyan, M. (2017), “Applications of magnetohydrodynamics in biological systems-a review on the numerical studies”, Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 439: 358-372. doi: <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2017.05.014>.
19. Hatami, M.; Hatami, J.; Ganji, DD. (2014), “Computer simulation of MHD blood conveying gold nanoparticles as a third grade non-Newtonian nanofluid in a hollow porous vessel”, Computer Methods and Programs in Biomedicine 113 (2), pp. 632-641. doi: <https://doi.org/10.1016/j.cmpb.2013.11.001>.
20. Aydin, O.; Ünal, A.; Ayhan, T. (1999), “Natural convection in rectangular enclosures heated from one side and cooled from the ceiling”, International Journal of Heat and Mass Transfer, 42 (13), pp. 2345-2355. doi: [https://doi.org/10.1016/S0017-9310\(98\)00319-6](https://doi.org/10.1016/S0017-9310(98)00319-6).
21. Sarris, IE.; Lekakis, I.; Vlachos, NS. (2002), “Natural Convection in a 2d Enclosure with Sinusoidal Upper Wall Temperature”, Numerical Heat Transfer, Part A: Applications 42 (5), pp. 513-530. doi: 10.1080/10407780290059675.
22. Basak, T.; Roy, S.; Balakrishnan, AR. (2006), “Effects of thermal boundary conditions on natural convection flows within a square cavity”, International Journal of Heat and Mass Transfer, 49 (23), pp. 4525-4535. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijheatmasstransfer.2006.05.015>.
23. Varol, Y.; Oztop, HF.; Koca, A.; Ozgen, F. (2009), “Natural convection and fluid flow in inclined enclosure with a corner heater”, Applied Thermal Engineering, 29 (2), pp. 340-350. doi: <https://doi.org/10.1016/j.applthermaleng.2008.02.033>.
24. Saravanan, S.; Sivaraj, C.; (2014), “Surface radiation effect on convection in a closed enclosure driven by a discrete heater”, International Communications in Heat and Mass Transfer, 53: 34-38. doi: <https://doi.org/10.1016/j.icheatmasstransfer.2014.02.002>.
25. Kaluri, RS.; Basak, T. (2010), “Analysis of distributed thermal management policy for energy-efficient processing of materials by natural convection”, Energy, 35 (12), pp. 5093-5107. doi: <https://doi.org/10.1016/j.energy.2010.08.006>.
26. Lima, TP.; Ganzarolli, MM. (2016), “A heatline approach on the analysis of the heat transfer enhancement in a square enclosure with an internal conducting solid body”, International Journal of Thermal Sciences, 105: 45-56. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijthermalsci.2016.02.012>.
27. Al-Weheibi, SM.; Rahman, MM.; Alam, MS.; Vajravelu, K. (2017), “Numerical simulation of natural convection heat transfer in a trapezoidal enclosure filled with nanoparticles”, International Journal of Mechanical Sciences, 131-132, pp. 599-612. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijmecsci.2017.08.005>.
28. Quintino A, Ricci E, Habib E, Corcione M. (2017), Buoyancy-driven convection of nanofluids in inclined enclosures. Chemical Engineering Research and Design 122: 63-76. doi: <https://doi.org/10.1016/j.cherd.2017.04.007>.
29. Mahalakshmi, T.; Nithyadevi, N, F.; Oztop, H.; Abu-Hamdeh, N. (2018), “Natural

- convective heat transfer of Ag-water nanofluid flow inside enclosure with center heater and bottom heat source”, Chinese Journal of Physics, 56 (4), pp. 1497-1507. doi: <https://doi.org/10.1016/j.cjph.2018.06.006>.
30. Ma, Y.; Shahsavar, A.; Moradi, I.; Rostami, S.; Moradikazerouni, A.; Yarmand, H.; Zulkifli NWBM. (2019), “Using finite volume method for simulating the natural convective heat transfer of nano-fluid flow inside an inclined enclosure with conductive walls in the presence of a constant temperature heat source”, Physica A: Statistical Mechanics and its Applications, 123035. doi: <https://doi.org/10.1016/j.physa.2019.123035>.
 31. Dutta, S.; Goswami, N.; Biswas, AK.; Pati, S. (2019), “Numerical investigation of magnetohydrodynamic natural convection heat transfer and entropy generation in a rhombic enclosure filled with Cu-water nanofluid, International Journal of Heat and Mass Transfer, 136: 777-798. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijheatmasstransfer.2019.03.024>.
 32. Izadi, S.; Armaghani, T.; Ghasemiasl, R.; Chamkha, AJ.; Molana, M. (2019), “A comprehensive review on mixed convection of nanofluids in various shapes of enclosures”, Powder Technology, 343: 880-907. doi: <https://doi.org/10.1016/j.powtec.2018.11.006>.
 33. Öztop, HF.; Rahman, MM.; Ahsan, A.; Hasanuzzaman, M.; Saidur, R.; Al-Salem, K.; Rahim NA. (2012), “MHD natural convection in an enclosure from two semi-circular heaters on the bottom wall”, International Journal of Heat and Mass Transfer, 55 (7), pp. 1844-1854, doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijheatmasstransfer.2011.11.037>.
 34. Javanmard, M.; Taheri, MH.; Ebrahimi, SM. (2018), “Heat transfer of third-grade fluid flow in a pipe under an externally applied magnetic field with convection on wall”, Applied Rheology, 28 (5) .
 35. Javanmard, M.; Taheri, MH.; Abbasi, M.; Ebrahimi, SM. (2018), “Heat transfer analysis of hydromagnetic water-graphene oxide nanofluid flow in the channel with asymmetric forced convection on walls”, Chemical Engineering Research and Design, 136: 816-824. doi: <https://doi.org/10.1016/j.cherd.2018.06.041>.
 36. Hatami, M.; Jing, D. (2017), “Optimization of wavy direct absorber solar collector (WDASC), using Al₂O₃-water nanofluid and RSM analysis”, Applied Thermal Engineering, 121: 1040-1050. doi: <https://doi.org/10.1016/j.applthermaleng.2017.04.137>.
 37. Hatami, M. (2017), “Numerical study of nanofluids natural convection in a rectangular cavity including heated fins”, Journal of Molecular Liquids, 233: 1-8. doi: <https://doi.org/10.1016/j.molliq.2017.02.112>.
 38. Ebrahimi, SM.; Javanmard, M.; Taheri, MH.; Barimani, M. (2017), “Heat transfer of fourth-grade fluid flow in the plane duct under an externally applied magnetic field with convection on walls”, International Journal of Mechanical Sciences, 128-129: 564-571. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijmecsci.2017.05.012>.
 39. Kahveci, K. (2007), Natural convection in a partitioned vertical enclosure heated with a uniform heat flux.

State Estimation of a Crane Using Fuzzy UHF

Mojtaba Masoumnezhad

Assistant Professor, Department of Mechanical Engineering, Faculty of Chamran, Rasht Branch, Technical and Vocational University (TVU), Rasht, Iran

Abolfazl Yastibolaghi

Master's graduate, Mechanical Engineering, Islamic Azad University of Takestan, Takestan, Iran

Nader Nariman-zadeh

Professor, Department of Mechanical Engineering, University of Guilan, Rasht, Iran

Received: 12.31.2019

Accepted: 06.23.2020

These days overhead crane is widely used in different industries such as automobile, navigation and also transportation of tools in storerooms. In this paper, a new adaptive strategy of Kalman Filter based on Fuzzy logic in which it tunes the process noise covariance matrix Q is presented. The method proposed attempts to offset some of the assumptions made in UHF formulation and is also robust with respect to the nonlinearities in the dynamic system subjected to non-stationary noises. The matrix Q influences the Kalman gain matrix K and thus, tuning the covariance matrix in-turn amounts to tuning K , thereby improving the filter's performance. Also this paper considers an important application the state estimation of a Crane, which dynamics are highly nonlinear and the noises affecting it are non-stationary.

Keywords:

FACTS equipment, UPFC, power flow, reactive power control, active power control.

نوع مقاله: پژوهشی (کاربردی)

تخمین مسیر حرکت جرثقیل سقفی با استفاده

از فیلتر UHF فازی

مجتبی معصوم‌نژاد*

استادیار، مهندسی مکانیک، دانشکده فنی چمران، دانشگاه فنی و حرفه‌ای، رشت، ایران

ابوالفضل یاستی‌بلاغی

دانش‌آموخته کارشناسی ارشد، مهندسی مکانیک، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد تاکستان، تاکستان، ایران

نادر نریمان‌زاده

استاد، مهندسی مکانیک، دانشگاه گیلان، رشت، ایران

پذیرش مقاله: 1399/04/03

دریافت مقاله: 1398/11/11

چکیده

امروزه صنعت جرثقیل سقفی در صنایع خودروسازی، کشتیرانی و حمل بار در انبارها به کار گرفته می‌شود. اغلب مدل‌سازی‌هایی که از سیستم‌های دینامیکی صنعتی صورت می‌گیرد، دارای پارامترهای مخدوش با نویز یا اغتشاش است که مدل جرثقیل سقفی نیز جدا از این قاعده نیست. در این مقاله، راهبرد تطبیقی جدیدی از فیلتر UHF بر پایه منطق فازی برای تنظیم ماتریس کوواریانس نویز فرایند Q ارائه شده است. روش ارائه‌شده برای بهبود برخی از فرضیه‌های به‌دست‌آمده در فیلتر UHF است. همچنین با توجه به اینکه سیستم دینامیکی غیرخطی تحت نویزهای متغیر است، ماتریس Q متأثر از ماتریس K بهره کالمن بوده و بدین ترتیب ماتریس کوواریانس تنظیم شده و به میزان بهره کالمن می‌رسد و عملکرد فیلتر UHF بهبود می‌یابد. در این مقاله، عملکرد مهمی از تخمین حالت یک جرثقیل سقفی که دینامیک غیرخطی و متأثر از نویزهای متغیر است، در نظر گرفته شده است.

واژگان کلیدی:

فیلتر UHF، تخمین مسیر جرثقیل، منطق فازی.

* نویسنده مسئول: mmasomnezhad@tvu.ac.ir

1. مقدمه

کنترل سیستم‌های دینامیکی پُرکاربرد در صنعت از دیرباز مورد توجه بسیاری از مهندسان بوده است. با توجه به استفاده گسترده از جرثقیل سقفی در صنایع، شرایط مختلف کاری آن تاکنون توسط محققان مورد بررسی قرار گرفته است [1]. در شرایطی که جرثقیل سقفی دارای مدل دینامیکی غیرخطی و متغیر با زمان است، روش‌های مختلف کنترلی برای بهبود عملکرد آن توسط پژوهشگران پیاده‌سازی شده است [2 و 11]. فیلترهای کالمن توسعه‌یافته EKF^1 و فیلتر UKF^2 برای تخمین متغیرهای سیستم‌های غیرخطی بر اساس مقادیر اندازه‌گیری‌شده محدود با نویز به طور گسترده مورد استفاده قرار گرفته‌اند. فیلتر کالمن در تخمین متغیرهای حالت، در صورت معلوم‌بودن مقادیر کوواریانس نویزهای فرایند و مشاهده‌گر، دارای عملکرد قابل‌قبولی است؛ به‌گونه‌ای که منجر به کمترین مقدار ممکن انحراف استاندارد خطای برآورد می‌شود. در مقایسه با فیلتر کالمن، فیلتر H^∞ نیاز به اطلاعات آماری دقیق در مورد نویزهای سیستم ندارد و در آن تلاش می‌شود تا اثر بدترین اغتشاش ممکن روی خطای برآورد به کمترین میزان برسد؛ در نتیجه در مقابل فقدان قطعیت مدل، دارای پایداری بیشتری است [3].

عملکرد مناسب فیلتر UKF وابسته به دانستن اطلاعات درست از مقادیر کوواریانس‌های نویز فرایند و مشاهده‌گر است [4] که طی کل فرایند ثابت فرض می‌شود. در سال 2010، وانگ و همکاران [5] برای افزایش پایداری و مقاوم‌بودن فیلتر UKF را با H^∞ ترکیب کردند و فیلتر سیگما H^∞ را ارائه دادند. همچنین در سال 2011، لی و همکاران [6] با ترکیب تبدیل بی‌رد و فیلتر H^∞ الگوریتم جدیدی را با عنوان UHF مطرح کردند. در سال 2013 معصوم‌نژاد و همکاران [7] تخمین بهینه متغیرهای حالت یک آونگ وارون را با استفاده از فیلتر UHF ارائه کردند. در سال‌های اخیر نیز ترکیب فیلتر کالمن و H^∞ توسط پژوهشگران پیاده‌سازی شده است [8]. در تمامی مقالات، مقادیر کوواریانس نویزهای فرایند و مشاهده‌گر ثابت فرض شده است.

در سیستم‌های دینامیکی با نویزهای شدید هیچ تضمینی برای ثابت‌ماندن مقادیر کوواریانس نویزهای فرایند و مشاهده‌گر طی زمان وجود ندارد؛ بنابراین مقادیر کوواریانس نویزهای فرایند و مشاهده‌گر در الگوریتم فیلتر کالمن باید پیوسته تغییر یابد تا این فیلتر بتواند تخمین مناسبی از متغیرهای حالت سیستم ارائه دهد. برای دستیابی به این هدف، روش فازی به همراه فیلتر UHF پیشنهاد می‌شود. در فیلتر UHF با استفاده از منطق فازی متناسب با تغییرات تابع خطای تخمین، مقدار کوواریانس نویزهای فرایند و مشاهده‌گر به گونه‌ای تغییر می‌یابد که همواره میانگین مجذور مربعات خطای تخمین به کمترین میزان برسد.

1. Extended Kalman Filter
2. Uncented Kalman Filter

2. فیلتر UHF

فیلتر H^∞ برای سیستم‌های زمان گسسته غیرخطی در نظر گرفته شده است که در آن راه‌حل جدیدی با تعبیه تکنیک تبدیل آنسنتد روی ساختار فیلتر H^∞ توسعه یافته است. برای غلبه بر محدودیت‌های EKF، انتگرال‌های مقاومی که طی استفاده از فیلترینگ غیرخطی با آن مواجه هستیم، با انتخاب ترکیبی از نقاط سیگماهای مشخص، تقریب زده می‌شوند و با به کارگیری رویکرد انتشار خطی، خطای آماری به تقریب معادلات اندازه‌گیری پرداخته شده است [8]. به بیان ساده، الگوریتمی که در این بخش ارائه شده است، شامل به کارگیری H^∞ برای مسائل غیرخطی با استفاده از رویکرد انتخاب نقاط سیگماها و نیز پیاده‌سازی تبدیل آنسنتد بر روی آن‌هاست.

در لحظه آغاز، پارامتر سیستم را با $\hat{x}_0$ و کوواریانس را با P_0 نمایش می‌دهیم. پارامتر سیستم دارای L عضو است. یک مجموعه نقاط سیگما را بر اساس میانگین و کوواریانس متغیر تصادفی x در لحظه $k-1$ انتخاب می‌کنیم.

$$c_{k-1|k-1}^0 = x_{k-1|k-1} \quad (1)$$

$$c_{k-1|k-1}^0 = x_{k-1|k-1} + (\sqrt{(L+1)P_x})_i \quad (2)$$

$$c_{k-1|k-1}^0 = x_{k-1|k-1} - (\sqrt{(L+1)P_x})_i \quad (3)$$

$$w^0 = \frac{1}{L+1} \quad (4)$$

$$w^i = \frac{1}{2(L+1)} \quad (5)$$

$$w_c^0 = \frac{1}{(L+1)} + (1-a^2+b) \quad (6)$$

$$l = a^2(L+k) - L \quad (7)$$

که در آن $i=1, 2, \dots, L$ و L بعد بردار متغیر حالت است. X_i مقادیر نقاط سیگماست که بر اساس مقادیر میانگین $\hat{x}$ و کوواریانس (p) بردار حالت در لحظه قبل (X_{k-1}) محاسبه می‌شوند. همچنین W^1 وزن‌های نرمال وابسته به $\hat{x}$ امین نقاط سیگما است. α ، β و k ضرایب طراحی هستند که توسط طراح انتخاب می‌شوند. همچنین k مثبت نیمه‌معین بودن ماتریس کوواریانس را تضمین می‌کند.

$$c_{k|k-1}^i = f(c_{k-1|k-1}^i) \quad (\wedge)$$

$$\mathbf{P}_{k|k-1} = \mathbf{a}_{i=0}^{2L} \mathbf{w}_i^T \hat{\mathbf{e}}_{k|k-1}^{\mathbf{C}^i} \hat{\mathbf{e}}_{k|k-1}^{\mathbf{C}^i} \hat{\mathbf{e}}_{k|k-1}^{\mathbf{C}^i} + \mathbf{Q} \quad (1.5)$$

$$\mathbf{P}_{k|k-1}^{yy} @ \mathbf{e}_{k-1}^y \mathbf{e}_{k-1}^{yT} \gg \mathbf{H}_k \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{H}_k^T \quad (11)$$
$$\mathbf{P}_{k|k-1}^{yy} = \mathbf{a}_{i=0}^{2L} \mathbf{w}_i^T \mathbf{e}_{k|k-1}^{\text{ch}} (\mathbf{c}_{k|k-1}^i - \mathbf{y}_{k|k-1}) \mathbf{e}_{k|k-1}^{\text{ch}} (\mathbf{c}_{k|k-1}^i - \mathbf{y}_{k|k-1})^T \quad (12)$$

$$\mathbf{P}_{k|k-1}^{yy} = \mathbf{a}_{i=0}^{2L} \mathbf{w}_i^T \mathbf{e}_{k|k-1}^{\mathbf{C}^i} \mathbf{e}_{k|k-1}^{\mathbf{h}^i} (\mathbf{C}_{k|k-1}^i)^T \mathbf{e}_{k|k-1}^{\mathbf{h}^i} \mathbf{e}_{k|k-1}^{\mathbf{C}^i} \mathbf{a}_{i=0}^T \quad (13)$$

$$y_{k|k-1} = \mathbf{a}_{i=0}^{2L} w^i h(c_{k|k-1}^i) \quad (14)$$

$$K_{k|k} = P_{k|k-1}^{xy} (R + P_{k|k-1}^{yy})^{-1} \quad (15)$$

$$\mathbf{y}_{k|k} = \mathbf{y}_{k|k-1} + \mathbf{K}_{k|k} (\mathbf{y}_k - \mathbf{y}_{k|k-1}) \quad (18)$$

$$P_{k|k} = P_{k|k-1} - \frac{\hat{e}_{P,k|k-1}^{xy} \hat{e}_{P,k|k-1}^T}{\hat{e}_{P,k|k-1}^T \hat{e}_{P,k|k-1}} R_{e,k}^{-1} \hat{e}_{P,k|k-1} \quad (19)$$

که در آن ماتریس $R_{e,k}$ به وسیله معادله (18) تعریف می‌شود.

$$R_{e,k} = \begin{bmatrix} \hat{e}^R + P_{k|k-1}^{xy} & P_{k|k-1}^{xy} & \hat{u} \\ \hat{e} & P_{k|k-1}^{xy} & \hat{u} \\ \hat{e} & P_{k|k-1}^{xy} & -b^2 + P_{k|k-1}^{xy} \end{bmatrix} \quad (18)$$

برای محاسبه مقدار β^2 در معادله (18) از فرمول ارائه شده در معادله (19) استفاده شده است [5].
 که در معادله (19) عبارت $\max[\text{eig}(A)]$ بیانگر بیشترین مقدار ویژه ماتریس A و Y پارامتر طراحی بزرگ‌تر از یک است که توسط طراح انتخاب می‌شود.

$$b^2 = g \max_{\hat{e}} \text{eig} (P_k^- + P_{k|k-1}^{xy} P_{k|k-1}^{-1} R_{e,k} P_{k|k-1}^{xy} P_{k|k-1}^{-1} P_{k|k-1}^{xy} T \hat{e}^{-1}) \quad (19)$$

3. منطق فازی و کاربرد آن در فیلتر UHF

دنیای واقعی پیچیده‌تر از آن است که بتوان توصیف و تعریف دقیقی برای آن به دست داد؛ بنابراین باید برای یک مدل، توصیف تقریبی یا همان فازی که قابل قبول و قابل تجزیه و تحلیل باشد، معرفی شود. با حرکت به سوی عصر اطلاعات، دانش و معرفت بشری بسیار اهمیت یافته است و به فرضیه‌ای نیاز داریم که بتواند دانش بشری را به شکلی سیستماتیک فرموله کرده و آن را به همراه سایر مدل‌های ریاضی در سیستم‌های مهندسی قرار دهد.

سیستم‌های فازی، سیستم‌های مبتنی بر دانش یا قواعد هستند. قلب یک سیستم فازی پایگاه دانش است که برخی کلمات آن به وسیله توابع تعلق پیوسته مشخص شده‌اند.

موتور استنتاج الگوریتم فازی که بخش تحلیلی و مفهومی الگوریتم فازی است، با توجه به این قوانین فازی و همچنین ورودی‌های سیستم در هر لحظه، خروجی را تولید می‌کند. بخش دی فازی‌ساز، به عنوان آخرین فاز از فرایند، با توجه به سطحی که در مرحله استنتاج به دست آمده است، مقادیر فازی به مقادیر غیر فازی تبدیل می‌شوند [10]. فرایند الگوریتم فازی در شکل شماره 1 نمایش داده شده است.



شکل شماره 1. فرایند به کارگیری الگوریتم فازی در تشخیص و شناسایی خطا

همان‌طور که در بخش دوم اشاره شد، عملکرد فیلتر UHF در اصل وابسته به نویزهای فرایند و اندازه‌گیری با نام‌های ماتریس کوواریانس نویز فرایند Q و ماتریس کوواریانس نویز اندازه‌گیری R است؛ بنابراین ضروری است برای عملکرد بهتر فیلتر UHF مرتب با شرایط نویزها تنظیم شوند. دیدگاه‌های بسیاری برای تنظیم فیلتر UHF طی زمان ارائه شده است.

در الگوریتم جدید، زیرسیستم‌های فازی یک عامل a_k تنظیم‌شده مناسب را تولید می‌کنند. این α_k به‌عنوان مقیاس ماتریس کوواریانس نویز Q و R استفاده شده و در هر مرحله زمانی یک Q_k^{new} و R_k^{new} تولید می‌کند. این Q_k^{new} و R_k^{new} جدید در فیلتر UHF، برای پیش‌بینی تخمین حالت جدید در هر مرحله زمانی استفاده می‌شود. نخستین اختلاف برگشتی S_k از تمام بردارهای ورودی قابل‌اندازه‌گیری Z_k را خواهد داد. S_k به‌عنوان ورودی زیرسیستم فازی استفاده شده و وابسته به دانش پایه قوانین فازی است که عامل تنظیم‌شونده مفید α_k را برای جبران ماتریس Q_k تولید می‌کند؛ در نتیجه عملکرد دینامیکی فیلتر را بهبود می‌بخشد.

3-1. انتخاب ورودی‌های زیرسیستم فازی

متغیرهای ورودی از نخستین اختلاف پسین دو متغیر موقعیت x و زاویه پاندول جرثقیل θ انتخاب می‌شوند؛ بنابراین ورودی سیستم فازی مقادیر $x - x'$ و $q - q'$ بوده و خروجی آن α_k است. بازه متغیرهای ورودی مفروض مربوطه جامعه آماری خوانده می‌شود. این جامعه آماری از محاسبات مقادیر مطلق اولین اختلاف برگشتی موقعیت اندازه‌گیری‌شده مختصات x و θ به دست می‌آید. جامعه آماری مربوطه از دو متغیر ورودی در جدول شماره 1 نشان داده شده است. بازه تغییرات متغیر خروجی زیرسیستم فازی α_k به صورت $[0 \ 100]$ انتخاب شده است.

جدول شماره 1. جامعه آماری از متغیرهای ورودی و خروجی

متغیرهای ورودی	جامعه آماری
x_{fdk}	$[0 \ 4]$
q_{fdk}	$[0 \ 0/6]$

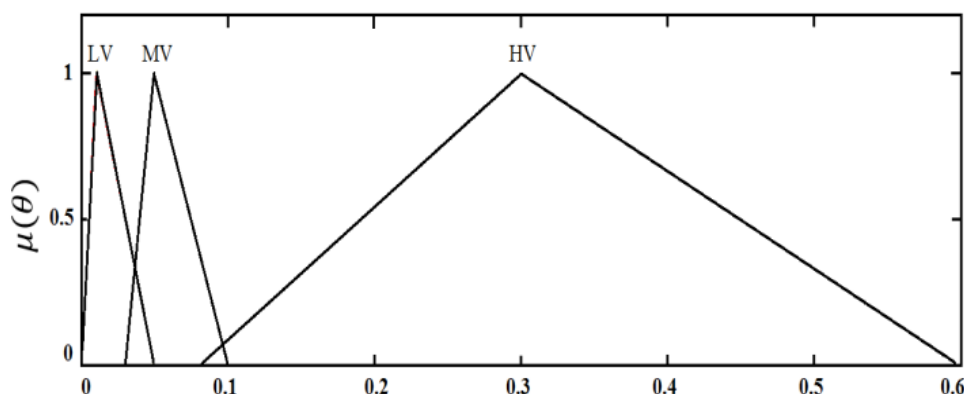
3-2. فازی‌سازی

منطق فازی برای هریک از متغیرهای ورودی به زیرسیستم فازی، یک متغیر زبانی اختصاص می‌دهد. این متغیرهای زبانی با نام‌های ارزش کم (LV^1)، ارزش متوسط (MV^2)، ارزش بالا (HV^1) معرفی

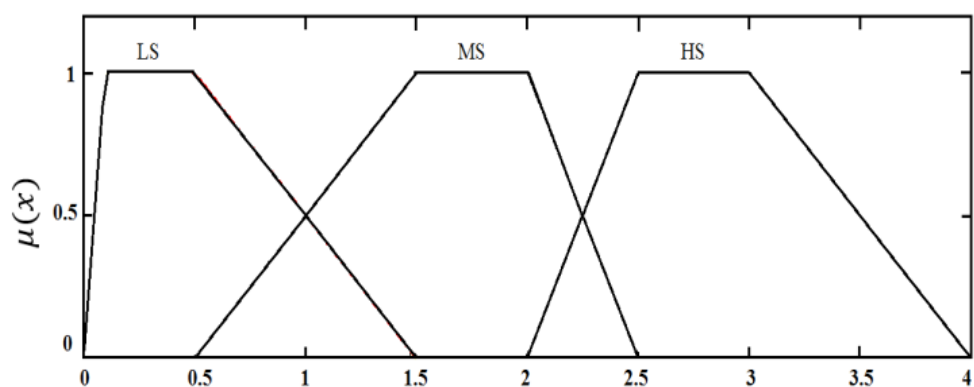
1. Low Value

2. Medium Value

می‌شوند. تمامی متغیرهای زبانی به کاررفته در توابع عضویت دوزنقه‌ای و مثلثی از متغیرهای ورودی در شکل 2 و 3 نشان داده شده‌اند. به‌طور مشابه برای متغیر خروجی تنظیم‌شده فازی با نام عامل انطباق α_k نیز سه متغیر زبانی با نام‌های افزایش کم (IL^2)، افزایش متوسط (IM^3) و افزایش زیاد (IH^4) تعریف می‌شود. این سه متغیر زبانی در تابع عضویت دوزنقه‌ای و مثلثی از متغیر خروجی به کار رفته‌اند که در شکل شماره 4 نشان داده شده‌اند.

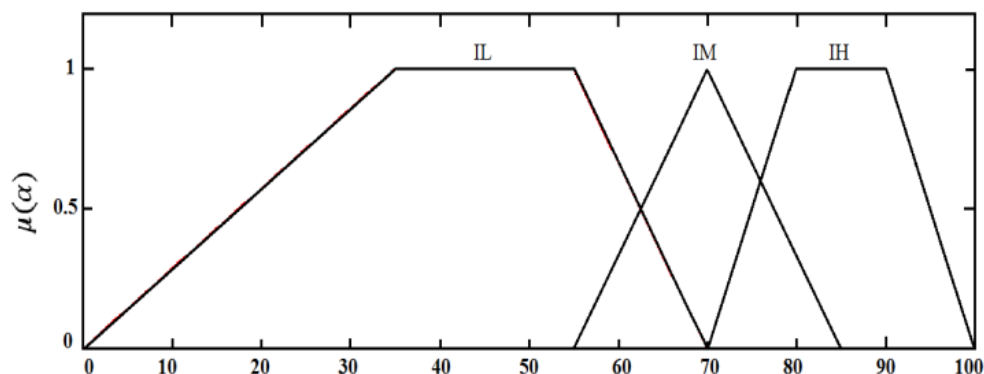


شکل شماره 2. تابع عضویت از متغیر ورودی x



شکل شماره 3. تابع عضویت از متغیر ورودی θ

1. High Value
2. Increase Low
3. Increase Medium
4. Increase High



شکل شماره ۴. تابع عضویت از متغیر خروجی α_k

۳-۴. ساختار پایگاه دانش

پایگاه دانش زیر سیستم فازی به کمک دانش و اطلاعات فنی کاربر انسانی از سیستم دینامیکی مربوطه ساخته می‌شود. این پایگاه شامل نه قانون فازی است که از یک ماتریس زبانی ۳×۳ نشان داده شده در جدول شماره ۲ به دست آمده است.

خروجی موتور استنتاج فازی از زیرسیستم فازی یک خروجی زیرمجموعه فازی بوده که بسیاری ارزش‌های ممکن α_k را نمایش می‌دهد که می‌توان از آن‌ها برای تنظیم ماتریس Q_k و R_k استفاده کرد.

جدول شماره ۲. بانک فازی

$\bar{x}d_k$ θd_k	LV	MV	HV
LV	IL	IL	IM
MV	IM	IM	IH
HV	IM	IH	IH

۴. نافازی‌سازی

فیلتر UHF به یک مقدار واقعی و بهترین عامل برای تنظیم نیاز دارد؛ بنابراین بهترین و تنها ارزش از طریق عملیات نافازی‌سازی از خروجی‌های زیر مجموعه فازی به دست خواهد آمد. برای این عملیات، از روش مرکزیت استفاده شده است.

۴-۱. الگوریتم فیلتر UHF فازی

الگوریتم فیلتر UHF فازی همانند الگوریتم ارائه‌شده در بخش دوم است؛ با این تفاوت که در الگوریتم

پیشنهادی جدید، برای تنظیم و تطبیق مقادیر کوواریانس Q_k و R_k از منطق فازی استفاده شده است تا در هر مرحله از تخمین، با توجه به مقادیر حاصل از تخمین و مشاهده گر به عنوان ورودی سیستم فازی، یک عامل تطبیق α_k به دست آید تا با توجه به رابطه (2) برای به روزرسانی مقادیر کوواریانس استفاده شوند. با توجه موارد گفته شده در بخش های پیشین، مراحل کلی الگوریتم پیشنهادی به صورت زیر خواهد بود:

• معرفی مقادیر اولیه

• معرفی ماتریس کوواریانس نویز فرایند Q_k

• معرفی ماتریس کوواریانس نویز اندازه گیری R_k

• معرفی ماتریس کوواریانس خطا P_0

• معرفی بردار حالت X_0

• خواندن ماتریس انتقال حالت A و ماتریس اندازه گیری H و داده های قابل اندازه گیری ماتریس Z_k .

تخمین حالت قبلی $\hat{X}_{k-1}$ با استفاده از رابطه (20) محاسبه می شود:

$$\hat{X}_k = A\hat{X}_{k-1} + BU_{k-1} \quad (20)$$

اندازه بردار اختلاف برگشتی S_k با استفاده از رابطه (21) به دست می آید:

$$S_k = Z_k - \hat{Z}_{k-1} \quad (21)$$

با استفاده از بردار S_k به عنوان ورودی زیرسیستم فازی عامل تنظیم شوند α_k را پیدا می کنیم.

ماتریس کوواریانس جدید Q_k^{new} و R_k^{new} با استفاده از رابطه (22) محاسبه می شود:

$$Q_k^{new} = Q_k / \alpha_k, \quad R_k^{new} = R_k / \alpha_k \quad (22)$$

حل کردن ماتریس کوواریانس خطا P_k با استفاده از جایگزینی Q_k^{new} به جای Q_k و همچنین R_k^{new} به جای R_k برای پیدا کردن کوواریانس خطای تخمین P_k با استفاده از رابطه (23) محاسبه می شود:

$$P_k = AP_{k-1}A^T + Q \quad (23)$$

در نهایت این الگوریتم تا جایی که شرایط فیلتر UHF را اغنا کند، ادامه می یابد.

5. تعریف مسئله

جرثقیل مورد نظر در این مقاله به صورت دوبعدی در نظر گرفته شده است. با این فرض که جرثقیل

دارای دو چرخ بوده و روی خط راست حرکت می‌کند، جرم حامل M است، جرم (m) متصل به کابل از حامل آویزان است که کابل در طول حرکت دارای زاویه $\theta(t)$ می‌شود. شتاب جاذبه وارده از سوی زمین (g) در نظر گرفته می‌شود، برای حرکت این جرثقیل نیروی F به آن وارد می‌شود که در شکل شماره ۵ نشان داده شده است، در صورتی که جرثقیل‌های مورد مطالعه تنها حرکت صفحه‌ای داشته باشند، حرکت جرثقیل در حالت طول کابل ثابت و متغیر با زمان بررسی می‌شود.

مدل دینامیکی زمان پیوسته جرثقیل سقفی نشان داده شده در شکل شماره ۵، بدین صورت است: [11]

$$(M + m)\ddot{q}(t) - m\dot{l}(t)\sin q(t) - 2m\dot{l}(t)\dot{q}(t)\cos q(t) - m\dot{l}(t)\ddot{q}(t)\cos q(t) + m\dot{l}(t)\sin q(t)\dot{q}^2(t) = F(t) \quad (24)$$

$$\ddot{q}(t)\cos q(t) - \dot{l}(t)\dot{q}(t) - g\sin q(t) - 2\dot{l}(t)\dot{q}(t) = 0 \quad (25)$$

$m=0.2 \text{ kg}$	جرم بار
$M=1 \text{ kg}$	جرم گاری
$g=9.81 \frac{\text{m}}{\text{s}^2}$	شتاب جاذبه زمین
$l=1\text{m}$	طول کابل
$X \text{ meter}$	جابه‌جایی گاری
$F \text{ N}$	نیروی خارجی وارد بر گاری
$\text{rad } \theta$	زاویه نوسان

چهارچوب اصلی مدل فضای حالت دینامیکی برای یک سیستم غیرخطی گسسته به صورت رابطه (26 و 27) است:

$$x_{k+1} = f(x_k, u_k, n_k) \quad (26)$$

$$y_k = h(x_k, u_k, n_k) \quad (27)$$

که در آن X_k بیانگر متغیر حالت مشاهده‌نشده‌ی سیستم و u_k بیانگر خروجی معلوم و V_k نیز بیانگر سیگنال قابل اندازه‌گیری است، تابع f بیانگر معادله حالت و تابع h بیانگر مشاهده‌گر حالت است.

مدل دینامیکی زمان گسسته سیستم جرثقیل سقفی به صورت رابطه (28) است:

$$\begin{aligned} \hat{x}_{1,k+1} &= \hat{x}_{1,k} + \Delta t \hat{v}_{1,k} \\ \hat{x}_{2,k+1} &= \hat{x}_{2,k} + \Delta t \hat{v}_{2,k} \\ \hat{x}_{3,k+1} &= \hat{x}_{3,k} + \Delta t \hat{v}_{3,k} \\ \hat{x}_{4,k+1} &= \hat{x}_{4,k} + \Delta t \hat{v}_{4,k} \end{aligned} \quad (28)$$

که در آن مقادیر موقعیت و سرعت گاری و همچنین زاویه و سرعت زاویه‌ای حرکت بار، متغیرهای بردار

طراحی هستند. بردار حالت و بردار مشاهده گر به ترتیب از روابط (29 و 30) آورده شده است.

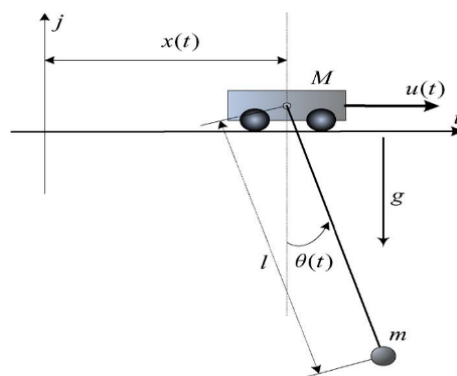
$$X(t) = \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix}^T \quad (29)$$

$$y(t) = [d \quad q]^T \quad (30)$$

نویز فرایند W_k و نویز مشاهده گر V_k ، نویزهای گوسی سفید هستند که دارای ماتریس کوواریانس به ترتیب Q و R هستند که به صورت رابطه (31 و 32) است.

$$Q = 0.004' \text{diag}\{1 \quad 1 \quad 1 \quad 1\} \quad (31)$$

$$R = 0.01' \text{diag}\{1 \quad 1 \quad 1 \quad 1\} \quad (32)$$



شکل شماره 5. شماتیک جرثقیل سقفی

6. نتایج شبیه سازی

در این بخش ابتدا تخمین مسیر حرکت برای یک جرثقیل با استفاده از فیلتر UHF و فیلتر UHF فازی بررسی شده است. سپس نتایج حاصل در قالب نمودارهای مقایسه ای دو روش برحسب زمان برای موقعیت گاری x ، سرعت گاری $\dot{x}$ ، زاویه پاندول جرثقیل θ ، سرعت زاویه ای پاندول $\dot{\theta}$ و نمودار خطای حالت و توزیع احتمالی خطای حالت نمایش داده می شود.

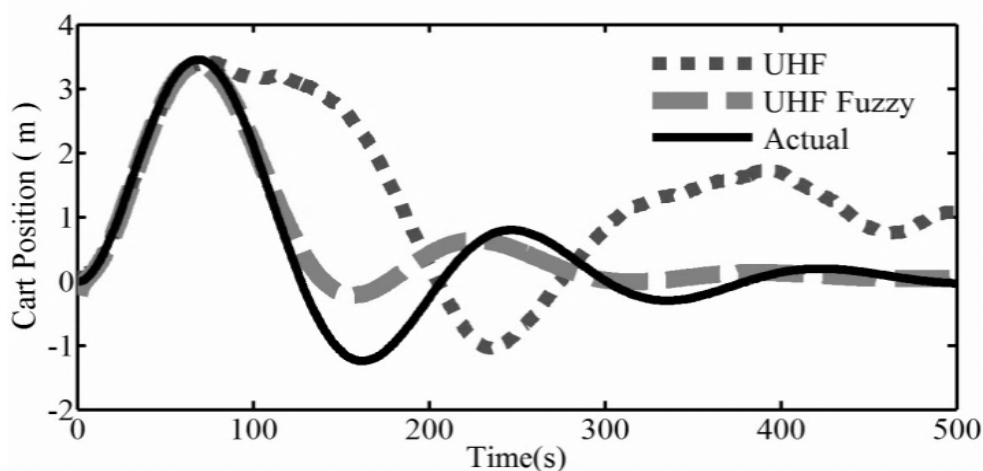
6-1. شبیه سازی با در نظر گرفتن نویز در حالت طول کابل ثابت

از روابط (24 و 25) برای مدل سازی سیستم جرثقیل سقفی استفاده می شود. برای حالت طول کابل ثابت با توجه به ثابت بودن طول کابل مقادیر $\dot{l}(t)$ و $\ddot{l}(t)$ برابر صفر خواهند شد. نتایج به دست آمده در شکل های شماره 6 تا 10 نشان داده شده است. مقادیر حقیقی نشان داده شده در شکل شماره 6 تا

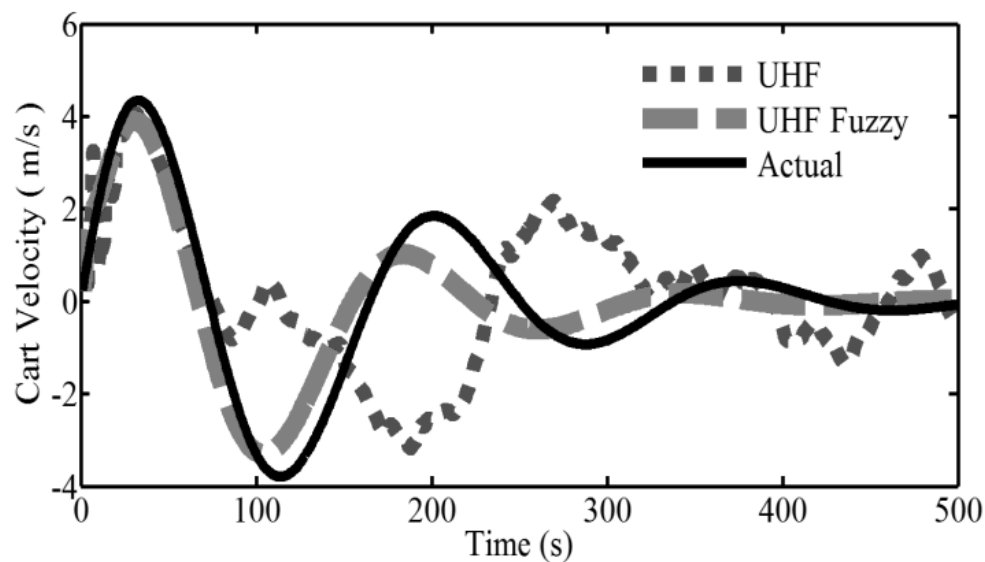
شماره ۹ بر اساس روش مونت کارلو [16] برای 500 داده احتمالی با توزیع یکنواخت که به وسیله تابع غیرخطی مدل زمان گسسته جرثقیل انتشار یافته، به دست آمده است.

نمودارهای تغییرات متغیرهای حالت سیستم جرثقیل سقفی نشان می‌دهد در صورت وجود نویزهای متغیر در سیستم، فیلتر UHF فازی به‌درستی و با دقت بالاتر نسبت به حالت UHF قادر است متغیرهای حالت سیستم را تخمین بزند. در شکل شماره 6 تغییرات جابه‌جایی جرثقیل نمایش داده شده است که با توجه به نتیجه به‌دست‌آمده اگر سیستم با نویزهای تصادفی آلوده شود، عملکرد فیلتر UHF فازی برای پایداری سیستم و مقاوم‌بودن آن بهتر و نزدیک‌تر به حالت واقعی سیستم است. در شکل‌های 7، 8 و 9 نیز تغییرات سرعت گاری، زاویه و سرعت زاویه‌ای نوسان بار نمایش داده شده است. با توجه به نتایج به‌دست‌آمده نوسان سرعت گاری، زاویه و سرعت زاویه‌ای بار برای فیلتر UHF فازی دارای نوسان کمتر و پایداری بیشتری نسبت به فیلتر UHF است.

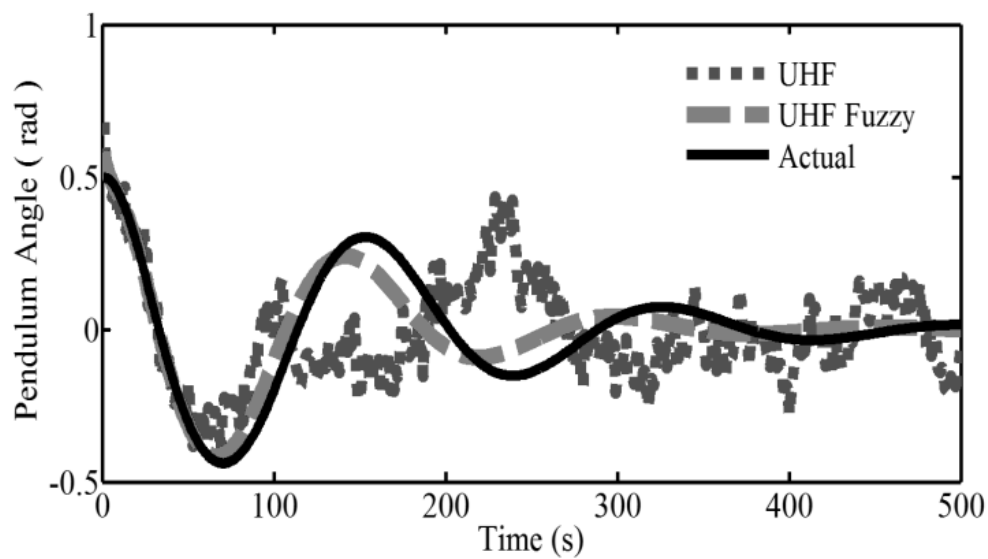
در شکل شماره 10 مقدار میانگین خطاهای چهار متغیر سیستم در طول زمان شبیه‌سازی به‌روشنی نشان داده شده است که با استفاده از روش پیشنهادی برای تخمین پارامترهای سیستم می‌توان خطای سیستم مخدوش نسبت به حالت مطلوب آن را به کمینه رساند.



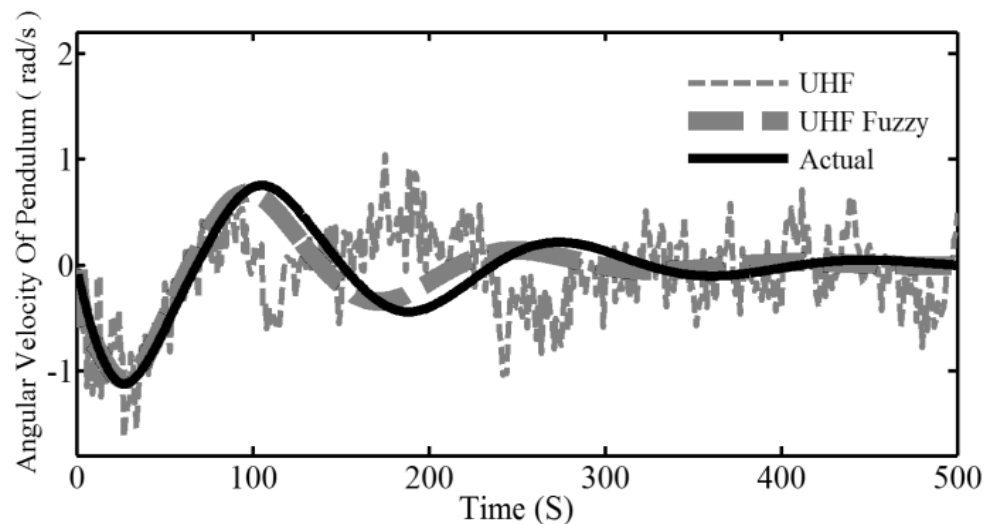
شکل شماره 6. تغییرات جابه‌جایی جرثقیل برای سه حالت واقعی، UHF و UHF فازی در حالت طول کابل ثابت



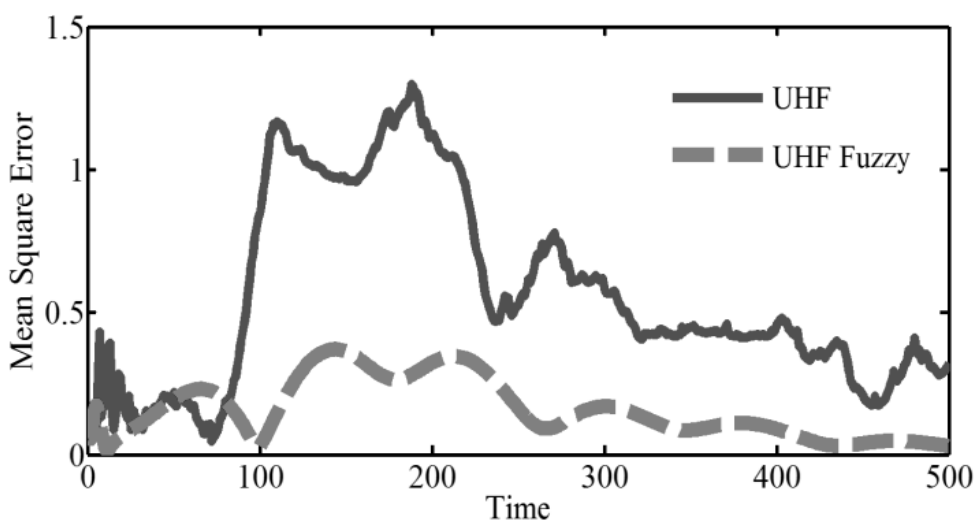
شکل شماره 7. تغییرات سرعت جرثقیل برای سه حالت واقعی، UHF و UHF فازی در حالت طول کابل ثابت



شکل شماره 8. تغییرات زاویه نوسان پاندول جرثقیل برای سه حالت واقعی، UHF و UHF فازی در حالت طول کابل ثابت



شکل شماره ۹. تغییرات سرعت زاویه‌ای پاندول جرثقیل برای سه حالت واقعی، UHF و UHF فازی برای طول کابل ثابت



شکل شماره ۱۰. رفتار خطا در طول زمان برای دو حالت UHF و UHF فازی برای طول کابل ثابت

همچنین مقادیر میانگین و واریانس مجذور خطای تخمین برای دو فیلتر UHF و UHF فازی در جدول شماره ۳ نمایش داده شده است که نشان می‌دهد میانگین و واریانس خطا برای حالتی که از UHF فازی استفاده می‌شود، مقدار کمتری است؛ بنابراین روش فازی توانسته است آثار نامطلوب ناشی از وجود اغتشاش در سیستم را تا اندازه‌ای برطرف کند.

جدول شماره 3. میانگین و واریانس مقادیر خطا در طول زمان برای دو حالت UHF و UHF فاز برای طول کابل ثابت

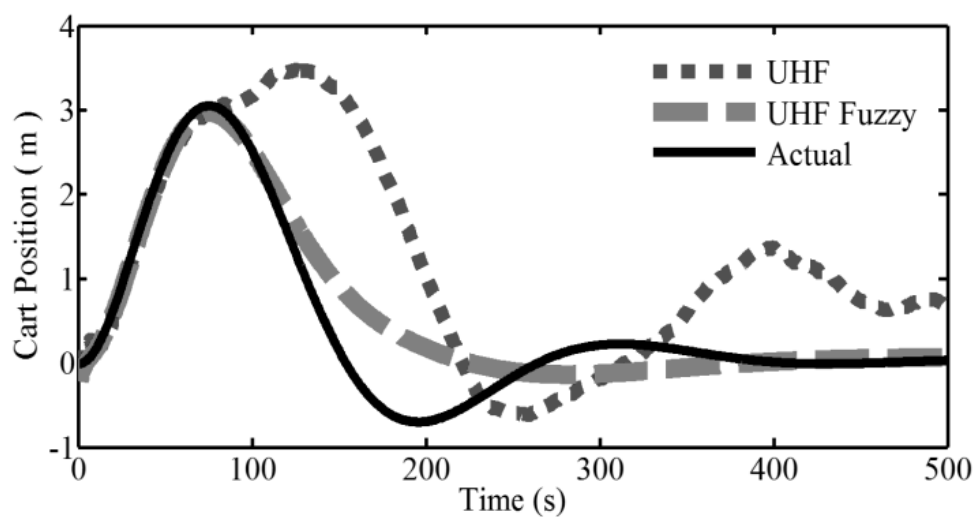
نوع الگوریتم	میانگین خطا	واریانس خطای تخمین
الگوریتم UHF	0/315	0/0316
الگوریتم UHF فاز	0/142	0/008

2-6. شبیه‌سازی با در نظر گرفتن نویز در حالت طول کابل متغیر

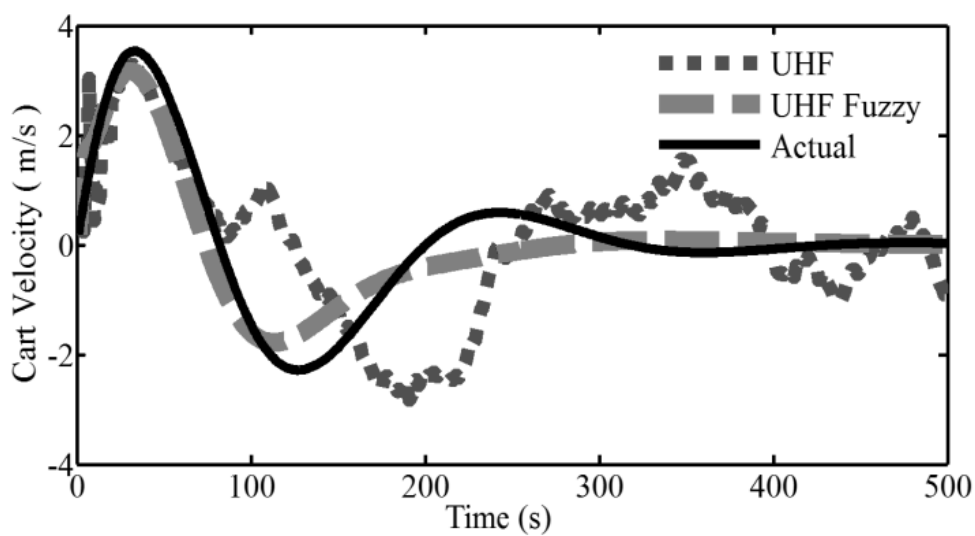
برای حالت طول متغیر کابل در جرثقیل، حرکت رو به بالا/پایین بررسی شده است. نتایج به دست آمده در شکل‌های شماره 11 تا 15 نشان داده شده است. مقادیر حقیقی نشان داده شده در شکل شماره 11 تا شکل شماره 14 بر اساس روش مونت کارلو برای 500 داده احتمالی با توزیع یکنواخت به دست آمده است که به وسیله تابع غیر خطی مدل زمان گسسته جرثقیل انتشار یافته است.

نمودارهای تغییرات متغیرهای حالت سیستم جرثقیل سقفی نشان می‌دهد در صورت وجود نویزهای متغیر در سیستم، فیلتر UHF فاز به درستی و با دقت بالاتر نسبت به حالت UHF قادر است متغیرهای حالت سیستم را تخمین بزند. در شکل شماره 11 تغییرات جابه‌جایی جرثقیل نمایش داده شده است که با توجه به نتیجه به دست آمده، اگر سیستم با نویزهای تصادفی آلوده شود، عملکرد فیلتر UHF فاز برای پایداری سیستم و مقاوم‌بودن آن بهتر و نزدیک‌تر به حالت واقعی سیستم است. در شکل‌های 12-14 نیز تغییرات سرعت گاری، زاویه و سرعت زاویه‌ای نوسان بار نمایش داده شده است. با توجه به نتایج به دست آمده نوسان سرعت گاری، زاویه و سرعت زاویه‌ای بار برای فیلتر UHF فاز دارای نوسان کمتر و پایداری بیشتری نسبت به فیلتر UHF است.

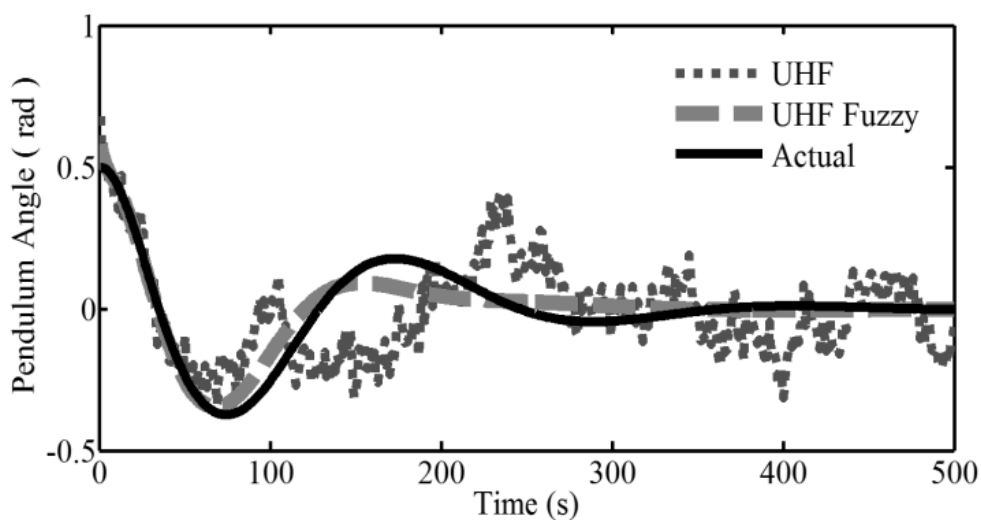
در شکل شماره 15 مقدار میانگین خطاهای چهار متغیر سیستم در طول زمان شبیه‌سازی به روشنی نشان داده شده است که با استفاده از روش پیشنهادی برای تخمین پارامترهای سیستم می‌توان خطای سیستم مخدوش نسبت به حالت مطلوب آن را به کمینه رساند.



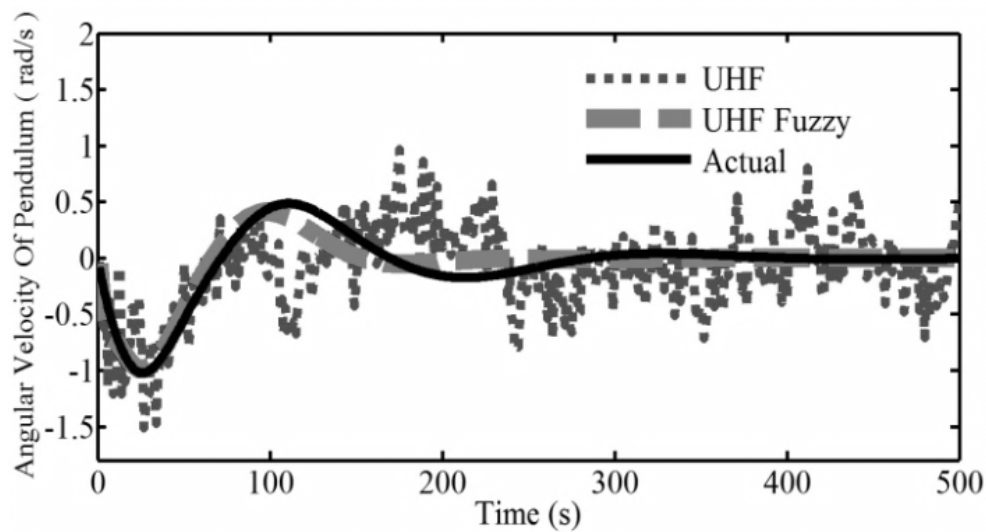
شکل شماره ۱۱. تغییرات جابه‌جایی جرثقیل برای سه حالت واقعی، UHF و UHF فازی برای طول کابل متغیر



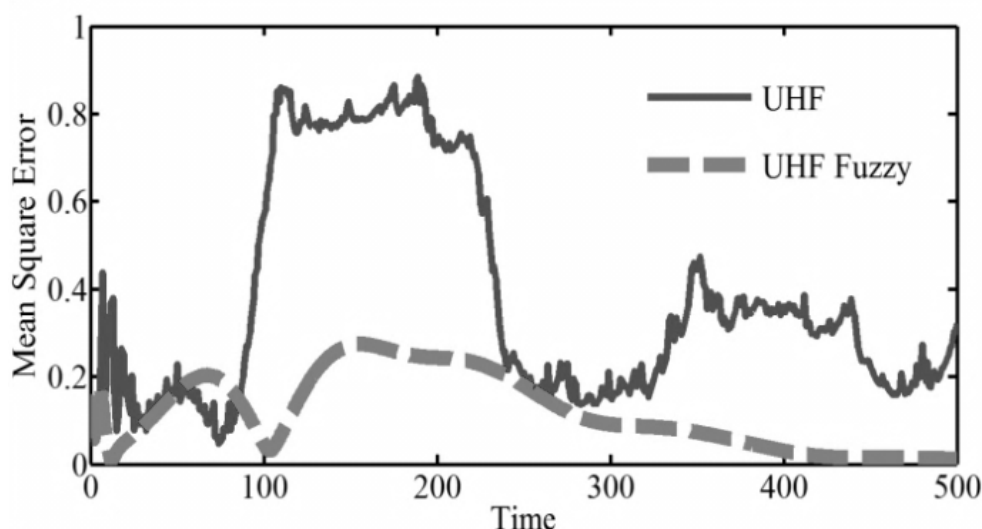
شکل شماره ۱۲. تغییرات سرعت جرثقیل برای سه حالت واقعی، UHF و UHF فازی برای طول کابل متغیر



شکل شماره 13. تغییرات زاویه نوسان پاندول جرثقیل برای سه حالت واقعی، UHF و UHF فازی برای طول کابل متغیر



شکل شماره 14. تغییرات سرعت زاویه‌ای پاندول جرثقیل برای سه حالت واقعی، UHF و UHF فازی برای طول کابل متغیر



شکل شماره 15. رفتار خطا در طول زمان برای دو حالت UHF و UHF فازی برای طول کابل متغیر

همچنین مقادیر میانگین و واریانس مجذور خطای تخمین برای دو فیلتر UHF و UHF فازی در جدول شماره 4 نمایش داده شده است که نشان می‌دهد میزان خطا برای حالتی که از UHF فازی استفاده می‌شود، اندک‌تر است؛ بنابراین روش فازی توانسته است آثار نامطلوب ناشی از وجود اغتشاش در سیستم را تا اندازه‌ای برطرف کند.

جدول شماره 4. میانگین و واریانس مقادیر خطا در طول زمان برای دو حالت UHF و UHF فازی برای طول کابل متغیر

نوع الگوریتم	میانگین خطا	واریانس خطای تخمین
الگوریتم UHF	0/3777	0/0637
الگوریتم UHF فازی	0/1192	0/0075

7. نتیجه‌گیری

سیستم جرثقیل سقفی نیاز به طراحی کنترلی دارد که بتواند محموله را با کمترین نوسان و بیشترین دقت به نقطه هدف برساند. در این فرایند ممکن است به علت وجود نویزهای شدید و تصادفی اثرات نامطلوبی در سیستم ایجاد شود. بدین منظور، روش‌های مختلفی برای پایداری سیستم ارائه شده است از جمله الگوریتم UHF که عملکرد مناسبی برای مدل‌های دینامیکی غیرخطی دارد. در این الگوریتم، نویزها در طول فرایند ثابت فرض شده است ولی هیچ تضمینی در ثابت‌ماندن نویزها در طول فرایند

وجود ندارد. در این مقاله با تطبیق روش فازی و UHF سعی شده است میانگین مجذور مربعات خطا کاهش یابد. از نتایج به دست آمده از نمودارها و مقایسه روش پیشنهادی و UHF دیده می شود، وقتی سیستم با تغییرات نویز همراه باشد، روش فازی توانسته است اثرات نامطلوب ناشی از وجود اغتشاش در سیستم را تا اندازه ای برطرف سازد و میزان خطا در این روش مقدار کمتری نسبت به خطای UHF است؛ در نتیجه الگوریتم UHF فازی دارای پایداری بیشتری در مقایسه با UHF است.

8. فهرست علائم

P	کوواریانس خطای تخمین متغیر حالت	x	بردار متغیر حالت
Q	کوواریانس نویز سیستم	y	بردار اندازه گیری
R	کوواریانس نویز اندازه گیری	β	پارامتر عملکرد فیلتر که توسط طراح تعیین می شود
v	نویز اندازه گیری	α	عامل اسکالر خروجی سیستم فازی
w	نویز سیستم	μ	درجه عضویت توابع فازی

منابع

1. Zhang, C.; Hammad, A. (2012), "Improving lifting motion planning and re-planning of cranes consideration for safety and efficiency", *Advanced Engineering Informatics*, Vol. 26, No. 2, pp. 396-410.
2. Zhang, X.; Fang, Y.; Sun, N. (2014), "Minimum-Time Trajectory Planning for Underated Overhead Crane Systems With State and Conetol Constraints", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 61, No. 12, pp. 6915-6925.
3. Wu, X.; He, X. (2015), "Enhanced damping-based anti-swing control method for under actuated overhead cranes", *IET Control Theory Application*, Vol. 9, No.12, pp. 1893-1900.
4. Masoumnezhad, M., (2018), "Robust control for the indefinite model of the semi-active suspension system", *Karafan*, No. 42, pp. 57-79 (in Persian).
5. Masoumnezhad, M.; Moafi, A.; Nariman-zadeh, N. (2012), "Optimal State Estimation of Crane using Improved Kalman Filter", in *22st Annual International Conference on Mechanical Engineering*, Chamran University of Technology, Ahvaz. (in Persian)
6. Simon, D. (2006), *Optima State Estimation, Kalman, H-infinity, and Nonlinear Approaches*, John Wiley & Sons, INC.
7. Jun-hou, W.; Chun-lei, S.; Xing-tai, Y. (2010), "Sigma Point H-infinity Filter for Initial Aligment in Marine Starpdwn Intertial Navigation Ststem", *2nd International Conference on Signal Processing Systems (ICSPS)*.
8. Ni, P.; Li, S. (2011), "Unscented H-infinity filter based simultaneous localization and mapping", in *30th Chinese Control Conference (CCC)*, pp. 3942-3946.
9. Masoumnezhad, M.; Moafi, A.; Nariman-zadeh, N. (2013), "Optimal State Estimation of Inverted Pendulum using Unscented H-infinity", in *21st Annual International Conference on Mechanical Engineering*, K.N. Toosi Univercity of Technology, Tehran. (in Persian).
10. M. Masoumnezhad, M., Nahaleh-kah, M., Jamali, A., Nariman-zadeh N. (2015), "Optimal state estimation of a dynamical system corrupted with colored noises using Mixed Kalman/H-infinity filter", *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 14, No. 12, pp. 67 (in Persian).
11. Simandl, M.; Dunik, J. (2005), "Sigma point Gaussian sum filter design using square root unscented filters", *IFAC Proceedings Volumes*, Vol. 38, No. 1, pp. 1000-1005.
12. Wang, J-h. and etc., (2010), "Sigma point H-infinity filter for initial alignment in marine strapdown inertial navigation system", *2nd International Conference on Signal Processing Systems*, 5-7 July.
13. Zadeh L.A. (2004), "Probability Theory Should be Based on Fuzzy Logic, A Contentious View. In: *Soft Methodology and Random Information Systems*", *Advances in Soft Computing*, Vol. 26, Springer, Berlin, Heidelberg.
14. Li, W., Jia, Y. (2010), "H-infinity filtering for a class of nonlinear discrete-time systems based on unscented transform", *Signal Processing*, Vol. 90, No.12, pp.3301-3307.
15. Wu, X., He, X. (2015), "Enhanced damping-based anti-swing control method for under actuated overhead cranes", *IET Control Theory Application*, Vol. 9, No.12, pp. 1893-1900.
16. Hill, Stacy D.; Spall, James C. (2019), "Stationarity and Convergence of the Metropolis-Hastings Algorithm: Insights into Theoretical Aspects", *IEEE Control Systems Magazine*, Vol. 39, pp. 56-67.



The effect of tool geometry on the tensile strength of polypropylene Components Welded by Friction Stir Welding Method

Behrooz Asadi Boroojeni

Lecturer, Mechanical Engineering, Faculty of Boroujen, Chaharmahal and Bakhtiari Branch, Technical and Vocational University (TVU), Chaharmahal and Bakhtiari, Iran

Lotfali Mozafari Vanani

Lecturer, Mechanical Engineering, Faculty of Boroujen, Chaharmahal and Bakhtiari Branch, Technical and Vocational University (TVU), Chaharmahal and Bakhtiari, Iran

Received: 02.01.2020

Accepted: 06.11.2020

Friction stir welding is one of the new methods of solid state welding. This welding method has many advantages over traditional methods of fusion welding due to low input temperature and non-melting and freezing of materials. In this study, the tensile strength variations of the welded specimens were investigated based on two parameters of the geometry of the tool and the angle of the device for the welding of polypropylene sheets. In order to obtain the optimal value of these parameters, other variables such as rotational speed and linear velocity of tools are assumed constant. After welding the samples, a standard tensile test was performed on the samples. The results show that the tool geometry has a great influence on the tensile strength and the appearance of the weld and the pieces welded by the tools with a welder's helmet have a higher strength. Also under the same conditions, the highest tensile strength is when the angle of the machine is 2.

Keywords:

Friction stir welding, Polypropylene, Tool Sholder, Cylinder Angle.

نوع مقاله: پژوهشی (کاربردی)

تأثیر هندسه ابزار بر استحکام کششی قطعات

جوشکاری شده پلی پروپیلن به روش

اصطکاکی اغتشاشی

بهروز اسدی بروجنی*

مربی، دپارتمان مهندسی مکانیک، آموزشکده فنی و حرفه‌ای پسران بروجن، دانشگاه فنی و حرفه‌ای، چهارمحال و بختیاری، ایران

لطفعلی مظفری وانانی

مربی، دپارتمان مهندسی مکانیک، آموزشکده فنی و حرفه‌ای پسران بروجن، دانشگاه فنی و حرفه‌ای استان چهارمحال و بختیاری، ایران

پذیرش مقاله: 1399/03/22

دریافت مقاله: 1398/11/12

چکیده

جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی یکی از روش‌های نوین جوشکاری حالت جامد است که نسبت به روش‌های مرسوم جوشکاری ذوبی، به دلیل دمای ورودی کم و نداشتن حالت ذوب و انجماد مجدد مواد، از مزایای زیادی برخوردار است. در این تحقیق، تغییرات استحکام کششی جوش براساس دو پارامتر هندسه شولدر ابزار و تنظیمات زاویه کلگی دستگاه برای جوشکاری ورق‌های پلی پروپیلن بررسی شده است. برای به دست آوردن مقدار بهینه این پارامترها، مقادیر دیگر متغیرها مانند سرعت دورانی و سرعت خطی ابزار ثابت فرض شده‌اند. پس از انجام جوشکاری نمونه‌ها، آزمون کشش طبق استانداردهای مرجع روی نمونه‌ها انجام شد. نتایج به دست آمده حاکی از آن بود که هندسه ابزار تأثیر زیادی بر استحکام کششی و شکل ظاهری جوش ایجاد شده دارد و قطعاتی که توسط ابزار با شولدر مارپیچی جوشکاری شده بودند، استحکام بالاتری داشتند. همچنین در شرایط یکسان، بالاترین استحکام کششی مربوط به زمانی است که زاویه کلگی دستگاه دو درجه انتخاب شود.

واژگان کلیدی:

جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی، پلی پروپیلن، شولدر ابزار، زاویه کلگی.

* نویسنده مسئول: B_asadi92@yahoo.com

1. مقدمه

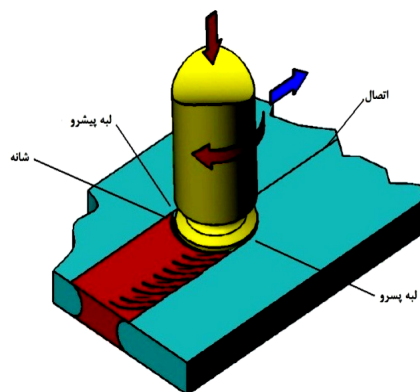
جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی نخستین بار در سال ۱۹۹۱ ابداع شد [1]. این روش در سال‌های اخیر پیشرفت فراوانی در زمینه اتصالات فلزی داشته است. به این روش جوشکاری فناوری سبز نیز گفته می‌شود، زیرا حداکثر بازده انرژی را داشته و هیچ‌گونه مواد آلاینده یا اثر سوئی بر محیط زیست نمی‌گذارد. همچنین قابلیت عملکرد بالایی داشته و انرژی اندکی مصرف می‌کند و در آن از هیچ نوع پوشش گازی یا جریان گداخته استفاده نشده و در اتصالات آن نیز هیچ پُرکننده‌ای به کار نمی‌رود [2]؛ بنابراین هر نوع آلیاژ آلومینیوم یا کامپوزیت را می‌توان با این روش اتصال داد. در این نوع جوشکاری از ابزار استوانه‌ای با پروفیل میله‌ای شکل استفاده می‌شود که ضمن چرخش، به آرامی وارد خط اتصال بین دو قطعه‌ای می‌شود که کنار هم قرار گرفته‌اند. قطعات باید روی یک زیرکاری بسته شوند تا از جداشدن صفحات مجاور جلوگیری شود. حرارت اصطکاکی در اثر تماس بین قطعه‌کارها و ابزار جوشکاری مقاوم به سایش، ایجاد می‌شود. این حرارت به نرم شدن ماده بدون رسیدن به نقطه ذوب و ادامه عبور ابزار در طول خط اتصال می‌انجامد. ماده تغییر شکل یافته نیز از لبه جلویی به سمت لبه انتهایی ابزار رفته و در اثر تماس بین پین و شولدر محکم شده و موجب تشکیل پیوندی قوی بین دو قطعه می‌شود. این روش را می‌توان جوشکاری سوراخ کلیدی در حالت جامد نیز نامید؛ به طوری که در شروع کار یک سوراخ ایجاد شده و در ادامه پر می‌شود و در انتها اثر آن باقی می‌ماند. این جوشکاری نسبت به روش‌های مرسوم جوشکاری ذوبی به دلیل دمای ورودی کم و نداشتن حالت ذوب و انجماد مجدد مواد، مزیت‌های بسیاری دارد [3]. در برخی تحقیقات، کاربرد جوشکاری اصطکاکی در فلزات و غیرفلزات مورد بررسی قرار گرفته است. در سال ۲۰۱۵، لوئیس ترابیا و همکارانش اثر ویژگی‌های شانه ابزار بر عیوب و خواص کششی جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی آلیاژ 6061-T6 را مطالعه کردند و به این نتیجه رسیدند که سطح شانه ابزار تأثیر چشمگیری بر کیفیت سطح اتصال دارد [4]. در سال ۲۰۱۵ داوود و همکارانش اثر پروفیل پین ابزار جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی را بر ساختار و خواص مکانیکی آلیاژ 6061-T6 مورد بررسی قرار دادند [5]. در سال ۲۰۱۶، غروی و همکارانش به ارزیابی خوردگی جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی لب‌به‌لب آلیاژ 6061-T6 پرداختند [6]. در زمینه جوشکاری غیر فلزات، باقری و همکاران [7] با استفاده از ابزار با شانه ثابت به جوشکاری ورق‌های پلیمری ABS¹ پرداختند. در تحقیق ایشان، متغیر پاسخ، استحکام کششی جوش و متغیر ورودی، سرعت چرخش و پیش‌روی ابزار بوده است.

در تحقیقات دیگری، جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی روی چهار نوع ماده ترموپلاستیک مختلف شامل استال، نایلون 66 PMMA و PVC مورد بررسی قرار گرفتند [8]. براساس نتایج این تحقیقات،

1. Acrylonitrile Butadiene Styrene

مشخص شد سرعت دورانی محور ماشین پارامتر بسیار مهمی در بالابردن استحکام کششی جوش اصطکاکی اغتشاشی در این نوع ترموپلاستیک هاست. در تحقیق دیگری، ناطقی و حسین زاده [9] به کمک طراحی آزمایش تاگوچی تأثیر گاز خنک کننده CO_2 را بر استحکام جوش و تنش پسماند بررسی کردند. نمونه های آن ها از جنس پلی اتیلن چگالی بالا بود که به کمک جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی اتصال یافته بودند. نتایج نشان می داد استفاده از گاز خنک کننده منجر به بهبود استحکام قطعات جوش داده شده خواهد شد. امینی و امیری [10] به بررسی استحکام کششی، توزیع حرارت و نیروهای ماشین کاری در جوشکاری اصطکاکی نمونه های آلومینیومی پرداختند. آن ها نشان دادند اعمال ارتعاش موجب افزایش استحکام کششی جوش خواهد شد. نمای کلی روش جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی در شکل شماره 1 نشان داده شده است.

با توجه به تحقیقات پیشین، پژوهشی که به بررسی پارامترهای مؤثر بر استحکام جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی مواد پلی پروپیلن پرداخته باشد، مشاهده نشد؛ بنابراین در این تحقیق سعی بر بررسی و بهبود استحکام کششی قطعات پلی پروپیلن شده است. در این پژوهش، سرعت دورانی و سرعت خطی ابزار، ثابت در نظر گرفته شدند و تأثیر پارامترهایی همچون هندسه شولدر ابزار و تنظیمات زاویه کلگی دستگاه برای جوشکاری ورق های پلی پروپیلن بررسی شدند.

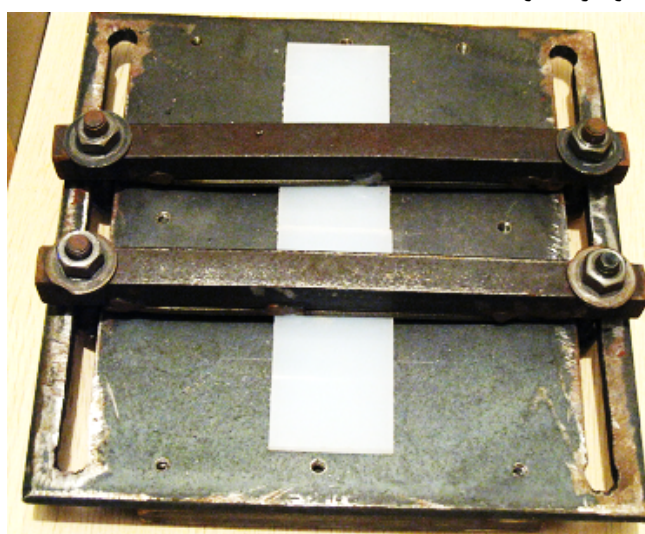


شکل شماره 1. فرایند جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی

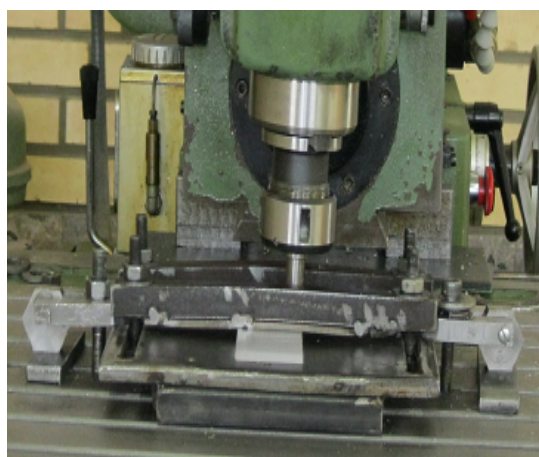
2. مواد، مصالح و آزمون ها

فرایند جوشکاری توسط دستگاه فرز انجام می گیرد. به دلیل نیروی زیادی که در حین جوشکاری به ورق ها وارد می شود، ضروری است ورق ها کاملاً ثابت شده و در حین عملیات تغییر موقعیت ندهند. بدین منظور فیکسچری طراحی شد تا هم از جابجایی ورق ها حین جوشکاری جلوگیری کند و هم مانع

بازوبسته کردن مکرر روبنده‌ها در هر مرحله شود. فیکسچر طراحی شده قابلیت بستن ورق‌هایی در ابعاد مختلف را داشته و قابل تنظیم است (شکل شماره ۲). به دلیل صیقلی بودن سطح ورق‌ها، امکان لغزش آن‌ها از زیر فیکسچر نگهدارنده زیاد است. در این صورت سبب ایجاد فاصله در خط جوش و در نتیجه تضعیف اتصال خواهد شد. برای جلوگیری از این امر، روی روبنده‌های فیکسچر که هر کدام توسط دو عدد پیچ بسته می‌شوند، دو عدد سوهان متصل شده است تا در اثر اصطکاکشان با قطعات از جابه‌جایی آن‌ها در حین کار جلوگیری شود.

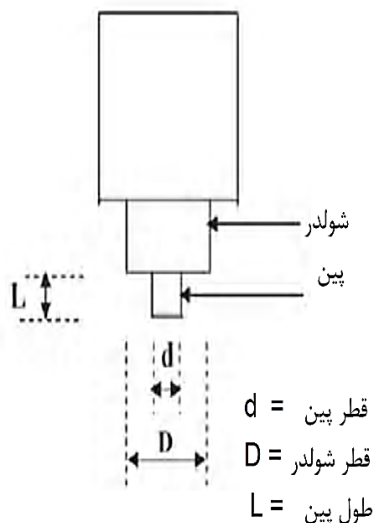


شکل شماره ۲. فیکسچر نگهدارنده قطعات



شکل شماره ۳. مجموعه فیکسچر، ابزار و ورق

برای انجام فرایند جوشکاری، ابتدا دو ورق پلی پروپیلن با ابعاد $100 \times 50 \times 5$ میلی متر آماده شدند و توسط یک فیکسچر و به صورت لب به لب در کنار یکدیگر قرار گرفتند. سپس توسط ابزار طراحی شده مورد جوشکاری قرار گرفتند (شکل شماره 3). در فرایند جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی، جنس ابزار دارای اهمیت بسزایی است، زیرا ابزار با قطعه کار ارتباط مستقیم داشته و در معرض سایش است. جنس ابزار باید از ماده ای باشد که در اثر تماس ساییده نشود و قابلیت سخت کاری با عملیات حرارتی را داشته باشد. بدین منظور، فولاد Spk به دلیل قابلیت عملیات حرارتی و سختی سطحی بالا پس از عملیات حرارتی، انتخاب شد.



شکل شماره 4. نام گذاری اجزای مختلف ابزار FSW

ابزار جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی پارامتری کلیدی در این روش جوشکاری است. در طراحی ابزار باید نکات مهم زیر در نظر گرفته شوند:

قطر پین ابزار برابر است با ضخامت ورق های مورد جوشکاری [11]

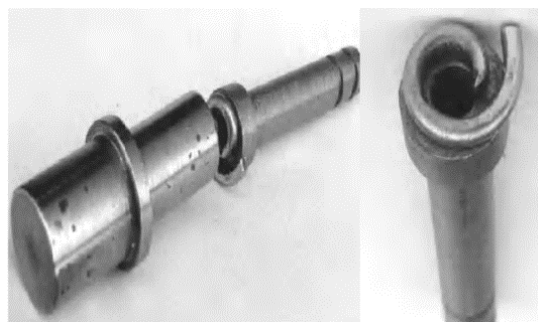
$$d=t \quad (1)$$

ارتفاع پین از روابط زیر محاسبه می شود:

$$L=t-0/3 \text{ or } L=t-0.2 \quad (2)$$

قطر شولدر ابزار با سه برابر قطر پین برابر است یعنی:

$$D=3 \times d \quad (3)$$



شکل شماره ۵. الکترو د اسپارک و شیوه قرار گیری آن

ویژگی‌هایی که از آن صحبت شد، در نکات بالا در شکل شماره ۴ مشاهده می‌شوند [۱۱]. به دلیل اینکه در پژوهش‌های پیشین برای جوش این ترموپلاستیک خاص (پلی پروپیلن) بهترین شکل ابزار مورد بررسی قرار نگرفته بود، از تحقیقاتی که روی هندسه ابزار در جوشکاری قطعات آلومینیومی، کامپوزیت‌ها و ترموپلاستیک‌ها کار شده بود، کمک گرفته شد [۱۱-۱۲]. سپس به صورت آزمون و خطا انواع ابزارها با شکل و هندسه‌های مختلف، ساخته و مورد آزمایش قرار گرفت. ابتدا جوشکاری توسط ابزار با هندسه استوانه‌ای ساده انجام شد که جوش حاصل کیفیت ظاهری مناسبی نداشت، حتی در مواردی اصلاً اتصال انجام نشد و مواد به صورت له‌شده در درز جوش قرار می‌گرفتند. سپس ابزارهای با پین مخروطی مورد آزمایش قرار گرفت.

براساس تحقیقات پیشین استنباط شد پین‌های مخروطی‌شکلی که سطح پین آن‌ها رزوه‌دار است، استحکام کششی پایین‌تری نسبت به پین‌های شیاردار برای قسمت جوش داده‌شده، ایجاد می‌کنند که دلیل آن قرار گرفتن ماده خمیری روی گام پیچ و حرکت ماده خمیری به سمت بالاست. با توجه به بررسی‌های پیشین، پین ابزار به صورت شیاردار انتخاب شد. همچنین دو عدد ابزار ساخته شد که یکی از آن‌ها با سطح شولدر صاف و دیگری با سطح شولدر مارپیچی بود. پین ابزار دارای قطر ۵ و ارتفاع ۴/۸ میلی‌متر است که به صورت مخروطی است. شولدر این ابزار نیز قطر ۱۵ میلی‌متر دارد. ایجاد این شیار روی شولدر، با دستگاه‌های تراش و فرز به دلیل کوچک بودن قطعه کار امکان‌پذیر نبود.

با توجه به امکانات موجود، از دستگاه اسپارک [۱۳] برای ایجاد شیار استفاده شد. به منظور ایجاد این فرم خاص توسط دستگاه اسپارک، باید ابتدا الکترو د آن ساخته می‌شد. برای این کار، از یک سیم مسی به قطر ۲/۵ میلی‌متر استفاده شد. مقدار نفوذ الکترو د در عملیات اسپارک یک میلی‌متر تنظیم شد. پس از ساخت ابزار با شیار مارپیچی، فرایند عملیات حرارتی ابزار صورت گرفت. در حالت ایدئال، جنس ابزار باید از ماده‌ای با سختی، سفتی و مقاومت به سایش بالا در دمای بالای جوشکاری و دارای مقاومت به

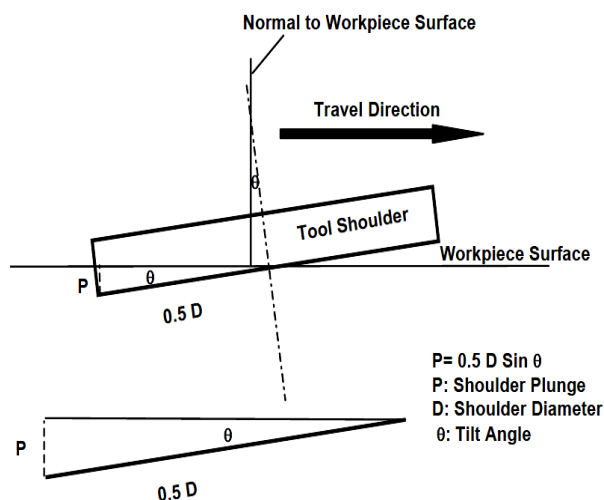
اکسیداسیون باشد، همچنین ضریب هدایت حرارتی آن نیز باید پایین باشد، بدین منظور دمای کوره روی 800 درجه سانتی گراد تنظیم شد. پس از رسیدن دمای کوره به حرارت تنظیم شده، ابزار به مدت بیست دقیقه داخل کوره قرار داده شد و سپس به سرعت داخل آب کوئینچ شد. در حین قراردادن ابزار گداخته در داخل آب باید آن را در آب حرکت دهیم تا سرد شدن سریع تر انجام گیرد.



شکل شماره 6 -ب) شولدر مارپیچ



شکل شماره 6 -الف) شولدر ساده



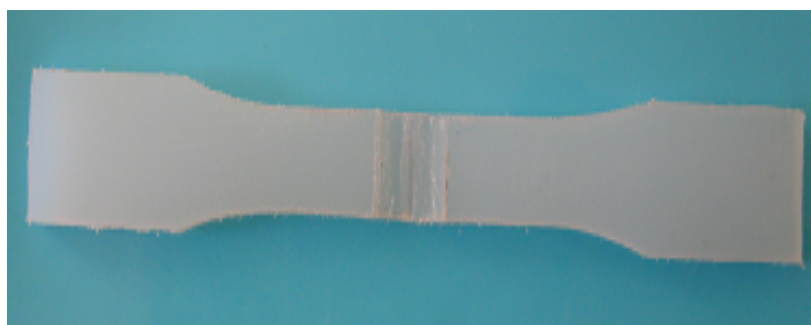
شکل شماره 7. شماتیک انحراف ابزار نسبت به قطعه کار

پس از اتمام عملیات حرارتی ابزار، به منظور تمیزکاری سطح قطعه از لایه اکسید شده سیاه رنگ، قطعه با سمباده نرم صیقل داده شد. ابزار ساخته شده آماده جوشکاری است و طبق انتظار، شولدر دارای سطح مارپیچ سطحی یکنواخت تری از شولدر صاف به وجود آورد (شکل شماره 6). پس از انتخاب ابزار لازم برای جوشکاری قطعات، پارامتر دیگری با عنوان زاویه کنگی دستگاه مورد بررسی قرار گرفت. ابزار و قطعه کار

باید دارای زاویه انحراف θ نسبت به هم باشند و این انحراف در خلاف جهت پیشروی خواهد بود که در شکل شماره 7 نشان داده شده است. این نوع انحراف ابزار سبب افزایش نفوذ شولدر (P) می‌شود [13].

$$\theta P = 0.5 \times D \sin \quad (4)$$

در رابطه بالا D قطر شولدر است. گفتنی است پارامتر P (نفوذ شولدر) که در بالا تعریف شد، برای حالتی است که وسط ابزار در تماس با قطعه باشد و البته خود از پارامترهای مهم جوشکاری است. برای ایجاد جوشی باکیفیت خوب، همواره باید ابزار به درون قطعه نفوذ کند تا این نفوذ موجب افزایش فشار وارده به زیرابزار و در نهایت فشرده شدن ماده مورد نظر در عقب ابزار شود. پس از جوشکاری، قطعات براساس استاندارد (ASTM-D638-02a) [14] با ابعاد مورد نظر به صورت دمبلی شکل بریده شده و سپس مورد آزمایش کشش قرار گرفتند.

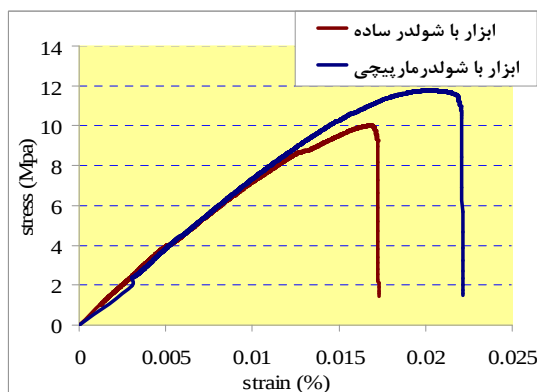


شکل شماره 8. نمونه جوشکاری شده پیش از آزمون کشش

پس از انجام آزمون‌های کشش، نمودارهای تنش-کرنش نمونه‌ها، توسط دستگاه GOTECH-AL-7000LA10 استخراج شدند. سپس برای استفاده کردن در این مقاله، مقادیر به نرم افزار اکسل انتقال یافت و جداول برای مقایسه و ترسیم آماده شد.

3. نتایج و بحث

برای آزمون تأثیر هندسه شولدر ابزار بر استحکام کششی جوش، دو عدد ابزار مخروطی شیاردار طبق مشخصات گفته شده ساخته شد. شولدر یکی از این ابزارها صاف و روی شولدر ابزار دوم یک عدد شیار مارپیچ توسط دستگاه اسپارک ایجاد شد. تمامی شرایط جوشکاری برای این دو ابزار در زمان تست، کاملاً یکسان بود (سرعت دورانی 400Rpm، سرعت خطی 20mm/min و زاویه کلگی دستگاه 2°). پس از جوشکاری، نمونه‌ها مورد آزمایش کشش قرار گرفتند. نمودار تنش - کرنش تلفیقی مربوط به قطعات جوشکاری شده با این دو ابزار، در شکل شماره 9 ارائه شده است.



شکل شماره 9. نمودار تنش - کرنش مربوط به قطعات جوشکاری شده با دو ابزار مختلف

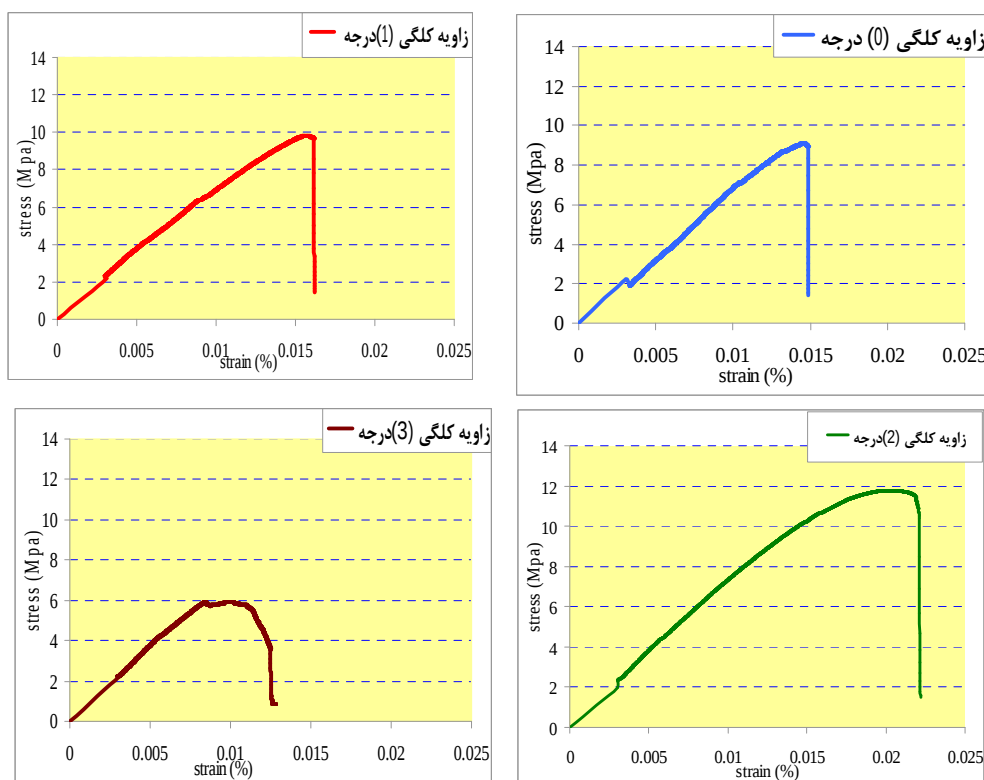
با توجه به شکل شماره 9 مشخص است که وجود شولدر مارپیچی در ابزار جوشکاری اصطکاکی اغتشاشی، موجب افزایش استحکام کششی قطعات جوشکاری شده خواهد شد. دلیل این امر را می توان این گونه بیان کرد که ابزار بدون شولدر، با وارد شدن به درز جوش و دوران در این منطقه، نمی تواند مذاب خارج شده از حوضچه را در محل حوضچه نگهداری کند و این مذاب از اطراف شولدر خارج شده و تا انتهای جوش کمبود ماده در خط جوش مشاهده می شود که سبب کم شدن استحکام کششی می شود (شکل شماره 10).



شکل شماره 10. جوش ایجاد شده توسط ابزار مخروطی با شولدر صاف

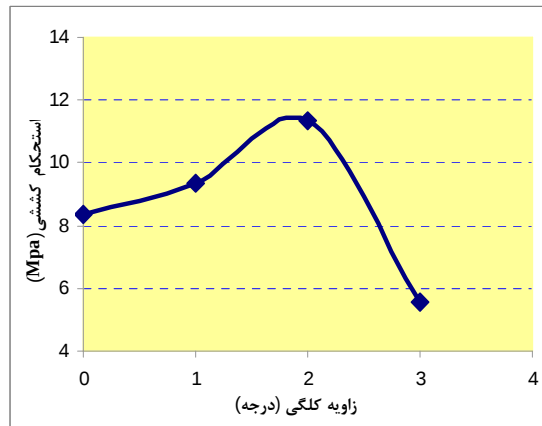
با اضافه کردن شیار مارپیچ به شولدر، مذاب در محل جوش نگهداری می شود و با حرکت مارپیچ موجود روی شولدر در حال دوران، مذاب در محدوده شولدر نگهداری شده و روی حوضچه حرکت می کند تا در محلی که نیاز است، قرار گیرد. برای اینکه بهترین زاویه کلگی دستگاه برای جوشکاری این جنس خاص (پلی پروپیلن) انتخاب شود، در شرایط کاملاً یکسان (سرعت دورانی 400 Rpm، سرعت خطی

۲۰mm/min)، نمونه‌هایی با زوایای ۰، ۱، ۲ و ۳ درجه مورد جوشکاری قرار گرفتند. پس از انجام آزمون‌های کشش روی نمونه‌های دارای زاویه کلگی متفاوت، نمودارهای تنش - کرنش شکل شماره ۱۱ به دست آمدند.



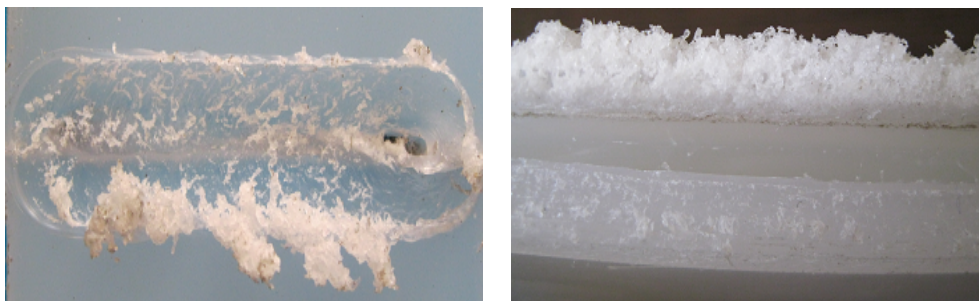
شکل شماره ۱۱. نمودار تنش - کرنش مربوط به چهار زاویه مختلف کلگی

با مقایسه نمودارهای شکل شماره ۱۱ می‌بینیم که زاویه کلگی در حالت ۲ درجه موجب استحکام بیشتری در ناحیه جوشکاری می‌شود. همچنین برای پردازش بهتر اطلاعات به دست آمده، در شکل شماره ۱۲ نموداری تلفیقی از چهار حالت آزمایش شده نشان داده شده است. با توجه به شکل شماره ۱۲، مشاهده می‌شود زاویه کلگی دارای مقدار بهینه‌ای بوده و بالاترین استحکام کششی ایجاد شده مربوط به حالتی است که زاویه کلگی دستگاه ۲ درجه است، زیرا در زاویه صفر درجه در سطح مقطع جوش و در قسمت عقب‌نشینی به دلیل ناکافی بودن مواد در جهت عمودی، عیب تونلی و در بعضی مواقع ترک ایجاد می‌شود (شکل شماره ۱۳).



شکل شماره 12. نمودار مقایسه استحکام کششی چهار زاویه مختلف

هرچه زاویه کلگی افزایش می یابد به علت فشار عقب شولدر به مواد و فورج کردن آن ها به سمت پایین، مواد به هم فشرده شده و بهتر به هم می چسبند؛ در نتیجه استحکام جوش بالاتر می رود، ولی با رسیدن این زاویه به 3 درجه، چون میزان نفوذ شولدر در قطعه به حدود 0/45 میلی متر می رسد، میزان خروج مذاب از اطراف شولدر زیاد شده و در اطراف خط جوش ایجاد پلیسه افزایش می یابد و جوش لاغر می شود؛ به همین دلیل است که استحکام جوش به طرز معناداری کاهش می یابد (شکل شماره 14).



شکل شماره 13. عیب تونلی در سطح مقطع جوش شکل شماره 14. پلیسه های ایجاد شده در اثر زاویه کلگی 3 درجه

4. نتیجه گیری

در این تحقیق دو ورق پلی پروپیلن با ابعاد 100×50×5 میلی متر، به صورت لب به لب به روش اصطکاکی اغتشاشی جوشکاری شد و تأثیر هندسه شولدر ابزار و زاویه کلگی دستگاه بر استحکام کششی جوش های حاصل در حالی که سایر پارامترها ثابت بودند، مورد آزمایش قرار گرفت و نتایج زیر به دست آمد:

1. هندسه ابزار تأثیر زیادی بر استحکام کششی و شکل ظاهری جوش ایجاد شده دارد؛
2. با به کار بردن شولدر مارپیچ به جای شولدر ساده می توان استحکام جوش را تا 20 درصد بهبود بخشید و بنابراین طراحی شولدر ابزار بر استحکام کششی جوش تأثیر زیادی دارد؛
3. در بین ابزارهای تست شده، ابزار دارای پین مخروطی شیاردار و شولدر مارپیچی، بهترین شکل ظاهری و استحکام کششی را نشان دادند؛
4. با تغییر زاویه کلگی از صفر تا 2 درجه، استحکام کششی جوش افزایش می یابد ولی در زاویه کلگی 3 درجه استحکام به مقدار قابل توجهی کاهش نشان می دهد؛ بنابراین در این تحقیق بهترین زاویه کلگی برابر 2 درجه بوده است.

منابع

1. Sadeghian, B.; Atapour, M.; Taherizadeh, A. (2016), "Simulation of Material Plastic Flow and Morphology During Friction Stir Welding of Stainless Steel to Aluminum Alloy Dissimilar Joint", JWSTI, 1 (1), pp. 24-37.
2. Belbasi, M.; Rezae, M. (2020), "The Effect of pin geometry on the mechanical property of Aluminium 6061-alumina composite made by friction stir welding", JWSTI, 5 (2), pp. 77-88.
3. Mishra, R. S.; Ma, Z. (2005), "Friction stir welding and processing, Materials Science and Engineering", R: eports, Vol. 50, pp. 1-78.
4. Trueba, L.; Heredia, G.; Rybicki, D.; Johannes, L. B. (2015), "Effect of tool shoulder features on defects and tensile properties of friction stir welded aluminum 6061-T6, J. Mater", Process. Technol, Vol. 219, pp. 271-277.
5. Dawood, H. I.; Mohammed, K. S.; Rahmat, A.; Uday, M. B. (2015), "Effect of small tool pin profiles on microstructures and mechanical properties of 6061 aluminum alloy by friction stir welding", Trans. Nonferrous Met, Soc, China, Vol. 25, No. 9, pp. 2856-2865.
6. Gharavi, F.; Matori, K. A.; Yunus, R.; Othman, N. K.; Fadaeifard F. (2016), "Corrosion evaluation of friction stir welded lap joints of AA6061-T6 aluminum alloy", Trans. Nonferrous Met. Soc. China, Vol. 26, no. 3, pp. 684-696, 2016.
7. Bagheri, A.; Azdast, T.; Doniavi, A (2013). "An experimental study on mechanical properties of friction stir welded ABS sheets", Materials and Design, Vol. 43, No.1, pp. 402-409.
8. Ageorges, C.; Ye, L.; Hou, M. (2001), "Advances in Fusion Bonding Techniques for Joining Thermoplastic Matrix Composites", A Review, Composites Part A: Applied Science and Manufacturing, 2001, 32, pp.839-857.
9. Nateghi, E.; Hosseinzadeh, M. (2015), "Experimental investigation into effect of cooling of traversed weld nugget on quality of high density polyethylene joints", International Journal of Advanced Manufacturing Technology, Vol. 7, No. 4, pp. 1-14.
10. Amini, S.; Amiri, M. R. (2014), "Study of ultrasonic vibrations effect on friction stir welding", International Journal of Advanced Manufacturing Technology, Vol. 73, No. 1, pp. 127-135, 2014.
11. Elangovan, K.; Balasubramanian, V. (2008), "Influences of tool pin profile and tool shoulder diameter on the formation of friction stir processing zone in AA6061 aluminum alloy", Materials and Design, Vol. 29, pp.362-373.
12. Christian, B.; Fuller Murray, W.; Mahoney, William H. (2003), friction stir tool and method, United States Patent.
13. Saeidi, M.; Mostafa Arab, N. B.; Chasemi F. A.; Payganeh, GH. (2009), "The effect of pin geometry on mechanical properties of pp composite friction stir welds", International Congress on Welding & Joining, Tehran-Iran.
14. ASTM Standard D638-02a, Standard test method for Tensile Properties of Plastics. In: Annual book of ASTM standard, 2002.



Experimental Investigation of Dynamic Density of Aluminum Powder under High Speed Loading

Behzad Mohammad Khani Haji Khajelu

Lecturer, Faculty of Chamran, Ahar Branch,
Technical and Vocational University (TVU), Ahar,
Iran

Mojtaba Maleki

Lecturer, Faculty of Chamran, Ahar Branch,
Technical and Vocational University (TVU),
Ahar, Iran

Received: 02.12.2020

Accepted: 06.22.2020

The present paper deals with experimental and numerical investigation of the mechanical properties of a piece produced by a dynamic powder compaction process under high-rate impact loading. Experimental tests are performed on metal powders made of aluminum by a gas launcher system. To validate the results obtained from the presented mathematical functions, we compare the results of the neural network model and the experimental data. In examining the error of experimental data and prediction based on the squared mean of the errors and the coefficient of determination show that the results obtained from the mathematical functions provide mathematical models for the final properties of the segment under optimal impact loading.

Keywords:

Impact Loading, Dynamic Powder Density, Gas Launcher, Aluminum Powder, Neural Network.

مطالعه تجربی و عددی تراکم دینامیکی پودر آلومینیوم تحت بارگذاری با سرعت بالا

بهزاد محمدخانی حاجی خواجه‌لو*

مدرس، دانشکده شهید چمران، دانشگاه فنی و حرفه‌ای، اهر، ایران

مجتبی ملکی

مدرس، دانشکده شهید چمران، دانشگاه فنی و حرفه‌ای، اهر، ایران

دریافت مقاله: 1398/11/23 پذیرش مقاله: 1399/04/02

چکیده

مقاله حاضر به بررسی تجربی و عددی خواص مکانیکی قطعه تولیدشده با فرایند تراکم دینامیکی پودر تحت بارگذاری ضربه‌ای با نرخ بالا می‌پردازد. تست‌های تجربی روی پودرهای فلزی از جنس آلومینیوم توسط سامانه پرتابگر گازی انجام گرفته است. در بررسی تجربی تأثیرپذیری چگالی، مقاومت نیروی فشار از نظر اندازه دانه‌بندی، در سطوح انرژی متفاوتی ارائه شده است که در این راستا پودر آلومینیوم خالص در سه اندازه متفاوت به کار رفته است. برای اعتبارسنجی نتایج به‌دست‌آمده از توابع ریاضی، به مقایسه بین نتایج حاصل از مدل شبکه عصبی و داده‌های تجربی پرداخته‌ایم. بررسی خطای داده‌های تجربی و پیش‌بینی بر اساس مجذور میانگین مربعات خطاها و ضریب تبیین نشان می‌دهد نتایج به‌دست‌آمده از توابع ریاضی برای خواص نهایی قطعه تحت بارگذاری ضربه‌ای، مطلوب است.

واژگان کلیدی:

بارگذاری ضربه‌ای، تراکم دینامیکی پودر، پرتابگر گازی، پودر آلومینیوم، شبکه عصبی.

۱. مقدمه

صنعت شکل‌دهی پودرهای فلزی یکی از صنایع شکوفا و درخشان در تولید قطعات با اشکال نسبتاً پیچیده است. محصولات حاصل از این روش اغلب از شیوه دانه‌بندی مطلوبی برخوردارند. همچنین این روش دستیابی به اجسام مرکب را ممکن می‌سازد. در متالورژی پودر، مراحل فرایند دارای انرژی مصرفی اندک است، اتوماتیک بوده، میزان بهره‌گیری از مواد اولیه بالا و هزینه‌ها کمتر است؛ از این رو آهنگ رشد و گسترش آن در مقایسه با دیگر فرایندها سریع‌تر است. در این فناوری نه تنها خواص شیمیایی مواد و پارامترهای عملیات حرارتی بلکه ریزساختارهای قطعه از جمله تخلخل نیز کنترل‌شدنی است. مهم‌ترین کاربردهای این روش، توانایی ترکیب کنترل‌شده پودر فلزات و مواد مختلف، توانایی تولید قطعات انبوه با اشکال هندسی پیچیده و ضایعات بسیار ناچیز است. وجود تخلخل - به‌رغم مواد رایج - از جمله ویژگی‌های منحصربه‌فرد و مفید این روش است. تخلخل روشی برای کاهش وزن در صنایع هوایی، کنترل چگالی، استحکام نهایی قطعه و روشی برای تولید یاتاقان‌های خود روان است.

رشد روزافزون دامنه کاربرد متالورژی پودر در سال‌های اخیر موجب پیدایش روش‌ها و شیوه‌های نوینی برای بهبود خواص مکانیکی قطعات ساخته‌شده از پودر فلزات شده است. شکل‌دهی دینامیکی یکی از روش‌هایی است که موجب بهبود خواص از جمله افزایش چگالی، استحکام خام بالاتر، توزیع یکنواخت چگالی و دقت ابعادی بیشتر می‌شود [1].

در اوایل قرن بیستم میلادی، ناتوانی در تولید مذاب یکپارچه از کوره‌ها موجب استفاده صنعتی از روش تراکم پودر برای تولید کارهای فلزی شد. این روش نیز شکوفایی خود را مدیون تولید لامپ رشته‌ای تنگستن است. امکان تولید قطعات در شمار بالا با استفاده از روش تراکم پودر، موجب استفاده صنعتی از این روش شده است. قطعات تولیدی با استفاده از این روش در صنایع اتومبیل‌سازی، لوازم خانگی و الکترونیک کاربرد دارند که موجب رشد روزافزون استفاده از این حوزه فناوری شده است.

القرشی و همکاران با آزمایش روی مواد پودری با اندازه دانه‌های متفاوت، به ارائه مدلی نظری بر اساس حل متقارن تغییر شکل بزرگ پرداختند. آزمایش‌های انجام‌شده منجر به محاسبه ضریب اصطکاک بین ظروف و ذرات و همچنین بیان رابطه‌ای برای پیشگویی استحکام نهایی قطعه ساخته‌شده از مواد پودری شد [2].

پوکلین و همکاران نیز برای درک بهتر رابطه بین نوع پودر، فشار تراکم و استحکام نهایی قطعه، دو نوع پودر آهنی با ساختار متفاوت را بررسی کردند و به این نتیجه رسیدند که مواد با ساختار متخلخل نسبت به مواد تشکیل‌شده از ذرات کروی، استحکام نهایی بهتری دارند [3].

استاسیایک و همکاران تأثیر فشار ماکزیمم و سرعت تغییر شکل بر مدول الاستیسیته را تخمین زدند. آن‌ها این نتیجه را با بررسی اثر فشرده‌سازی چسب‌های مورد استفاده در صنعت مانند سنگ آهک، ریزسلولز و بنتونیت در لوله استوانه‌ای با نیروی تک‌محوری به دست آوردند [4].

کدهیم و همکاران با بررسی عددی حالت پایدار ماده در حین جریان تراکم روی استوانه با روش تفاضلات محدود، مدل ساختاری دقیقی را برای توزیع فشار و چگالی در طول فرایند تراکم ارائه دادند [5].

در آزمایش‌های انجام‌شده توسط اژدر و همکارانش، از پودر با اندازه‌های متفاوت تحت سطوح انرژی و سرعت‌های مختلف برای بررسی فرایند شکل‌دهی پودرهای پلیمری با سرعت بالا استفاده شده است. آن‌ها با تمرکز روی ویژگی‌های تراکم و استفاده از دستگاه میکروسکوپ الکترونی به تحلیل و بررسی ریزساختارهای قطعه حاصل‌شده پرداختند و به این نتیجه رسیدند که مرحله نخست تراکم نسبت به مرحله دوم آن تأثیر بیشتری بر استحکام نهایی ماده دارد [6].

ظهور و همکارانش با آزمایش روی پودر تنگستن از دو روش تراکم پودر انفجاری زیر آب و بدون آب به آستانه تحمل تنگستن متالورژی تحت موج انفجاری دست یافتند. آن‌ها همچنین با مقایسه تراکم انفجاری زیر آب با دیگر روش‌های متالورژی پودر انجام‌گرفته روی پودر تنگستن به این نتیجه رسیدند که با روش تراکم انفجاری زیر آب می‌توان به بالاترین خواص و مکانیکی ممکن از پودر دست یافت [7-8]. در جدیدترین تحقیقات انجام‌شده با سامانه چکش پرتابه‌ای، بابایی و همکارانش به بررسی تجربی و تحلیل تراکم پودر آلومینیوم با سرعت پایین پرداختند. نتیجه کار این بود که با افزایش انرژی، چگالی نیز افزایش می‌یابد [9].

تحقیقات صورت‌گرفته در زمینه تراکم دینامیکی پودرهای فلزی اغلب در حوزه شبه‌استاتیکی و نرخ اعمال بارگذاری متوسط بوده است و تاکنون در پژوهش‌های دینامیکی به بررسی پارامترهای مؤثر برای دستیابی به نرخ انرژی بالا در فرایند شکل‌دهی پرداخته نشده است. هدف از این بررسی، بهبود خواص مکانیکی قطعه با فرایند تراکم پودر با سرعت بالاست که در بخش تجربی به تأثیرپذیری چگالی و مقاومت فشاری قطعه تولیدشده از نظر دانه‌بندی پرداخته می‌شود. پودر مورد استفاده در این فرایند آلومینیوم خالص است. دلیل به‌کارگیری روش دینامیکی در شکل‌دهی پودرهای فلزی، توزیع یکنواخت چگالی با واردکردن انرژی زیاد در بازه زمانی کم، و بی‌نیازی به گرما با توجه به آدیاباتیک‌بودن تراکم است.

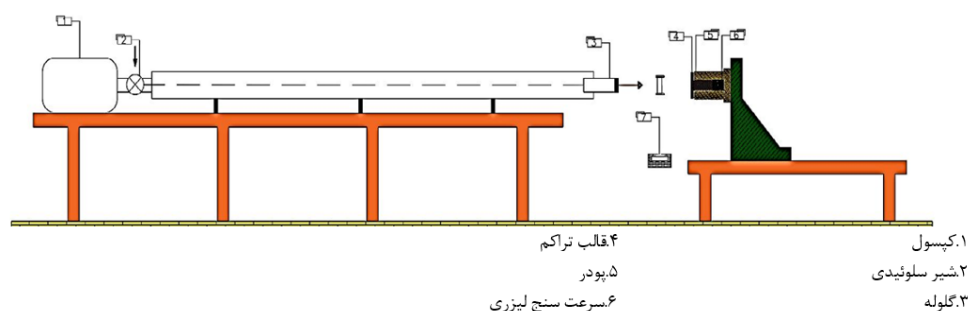
هدف اصلی این تحقیق، بررسی اثر اندازه ذرات پودرهای فلزی در چگالی و استحکام قطعات تولیدشده به روش تراکم دینامیکی با سرعت بالاست، برای این منظور، پودر آلومینیوم با سه اندازه دانه متفاوت به صورت خالص و همچنین به صورت ترکیبی از ذرات با اندازه‌های متفاوت با استفاده از دستگاه پرتابگر گازی و با سرعت 110 متر بر ثانیه متراکم می‌شود. برای ارزیابی تأثیر روش تراکم

دینامیکی بر ریزساختار و استحکام قطعات به دست آمده، به ترتیب از دستگاه میکروسکوپ الکترونی و آزمون فشار قطری استفاده شده است. همچنین در ادامه، مدل سازی ریاضی بر مبنای داده های تجربی و با استفاده از روش شبکه های عصبی مصنوعی ارائه می شود. مقادیر پیش بینی شده توسط این مدل با داده های تجربی مقایسه شده و در نهایت دقت مدل مورد ارزیابی قرار می گیرد.

۲. بررسی تجربی

۲-۱. دستگاه تفنگ گازی

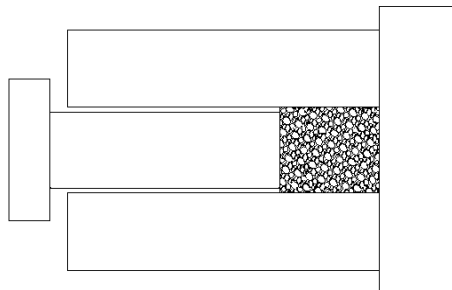
آماده سازی نمونه های آزمایشگاهی و قالب تراکم پودر مورد استفاده و همچنین تجهیزات مربوط به انجام فرایند تراکم پودر در دستگاه پرتابگر گازی از جمله مراحل هستند که باید پیش از انجام آزمایش مورد بررسی قرار گیرند. شکل شماره ۱ نمایی از دستگاه پرتابگر گازی را نشان می دهد. در آزمایش انجام گرفته، از پودر آلومینیوم خالص با دانه بندی ۱۲۷-، ۱۲۷-۲۵۴، ۲۵۴+ میکرون و شکل سوزنی و استوانه با درجه خلوص ۹۰ درصد استفاده شده است. تراکم پذیری پودر آلومینیوم با استفاده از پرتابگر گازی در فشار و سرعت های متفاوت مورد آزمایش قرار گرفته است. در روش تجربی، برای تولید قطعات حاصل از فرایند تراکم، ۱۵ گرم از پودر انتخابی در داخل سیلندر و پیستون استوانه ای ریخته شده و تحت بارگذاری ضربه ای توسط پرتابه قرار گرفته است. بدین ترتیب انرژی پتانسیل به انرژی جنبشی تبدیل می شود و به صورت ضربه به پودر موجود در سیلندر وارد شده و پودر را متراکم می کند. برای خارج کردن نمونه تولید شده از داخل سیلندر، از جک هیدرولیکی استفاده می شود که با وارد کردن نیروی یکنواخت موجب سالم ماندن قطعه و همچنین یکنواخت ماندن چگالی می شود. همچنین برای سهولت در خارج کردن قطعه (پودر) از سیلندر، از روان کننده برای کاهش اصطکاک بین جداره سیلندر و قطعه تولید شده استفاده شده است. شکل شماره ۲ پرتابه و قالب تراکم پودر را نمایش می دهد.



شکل شماره ۱. پرتابه گر گازی و قالب تراکم پودر



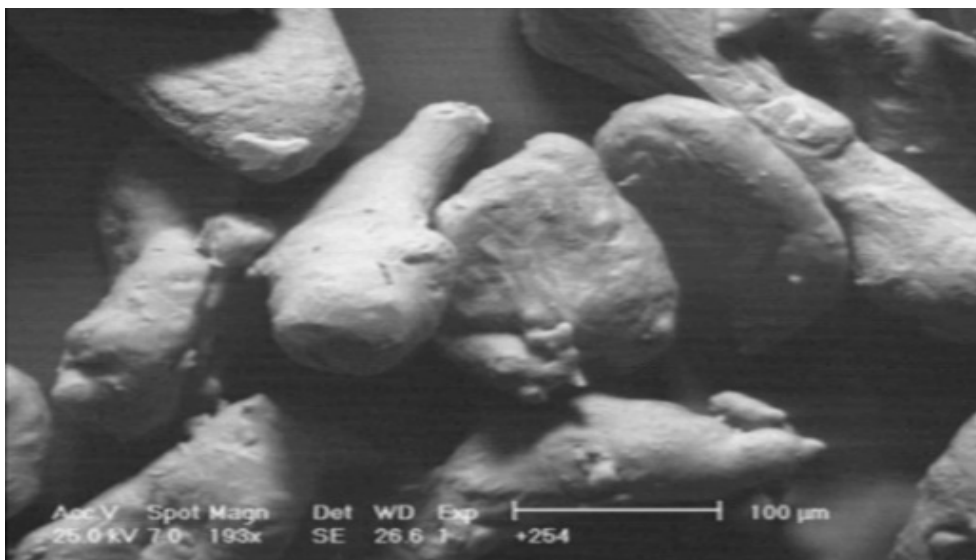
شکل شماره 2-ب) پرتابه فلزی



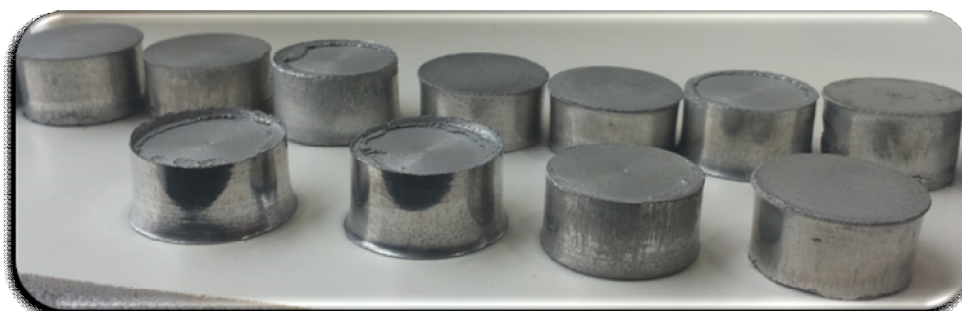
شکل شماره 2-الف) قالب تراکم پودر

2-2. شیوه انجام آزمایش

در آزمایش‌های انجام‌شده در این تحقیق، پودر آلومینیوم با خلوص 90 درصد با سه توزیع اندازه دانه متفاوت شامل کمتر از 127 میکرون (پودر A)، بین 127 تا 254 میکرون (پودر B) و بزرگ‌تر از 254 میکرون (پودر C) مورد استفاده قرار گرفته است. شکل شماره 3 تصویر ذرات پودر آلومینیوم را پیش از تراکم نشان می‌دهد که با استفاده از دستگاه میکروسکوپ الکترونی تهیه شده است. دانه‌بندی پودر آلومینیوم با استفاده از دستگاه الک با مش‌بندی متفاوت و مجهز به لرزاننده انجام شده است. برای انجام هر آزمایش، مقدار 15 گرم از پودر آلومینیوم با دانه‌بندی معین را درون قالب ریخته و درون اتاقک بر روی نگه‌دارنده بسته می‌شود. سپس گلوله با سرعت 110 متر بر ثانیه به سنبه برخورد کرده و ذرات پودر را متراکم می‌کند. پس از انجام هر آزمایش، برای خارج کردن قطعه متراکم‌شده از درون قالب، از یک جک هیدرولیکی با ظرفیت 20 تن استفاده شده است. شکل شماره 4 بخشی از نمونه‌های تولیدشده را نشان می‌دهد.



شکل شماره ۳. ذرات میکروسکوپی پودر آلومینیوم



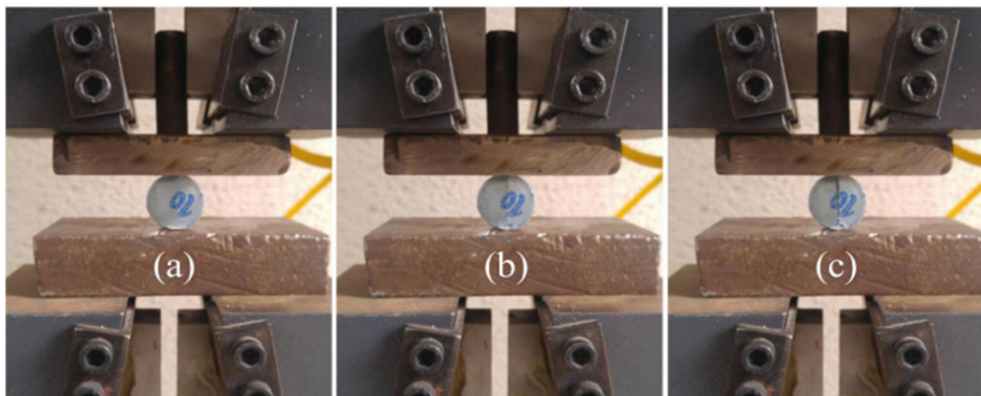
شکل شماره ۴. قطعات ساخته شده از پودر آلومینیوم

۲-۳. آزمون مقاومت فشاری

نمونه‌های تولیدشده به صورت قطری بین دو فک دستگاه قرار گرفته و با فشار دکمه، فک متحرک بالایی با نرخ بارگذاری ۲ میلی‌متر بر ثانیه به سمت پایین حرکت کرده و نمونه را تحت فشار قرار می‌دهد (شکل شماره ۵). افزایش نیروی فشاری توسط فک بالایی تا زمانی ادامه می‌یابد که قطعه دچار شکست شود. نیروی متناظر با شروع ترک در قطعه به‌عنوان نیروی شکست قطعه ثبت می‌شود. با داشتن F (نیروی شکست)، D (قطر نهایی قطعه)، h_f (ارتفاع نهایی قطعه) σ_f (استحکام کششی قطعه) از رابطه زیر محاسبه می‌شود [12].

$$\sigma_t = \frac{2F}{\pi D h_f} \quad (۱)$$

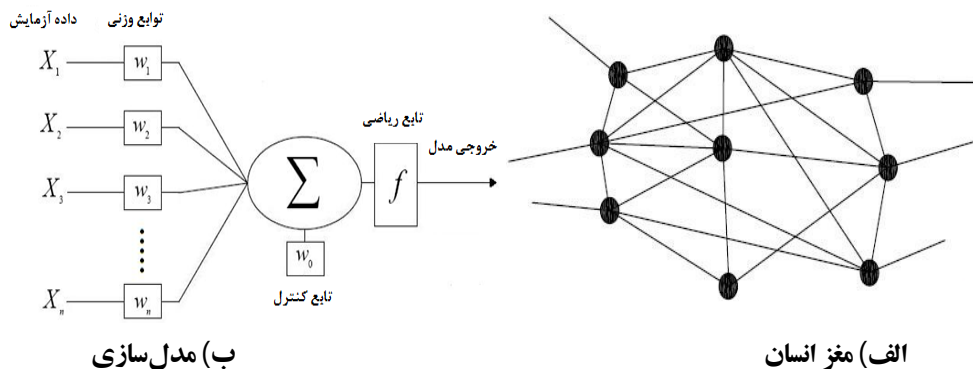
در رابطه فوق σ_t استحکام کششی غیرمستقیم قطعه، F نیروی شکست، H ارتفاع و D قطر قطعه است.



شکل شماره 5. مراحل انجام آزمون تست فشار

3. مدل سازی با استفاده از روش شبکه عصبی

در این تحقیق از روش مدل سازی شبکه عصبی در فرایند تراکم دینامیکی پودر در نرخ بارگذاری بالا استفاده شده است؛ بدین صورت که شبکه های عصبی مصنوعی با پردازش روی داده های تجربی، دانش یا قانون نهفته در ورای داده ها را به ساختار شبکه منتقل می کنند و بر اساس محاسبات روی داده های عددی یا مثال ها، قوانین کلی را فرا می گیرند. در ساختار این سیستم ها، پارامترهایی وجود دارند که قابل تنظیم هستند. تنظیم این پارامترها برای آن است که سیستم رفتار مطلوبی را در برابر تحریکات و اطلاعات خارجی از خود نشان دهد که به اصطلاح به این عمل آموزش سیستم گفته می شود. در واقع این سیستم ها قادرند یاد بگیرند و از راه یادگیری، دانش لازم برای برخورد مناسب با یک پدیده را جمع آوری کرده و از آن به هنگام نیاز بهره ببرند. شبکه های عصبی مصنوعی به رغم تنوع، از ساختار مشابهی برخوردارند و معمولاً از سه لایه ورودی، پنهان و خروجی تشکیل شده اند. لایه ورودی تنها اطلاعات را دریافت کرده و مشابه متغیر مستقل عمل می کند؛ بنابراین تعداد نرون های لایه ورودی بر اساس طبیعت مسئله تعیین می شود و بستگی به تعداد متغیرهای مستقل دارد. لایه خروجی نیز همانند متغیر وابسته عمل کرده و تعداد نرون های آن بستگی به تعداد متغیر وابسته دارد، اما برخلاف لایه های ورودی و خروجی، لایه پنهان بیانگر هیچ مفهومی نیست، بلکه وظیفه تنظیم وزن ها و یادگیری را بر عهده داشته و تنها یک نتیجه میانی در فرایند محاسبه ارزش خروجی است.



شکل شماره ۶. ساختار شبکه عصبی

۴. نتایج

۴-۱. بررسی نتایج تجربی چگالی و استحکام

در جدول‌های ۱ تا ۳ داده‌ها و نتایج تجربی حاصل از آزمایش‌های انجام‌شده روی ذرات آلومینیوم خالص گردآوری شده است. با توجه به جداول، چگالی نسبی از تقسیم چگالی قطعه نسبت به چگالی آلومینیوم به دست آمده است. گفتنی است چگالی آلومینیوم ۲۷۰۰ کیلوگرم بر مترمکعب در نظر گرفته شده است. آزمون تست فشار برای محاسبه استحکام مکانیکی پودر و مقاومت فشاری آن به کار رفته است.

جدول شماره ۱. نتایج آزمایش‌های انجام‌شده بر پودر A

نمونه	پودر	جرم گلوله (gr)	سرعت (m/s)	چگالی (Kg/m ³)	چگالی نسبی (درصد)
۱	-127	۵۶۲	۱۱۰	۲۶۳۵/۳۵۲	۹۷/۶۰
۲	+127-254	۵۶۲	۱۱۰	۲۶۱۰/۲۶	۹۶/۶۷
۳	+254	۵۶۲	۱۱۰	۲۶۹۰/۴۵	۹۹/۶۴

جدول شماره ۲. نتایج آزمایش‌های انجام‌شده بر پودر B

نمونه	+127-254	+254	سرعت (m/s)	جرم گلوله (gr)	چگالی (Kg/m ³)	چگالی نسبی (درصد)
۴	۹	۱	۱۱۰	۵۶۲	۲۶۴۰	۹۷/۸
۵	۸	۲	۱۱۰	۵۶۲	۲۶۴۸	۹۸
۶	۷	۳	۱۱۰	۵۶۲	۲۶۵۵	۹۸/۳۳
۷	۶	۴	۱۱۰	۵۶۲	۲۶۷۰	۹۸/۸۸
۸	۵	۵	۱۱۰	۵۶۲	۲۶۷۵	۹۹/۰۷

جدول شماره 3. نتایج آزمایش‌های انجام‌شده بر پودر C

نمونه	+127-254	-127	جرم گلوله (gr)	254	چگالی (Kg/m ³)	چگالی نسبی (درصد)
9	9	1	562	110	2598	96/22
10	8	2	562	110	2615	96/85
11	7	3	562	110	2623	97/15
12	6	4	562	110	2632	97/48
13	5	5	562	110	2652	98/22

جدول شماره 4. نتایج آزمون استحکام پودر A

نمونه	پودر	چگالی نسبی (درصد)	نیروی شکست (N)
1	+127-254	96/67	6773
2	-127	97/60	8290
3	+254	99/64	6033

جدول شماره 5. نتایج آزمون استحکام پودر B

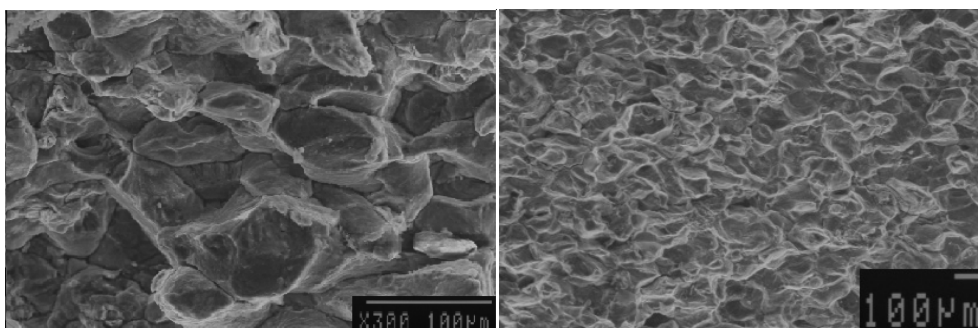
نمونه	127، +254 (gr)	+254 (gr)	چگالی نسبی (درصد)	نیروی شکست (N)
4	9	1	97/8	5686
5	8	2	98	7210
6	7	3	98/33	5420
7	6	4	98/88	7216/667
8	5	5	99/07	7056/666

جدول شماره 6. نتایج آزمون استحکام پودر C

نمونه	127، +254 (gr)	-127 (gr)	چگالی نسبی (درصد)	نیروی شکست (N)
7	9	1	96/22	9620
8	8	2	96/85	5263
9	7	3	97/15	7766
10	6	4	97/48	10383
11	5	5	98/22	7380

4-2. نتایج بررسی تصاویر میکروسکوپی

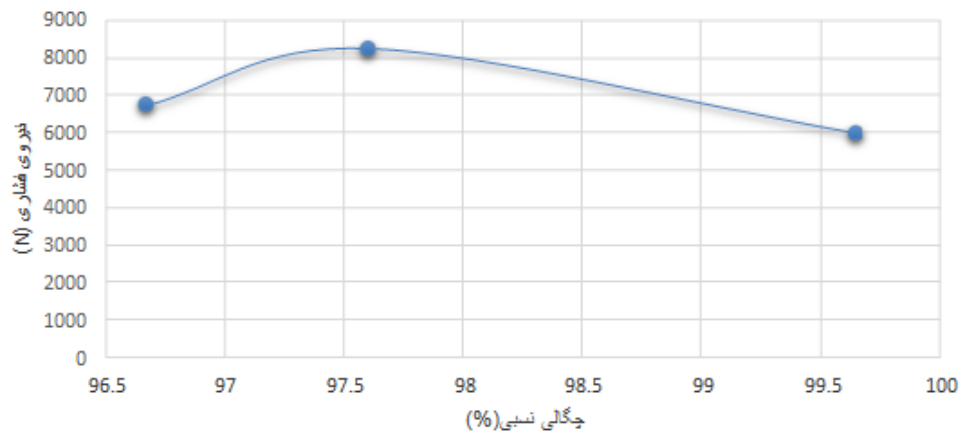
شکل شماره 7، تصویر ریزساختار پودر را پس از تراکم نشان می‌دهد. همان‌طور که ملاحظه می‌شود، نمونه از ساختار کاملاً یکنواختی برخوردار است و فضاهای خالی اندکی بین ذرات دیده می‌شود که نشان‌دهنده چگالی بالای نمونه است. همچنین اتصال بین ذرات پودر در مرز دانه‌ها به خوبی صورت گرفته است. از سویی، در ساختار نمونه ذراتی با اندازه‌های بسیار کوچک‌تر از اندازه اولیه نسبت به شکل شماره 3 مشاهده می‌شود. علت این امر برخورد شدید ذرات پودر با یکدیگر در اثر عبور امواج فشاری است که سبب خردشدن ذرات پودر می‌شود.



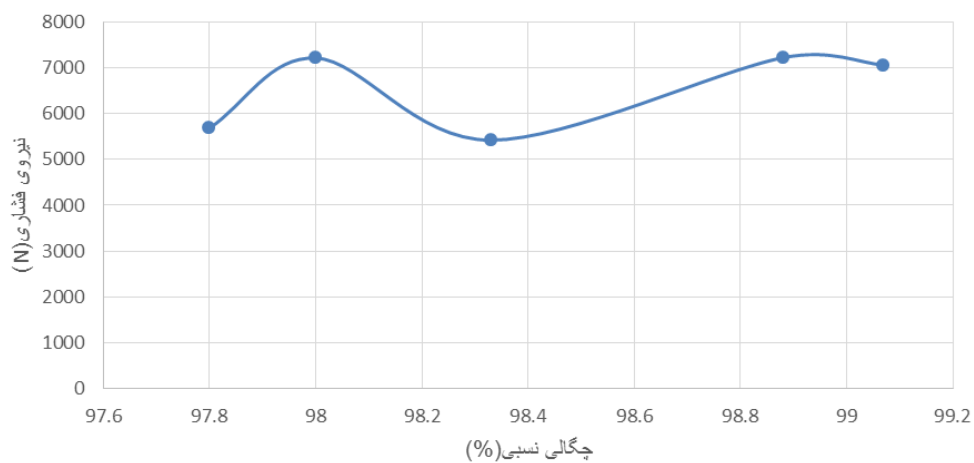
شکل شماره 7. ریزساختار نمونه پس از تراکم

در شکل‌های 8 تا 10 نمودار درصد چگالی نسبی بر حسب نیرو - فشار وارد شده بر سطح پودر رسم شده است. این نمودار نشان‌دهنده رابطه بین اندازه ذرات و چگالی نسبی قطعات تولید شده است؛ به طوری که قطعات تولید شده با دانه‌بندی 254+ بیشترین و پودر 127-254+ کمترین مقدار چگالی را دارند. به طور کلی تراکم پودر شامل سه مرحله آرایش مجدد ذرات، تغییر شکل الاستیک پلاستیک و کار سرد و خردشدن ذرات است. با توجه به نتایج آزمایش‌های تجربی و نمودارهای تحلیلی مشخص شد که پودر با دانه‌بندی 127- بیشترین استحکام مکانیکی را دارد. تمام داده‌های محاسبه شده در جدول‌های 4 تا 6 گزارش شده است.

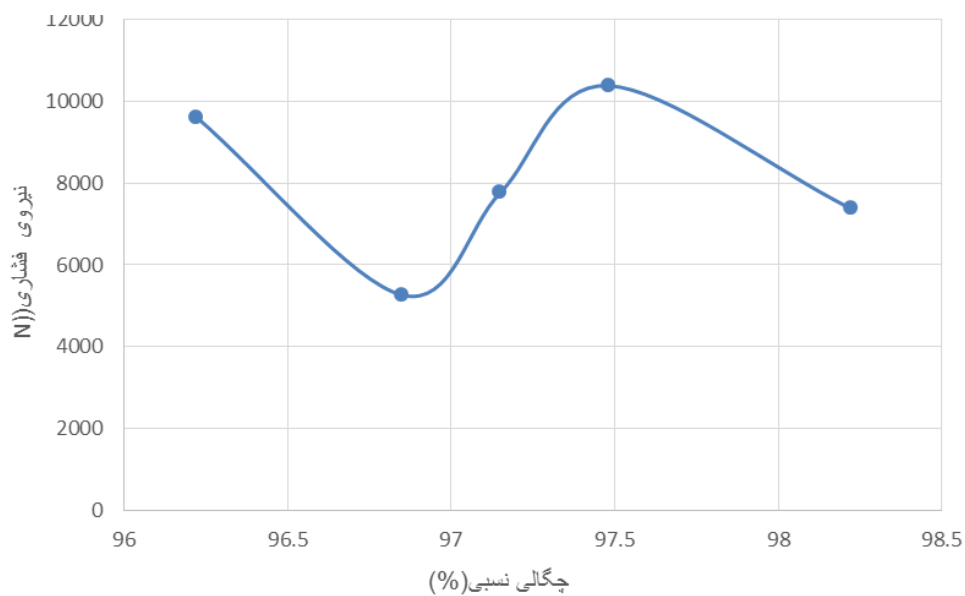
در شکل‌های 10 تا 13 نمودار مربوط به مقاومت فشاری قطعه تولید شده بر حسب چگالی نشان داده شده است. همان‌طور که می‌بینیم این خواص با رابطه مستقیمی با اندازه دانه دارند. کاهش فضای تخلخل که در مرحله نخست تراکم رخ می‌دهد، سبب کاهش حجم اشغالی توسط پودر شده و در پی آن، افزایش چگالی را به دنبال دارد.



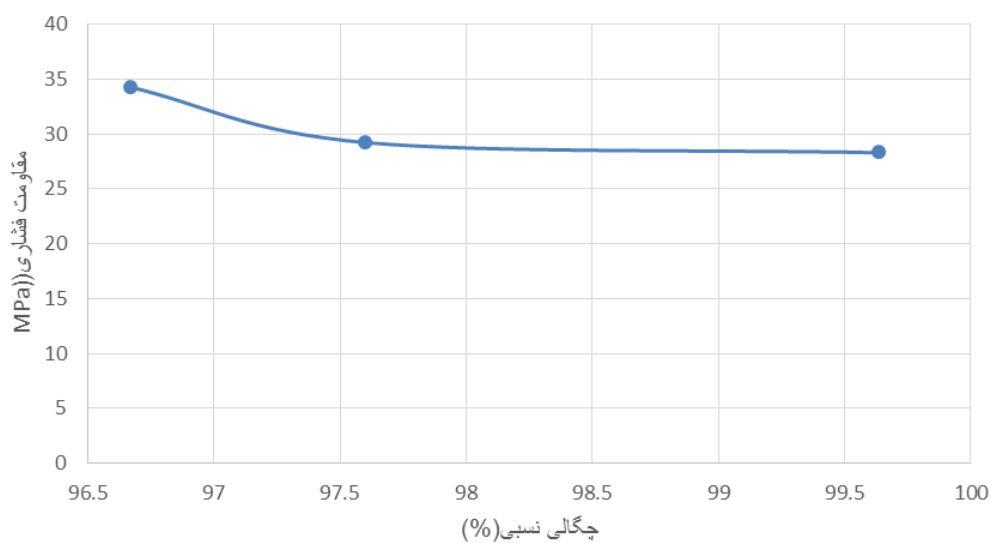
شکل شماره 8. نمودار نیروی فشار اعمالی بر حسب چگالی نسبی پودر A



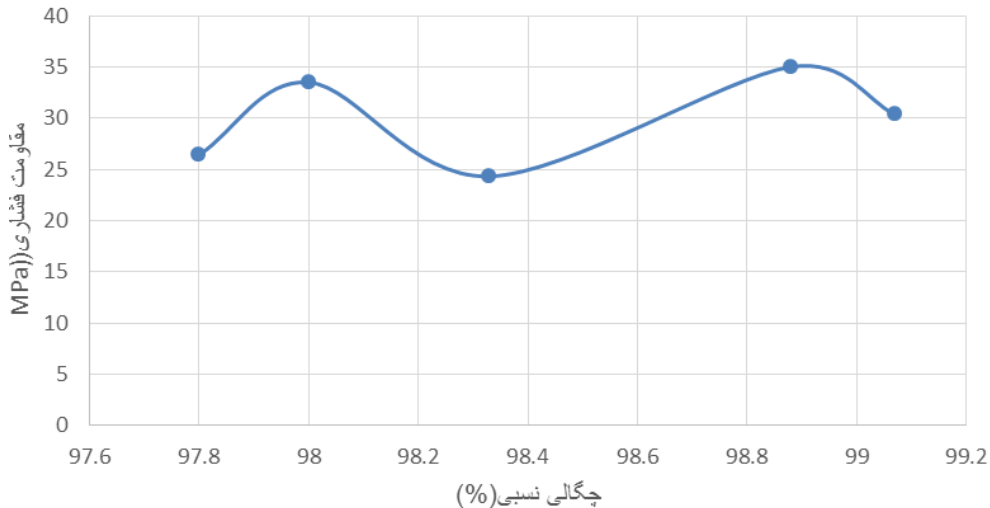
شکل شماره 9. نمودار نیروی فشار اعمالی بر حسب چگالی نسبی پودر B



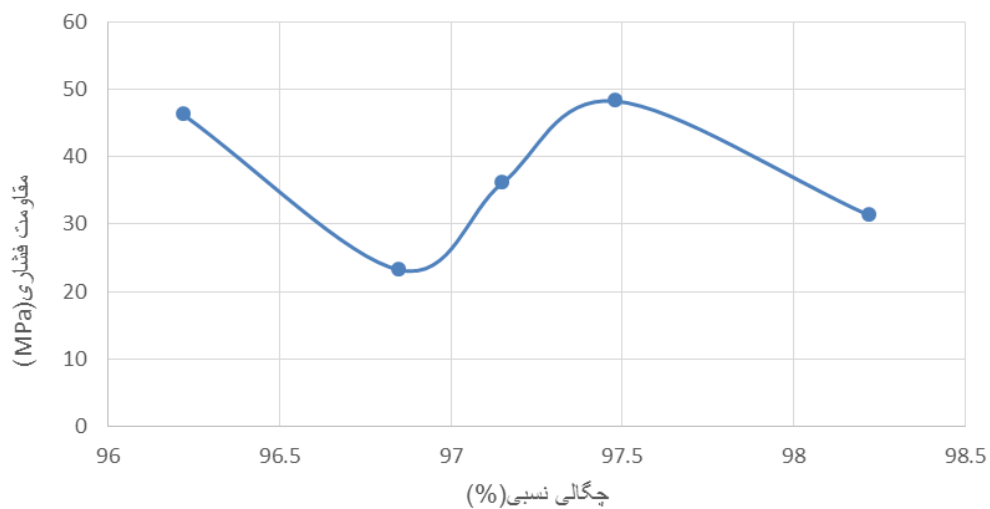
شکل شماره ۱۰. نمودار نیروی فشار اعمالی بر حسب چگالی نسبی پودر C



شکل شماره ۱۱. نمودار مقاومت فشاری بر حسب چگالی نسبی پودر A



شکل شماره 12. نمودار مقاومت فشاری بر حسب چگالی نسبی پودر B

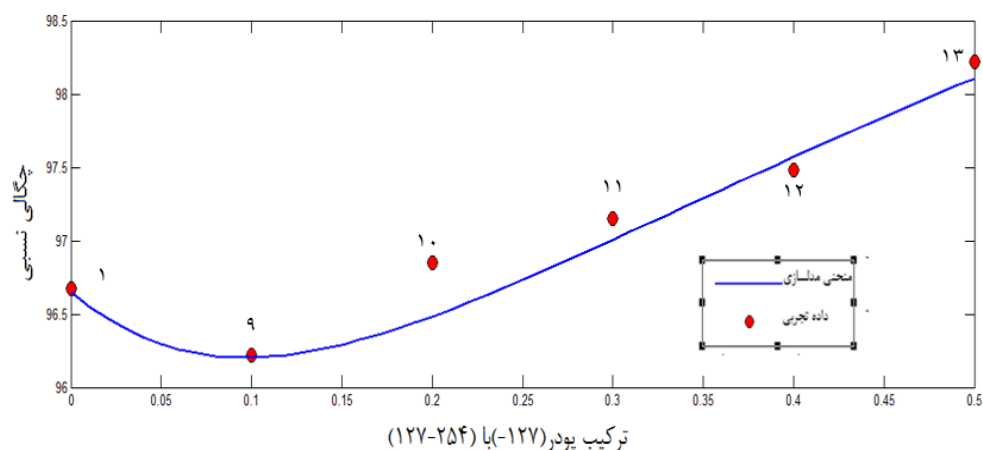


شکل شماره 13. نمودار مقاومت فشاری بر حسب چگالی نسبی پودر C

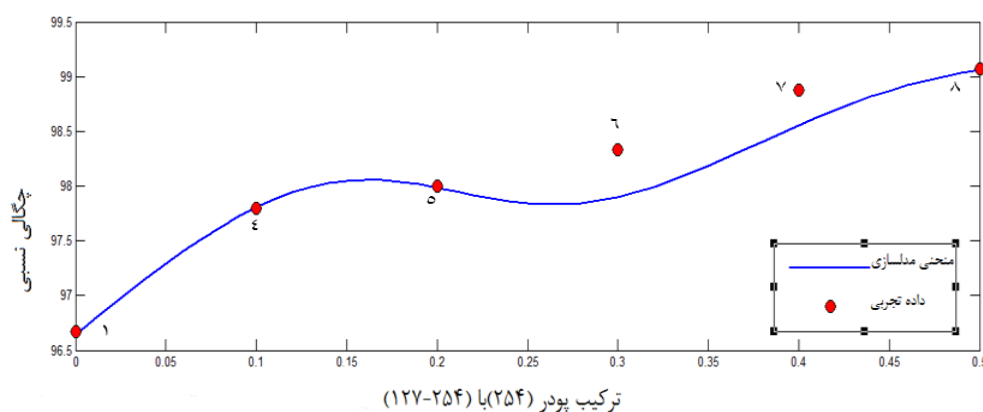
جداول بالا نتایج حاصل از ترکیب پودر با یکدیگر را نشان می دهد. بررسی نتایج ارائه شده نشان می دهد با افزایش سهم پودر B با اندازه دانه بزرگ تر، چگالی قطعات تولید شده افزایش یافته است. علت این امر، قرارگیری ذرات پودر A با اندازه کوچک تر در فضاهای خالی بین ذرات بزرگ تر پودر B است که این امر منجر به کاهش تخلخل قطعه و افزایش چگالی آن می شود. همچنین ملاحظه می شود بین توزیع اندازه ذرات پودر و استحکام قطعه حاصل، رابطه مشخصی وجود ندارد.

4-3. بررسی ترکیب دانه‌بندی و مدل چگالی در فرایند تراکم دینامیکی پودر

در این بخش به بررسی اثر ترکیب دانه‌بندی و مدل چگالی در فرایند تراکم دینامیکی پودر در نرخ بارگذاری سرعت بالا پرداخته شده است؛ بدین صورت که به کمک داده‌های آزمایشگاهی، شبکه‌ای عصبی از نوع چندلایه (MLP) با یک لایه ورودی، دو لایه مخفی و یک لایه خروجی ساخته شده است. این شبکه عصبی شامل هشت نرون مخفی نیز هست. در شکل‌های زیر کارایی شبکه عصبی و همچنین ضریب همبستگی برای داده‌های آزمایشگاه به تفکیک دسته‌های آموزشی، اعتبارسنجی و تست نشان داده شده است. در این مدل‌سازی، ورودی‌های اولیه ترکیب دانه‌بندی پودر است. همان‌طور که در شکل‌های 14 و 15 مشاهده می‌شود تطابق خوبی بین نتایج تجربی و مدل شبکه عصبی وجود دارد.



الف) مدل چگالی پودر آلومینیوم با ترکیب (127-254) با (127-254)



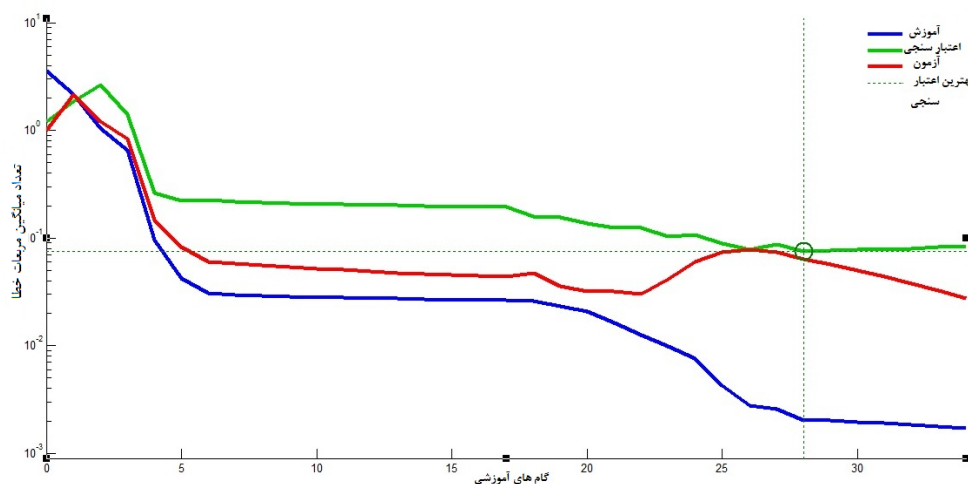
ب) مدل چگالی پودر آلومینیوم با ترکیب (254) با (254-127)

شکل‌های 14 و 15. نمودار مقایسه پیش‌بینی مدل و مقادیر اندازه‌گیری چگالی نسبی قطعات

4-4. بررسی خروجی نمودار میانگین تغییرات در طول گام‌های آموزشی با ورودی چگالی در فرایند تراکم پودر در مدل‌سازی شبکه عصبی

در این قسمت تغییرات میانگین خطا در طول آموزش با ورودی میزان چگالی در ذیل ارائه شده است. محور آبی مربوط به آموزش، محور سبز اعتبارسنجی، محور قرمز آزمون و نقطه چین مربوط به بهترین اعتبارسنجی است که در شکل شماره 16 مشاهده می‌شود.

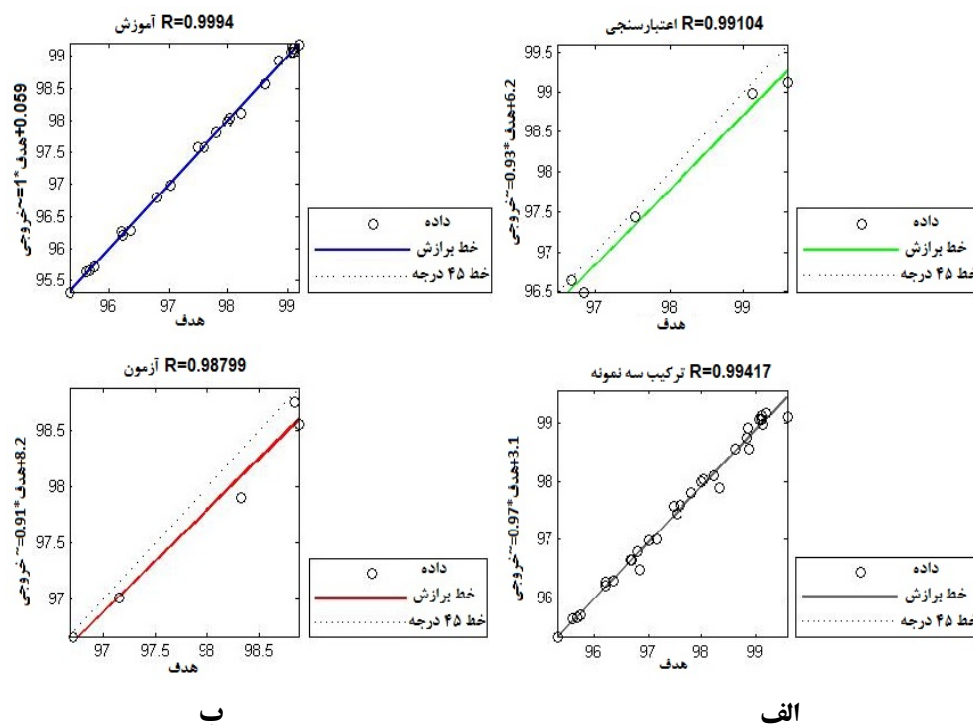
الگوریتم شبکه عصبی طی شش گام آموزشی، نخستین خروجی بهینه را به نمایش می‌گذارد. محور عمودی بیانگر میانگین مربعات خطا، و محور افقی بیانگر تعداد گام آموزش است.



شکل شماره 16. نمودار خروجی میانگین مربعات خطا با ورودی نیرو

4-4-1. تعیین متغیرهای ورودی مدل چگالی

در این مرحله از پژوهش، به تعیین متغیرهای ورودی مدل چگالی در اعتبارسنجی داده‌های تجربی فرایند تراکم دینامیکی و مقایسه داده‌های تجربی با مدل عددی پرداخته شده است. یکی از مهم‌ترین مراحل فرایند توسعه مدل‌های شبکه عصبی، تعیین متغیرهای ورودی مؤثر است. معمولاً همه متغیرهای ورودی دارای اهمیت یکسان نبوده و مقادیر برخی از آن‌ها ممکن است با ناعلمانی همراه بوده یا هیچ رابطه معنی‌داری با متغیر خروجی نداشته باشند. در این پژوهش ابتدا مقادیر تجربی (چگالی و نیرو فشار) به عنوان ورودی‌های مدل مد نظر قرار گرفتند. جداول مربوط به آموزش الگوریتم شبکه عصبی با سه زیر نمودار داده ورودی، نیروی شکست مقادیر، منحنی برازش شده و خط 45 درجه که بیانگر مقدار بهینه است به نمایش درآمده است. همچنین در شکل شماره 17 نمودارهای تعیین متغیرهای ورودی مدل چگالی قابل مشاهده است.

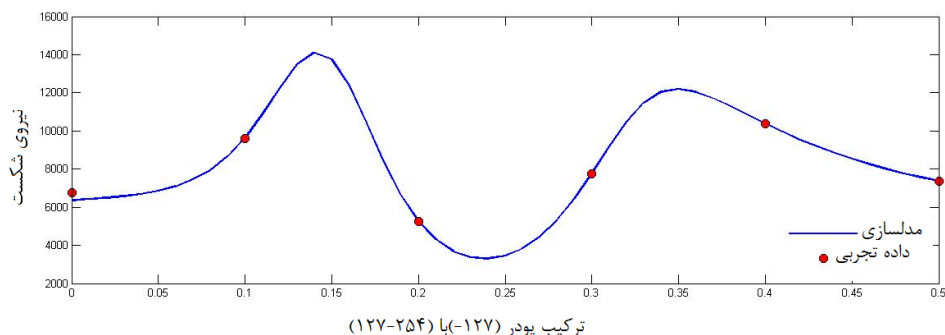


شکل شماره ۱۷- الف) نمودار تعیین متغیرهای ورودی مدل چگالی آموزش و آزمون

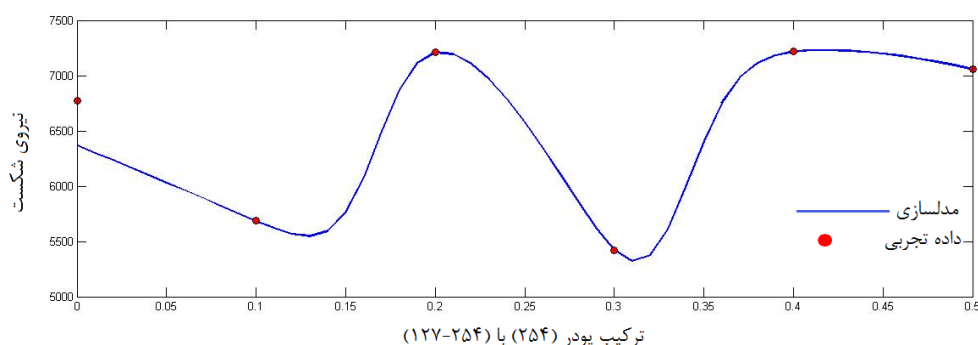
شکل شماره ۱۷- ب) نمودار تعیین متغیرهای ورودی مدل چگالی اعتبارسنجی و ترکیب سه نمونه

2-4-4. بررسی مدل ماکزیمم نیرو

در این مرحله، به کمک داده‌های آزمایشگاهی یک شبکه عصبی مانند شبکه عصبی چگالی ارائه می‌دهیم. بررسی داده‌های تجربی با مدل شبکه عصبی در ترکیب با دانه‌بندی پودر آلومینیوم نشان می‌دهد تطابق خوبی با هم دارند که در شکل شماره ۱۸ مشاهده می‌شود. ورودی این نمودار، چگالی و مقدار ماکزیمم نیرو است. مقدار ضریب همبستگی برای داده‌های آزمایشگاه به تفکیک دسته‌های آموزشی و اعتبارسنجی برابر است با: $R=0.9993$



شکل شماره 18- الف) نمودار مدل ماکزیمم نیرو برای ترکیب دانه بندی (254) با (127-254)



ب

شکل شماره 18- ب) نمودار مدل ماکزیمم نیرو برای ترکیب دانه بندی (127-) با (127-254)

5. نتیجه گیری

در مقاله حاضر، بررسی های تجربی و شبکه عصبی روی فرایند تراکم دینامیکی پودر آلومینیوم تحت نرخ بارگذاری با سرعت بالا با استفاده از قالب تحت ضربه محوری، انجام شده و به بررسی اثر ترکیب دانه بندی پودر در سرعت یکسان بر روی پودر آلومینیوم پرداخته شده است. با توجه به نتایج به دست آمده از تست های تجربی و مدل شبکه عصبی می توان به موارد زیر اشاره کرد:

1. با افزایش فشار مخزن، سرعت گلوله ها افزایش می یابد و میزان افزایش سرعت به جرم گلوله وابسته است؛
2. با افزایش سرعت گلوله، میزان تراکم پودر افزایش می یابد. از نمودارها و جداول ارائه شده به روش تجربی تراکم دینامیکی پودر بدون ترکیب دانه بندی مشخص می شود با افزایش انرژی، چگالی نیز به طور محسوسی افزایش یافته است؛
3. با توجه به ترکیب دانه بندی ذرات، مقاومت فشاری بر دانه بندی های ریز بالاتر است؛ به طوری که

در شرایط اعمال سرعت یکسان، چگالی بیشتری را داراست؛

4. با توجه به تصاویر میکروسکوپی مشاهده می‌شود ساختار فیزیکی پودر تغییر شکل یافته و سبب اتصال بین دانه‌بندی پودر (جوش سرد) شده است؛

5. برای اعتبارسنجی نتایج به‌دست‌آمده از توابع ریاضی ارائه‌شده، مقایسه‌های بین این نتایج و داده‌های تجربی انجام‌گرفته و بررسی خطای داده‌های آموزشی و پیش‌بینی بر اساس مجذور میانگین مربعات خطاها و ضریب تبیین نشان داد نتایج به‌دست‌آمده از توابع ریاضی رفتار قابل‌قبولی (دقت 99/4 درصد) را در نمونه ترکیبی دارند.

6. مقایسه نتایج حاصل از پیش‌بینی چگالی نهایی قطعات با استفاده از روش شبکه‌های عصبی با نتایج تجربی به‌دست‌آمده، انطباق بسیار مناسبی را نشان می‌دهد؛ بنابراین با توجه به ماهیت پیچیده فرایند تراکم دینامیکی و دشواری روش‌های تحلیلی برای مدل‌سازی آن، روش شبکه‌های عصبی می‌تواند ابزار کارآمدی برای مدل‌سازی این پدیده باشد.

7. روش تراکم دینامیکی با سرعت بالا، باعث افزایش موضعی حرارت در سطح ذرات پودر، شکسته‌شدن لایه اکسید حول ذرات و بروز پدیده نرم‌شدگی موضعی می‌شود که مجموعه این عوامل به افزایش جریان پلاستیک و ایجاد اتصالات مستحکم بین ذرات پودر می‌انجامد [12].

منابع

1. Wang, J. Z.; Qu, X. H.; Yin, H. Q.; Yi, M. J.; Yaun, X. J. (2009), "High velocity compaction of ferrous powder", Powder Technology, Vol. 192, pp. 131-136, 2009.
2. AL-qureshi, H. A.; Galiotto, A.; Klein, A. N. (2005), "On the mechanics of cold die compaction for powder metallurgy", Journal of Materials Processing Technology, Vol. 166, pp. 135-143, 2005.
3. Poquillon, D.; Baco-Carles, V.; Tailhades, Ph.; Andrieu, E. (2002), "Cold compaction of iron powders-relations between powder morphology and mechanical properties part II", Bending tests: result and analysis, Powder Technology, Vol. 126, pp. 75-84.
4. Stasiak, M.; Tomas, J.; Molena, M.; Rusinek, R.; Mueller, P. (2010), "Uniaxial compaction behavior and elasticity of cohesive powders", Powder Technology, Vol. 203, pp. 428-488.
5. Kadhim, K. M. J.; Alwan, A. A.; Abed, I. J. (2011), "Simulation of cold die compaction Alumina powder", Trends in Mechanical Engineering and Technology, Vol. 1, No. 1, pp. 1-21, 2011.
6. Bruska, A.; Stenberg, B.; Kari, L. (2005), "Development of a high-velocity compaction process for polymer powders", Polymer Testing, Vol. 24, No. 7, pp. 909-919.
7. Zohoor, M.; Mehdipoor, A. (2009), "explosive compaction of tungsten powder using a convergin underwater shock wave", Journal of Materials Processing Technology, Vol. 209, No. 8, pp. 4201-4206.
8. Zohoor, M.; Mehdipoor, A. (2008), "Comparative study on particles bonding of tungsten samples which were produced by powder metallurgy method and underwater explosive compaction technique", Association of Metallurgical Engineers of Serbia, Metalurgija-Journal of Metallurgy, Vol. 13, No. 3, pp. 197-202.
9. Babaei, H.; Darvizeh, A.; Alitavoli, M.; Mirzababaie Mostofi, T. (2015), "Experimental and Analytical Investigation into Plastic Deformation of Circular Plates Subjected to Hydrodynamic Loading", Journal of Modares Mechanical Engineering, Vol. 15, No. 2, pp. 305-312, (In Persian).
10. Gharababaei, H.; Nariman-Zadeh, N.; Darvizeh, A. (2010), "A simple modelling method for deflection of circular plates under impulsive loading using dimensionless analysis and singular value decomposition", Journal of Mechanics, Vol. 26, No. 3, pp. 355-361.
11. Babaei, H.; Mirzababaie Mostofi, T.; Mojtaba Namdari, M. (2016), "Experimental investigation and model presentation for predicting the behavior of metal and alumina powder compaction under impact loading, Journal of Modares Mechanical Engineering, Vol. 15, No. 5, pp. 357-366.
12. Namazi, N.; Alitavoli, M.; Darvizeh, A.; Babaei, H.; Abdoli Kamali, F.; Rajabiehfard, R. (2016), "Experimental investigation and numerical modelling of dynamic compaction process of pure iron powder with ceramic particles", Iranian Journal of Manufacturing Engineering, Vol. 3, No. 3, pp. 20-28, (in Persian).

Investigating the effect of variation of Geology Strength Index (GSI) on the geomechanical parameters of rock mass

Mehdi Mohammadi

Assistant Professor, Department of Mining Engineering, Vali-e- Asr University of Rafsanjan, Rafsanjan, Iran

Received: 02.10.2020

Accepted: 06.15.2020

Determining the geomechanical parameters of rock mass is of particular importance in the design of industrial projects such as dams and tunnels. One of the most useful methods for determining these parameters is Hoek-Brown failure criterion. Because, rock mass quality is considered in this criterion on the basis of Geological Strength Index (GSI). Various methods were developed for determining GSI, and the results of each method differ from the results of the others. So far, the effect of these differences on the geomechanical parameters was not studied. The purpose of this research is to investigate the effects of GSI on the geomechanical parameters. Hence, different methods are reviewed and investigated at first. Latter, with the collected data (field study), this index is predicted and the effects of index variations on Hook-Brown constant parameters, strength parameters and deformation modulus with the proposed relationships are investigated. Results show that the difference in methods has a significant effect on geomechanical parameters. So that, a difference of 9 units in the geological strength index leads to more than 7GPa difference in the modulus of deformation.

Keywords:

Strength parameters, Geology strength index, Deformation modulus, Hoek-Brown criterion.

بررسی تأثیر تغییرات شاخص مقاومت زمین شناسی بر پارامترهای ژئومکانیکی توده سنگ

مهدی محمدی*

استادیار، گروه مهندسی معدن، دانشگاه ولی عصر (عج) رفسنجان،

رفسنجان، ایران

پذیرش مقاله: 1399/03/26

دریافت مقاله: 1398/11/21

چکیده

تعیین پارامترهای ژئومکانیکی توده سنگ در طراحی پروژه‌های صنعتی مانند احداث سد و تونل اهمیت خاصی دارند. یکی از روش‌های پُرکاربرد برای تعیین این پارامترها، معیار شکست هوک - براون است، زیرا در این معیار کیفیت توده سنگ بر اساس طبقه‌بندی شاخص مقاومت زمین‌شناسی تعیین می‌شود. هدف از این پژوهش، بررسی اثر تغییرات شاخص مقاومت زمین‌شناسی بر پارامترهای ژئومکانیکی است. بدین منظور در گام نخست روش‌های مختلف تعیین این شاخص معرفی و مورد بحث قرار گرفته‌اند؛ سپس با داده‌های جمع‌آوری شده (مطالعه میدانی)، شاخص پیش‌بینی شده و اثر نرخ تغییرات شاخص بر پارامترهای معیار هوک - براون و پارامترهای مقاومتی و مدول دگرشکلی با رابطه‌ای پیشنهادی بررسی شده است. نتایج نشان می‌دهد که تفاوت روش‌ها، تأثیر قابل‌توجهی بر پارامترهای ژئومکانیکی دارد؛ به‌طوری‌که با اختلاف نه‌واحدی شاخص مقاومت زمین‌شناسی، تفاوت مدول دگرشکلی به بیش از هفت گیگاپاسکال می‌رسد.

واژگان کلیدی:

پارامترهای مقاومتی، شاخص مقاومت زمین‌شناسی،

مدول دگرشکلی، معیار شکست هوک - براون.

۱. مقدمه

در تحلیل و طراحی سازه‌های سنگی، تخمین مشخصه‌های مقاومتی توده‌سنگ شامل مقاومت‌های کششی و فشاری و همچنین مدول دگرشکلی توده‌سنگ بسیار اهمیت دارند [1]. این پارامترها به شدت تحت تأثیر شرایط ناپیوستگی‌ها شامل طول، عرض ناپیوستگی، مواد پرکننده، زبری و هوازدهی ناپیوستگی و از سویی ابعاد و مقیاس توده‌سنگ قرار دارند. این شرایط سبب می‌شود مشخصه‌های مقاومتی و مدول دگرشکلی در جهات مختلف نسبت به هم متفاوت باشند؛ از این رو تعیین این پارامترها با استفاده از آزمایش‌های برجا، کار دشواری است [2]. هوک و براون در سال ۱۹۸۰ معیاری را موسوم به معیار شکست هوک - براون برای تحلیل و طراحی در محیط‌های سنگی توسعه دادند [3]. با توجه به کاربرد فراوان این معیار در پروژه‌های صنعتی، تحقیقات گسترده‌ای برای بهبود آن انجام شد و در نهایت در سال ۲۰۰۲ معیار اصلاح‌شده انتشار یافت [4]. هوک و همکاران با استفاده از فاکتورهای ثابت معیار هوک - براون (m_b, S, a) روابطی را برای تعیین پارامترهای ژئومکانیکی توده‌سنگ توسعه دادند [4-5]. آن‌ها برای تعیین فاکتورهای ثابت معیار شکست هوک - براون علاوه بر ویژگی‌های سنگ بکر، کیفیت توده‌سنگ را نیز در نظر گرفتند.

برای تعیین کیفیت توده‌سنگ، یک طبقه‌بندی با عنوان شاخص مقاومت زمین‌شناسی (GSI) توسعه داده شد [6]. با توجه به پیچیدگی توده‌سنگ، برای تخمین شاخص مقاومت زمین‌شناسی مطالعات گسترده‌ای انجام شده است که این مطالعات را می‌توان در سه گروه دسته‌بندی کرد: گروه نخست، با استفاده از سیستم طبقه‌بندی توده‌سنگ [6] مانند طبقه‌بندی ژئومکانیکی توده‌سنگ (RMR) است، گروه دوم تعیین شاخص مقاومت زمین‌شناسی بر اساس توسعه نمودار کیفی [7-9] و گروه سوم تخمین این پارامتر بر اساس توسعه نمودارهای کمی است [10-12]. امروزه این گروه‌ها کاربرد وسیعی در پروژه‌های مختلف دارند. گروه نخست مرجع نیز به شمار می‌آید و گروه دوم و سوم برای ساده‌کردن و راحتی در تعیین شاخص مقاومت زمین‌شناسی به تدریج توسعه داده شده‌اند. نکته مهم در تعیین شاخص مقاومت زمین‌شناسی در هر سه گروه این است که علاوه بر داشتن دانش کافی، مهارت و تجربه افراد نیز اهمیت دارد [13].

به دلیل پیچیدگی‌های زمین لازم است که تعیین GSI با دقت و احتیاط بیشتری انجام شود؛ از این رو ساده‌ترین روش و دقیق‌ترین نتیجه برای افراد کم‌تجربه همواره مورد توجه است. از سویی استفاده از هریک از روش‌ها منجر به نتایج متفاوتی نسبت به سایر روش‌ها - به‌ویژه نتایج گروه نخست که مرجع است - می‌شود [12]. این تفاوت می‌تواند بر پارامترهای مقاومتی و مدول دگرشکلی پیش‌بینی‌شده تأثیر داشته

باشد. اما مقدار تأثیر آن در مطالعات گذشته بررسی نشده است. هدف از این پژوهش، بررسی تأثیر تغییرات شاخص مقاومت زمین شناسی با استفاده از سه گروه بر پارامترهای ژئومکانیکی توده سنگ است. برای این منظور، ابتدا متداول ترین روش های تعیین GSI در سه گروه به اختصار توضیح داده می شود. سپس شاخص مقاومت زمین شناسی با این روش ها به صورت موردی تعیین و بررسی می شود و در پایان بر اساس GSI حاصل شده پارامترهای مقاومتی و مدول دگرشکلی توده سنگ تخمین زده شده و نرخ تغییرات پارامترهای مورد نظر نیز با توسعه رابطه ای، مطالعه و بررسی می شود.

2. روش های تعیین شاخص مقاومت زمین شناسی

2-1. بر اساس سیستم ژئومکانیکی توده سنگ

هوک در سال 1994 برای تعیین شاخص مقاومت زمین شناسی از سیستم ژئومکانیکی توده سنگ RMR استفاده کرد [6]. جدول شماره 1 پارامترهای مشارکت داده شده در سیستم ژئومکانیکی توده سنگ را بر اساس دو نسخه سال 1976 و 1989 نمایش می دهد [14-15]؛ بنابراین مقدار GSI از رابطه زیر تعیین می شود.

$$GSI = RMR_{1989} - 5 \quad (1)$$

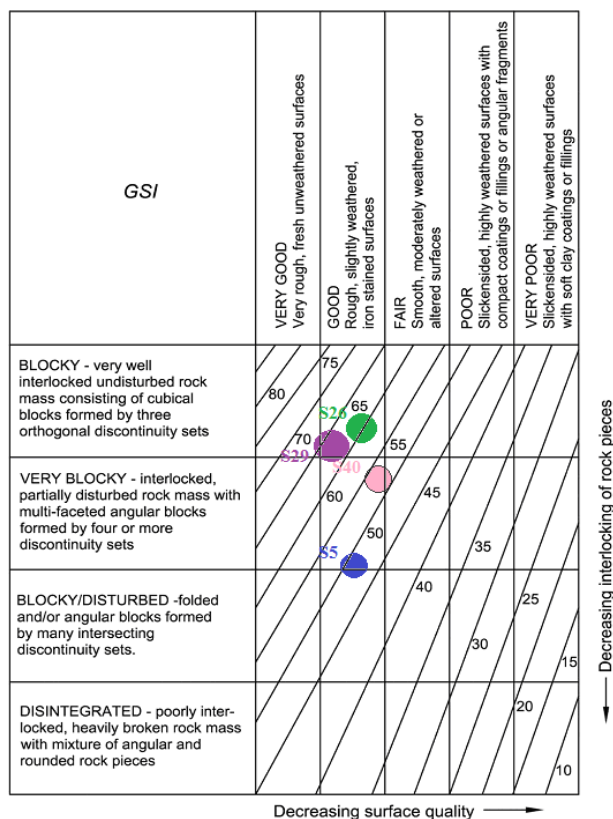
برای تعیین GSI بر اساس RMR باید توجه داشت که امتیاز دو پارامتر شرایط آب و جهت یافتگی ناپیوستگی به ترتیب 15 و صفر، در نظر گرفته می شود [6، 12]. امروزه این روش اصلی ترین روش برای تعیین شاخص مقاومت زمین شناسی شناخته می شود که از معایب آن می توان به کارایی پایین RMR در سنگ های با کیفیت پایین اشاره کرد؛ از این رو اطمینان به تخمین GSI در این گروه از سنگ ها با تردید همراه است [6، 12].

جدول شماره 1. پارامترهای استفاده شده در سیستم امتیازدهی توده سنگ [14، 15]

دامنه امتیاز				پارامتر	ردیف
1989		1976			
بیشینه	کمینه	بیشینه	کمینه		
15	0	15	0	مقاومت فشاری سنگ بکر	1
20	3	20	3	شاخص کیفی توده سنگ	2
20	5	30	5	فاصله داری	3
30	0	35	0	شرایط ناپیوستگی	4
15	0	10	0	شرایط آب	5
-60	0	-60	0	جهت یافتگی	6

2-2. بر اساس توسعه نمودارهای کیفی

برای تعیین GSI به روش RMR چهار پارامتر مقاومت فشاری، شاخص کیفی توده سنگ، شرایط ناپیوستگی و فاصله داری تأثیرگذار هستند. اغلب این پارامترها بر اساس بررسی‌های میدانی و آزمایشگاهی تعیین می‌شوند. هوک و براون برای تخمین شاخص مقاومت زمین‌شناسی به صورت ساده‌تر در سال 1997 نموداری را بر اساس کیفیت توده سنگ برای تخمین GSI توسعه دادند. شکل شماره 1 این نمودار را نمایش می‌دهد [7]. محور عمودی بیانگر درجه قفل‌شدگی توده سنگ و محور افقی بیانگر کیفیت ناپیوستگی هاست. این نمودار در سنگ‌ها با کیفیت پایین نیز کاربرد دارد.



شکل شماره 1. تعیین شاخص مقاومت زمین‌شناسی بر اساس نمودار کیفی و تعیین این شاخص در مطالعه حاضر

2-3. بر اساس توسعه نمودارهای کمی

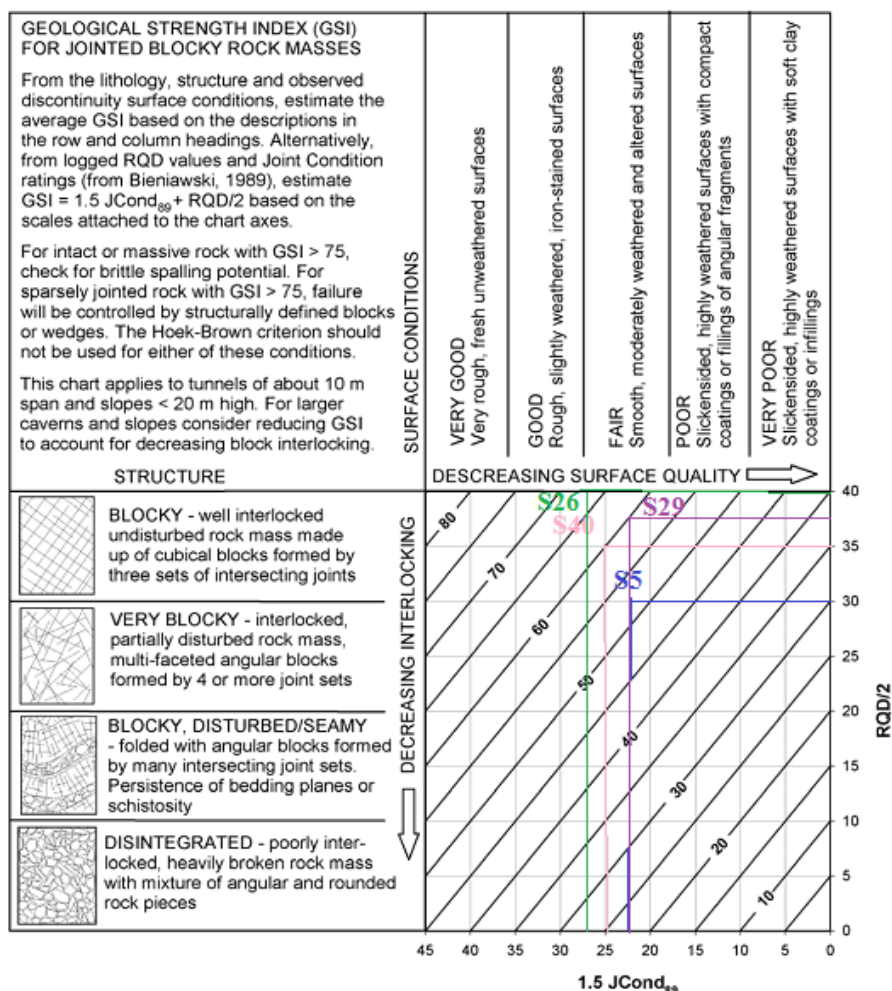
برای استفاده از نمودار کیفی نیاز به تجربه و مهارت افراد متخصص است؛ به همین دلیل محققان،

مطالعات مختلفی را روی نمودار کیفی انجام دادند تا محورهای افقی و عمودی در شکل شماره 1 را از حالت کیفی به کمی تبدیل کنند. آخرین نسخه نمودار کمی توسط هوک و همکاران در سال 2013 انتشار یافت. شکل شماره 2 این نمودار را نمایش می‌دهد [11].

در شکل شماره 2، محور افقی بر اساس شرایط ناپیوستگی موجود در سیستم RMR_{1989} تعیین می‌شود [15]. پارامترهای مشارکت‌کننده در شرایط ناپیوستگی شامل طول و عرض ناپیوستگی، مواد پرکننده، زبری و هوازدگی هستند. جدول شماره 2 پارامترهای مؤثر و امتیاز هر پارامتر را برای شرایط ناپیوستگی نمایش می‌دهد. بیشینه امتیاز شرایط ناپیوستگی 30 است. برای تعیین امتیاز محور افقی، باید مقدار امتیاز تعیین‌شده از شرایط ناپیوستگی را در عدد $1/5$ ضرب کرد. برای تعیین مختصات محور عمودی، مقدار امتیاز شاخص کیفی توده‌سنگ (RQD) بر عدد دو تقسیم می‌شود. محل برخورد این دو مختصات روی نمودار مقدار GSI را نمایش می‌دهد. از محدودیت‌های روش مورد نظر این است که برای مقادیر $RQD < 80$ قابل استفاده است [15].

جدول شماره 2. توصیف شرایط زمین‌شناسی بر اساس سیستم امتیازدهی توده‌سنگ 1989 [15]

توصیف					پارامتر
<20	10-20	3-10	1-3	<1	طول (m)
0	1	2	4	6	امتیاز
<5	1-5	0/1-1	<0/1		جدایش (mm)
0	1	4	5	6	امتیاز
آینه‌ای	بدون زبری	کمی زبر	زبر	خیلی زبر	زبری
0	1	3	5	6	امتیاز
پرکننده نرم، دهانه بزرگ‌تر از پنج میلی‌متر	پرکننده نرم، دهانه کوچک‌تر از پنج میلی‌متر	پرکننده سخت، دهانه بزرگ‌تر از پنج میلی‌متر	پرکننده سخت، دهانه کوچک‌تر از پنج میلی‌متر	بدون پرکننده	پرکننده
0	2	2	4	6	امتیاز
تخریب‌شده	خیلی هوازده	هوازده	کمی هوازده	غیرهوازده	هوازدگی
0	1	3	5	6	امتیاز



شکل شماره ۲. نمودار توصیف زمین‌شناسی و شرایط ناپیوستگی برای تعیین شاخص مقاومت زمین‌شناسی به صورت کتی و تعیین برای هر ایستگاه در این مطالعه

۳. معیار شکست هوک - براون

معیار تجربی و غیرخطی هوک - براون کاربردهای فراوانی در تحلیل و طراحی سازه‌های سنگی دارد [۴]. مبنای این معیار بر اساس کیفیت توده‌سنگ است. معیار هوک - براون به صورت رابطه (۲) است.

$$\sigma_1 = \sigma_3 + \sigma_{ci} \left(m_b \frac{\sigma_3}{\sigma_{ci}} + s \right)^a \quad (2)$$

s_{ci} تنش اصلی کمینه و تنش اصلی بیشینه، m_b و a پارامترهای ثابت توده‌سنگ هستند، s_{ci} مقاومت فشاری سنگ بکر است. برای تعیین ثوابت توده‌سنگ از روابط زیر استفاده می‌شود [4].

$$m_b = m_1' e^{\left(\frac{GSI - 100}{28 - 14D}\right)} \quad (3)$$

$$s = e^{\left(\frac{GSI - 100}{9 - 3D}\right)} \quad (4)$$

$$a = 0.5 + \frac{e^{\left(-\frac{GSI}{15}\right)} - e^{\left(-\frac{20}{3}\right)}}{6} \quad (5)$$

m_i ثابت سنگ بکر، D فاکتور اغتشاش که تابع تنش‌های القایی مانند موج ناشی از انفجار است و GSI شاخص مقاومت زمین‌شناسی است.

مقاومت فشاری توده‌سنگ از رابطه (6) و مقاومت کششی توده‌سنگ از رابطه شماره (7) تعیین می‌شود.

$$s_{c(mass)} = s_c a \text{ (MPa)} \quad (6)$$

$$s_{t(mass)} = -\frac{ss_c}{m_b} \text{ (MPa)} \quad (7)$$

رابطه (8) نیز برای تعیین مدول دگرشکلی توده‌سنگ کاربرد دارد و برای $s_{ci} \geq 100 \text{ MPa}$ مفید است [5].

$$E_{(mass)} = \left(1 - \frac{D}{2}\right) \sqrt{\frac{s_c}{100}} 10^{((GSI - 10)/40)} \text{ (GPa)} \quad (8)$$

4. داده‌های پژوهش

در این پژوهش تمرکز بر بررسی تغییرات شاخص مقاومت زمین‌شناسی بر پارامترهای ژئومکانیکی توده‌سنگ است؛ بنابراین به مجموعه داده‌های استاندارد نیاز است که قابلیت تعیین GSI را داشته باشند و بتوان نتایج به‌دست‌آمده را با هم مقایسه کرد. بدین‌منظور مجموعه داده‌های معتبری از مطالعات گذشته جمع‌آوری شد [16]. داده‌ها مربوط به مطالعات انجام‌شده روی شیروانی‌های موجود در مسیر بزرگراه چالوس است. شیروانی‌های مورد نظر، از سازندهای مختلف گذشته و اطلاعات استفاده‌شده در این پژوهش، مربوط به چهار ایستگاه S40, S5, S29, S26 هستند. جداول شماره 3-6 اطلاعات مربوط به پارامترهای سیستم ژئومکانیکی توده‌سنگ و مقادیر RMR_{1989} را نمایش می‌دهند. همچنین شکل‌های 3-6 نمونه توده‌سنگ مربوط به ایستگاه‌های مورد نظر را نمایش می‌دهد [16].

جدول شماره ۳. امتیازدهی پارامترهای طبقه‌بندی RMR برای ماسه‌سنگ دربرگیرنده دامنه سنگی ایستگاه S40 [16]

پارامتر	ارزش تعیین شده	امتیاز
مقاومت فشاری سنگ بکر (MPa)	73	7
شاخص کیفی توده سنگ (درصد)	69	13
فاصله‌داری درزه (m)	0/2-0/6	10
شرایط سطح درزه	سطوح درزه نسبتاً زیر، اندکی هوازده و مقدار کمی بازشدگی	17
جریان آب زیرزمینی	خشک	13
RMR=60		

جدول شماره ۴. امتیازدهی پارامترهای طبقه‌بندی RMR برای لای سنگ دربرگیرنده دامنه سنگی ایستگاه S5 [16]

پارامتر	ارزش تعیین شده	امتیاز
مقاومت فشاری سنگ بکر (MPa)	85/50	7
شاخص کیفی توده سنگ (درصد)	59	13
فاصله‌داری درزه (m)	0/04-0/5	8
شرایط سطح درزه	سطوح درزه نسبتاً زیر، اندکی پُرشدگی و هوازگی متوسط	15
جریان آب زیرزمینی	خشک	13
RMR=56		

جدول شماره ۵. امتیازدهی پارامترهای طبقه‌بندی RMR برای ماسه‌سنگ دربرگیرنده دامنه سنگی ایستگاه S26 [16]

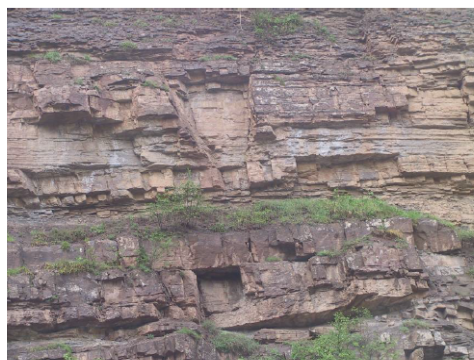
پارامتر	ارزش تعیین شده	امتیاز
مقاومت فشاری سنگ بکر (MPa)	98/14	17
شاخص کیفی توده سنگ (درصد)	82	17
فاصله‌داری درزه (m)	0/35-0/65	10
شرایط سطح درزه	سطوح درزه زیر، با اندکی پُرشدگی و هوازده	18
جریان آب زیرزمینی	کاملاً خشک	15
RMR=67		

جدول شماره 6. امتیازدهی پارامترهای طبقه بندی RMR برای ماسه سنگ دربرگیرنده دامنه سنگی ایستگاه S29 [16]

پارامتر	ارزش تعیین شده	امتیاز
مقاومت فشاری سنگ بکر (MPa)	135/7	12
شاخص کیفی توده سنگ %	78/7	17
فاصله داری درزه (m)	1/05 - 1/30	15
شرایط سطح درزه	سطوح درزه کمی زیر، با اندکی پرشدگی و هوازده	15
جریان آب زیرزمینی	کاملاً خشک	15
RMR=74		



شکل شماره 4. نمای عمومی دامنه لای سنگ ایستگاه S5 [16]



شکل شماره 3. نمای عمومی دامنه ماسه سنگی ایستگاه S40 [16]



شکل شماره 6. نمای عمومی دامنه ماسه سنگی ایستگاه S29 [16]



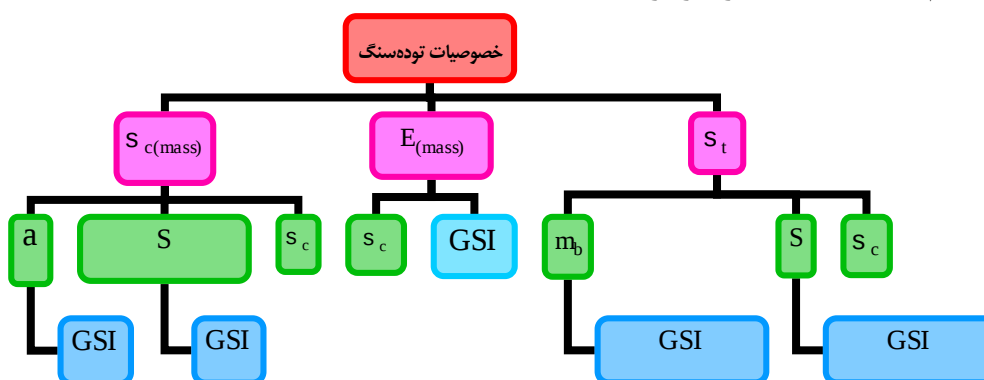
شکل شماره 5. نمای عمومی ماسه سنگ ایستگاه S26 [16]

۵. روش تحقیق

شکل شماره ۷ رابطه بین GSI و پارامترهای ژئومکانیکی توده سنگ را نمایش می‌دهد. شکل نشان می‌دهد مقاومت‌های فشاری (σ_c) و کششی (σ_t) توده سنگ تابعی از فاکتورهای ثابت معیار شکست هوک - براون شامل a , S , m_b هستند و فاکتورهای گفته شده و مدول دگرشکلی توده سنگ (E_{mass}) تابعی از GSI هستند؛ از این رو GSI می‌تواند بر اساس روش‌هایی که در بخش دوم گفته شد، تخمین زده شده و فاکتورهای ثابت معیار شکست هوک - براون و پارامترهای ژئومکانیکی توده سنگ تعیین شود. منطقی است تعیین GSI با هریک از روش‌ها متفاوت باشد که سبب می‌شود پارامترهای ژئومکانیکی نیز نسبت به هم اختلاف داشته باشند. حتی امکان دارد تفاوت‌های زیادی نسبت به هم داشته باشند؛ بنابراین نیاز است تغییرات نسبت به یک مرجع سنجش شود. برای سنجش نرخ تغییرات می‌توان از رابطه (۹) که رابطه‌ای پیشنهادی است، استفاده کرد. در رابطه (۹) C.R% نرخ تغییرات بر حسب درصد، مقادیر مرجع و B مقادیر سنجش است.

$$C.R\% = \frac{A - B}{A} \times 100 \quad (9)$$

در این مقاله ابتدا با استفاده از داده‌های بخش ۴، GSI بر اساس روش‌های مختلف تعیین می‌شود و سپس با استفاده از نتایج حاصل شده پارامترهای ژئومکانیکی توده سنگ تخمین زده می‌شود و نرخ تغییرات پارامترهای مختلف به دست می‌آید. مرجع در این پژوهش، مقادیر به دست آمده بر اساس سیستم طبقه‌بندی RMR در نظر گرفته شده‌اند.



شکل شماره ۷. تأثیر شاخص مقاومت زمین‌شناسی بر پارامتر

6. بحث

6-1. تعیین شاخص مقاومت زمین‌شناسی

در این بخش برای ایستگاه‌های مشخص شده که اطلاعات آن‌ها در جداول 3-6 موجود است، شاخص مقاومت زمین‌شناسی بر اساس طبقه‌بندی RMR، نمودار کیفی و نمودار کمی تخمین زده می‌شود. برای تعیین GSI به روش RMR از رابطه 1 استفاده می‌شود، مقادیر RMR در جداول 3-6 نمایش داده شده است. اما در جداول 3 و 4 امتیاز شرایط آب محیطی برابر با 13 تعیین شده است. همان‌طور که در بخش دوم اشاره شد، برای تعیین GSI باید مقدار امتیاز آن به 15 افزایش یابد. در نتیجه مقدار RMR برای ایستگاه‌های S40 و S5 به ترتیب 62 و 58 تعیین می‌شود. جدول شماره 7 مقادیر تعیین‌شده GSI را نمایش می‌دهد.

برای تعیین GSI بر اساس نمودار کیفی، از اطلاعات جداول و شکل‌های 4-6 استفاده شده است. مقادیر تعیین‌شده برای هر ایستگاه در شکل شماره 1 نمایش داده شده است. طبق جداول، شرایط ناپیوستگی در همه ایستگاه‌ها تقریباً مشابه است و بنابراین سطح کیفی توده‌سنگ‌ها در طبقه‌بندی کیفی خوب ارزیابی شده است. همچنین برای در نظر گرفتن درجه قفل‌شدگی توده‌سنگ، از پارامترهای فاصله‌داری و شاخص کیفی توده‌سنگ و همچنین نمایی استفاده شد که از توده‌سنگ مورد نظر در شکل‌های 4-6 نمایش داده شده است. نتایج در جدول شماره 7 آمده است. برای تعیین GSI با استفاده از نمودار کمی، با در نظر گرفتن دو پارامتر شاخص کیفی توده‌سنگ و شرایط ناپیوستگی (جدول 4-6) مقادیر GSI از نمودار شماره 2 تعیین شد. نتایج در جدول شماره 7 نمایش داده شده است.

جدول شماره 7. تعیین شاخص مقاومت زمین‌شناسی (GSI)

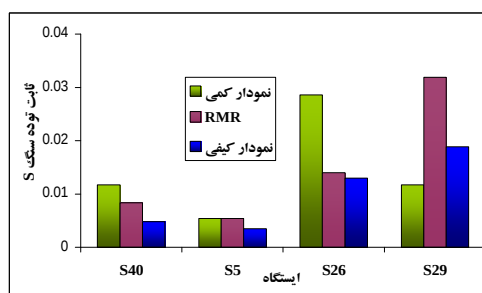
ایستگاه	GSI (طبقه‌بندی RMR)	GSI (نمودار کیفیتی)	GSI (نمودار کمیتی)
S40	57	52	60
S5	53	49	53
S26	62	61	68
S29	69	64	60

نتایج جدول شماره 7 نشان می‌دهد مقادیر به‌دست‌آمده از روش‌های مختلف با هم متفاوتند. در بین نتایج به‌دست‌آمده از چهار ایستگاه، بیشینه اختلاف در ایستگاه S29 وجود دارد که مقدار تغییرات آن به 9 واحد می‌رسد (اختلاف بین دو نتیجه حاصل از دو روش سیستم ژئومکانیکی توده‌سنگ RMR و نمودار کمیتی). دلیل این موضوع ناشی از نبود قطعیت در روش‌های مختلف برای تعیین شاخص مقاومت زمین‌شناسی است؛ از این رو تعیین آن در پروژه‌های صنعتی با روش‌های مختلف، نتایج متفاوتی

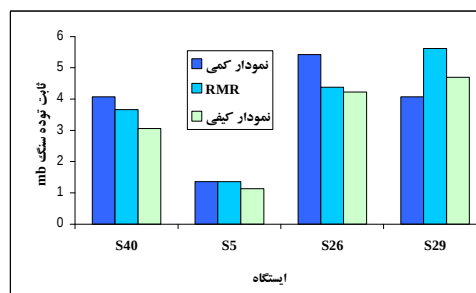
را به دنبال دارد؛ هرچند که فرد دارای تجربه نیز باشد؛ بنابراین اهمیت دارد تأثیر نرخ این تغییرات یا تفاوت‌ها بر پارامترهای مقاومتی و مدول دگرشکلی توده‌سنگ بررسی شود.

6-2. تعیین پارامترهای معیار هوک - براون

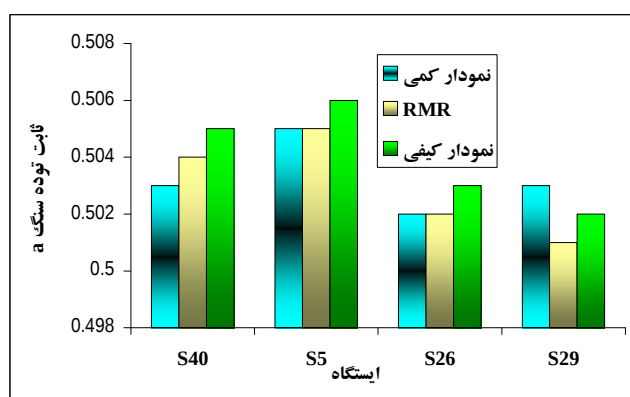
با تعیین GSI از سه روش مختلف برای هر ایستگاه و بررسی اختلاف در نتایج حاصله (جدول شماره 7)، در این بخش فاکتورهای ثابت معیار هوک - براون تعیین و نرخ تغییرات پارامترهای معیار هوک - براون مطالعه می‌شود. برای این منظور از روابط 3-5 برای تعیین پارامترهای m_b , S, a استفاده شده است. پارامترهای مورد نیاز در روابط، ثابت m_i برای ماسه‌سنگ و لای‌سنگ به ترتیب 17 و 7 در نظر گرفته شد [17]. فاکتور اغتشاش نیز با توجه به نبود تنش‌های القایی در منطقه برابر با صفر در نظر گرفته شده است. نتایج پیش‌بینی شده در شکل شماره 8 نمایش داده شده است.



8-ب) ثابت توده‌سنگ S



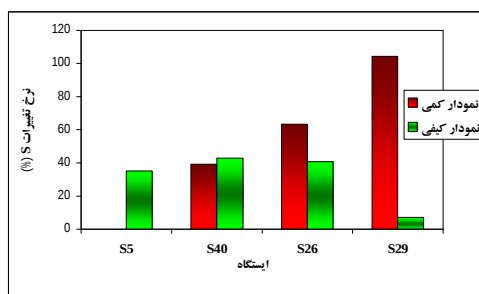
8-الف) ثابت توده‌سنگ m_b



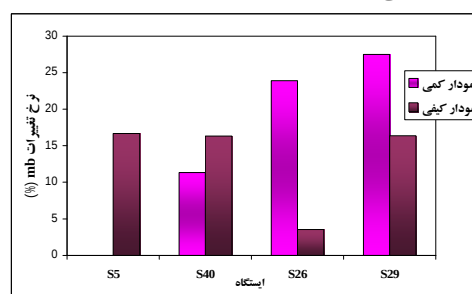
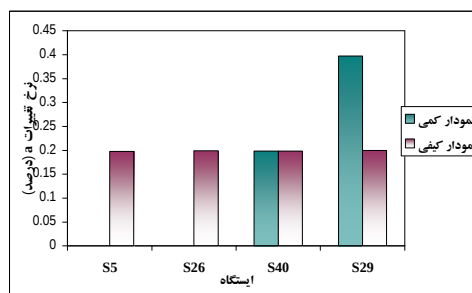
8-ج) ثابت توده‌سنگ a

شکل شماره 8. تعیین پارامترهای ثابت معیار هوک - براون با استفاده از شاخص مقاومت زمین‌شناسی (بر مبنای جدول شماره 7)

شکل شماره 8 نشان می‌دهد، در هر ایستگاه، فاکتورهای ثابت معیار هوک - براون متناظر با شاخص مقاومت زمین‌شناسی که از سه روش تعیین شده‌اند، با هم اختلاف دارند؛ بنابراین نیاز است نرخ تغییرات برای این پارامترها تعیین و بررسی شود. بدین‌منظور، از رابطه (9) استفاده شده است. نتایج به‌دست‌آمده از سیستم طبقه‌بندی RMR به عنوان مرجع و نتایج به‌دست‌آمده از نمودار کیفی و کمی به عنوان مقادیر سنجش در نظر گرفته شده است. شکل شماره 9، درصد نرخ تغییرات ثوابت هوک - براون را در شرایطی که GSI متغیر است، نشان می‌دهد. نتایج بیانگر آن است که بیشترین نرخ تغییرات در ایستگاه S 29 رخ داده است و دلیل آن نیز اختلاف نه‌واحدی بین GSI به‌دست‌آمده حاصل از طبقه‌بندی RMR و نمودار کمی است. شکل 9-ب نشان می‌دهد ثوابت S بیشترین حساسیت را نسبت به تغییرات GSI دارند، زیرا نرخ تغییرات برای این پارامتر به 100 درصد می‌رسد، اما نکته مهم تأثیر این تغییرات بر پارامترهای ژئومکانیکی است؛ یعنی اینکه نبود قطعیت در GSI تا چه اندازه می‌تواند بر پارامترهای ژئومکانیکی تأثیر داشته باشد؟



9-ب. ثابت توده‌سنگ S

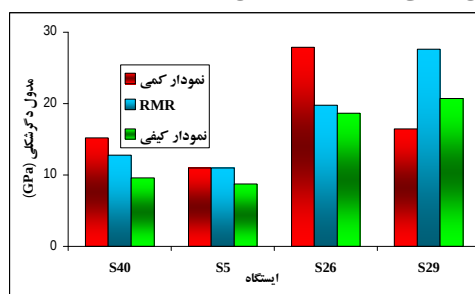
9-الف) ثابت توده‌سنگ m_b 

9-ج) ثابت توده‌سنگ a

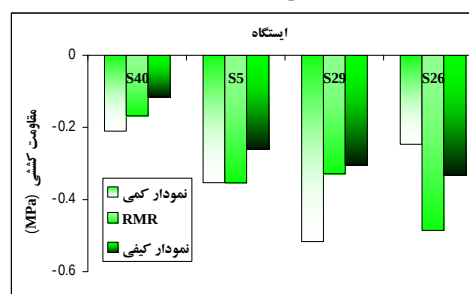
شکل شماره 9. نرخ تغییرات ثوابت توده‌سنگ سنگ بکر

6-3. تعیین پارامترهای ژئومکانیکی توده سنگ

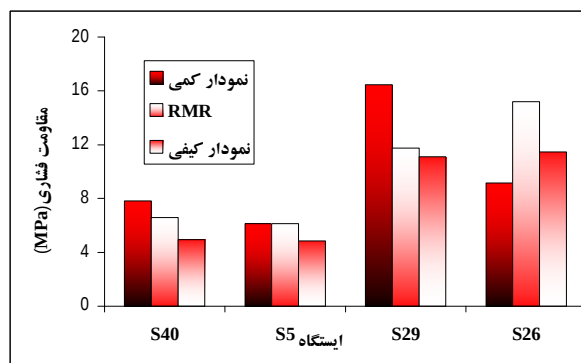
برای تعیین پارامترهای مقاومتی و مدول دگرشکلی توده سنگ از روابط 6-8 استفاده شده است. در این روابط، علاوه بر تأثیر فاکتورهای ثابت توده سنگ، مقاومت فشاری تک محوره نیز مؤثر است که خود نقش مهمی در تعیین پارامترهای ژئومکانیکی توده سنگ دارد. برای تعیین پارامترهای ژئومکانیکی از نتایج موجود در شکل شماره 7 و همچنین پارامتر مقاومت فشاری تک محوره سنگ بکر از جداول 3-6 استفاده شده است. شکل شماره 10 نتایج به دست آمده را نمایش می دهد که بر اساس آن، تفاوت در شاخص مقاومت زمین شناسی، تغییرات قابل توجهی در مقادیر پارامترهای مقاومتی و مدول دگرشکلی توده سنگ دارد. برای مثال اختلاف در مدول دگرشکلی به دست آمده با روش های مختلف به هفت گیگاپاسکال می رسد؛ از این رو این اختلاف در نتایج را می توان بر اساس نرخ تغییرات تعیین کرد.



10- ب) مدول دگرشکلی توده سنگ



10- الف) مقاومت کششی توده سنگ

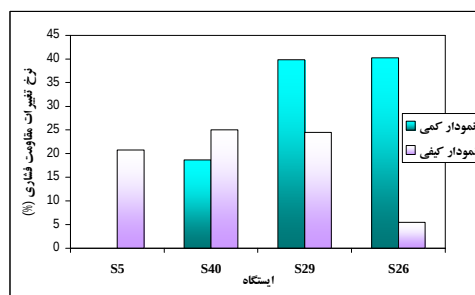


10- ج) مقاومت فشاری توده سنگ

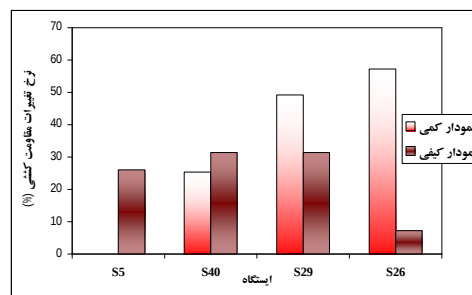
شکل شماره 10. تعیین پارامترهای مقاومتی و مدول دگرشکلی توده سنگ با استفاده از پارامترهای هوک - براون

شکل شماره 11 نرخ تغییرات پارامترهای ژئومکانیکی را نشان می دهد. بر این اساس، بیشینه نرخ تغییرات، برای مقاومت کششی توده سنگ در ایستگاه S26 برابر با 57 درصد رخ داده است. به عبارت

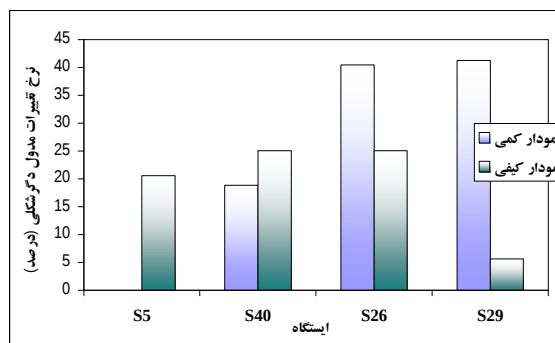
دیگر، مقاومت کششی به‌دست‌آمده حاصل طبقه‌بندی RMR و طبقه‌بندی کمی به‌ترتیب برابر با 0/485 و 0/25 مگاپاسکال است. همچنین شکل نشان می‌دهد برای مقاومت فشاری و مدول دگرشکلی پیش‌بینی‌شده، بیشترین نرخ تغییرات مربوط به دو ایستگاه S26, S29 و برابر با 40 درصد است. به عبارت دیگر، مقاومت فشاری به‌دست‌آمده بر اساس طبقه‌بندی RMR و نمودار کمی برای ایستگاه S26 به‌ترتیب برابر با 15/2 و 9/1 مگاپاسکال، و برای مدول دگرشکلی نیز به‌ترتیب برابر با 19/7 و 27/9 گیگاپاسکال است. مطالعه نشان می‌دهد اختلاف بین نتایج به‌دست‌آمده بسیار بزرگ است و باید به آن توجه کافی شود، درغیراین‌صورت طراحی یا تحلیل با واقعیت مطابقت نخواهد داشت.



11-ب) نرخ تغییرات مقاومت فشاری



11-الف) نرخ تغییرات مقاومت کششی



11-ج) نرخ تغییرات مدول دگرشکلی

شکل شماره 11. نرخ تغییرات پارامترهای ژئومکانیکی توده‌سنگ

7. نتیجه‌گیری

در تحلیل و طراحی سازه‌های سنگی، تخمین مقاومت کششی و فشاری و همچنین مدول دگرشکلی توده‌سنگ بسیار اهمیت دارند. برای این منظور، روابط متعددی توسعه داده شده است. یکی از این روابط، معیار شکست هوک - براون است که کاربرد فراوانی در این زمینه دارد زیرا در این معیار کیفیت

توده‌سنگ بر اساس شاخص مقاومت زمین‌شناسی در نظر گرفته می‌شود. تاکنون تحقیقات فراوانی برای تعیین شاخص مقاومت زمین‌شناسی، انجام شده و روش‌های گوناگونی نیز ارائه شده است. استفاده از هریک از روش‌ها، نتایج متفاوتی نسبت به سایر روش‌ها دارد و تاکنون اثر این تغییرات بر پارامترهای ژئومکانیکی بررسی نشده است. در این مقاله تأثیر تفاوت شاخص مقاومت زمین‌شناسی به‌دست‌آمده از روش‌های مختلف نسبت به فاکتورهای ثابت معیار هوک - براون و پارامترهای مقاومتی و مدول دگرشکلی توده‌سنگ مطالعه شده است. همچنین با ارائه رابطه‌ای پیشنهادی نرخ تغییرات پارامترهای ژئومکانیکی توده‌سنگ بررسی شده است. در این رابطه، شاخص مقاومت زمین‌شناسی حاصل شده از طبقه‌بندی RMR به‌عنوان مرجع در نظر گرفته شده است. برای این منظور، از داده‌های میدانی مسیر بزرگراه چالوس استفاده شد.

نتایج نشان می‌دهد، حساسیت فاکتورهای ثابت معیار هوک - براون (m_b , S, a) نسبت به تغییرات GSI پایین است، ولی پارامترهای ژئومکانیکی تحت تأثیر تغییرات شاخص مقاومت زمین‌شناسی قرار دارند. به‌طوری‌که بیشینه نرخ تغییرات، برای مقاومت کششی توده‌سنگ در ایستگاه S26 برابر با 57 درصد رخ داده است. به عبارت دیگر مقاومت کششی حاصل طبقه‌بندی RMR و طبقه‌بندی کمی به‌ترتیب برابر با 0/485 و 0/25 مگاپاسکال است.

همچنین برای مقاومت فشاری و مدول دگرشکلی، بیشترین نرخ تغییرات در دو ایستگاه S26, S29 و برابر با 40 درصد است. به عبارت دیگر، مقاومت فشاری بر اساس طبقه‌بندی RMR و نمودار کمی برای ایستگاه S26 به‌ترتیب برابر با 15/2 و 9/1 مگاپاسکال است و برای مدول دگرشکلی نیز به‌ترتیب برابر با 19/7 و 27/9 گیگاپاسکال است.

مطالعه حاضر نشان می‌دهد اختلاف بین نتایج به‌دست‌آمده بسیار بزرگ است و باید به آن توجه کافی شود، وگرنه طراحی یا تحلیل، با واقعیت مطابق نیست. در چنین شرایطی و با توجه به فقدان قطعیت در نتایج، پیشنهاد می‌شود برای تعیین شاخص مقاومت زمین‌شناسی حداقل از دو روش برای تعیین این پارامتر استفاده شود و در نهایت بر اساس قضاوت مهندسی، شاخص مقاومت زمین‌شناسی تعیین شود تا نتایج از قابلیت اتکای بیشتری برخوردار باشد.

منابع

1. Sari, M.; Karpuz, C.; Ayday, C. (2010), "Estimating rock mass properties using Monte Carlo simulation: Ankara andesites", *Computers & Geosciences*, 36, pp. 959-969.
2. Kavur, B.; Cvitanovic, N. S.; Hrzenjak, p. (2015), "Comparison between plate jacking and large flat jack test results of rock mass deformation modulus", *International Journal of Rock Mechanics & Mining Sciences*, 73: 102-114.
3. Hoek, E.; Brown, E.T. (1980), "Underground Excavations in Rock", Institution of Mining and Metallurgy, London, pp. 527.
4. Hoek, E.; Carranza-Torres, C.T.; Corkum, B. (2002), "Hoek-Brown failure criterion-2002 edition", In: *Proceedings of the 5th North American Rock Mechanics Symposium and 17th Tunneling Association of Canada Conference: NARMS- TAC*, Toronto, ON, pp. 267-271.
5. Hoek, E.; Diederichs, M. (2006), "Empirical estimates of rock mass modulus", *International Journal of Rock Mechanics and Mining Sciences*, 43, pp. 203-215.
6. Hoek, E. (1994), "Strength of rock and rock", masses, *ISRM News J*, pp. 4-16.
7. Hoek, E.; Brown, E. T. (1997), "Practical estimates of rock mass strength", *International Journal of Rock Mechanics and Mining Sciences*, 34, pp. 1165-1186.
8. Marinos, P.; Hoek, E. (2000), "GSI-a geologically friendly tool for rock mass strength estimation", In: *Proceedings Geo Eng 2000 conference*, Melbourne, Australia.
9. Marinos, P.V. (2010), "New proposed GSI classification charts for weak or for complex rock masses", *12th International Congress. Bulletin of the Geological Society of Greece*, Patras, pp. 1248-1258.
10. Sonmez, H.; Gokceoglu, C.; Ulusay, R. (2003), "An application of fuzzy sets to the Geological Strength Index (GSI) system used in rock engineering", *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 16, pp. 251-269.
11. Hoek, E.; Carter, T.G. & Diederichs, M.S. (2013), "Quantification of the Geological Strength Index chart", *47th US Rock Mechanics/Geomechanics Symposium (ARMA 13-672)*, San Francisco, CA, USA).
12. Bertuzzi, R.; Douglas, K. & Mostyn, G. (2016), "Comparison of quantified and chart GSI for four rock masses", *Engineering Geology*, 202, pp. 24-35.
13. Pells, P.J.N. (2008), "What happened to the mechanics in rock mechanics and the geology in engineering geology? ", *6th International Symposium on Ground Support in Mining and Civil Engineering Construction*.
14. Bieniawski, Z.T. (1976), "Rock mass classifications in rock engineering", *Proceedings of the Symposium on Exploration for Rock Engineering*, Johannesburg.
15. Bieniawski, Z.T. (1989), "Engineering Rock Mass Classifications", John Wiley & Sons.
16. بلورچی، م. ج.؛ انتظام، ا.؛ محمودپور، م.؛ کریم‌نژاد، س.؛ و شمشکی، ا. (1385)، «گزارش بررسی خطر سنگ ریزش در جاده چالوس، سازمان زمین‌شناسی کشور»، گزارش شماره: Geo 85-1.
17. Hoek, E. (2007), "Practical rock engineering", <https://www.rocscience.com/learning/hoek-s-corner>.

Karafan

Quarterly Research Journal of
Technical and Vocational University
Spring and Summer, 2020
Vol. 17, No. 1



License Holder: Technical and Vocational University
Director- in-Charge: Ebrahim Salehi Omran (Ph. D)
Editor-in- Chief: Nematollah Azizi (Ph. D)
Journal Internal Manager: Azarchehr Sehat (Ph. D)

Cover designer and implementation:
Mohammad Moshtaghi- Samira Danaseresh
Content designer:
Somayeh Siahposht

Editorial Board:

Dr. Ebrahim Salehi Omran:	Professor of Mazandaran University and Technical and Vocational University
Dr. Nematollah Azizi:	Professor of Kurdistan University
Dr. Seyyed Ali Asghar Ghoreishi:	Professor of Babol Noshirvani University of Technology
Dr. Masoud Shafiee:	Professor of Amir Kabir University of Technology
Dr. Seyyed Heydar Mirfakhreddini:	Associate Professor of Yazd University and Technical and Vocational University
Dr. Vida Taghvaei:	Associate Professor of Technical and Vocational University
Dr. Meraj Rajaei:	Assistant Professor of Technical and Vocational University
Dr. Reza Mahdi:	Assistant Professor of Research Institute for Cultural and Social Studies
Dr. Mehdi Alinaqhizadeh Ardestani:	Assistant Professor of Technical and Vocational University

Sodeh Aghli Moghadam, Karim Aliakbari, Hoseinali Bagi, Mohamad Amin Bahrami, Vahid Bohluri, Esmail Fottohi, Hoda Ghoreishy, Farkhonde Kiaei, Mojtaba Masoumnezhad, Seyed Mahmood Mohseni Motlagh, Davood Motavalizade, Seyed Hassan Nabavikarizi, Mohammad Noorzadeh, Mohamad Omidpanah, Pouya Pashaie, Gholam Hassan Payganeh, Mohamad Razazi, Zahra Shaterian

In the Name of God

Karafan

Quarterly Research Journal of
Technical and Vocational University

Spring, 2020

Vol. 17, No. 1

Due to certificate ^{No. 3/18/60837}
dated 21/07/2013 from the scientific

publications review of Commission of the Ministry of Science,

Research and Technology this journal has been licensed to publish.

Address: Central Organization of Technical and Vocational University, No. 4,
Eastern Brazil St., Vanak Sq., Tehran, Iran
Postal Code: 1435761137
Tel: (+98-21) 42350416

Email: karafan@tvu.ac.ir
Website: <http://karafan.tvu.ac.ir>