

طراحی جامع شبکه های روشنایی معابر در سیستمهای توزیع با رویکرد بهینه سازی

علی محمدی^{۱*}، سید علی حسینی^۲

چکیده

طراحی شبکه های روشنایی معابر در شرکت های توزیع برق همواره با چالش های خاص خود همراه بوده است. رعایت الزامات فنی محاسبات روشنایی معابر و تحلیل های الکتریکی از یکطرف و نیاز به تحلیل اقتصادی از سوی دیگر حائز اهمیت می باشد. بنابراین با تهیه طرح های سنتی متفاوت تلقی می شود. مهمترین دلیل این پیچیدگی عدم دسترسی به جداول طراحی بهینه با در نظر گرفتن تمامی پارامترهای طراحی مربوط به روشنایی و بخش الکتریکی می باشد. به طوری که در حال حاضر هر پروژه روشنایی باید دارای مطالعه مستقل و مطالعه موردی باشد. در این مطالعه شرایط واقعی شبکه های روشنایی معابر از جمله نوع شبکه، هادی ها و ... مطابق با واقعیت صنعت برق در نظر گرفته شده است. با شبیه سازی در نرم افزار Dialux evo و DIGSilent Power Factory جداول طراحی بهینه جامع با توجه به نوع چراغ، هادی شبکه، ساختار شبکه، حداکثر طول شبکه های روشنایی معابر و حداقل ظرفیت ترانسفورماتورفورماتور و در نتیجه محدوده کیفیت ولتاژ استاندارد و بارگذاری مجاز پست های توزیع استخراج می گردد. این جداول می تواند به طراحان و در سطح بالا به تصمیم گیرندگان در موضوعات فنی مرتبط با روشنایی معابر کمک شایانی نماید.

دریافت مقاله: ۱۴۰۲/۹/۲۷

پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۱۲/۹

کلمات کلیدی: شبکه های روشنایی معابر، طراحی بهینه، آرایش شبکه، کیفیت ولتاژ، کلاس روشنایی

فاز + روشنایی معابر) درخواست داده باشد. در سایر حالات که شبکه روشنایی معابر به صورت اختصاصی در نظر گرفته می شود شامل مناطق خارج محدوده خدمات شهری و خارج محدوده طرحهای هادی روستا و یا مناطقی از محدوده خدمات شهری که مشترکی ذیل آن برقرار نمی گردد شبکه صرفاً جهت روشنایی معابر طرح داده می شود. با گسترش شبکه های عمومی فشار ضعیف با کابل خودنگهدار در شرکت های توزیع و لزوم تقارن بار بین سه فاز غالباً از کابلهای خودنگهدار ۵ رشته (۳ رشته سه فاز، ۱ رشته معابر، ۱ رشته نول/مسنجر) و ۶ رشته (۳ رشته سه فاز، ۱ رشته معابر، ۱ رشته نول و ۱ رشته مسنجر) استفاده می گردد [۱]. در حالت شبکه اختصاصی با توجه به موقعیت جغرافیایی، مساحت منطقه نیاز به تامین

۱-مقدمه

تامین روشنایی معابر یکی از جنبه هایی است از در شرکت های توزیع نیروی برق توسط مشترکین مطالبه می گردد. توجه مناسب به کیفیت روشنایی معابر از فاکتورهای ترافیکی شهری تلقی می گردد که سبب پیشگیری از سوانح رانندگی و پیشگیری از جرائم با رویکرد آ سیبهای اجتماعی می شود. این روشنایی معابر در قالب منافع عام بر روی شبکه عمومی توزیع در نظر گرفته می شود. به عبارت دیگر شرکت های توزیع متعهد به تامین روشنایی معابر مناطقی از شهر و روستا می باشند که اولاً در محدوده خدمات شهری و روستایی باشد و دوم اینکه در آن مناطق متقاضی جهت تامین برق از شبکه عمومی (سه

۲. استادیار، دانشکده مهندسی برق، واحد گناباد، دانشگاه آزاد اسلامی، گناباد، ایران

* نویسنده الکترونیک پست مسنول: ali.mohammadi2693@gmail.com

۱. رئیس اداره مهندسی، برنامه ریزی و نظارت، شرکت توزیع نیروی برق خراسان رضوی

روشنایی، ترافیک عبور و مرور، کاربری و ... می توان طرحهای شبکه معابر با کابل خودنگهدار معابر ۳ رشته (۱ رشته فاز، ۱ رشته نول و ۱ رشته مسنجر)، کابل خودنگهدار تکفاز ۴ رشته (۱ رشته فاز، ۱ رشته نول، ۱ رشته معابر و ۱ رشته مسنجر) و کابل خودنگهدار سه فاز لحاظ نمود.

کالاهای اساسی پروژه های تامین روشنایی معابر شامل هادی روشنایی معابر و ترانسفورماتورفورماتورهای توزیع درصد قابل توجهی از هزینه کل این نوع پروژهها را شامل می شود. در طراحی شبکه های روشنایی معابر گزینه های متفاوت و متنوعی در عمل وجود دارد که با توجه به رویکرد جدید شرکتهای توزیع بر صیانت از دارایی های فیزیکی و استفاده حداکثری و بهینه از منابع، لازم است مصالحه ای بین ملاحظات فنی (پاس شدن الزامات روشنایی معابر و محدودیتهای بارگیری) و همچنین مسائل اقتصادی برقرار گردد.

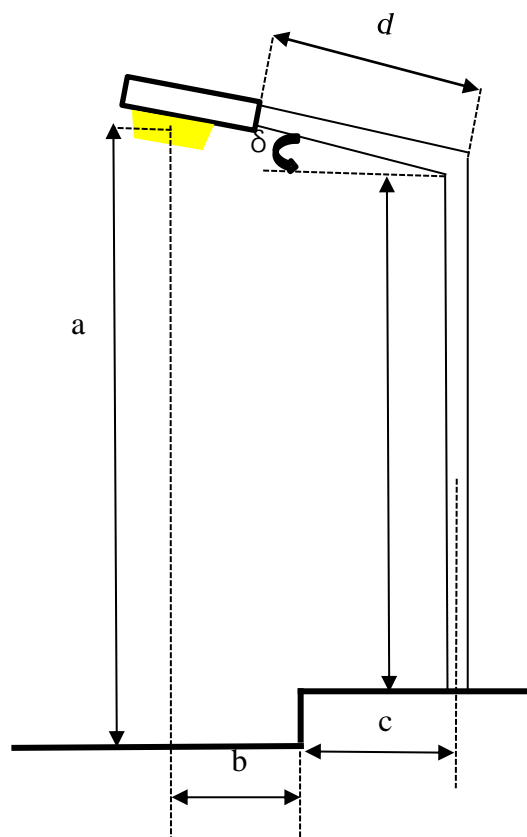
یکی از چالشهای طراحی شبکه های روشنایی معابر این است که برای هر پروژه تامین روشنایی معابر لازم است در محاسبات روشنایی، الزامات روشنایی با توجه به کلاس روشنایی معبر بررسی گردد. بعد مشخص شدن مشخصات سیستم معابر شامل نوع چراغ، نوع بازو چراغها و ارتفاع نصب چراغ (ارتفاع پایه چراغها)، ویژگی های بخش الکتریکی شامل هادی های شبکه و ظرفیت ترانسفورماتور مورد ارزیابی قرار می گیرد. این تحلیل با دو هدف دنبال می گردد. اول روشنایی معابر در محدوده مجاز افت ولتاژ بوده و ثانيا ترانسفورماتورفورماتور در رنج اضافه بار قرار نگیرد. با این اوصاف زمان قابل توجهی صرف طراحی شبکه های روشنایی معابر می گردد. پژوهشهای متعددی در خصوص طراحی بهینه انجام شده است. آقای حقی فام و همکاران با استفاده از نرم افزار SLD به طراحی گرافیکی بخش روشنایی معابر پرداختند [۲]. تحلیل اقتصادی روشنایی معابر در مرجعهای [۳] و [۴] با انتخاب چراغ مناسب مورد توجه قرار گرفته است. مطالعه ای با بررسی کلاسهای روشنایی و تطبیق آن با نیاز مشترکین [۵] مطابق انجام شده است. شرکت توزیع گیلان طبق [۶] اقدام به تحلیل فنی و اقتصادی روشنایی معابر مطالعه موردی نموده است. در مطالعه [۷]، یک روش جدید جهت طراحی معابر خیابانها ارائه شده است بطوری که

مصرف انرژی را بهینه نماید. در پژوهشی دیگر، یک فرمولاسیون ریاضی جهت تعریف عملکرد سیستم روشنایی پیشنهاد شده است [۸]. در مرجع [۹] یک ابزار جهت تصمیم سازی در حوزه طراحی بهینه سیستم روشنایی توسعه داده شده است. وجه اشتراک تمامی مطالعات پیشین این است که برای موارد خاص ارزیابی بهینه سازی روشنایی معابر انجام شده و تنها یکی از ویژگی های الکتریکی و کیفیت روشنایی معابر مورد توجه قرار گرفته است. تفاوت بارز این مطالعه با پژوهشهای پیشین لحاظ تمامی حالتیهای ممکن در شبکه های روشنایی معابر با اصل بهینه سازی بخشهای روشنایی و الکتریکی می باشد. علاوه بر این جدولهای جامع روشنایی معابر جهت سهولت در کار طراحی استخراج می گردد که به شکل فلسفه طراحی جهت هر مطالعه موردی طراحان و مدیران شرکتهای توزیع در حوزه قابل استفاده می باشد و نیاز به انجام مطالعات برای هر مورد را بی نیاز کرده و در هزینه و زمان مطالعات صرفه جویی می گردد. ضمنا با در اختیار داشتن جدولهای مذکور، طراحی بهینه قابل دسترس خواهد بود. در این مقاله اصول طراحی سیستم های روشنایی و الزامات بر اساس نشریه شماره ۶۱۴ سازمان مدیریت و برنامه ریزی ایران [۱۰] تشریح شده و مفهوم کلیدی کلاس های روشنایی توضیح داده شده است. در مرحله بعد با توجه به ویژگی های راه های اصلی و فرعی و کلاس آنها، جدول طراحی روشنایی بهینه معابر عمومی استخراج شده است. در نهایت بخش الکتریکی شبکه های روشنایی مورد بررسی قرار می گیرد. دو محدودیت مهم استحصال ولتاژ استاندارد و فولباری برای ترانسفورماتورفورماتور توزیع در نظر گرفته می شود. در نهایت جدول طراحی جامع برای بخش الکتریکی بر حسب نوع چراغ، نوع کابل خودنگهدار، آرایش شبکه معابر (تک فاز / SP) دو فاز / (2P) سه فاز (3P)، یک فیدر / (1F) دو فیدر (2F) و ترانسفورماتورفورماتور طراحی، پیشنهاد شده است.

۲- شیوه کار

روال کلی طراحی سیستم های روشنایی معابر اساسا در دو بخش بصورت زیر فرض می گردد:

راه های مراکز تجمع شهری که ترکیبی از کاربری عبور و مرور وسائط نقلیه و عابرین پیاده و دوچرخه سوارها.



شکل ۱- مشخصات هندسی پایه روشنایی (a) ارتفاع نصب (b) عقب روی (c) فاصله پایه چراغ از معبر (δ) زاویه بازو چراغ

جدول ۱- مقایسه کلاس های روشنایی

ME class	CE class	S class
--	CE0	--
ME1	CE1	--
ME2	CE2	--
ME3	CE3	S1
ME4	CE4	S2
ME5	CE5	S3
ME6	--	S4
--	--	S5
--	--	S6

با تعیین نوع راه های روشنایی، راه های فرعی و راه های مرکز شهری بر اساس مشخصات جدول ۲، می توان کلاس روشنایی جاده مورد مطالعه را مشخص کرد.

۱. طراحی بخش روشنایی شامل تعیین مشخصات پایه چراغها، آرایش قرارگیری پایه چراغها و تعیین مشخصات متعلقات پایه چراغها،

۲. طراحی پارت الکتریکی شامل انتخاب ساختار شبکه روشنایی معابر و سایزینگ ترانسفورماتورفورماتور در صورت لزوم

۲-۱- مبانی روشنایی معابر

یکی از نکات منحرف کننده طراحی سیستمهای روشنایی دیدگاه غیرعلمی در خصوص تعریف عامه از عملکرد بهینه روشنایی معابر می باشد. بطور مثال تصور بر این است که هر چه میزان توان چراغها بیشتر باشد، طراحی بهتری ارزیابی می گردد. در صورتی که در پاره ای موارد همین موضوع سبب نارضایتی مشترکین از میزان روشنایی و انعکاس آن به منازل بویژه در زمان اوقات فراغت می شود. و یا گاهی سبب افزایش خیرگی و کاهش دید رانندگان و به تبع آن افزایش خطر و ریسک تصادفات رانندگی می گردد. بنابراین جهت طراحی بهینه شبکه روشنایی معابر، لازم است شاخصهای تاثیرگذار منعکس کننده عملکرد سیستم طبق استاندارد سازمان برنامه ریزی و بودجه مورد ارزیابی قرار گیرد [۱۰]. از میان تمامی الزامات روشنایی مطابق شکل ۱ بسته به مشخصات فیزیکی، جغرافیایی و سطح ترافیک، لازم است شاخصهای روشنایی خاصی در محدوده قابل قبول باشد. جهت استانداردسازی انتخاب نوع شاخصها بر اساس نوع معبر و وحدت رویه در طراحی، مفهوم کلاس روشنایی تعریف می گردد تا بر اساس آن بدون اعمال سلیقه شخصی الزامات مورد نیاز، تعیین گردد. استانداردهای تعیین کلاس روشنایی معابر مورد پذیرش و قابل استناد در سراسر جهان شامل EN13201 ۲۰۰۴، EN13201 ۲۰۰۴ و ROVL 2011 می باشد. کلاسهای روشنایی متعارف طبق آیین نامه وزارت راه و شهرسازی S، CE و M می باشد (جدول ۱ و ۲). معابر و راه های مورد مطالعه عمدتاً عبارتند از: ۱. راه های شریانی که روشنایی جهت کنترل ترافیک و عبور و مرور وسائط نقلیه نقش غالب را دارد ۲. راه های محلی که پیاده روها، مسیرهای مخصوص عبور و مرور دوچرخه ها در اولویت می باشد ۳.

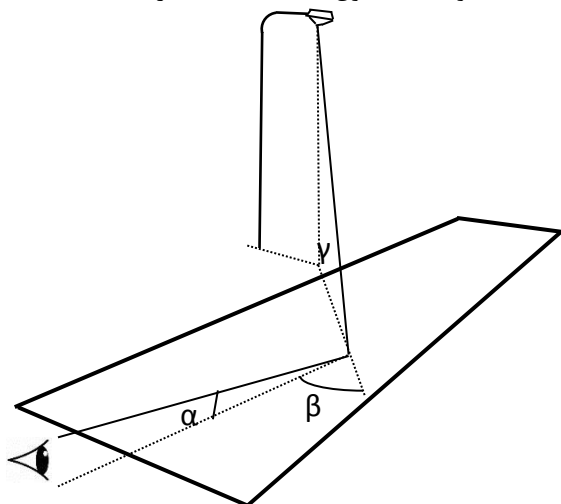
جدول ۲- ویژگی های تعیین کننده کلاس روشنایی

مشخصات تعیین کننده کلاسهای روشنایی	میانگین ترافیک روزانه (ADT)	حجم کیفی ترافیک	نوع راه
مشخصه عمومی و اختصاصی معبر	ضریب برگردان رنگ معبر (RA)	حوزه های محیطی روشنایی	طبقه بندی معبر
نوع معبر	راه های شریانی	راه های محلی تجمع شهری	نرخ جرائم ترافیک
			حجم کیفی ترافیک

اقتصادی و مبلمان شهری در معابر شریانی درجه ۲، بین ۱۰ تا ۱۲ متر مشخص می گردد.

۲-۴- ضریب بازتاب سطحی

خشکی یا مرطوب بودن سطح معبر و محدوده ضریب انعکاس (S1) مربوط به انعکاس معبر مشخص و بر اساس آن متوسط ضریب درخشندگی (درجه روشنی) معبر مشخص می گردد. بر این اساس می توان به جدول بازتاب (r-table) جهت استخراج ضرایب درخشندگی کاهش یافته را با توجه به زاویه تابش نور چراغ به سطح معبر و زاویه بین صفحه ناظر و صفحه تابش نور چراغ رجوع نمود (شکل ۲). جهت سهولت در طراحی از دسته بندی C در این مطالعه استفاده شده است. با توجه به اینکه سطح معبر منطقه در اکثر اوقات سال خشک بوده و ضریب انعکاس آن بالاست با توجه به جدول ۴، C2 انتخاب گردید.



شکل ۲- تعریف زوایای جدول انعکاس

۲-۵- طراحی بخش الکتریکی

سیستمهای روشنایی معابر در شبکه های توزیع، به دو صورت ۱. شبکه عمومی فشار ضعیف در طرفین معابر پشت جدول ۲. شبکه اختصاصی روشنایی معابر در وسط بلوارها لحاظ می گردد. با توجه به کالاهای مورد استفاده در سیستم روشنایی معابر در شرکت های توزیع، برای دو حالت مذکور، تیر ۹ متری سیمانی و پایه چراغ ۱۰،۵ متری نصب می گردد.

در حالت روشنایی عمومی، دو موقعیت کلی معبر اصلی که کاربری غالب آن وسائط نقلیه بوده و معبر فرعی که اختصاص به کاربری مسکونی می باشد، لحاظ شده است. بهمین دلیل معابر اصلی کلاس روشنایی ME3A و معابر فرعی S4 در نظر گرفته شده است. علاوه بر این، ارتفاع

۲-۲- تعیین الزامات طراحی روشنایی

به طور کلی از کلاس روشنایی ME برای تامین روشنایی رانندگان وسایل نقلیه با سرعت متوسط و بالا در مسیرهای ترافیکی استفاده می شود. بنابراین کلاس CE برای تامین روشنایی در معابر مراکز تجمع شهری مانند مراکز خرید و همچنین عابران پیاده به منظور بهبود دید رانندگان در عوارض جاده ای مورد استفاده قرار می گیرد. کلاس S اختصاص به بهبود دید عابران پیاده و دوچرخه سواران دارد. معیارهای اصلی برای ارزیابی کیفیت روشنایی، روشنایی سطح جاده در کلاس ME و شدت نور افقی در کلاس CE و S است.

۲-۳- پارامترهای طراحی روشنایی

با توجه به مشخصات معابر شامل عرض معبر، ارتفاع نصب، زاویه بازو، پیش آمدگی، عقب روی و طول بازو (شکل ۱) و مطابق [۱۱] (جدول ۲)، مشخصات فیزیکی بهینه سیستم روشنایی بصورت زیر تعیین می گردد. حداقل فاصله پایه های روشنایی از لبه معبر، ۸۰ سانتیمتر و حداقل ارتفاع پایین ترین نقطه پیش آمدگی از سطح معبر ماشین رو ۵،۷ متر و ارتفاع نصب مناسب چراغها از سطح معبر از نقطه نظر

پایه چراغها بدلیل عمق گود ۱,۵ متر برای تیرهای ۹ متری، ۷,۵ متر و طول اسپانها (فاصله بین دو پایه چراغ متوالی) ۳۰ متر برآورد شده است. مقصود بهینه سازی در بخش روشنایی حداقل نمودن تابع هدف تعریف شده (رنج چراغ) بصورت زیر با توجه به کلاس روشنایی مرتبط می باشد.

$$OF_L = pl \quad (1)$$

که محدودیت ها و محدودیت ها با توجه به دو کلاس در نظر گرفته شده ME3A و S4 به شرح زیر در نظر گرفته می شوند:

$$\begin{cases} \bar{L} \geq 0.75 \\ U0 \geq 0.40 \\ Ul \geq 0.60 \\ Tl \leq 15 \\ SR \geq 0.50 \\ 5.00 \leq Em \leq 6.50 \\ Emin \geq 1 \end{cases} \quad \begin{matrix} ME3a \\ S4 \end{matrix} \quad (2)$$

پارامترهای مربوط به (۱) و (۲) در جدول ۳ توضیح داده شده است.

جدول ۳- پارامترهای مسئله روشنایی بهینه سازی

<i>Emin</i>	<i>Em</i>	<i>SR</i>	<i>Ul</i>	<i>Tl</i>
حداقل روشنایی	متوسط روشنایی	نسبت محیط	یکپارچگی	افزایش آستانه آفرایشی
<i>U0</i>	\bar{L}	<i>pl</i>	<i>OF_L</i>	
یکپارچگی کلی	درخشندگی متوسط	رنج چراغ	تابع هدف روشنایی	

نتایج حاصل از بهینه سازی روشنایی معابر با استفاده از نرم افزار DIALux evo منجر به استخراج جدول ۴ می گردد [۱۱].

۲-۵- طراحی الکتریکی بهینه

بطور کلی در شبکه های توزیع، روشنایی به دوصورت هوایی و زمینی در نظر گرفته می شود که مزایا و معایب آن در جدول ۵ آمده است. از محدودیتهای شاخص در شبکه هوایی معابر ممنوعیت استفاده از پایه چراغ فلزی و در سیستم زمینی عیب یابی مشکل و نیاز به سیستم اتصال زمین مستقل و سرقت کابلهای زمینی می باشد. با توجه به هزینه بالای کالا و عملیات و سیستم عیب یابی پیچیده شبکه های زمینی (بنحوی که عملاً بتدریج در شرکتهای توزیع شبکه های معابر زمینی موجود به نوع هوایی تبدیل می گردند) احداث شبکه های معابر هوایی در اولویت قرار دارند.

در طراحی بهینه پارت الکتریکی دو فاکتور طول شبکه روشنایی معابر بر حسب متر و ظرفیت ترانسفورماتورفورماتور بر حسب کیلو ولت آمپر به عنوان متغیرهای بهینه سازی در نظر گرفته می شود. قیود بهینه سازی جهت افزایش طول فیدر روشنایی معابر ولتاژ در رنج مطلوب زیر ۰,۹۵، پریونیت (۵ درصد افت ولتاژ مجاز) مطابق استاندارد طرح چاوش ابلاغی [۱۲] و برای بارگیری ترانسفورماتورفورماتور ضریب بهره برداری (۰,۹۰) (۹۰ درصد از ظرفیت ترانسفورماتور مجاز به اشغال می باشد) با لحاظ ضرایب درجه حرارت، ارتفاع از سطح دریا، فشار و ... طبق [۱۳] متناسب با شرایط اقلیمی استان خراسان رضوی می باشد.

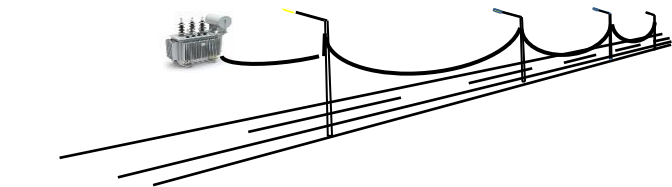
جدول ۴- نتایج بهینه سازی برای طراحی سیستم روشنایی

کلاس	آرایش	طول بازو چراغ (متر)	نوع چراغ	عرض معبر (متر)	نوع معبر
ME3 _a	یکطرفه	۲	LED وات ۱۵۰	۲۴	شهری- اصلی
ME3 _a	دو طرفه	۲	LED وات ۱۰۰	۲۰	شهری- اصلی
ME3 _a	یکطرفه	۲	LED وات ۷۰	۱۸	شهری- اصلی
ME3 _a	یکطرفه	۲	LED وات ۷۰	۱۶	شهری- اصلی
S4	یکطرفه	۲	LED وات 50	۲۰	شهری- فرعی
S4	یکطرفه	۱	LED وات ۳۰	۱۸	شهری- فرعی
S4	یکطرفه	۱	LED وات ۳۰	۱۶	شهری- فرعی
S4	یکطرفه	۰,۶ یا ۱	LED وات ۳۰	حداکثر ۲	شهری- فرعی
ME3 _a	یکطرفه	۲	۲۵۰ وات بخار سدیم	۲۴	شهری- اصلی
ME3 _a	یکطرفه	۲	۲۵۰ وات بخار سدیم	۲۰	شهری- اصلی
ME3 _a	یکطرفه	۲	۱۵۰ وات بخار سدیم	۱۸	شهری- اصلی
ME3 _a	یکطرفه	۲	۲۵۰ وات بخار سدیم	۱۶	شهری- اصلی
S4	یکطرفه	۲	۷۰ وات بخار سدیم	۲۰	شهری- فرعی
S4	یکطرفه	۱	۵۰ وات بخار سدیم	۱۸	شهری- فرعی
S4	یکطرفه	۱	۵۰ وات بخار سدیم	۱۶	شهری- فرعی
S4	یکطرفه	۰,۶ یا ۱	۵۰ وات بخار سدیم	حداکثر ۲	شهری- فرعی

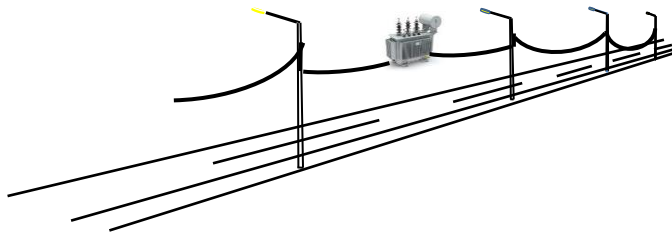
جدول ۵- مقایسه بین شبکه های روشنایی زمینی و هوایی

شبکه معابر زمینی		شبکه معابر هوایی	
مزایا	معایب	مزایا	معایب
زیبا از نظر میلمان شهری	عیب یابی مشکل و گرانقیمت	عیب یابی آسان	نازیبا از نظر میلمان شهری
	احتمال سرقت بالا	عدم نیاز به هادی زمین مستقل	
	مجری شبکه های هوایی عموماً قادر به اجرای آن نبوده و نیاز به بکارگیری پیمانکار تخصصی در اجرای شبکه های زمینی دارد	هزینه اجرای پایین تر	
	نیاز به هادی زمین مستقل	مجری شبکه های توزیع هوایی قادر به اجرای آن می باشد	
	هزینه اجرای بالاتر		
	نیازمند کالاهای خاص که بصورت روتین در شرکت های توزیع تامین نمی گردد		

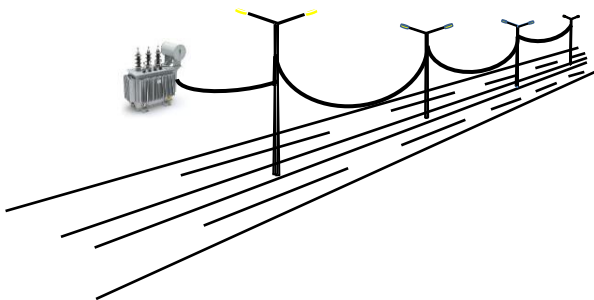
DIgSILENT Power Factory برای هر کدام از حالات شامل رنج چراغ (گازی سدیم و LED)، نوع کابل هوایی (معابر، تکفاز، دوفاز و سه فاز)، آرایش (یک فیدری و دو فیدری) طول فیدر به تدریج افزایش داده [۱۴] تا اینکه محدودیت افت ولتاژ نقض گردیده و در نتیجه ظرفیت ترانسفورماتورفورماتور با توجه به بارگیری محاسبه می گردد (شکل ۳).



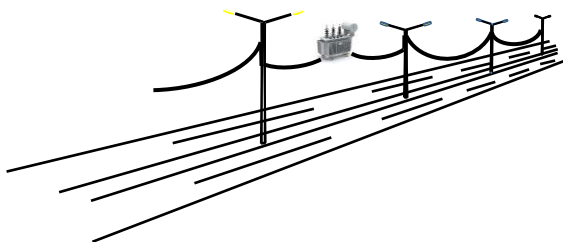
(الف)



(ب)



(ج)



(د)

شکل ۳- چیدمان سیستم های لیتینگ تحت مطالعه (الف) یک تغذیه کننده و یک طرفه (ب) دو تغذیه کننده و یک طرفه (ج) یک تغذیه کننده و دو طرفه (د) دو تغذیه کننده و دو طرفه

هدف نهایی بهینه سازی در پارت الکتریکی، حداکثر نمودن تابع هدف بخش الکتریکی تعریف شده (طول فیدر روشنایی معابر) بصورت زیر می باشد:

$$OF_E = fl = \sum_{i=1}^{ns} nsp_i \times sl_i \quad (3)$$

که محدودیت های ضریب بهره برداری ترانسفورماتورفورماتور و افت ولتاژ مجاز به شرح زیر در نظر گرفته می شود:

$$\begin{cases} u_z \leq 90\% \\ \max[lpf_a \ lpf_b \ lpf_c] \leq lft \\ \min \sum_{j=1}^{nl} V_j < 0.95 \end{cases} \quad (4)$$

پارامترهای تابع هدف الکتریکی در جدول ۶ آورده شده است.

جدول ۶- پارامترهای تابع هدف الکتریکی

OF_E	fl	nsp_i	sl_i	ns	u_z	lpf_x	lft	V_j	nl
تابع هدف	طول فیدر	تعداد فاصله در	طول اسپن در	تعداد سگشن	ضریب بهره	برای بران فاز خام	حداکثر چوای بدین	ولتاژ نقطه چوای	تعداد چوای فیدر

روش پیشنهادی جهت بدست آوردن نقاط بهینه بدین صورت است که در نرم افزار شبیه سازی حالات گذرای

۲۵	۱۰۲۰	SP+2F	۲۵	۵۱۰	SP+1F	150 W
----	------	-------	----	-----	-------	-------

جدول ۱۰- طراحی بهینه شبکه روشنایی معابر با کابل خودنگهدار ۱۶+۲۵+۲۵×۱ در آرایش تکفاز و دو طرفه

ظرفیت ترانسفورماتورفورماتور	--	--	--	۵۰	۲۵	۵۰	۲۵	--	۲۵	۷۰ W	70 W	چراغ
طول شبکه معابر در محدوده مجاز ولتاژ	--	--	--	۱۲۰۰	۷۲۰	SP+2F	SP+2F	SP+2F	SP+2F	SP+1F	SP+1F	آرایش
ظرفیت ترانسفورماتورفورماتور	--	--	--	۵۰	۲۵	SP+2F	SP+2F	SP+2F	SP+2F	SP+1F	SP+1F	آرایش
طول شبکه معابر در محدوده مجاز ولتاژ	--	--	--	۶۰۰	۳۶۰	SP+1F	SP+1F	SP+1F	SP+1F	SP+1F	SP+1F	آرایش
ظرفیت ترانسفورماتورفورماتور	--	--	--	۵۰	۲۵	SP+2F	SP+2F	SP+2F	SP+2F	SP+1F	SP+1F	آرایش
طول شبکه معابر در محدوده مجاز ولتاژ	--	--	--	۴۵۰	۲۱۰	SP+1F	SP+1F	SP+1F	SP+1F	SP+1F	SP+1F	آرایش
چراغ	SD 50 W	SD 70 W	SD 150 W	SD 150 W	SD 150 W	SD 250 W	SD 250 W	SD 250 W	SD 250 W	SD 250 W	SD 50 W	SD 50 W

جدول ۹- طراحی بهینه شبکه روشنایی معابر با کابل خودنگهدار ۱۶+۱۶+۱۶×۱ در آرایش تکفاز و دو طرفه

ظرفیت ترانسفورماتورفورماتور	--	--	--	۲۵	۵۰	۲۵	۵۰	--	۲۵	--	۲۵	ظرفیت ترانسفورماتورفورماتور
طول شبکه معابر در محدوده مجاز ولتاژ	--	--	--	۷۲۰	۸۴۰	SP+2F	SP+2F	SP+2F	SP+2F	SP+2F	SP+2F	طول شبکه معابر در محدوده مجاز ولتاژ
ظرفیت ترانسفورماتورفورماتور	--	--	--	۲۵	۵۰	SP+2F	SP+2F	SP+2F	SP+2F	SP+2F	SP+2F	آرایش
طول شبکه معابر در محدوده مجاز ولتاژ	--	--	--	۳۶۰	۴۲۰	SP+1F	SP+1F	SP+1F	SP+1F	SP+1F	SP+1F	طول شبکه معابر در محدوده مجاز ولتاژ
چراغ	SD 50 W	SD 70 W	SD 150 W	SD 150 W	SD 250 W	SD 250 W	SD 250 W	SD 250 W	SD 250 W	SD 250 W	SD 50 W	SD 50 W

۲۵	۲۵۲۰	SP+2F	۲۵	۱۲۶۰	SP+1F	150 W
----	------	-------	----	------	-------	-------

منظور از آرایش تکفاز، دوفاز و سه فاز این است که هر فیدر خروجی توسط همان تعداد فاز تامین برق می گردد. از مزیت‌های سیستم های چندفازی در سیستم معابر علاوه بر ایجاد تقارن بین سه فاز، قابلیت مدیریت موثر مدیریت مصرف در کاربردهای تعدیل بار روشنایی در کاربردهای کنترل پیک در شرکتهای توزیع می باشد. لازم بذکر است که برای هر فیدر شبکه روشنایی معابر حداقل ۲ سیستم اتصال زمین طبق [۱۵] جهت بالانس جریان و تثبیت ولتاژ بویژه در سیستمهای نامتقارن توزیع شبیه سازی شده است و جهت لحاظ بدترین حالت ضریب توان چراغهای سدیم گازی ۰.۵ و ضریب توان چراغهای LED 0.95 درج گردیده اند. در حالاتی که محدوده ولتاژ مجاز منجر به طرح ترانسفورماتورفورماتور با ظرفیت بالاتری می دهد، مساله بهینه سازی بصورت زیربهینه برای ظرفیت ترانسفورماتورفورماتور در رنج های پایین تر نیز محاسبه شده تا مشخص گردد حداکثر چه متراژی از معابر را می توان با ترانسفورماتورهای کوچکتر تامین روشنایی نمود که با رنگ سبز از سایر حالات متمایز شده است. بعبارت دیگر حداکثر طول فیدر روشنایی که منجر به بارگیری ترانسفورماتور در حداکثر مقدار مجاز (در این مطالعه ۹۰ درصد) در ترانسفورماتورفورماتورها با ظرفیت پایین می گردد محاسبه می گردد که قطعاً دیگر افت ولتاژ بعنوان قید بهینه سازی محلی از اعراب ندارد و تنها محدودیت بارگیری ترانسفورماتور از نامسای به مساوی تبدیل می گردد و قیود بصورت رابطه ۵ در می آید.

$$\begin{cases} u_z = 90\% \\ \max[Ipfa \ Ipfb \ Ipf_c] = Ift \end{cases} \quad (5)$$

نتایج حاصل از شبیه سازی برای ۹ رنج چراغ، ۵ نوع کابل خودنگهدار، ۶ مدل آرایش شبکه منجر به تولید جدولهای ۷ تا ۱۴ گردید. لازم بذکر است در حالاتی که از نظر فنی بهینه سازی مصداق ندارد در جدولها با علامت "--" مشخص شده اند. بطور کلی دو موقعیت اساسی در بهینه

۲۵	۱۳۲۰	SP+2F	۲۵	۶۶۰	SP+1F	150 W
----	------	-------	----	-----	-------	-------

جدول ۱۱- طراحی بهینه شبکه روشنایی معابر با کابل خودنگهدار ۱۶+۱۶+۲۵+۲۵×۱ در آرایش دوفاز و یکطرفه

ظرفیت ترانسفورماتورفورماتور	طول شبکه معابر در محدوده مجاز ولتاژ	آرایش	ظرفیت ترانسفورماتورفورماتور	طول شبکه معابر در محدوده مجاز ولتاژ	آرایش	چراغ
۲۵	۴۱۴۰	SP+2F	۲۵	۲۱۰۰	SP+1F	SD 50
۵۰	۳۴۲۰	SP+2F	۲۵	۱۸۰۰	SP+1F	SD 70
۲۵	۲۰۰۰	SP+2F	--	--	SP+1F	SD 70 W
۵۰	۲۴۰۰	SP+2F	۲۵	۱۲۰۰	SP+1F	SD 150 W
۲۵	۱۵۰۰	SP+2F	--	--	SP+1F	SD 150
۵۰	۱۸۰۰	SP+2F	۲۵	۹۰۰	SP+1F	SD 250
۲۵	۹۰۰	SP+2F	--	--	SP+1F	SD
۲۵	۴۵۶۰	SP+2F	۲۵	۲۳۱۰	SP+1F	50 W
۲۵	۳۹۰۰	SP+2F	۲۵	۱۸۹۰	SP+1F	70 W
۲۵	۳۱۸۰	SP+2F	۲۵	۱۵۹۰	SP+1F	100 W

۲۵	۵۰	۲۵	--	--	۲۵	۵۰	۲۵	۵۰	۲۵	۵۰	--	--
۲۱۶۰	۲۵۲۰	۳۲۴۰	--	--	۱۲۶۰	۱۹۸۰	۲۱۶۰	۲۷۰۰	--	--	--	--
3P+2F	3P+2F	3P+2F	3P+2F	3P+2F	3P+2F	3P+2F	3P+2F	3P+2F	3P+2F	3P+2F	3P+2F	3P+2F
--	۲۵	۲۵	--	--	۲۵	۵۰	۲۵	۵۰	--	--	--	--
--	۱۲۶۰	۱۶۲۰	--	--	۶۳۰	۹۹۰	۱۰۸۰	۱۳۵۰	--	--	--	--
3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F
150 W	150 W	100 W	70 W	SD 50 W	SD 250 W	SD 250 W	SD 150 W	SD 150 W	SD 70 W	SD 50 W	SD 70 W	SD 50 W

۲۵	۲۵	۲۵	۲۵	۲۵	۲۵	۲۵	۲۵	۲۵	۲۵	۲۵	۲۵	۲۵
۳۷۸۰	۴۶۸۰	۵۷۰۰	۶۶۶۰	۱۳۵۰	۲۹۴۰	۳۶۰۰	۴۷۱۰	--	--	--	--	--
3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F
۲۵	۲۵	۲۵	۲۵	--	۲۵	۲۵	--	--	۲۵	۲۵	۲۵	۲۵
۱۸۹۰	۲۳۴۰	۲۸۵۰	۳۳۳۰	--	۱۴۷۰	۱۸۰۰	--	--	۱۸۰۰	۱۸۰۰	۱۸۰۰	۱۸۰۰
3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F	3P+1F
150 W	100 W	70 W	50 W	SD 250 W	SD 250 W	SD 150 W	SD 150 W	SD 150 W	SD 150 W	SD 150 W	SD 150 W	SD 70 W

جدول ۱۴- طراحی بهینه شبکه روشنایی معابر با کابل خودنگهدار ۲۵+۲۵+۳۵+۳۵ در آرایش سه فاز و دو طرفه

ظرفیت ترانسفورماتور فورماتور	ظرفیت ترانسفورماتور فورماتور
طول شبکه معابر در محدوده مجاز ولتاژ	طول شبکه معابر در محدوده مجاز ولتاژ
آرایش	آرایش
ظرفیت ترانسفورماتور فورماتور	ظرفیت ترانسفورماتور فورماتور
طول شبکه معابر در محدوده مجاز ولتاژ	طول شبکه معابر در محدوده مجاز ولتاژ
آرایش	آرایش
چراغ	چراغ

۴- نتیجه گیری

برنامه ریزی در حوزه روشنایی معابر با مراجعه به این جدول با رویکرد اقتصادی و بهینه میسر خواهد شد.

در این مطالعه جدولهای طراحی بهینه سیستمهای روشنایی معابر در بخشهای محاسبات روشنایی معابر با لحاظ کلاسهای روشنایی و محاسبات الکتریکی با در نظر گرفتن کیفیت ولتاژ و درصد بهینه بهره برداری ترانسفورماتورها تدوین شده است. این جدولهای نیاز طراحان مهندسی به روش سریع و مطمئن در انتخاب طرح بهینه بدون نیاز به تحلیل های پیچیده مطالعات موردی پروژه ها و در گیر شدن با نرم افزارهای مختلف را بطرف می سازد. در حقیقت می توان با ارضای استاندارد لازم پارامترهای روشنایی، طرح بهینه ای بر حسب نوع کابل خودنگهدار، آرایش فیدرهای فشار ضعیف و ظرفیت ترانسفورماتور انتخاب نمود. علاوه بر این تصمیم گیری مطمئن مدیران میانی و ارشد شرکتهای توزیع در خصوص

مراجع

- [۱] دستورالعمل تعیین الزامات، معیارهای ارزیابی فنی و آزمونهای کابلهای خودنگهدار فشار ضعیف پنج سیمه، شرکت توانیر، معاونت هماهنگی توزیع، دفتر نظارت بر توزیع، ۱۳۸۷.
- [۲] محمود رضا حقی فام، منصور نوروزیان، نقی نظری، نرم افزار طراحی روشنایی معابر (SLD) T سومین کنفرانس سراسری شبکه های توزیع نیروی برق، ۱۳۷۲.
- [۳] سا سان گرجانی، کاهش هزینه طرح های روشنایی معابر با طراحی و ساخت چراغ های مناسب روشنایی معابر، هفتمین کنفرانس سراسری شبکه های توزیع نیروی برق، ۱۳۸۱.
- [۴] هاشم علیپور، داود جلالی، ارائه فراهایی بر طراحی بهینه روشنایی معابر و انتخاب چراغهای برتر، بیست و پنجمین کنفرانس بین المللی برق، ۱۳۸۹.
- [۵] مریم بیات، بررسی نیاز ها در طراحی روشنایی معابر، دهمین کنفرانس مطالعات و تحقیقات نوین در مهندسی عمران، معماری و شهرآینده، ۱۴۰۲.
- [۶] علی حقیقت، جمشید طالبی، ارزیابی و استراتژی های بهینه سازی شبکه های روشنایی معابر (مطالعه موردی در شرکت توزیع برق گیلان - امور شهرستان ماسال)، پنجمین کنفرانس منطقه ای سیرد، ۱۳۹۵.

[7] A. Sędziwy, A., "A new approach to street lighting design" Leukos, Vol.12, NO. 3, November 2016, pp. 151-162.

[8] A. Sędziwy, M. Kozień-Woźniak, "Computational support for optimizing street lighting design", Complex systems and dependability, Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2012, pp. 241-255.

[9] R. Carli, M. Dotoli, R. Pellegrino, "A decision-making tool for energy efficiency optimization of street lighting", Computers & Operations Research, Vol. 96, August 2018, pp. 223-235.

[۱۰] مشخصات فنی و اجرایی روشنایی راه ها: نشریه شماره ۶۱۴، معاونت برنامه ریزی و نظارت راهبردی ریاست جمهوری، امور نظام فنی ۱۳۹۲.

۱-۲- [۱۱] نرم افزار DIALux evo 10.1, DIAL 2021.

[۱۲] دستورالعمل چشم انداز اصلاح ولتاژ شبکه های توزیع (طرح ملی چاوش)، شرکت توانیر، معاونت هماهنگی توزیع، دفتر نظارت بر توزیع، مرداد ۹۸.

[۱۳] دستورالعمل تعیین ظرفیت ترانسفورماتورفورماتور در واگذاری انشعاب تکفاز، سه فاز و دیماندی، شرکت توزیع نیروی برق خراسان رضوی، ۱۳۹۹.

[۱۴] نرم افزار DIgSILENT 15.1, Power Factory.

[۱۵] دستورالعمل اتصال زمین شبکه های توزیع برق، شرکت توزیع نیروی برق خراسان رضوی، ۱۴۰۲

Comprehensive Design of Street Lighting Networks in Distribution Power Utilities: an Optimal Approach

Ali Mohammadi¹, Seyed Ali Hosseini²

1*. Department of Engineering, Planning and Supervision, Khorasan Electric Distribution Company, Iran.

2. Faculty of Electrical Engineering, Gonabad Branch, Islamic Azad University, Gonabad, Iran

*Corresponding Author:

ABSTRACT

The design of street lighting networks in electric distribution companies has always been associated with its own challenges due to two aspects in terms of meeting the requirements of street lighting calculations and electrical analyzes and the need for economic analysis and cost-effectiveness on the other hand. It is considered different from the preparation of ordinary plans in technical departments. The most important reason for this complexity is the lack of access to optimal design tables considering all design parameters related to lighting and electrical parts in compliance with the necessary standards, so that currently each lighting project must have an independent study. In this study, actual conditions of street lighting networks are taken into account, including the type of network, conductors, etc. It should be consistent with the reality of the electricity industry and not just academic. By the simulation in Dialux evo and DIGSilent Power Factory software, comprehensive optimal design tables according to the type of light, network conductor, network configuration, maximum length of lighting networks and minimum capacity of transformer resulting in the range of standard voltage quality and acceptable loading range of distribution substations, These tables can help designers and, at a high level, decision-makers in technical subjects.

Keywords:

Lighting networks, Optimal Design, Network configuration, Voltage quality, Lighting Class

همزمان سازی کلاس خاصی از سیستم‌های آشوبی هم‌تراز مبتنی بر روش کنترل کننده مد لغزشی

امیر حسین رستم پور^۱، آصف زارع^{۲*}، نرگس شفافی^۲

چکیده

در این مقاله یک مکانیزم کنترلی تطبیقی به منظور همزمان سازی یک کلاس خاص از سیستم‌های آشوبی هم‌تراز دارای تاخیرهای نامشخص، اغتشاش و عدم قطعیت ارائه شده است. تاخیرها و پارامترها برای دو سیستم آشوبی هم‌تراز پایه و پیرو، مجهول و متفاوت است. سیستم‌های آشوبی هم‌تراز، با استفاده از نمای لیاپانوف مثبت و جاذب‌های کران دار معرفی شده است. در مکانیزم کنترلی پیشنهادی، برای همزمان سازی از دو کنترل کننده خطی و مد لغزشی تطبیقی استفاده شده است. در رهیافت کنترلی پیشنهادی، با استفاده از شرایط لپشیتز در سیستم‌های آشوبی، قوانین بروز رسانی پارامترهای نامعین ارائه شده و با استفاده از تئوری لیاپانوف، پایداری سیستم کنترلی پیشنهادی در همزمان سازی مقاوم سیستم‌های مذکور، اثبات شده است. در نهایت همزمان سازی سیستم آشوبی هم‌تراز پایه و پیرو جنسیوتسیو دارای عدم قطعیت‌های غیرخطی، اغتشاش‌های خارجی و همچنین پارامترها و تاخیرهای زمانی ثابت و نامشخص، با استفاده از مکانیزم کنترلی پیشنهادی انجام و شبیه سازی شده است. بررسی نتایج نشان می‌دهد، کنترل کننده پیشنهادی، در زمانی اندک، بر اثرهای اغتشاش خارجی و عدم قطعیت‌های کراندار موجود در سیستم‌ها، غلبه کرده و تخمین پارامترهای سیستم اصلی در فرایند همزمان سازی به خوبی صورت گرفته است.

کلمات کلیدی: سیستم‌های آشوبی هم‌تراز، همزمان سازی زمان، کنترل مد لغزشی، کنترل تطبیقی، عدم قطعیت، تاخیر زمانی نامشخص

دریافت مقاله: ۱۴۰۲/۰۸/۲۰

پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۱۲/۱۲

۱-مقدمه

سیستم‌های آشوبی دارای دینامیک غیر خطی و پیچیده هستند که به شرایط اولیه و پارامترها بسیار حساس می‌باشند [۱-۳]. حساسیت و پیچیدگی سیستم آشوبی همواره در حوزه همزمان سازی برای پژوهشگران چالش برانگیز و جذاب می‌باشد. روش‌های بسیار زیادی برای همزمان سازی میان سیستم‌های آشوبی وجود دارد که می‌توان به کنترل تطبیقی [۱۰-۱۳]، کنترل فعال [۱۵-۱۷]، و کنترل مد لغزشی [۱۸-۲۴] اشاره کرد. همچنین همزمان سازی در بسیاری از کاربردهای پزشکی برخی آسیب شناسی‌های مغزی مهم می‌باشد [۲۵-۲۸]. همزمان سازی در مطالعه شبکه‌های جفت شده غیرخطی نورون‌ها در سال‌های اخیر بررسی شده است [۲۹-۳۱]. روش کنترل مد لغزشی یکی

از روش‌ها برای بر طرف کردن خطای همزمان سازی در سیستم‌های آشوبی دارای عدم قطعیت و اغتشاش می‌باشد [۳۲]. مشکل کنترل مد لغزشی عدم پیوستگی سیگنال کنترلی یا به عبارتی چترینگ می‌باشد. برای حل این مشکل پژوهشگران کنترلر ترمینال مد لغزشی را با اضافه کردن حالت به توان مرتبه ی کسری در سطح لغزش توسعه داده‌اند [۳۳]. همچنین برخی از نویسندگان کنترل مد لغزشی مقاوم با سطح لغزش جدید ارائه داده اند که مشکل چترینگ را از بین می‌برد [۳۴-۳۷]. تأخیر زمانی جز جدایی ناپذیر سیستم‌های صنعتی و حلقه‌های کنترلی می‌باشد که وجود آن منجر به پیچیدگی تحلیل سیستم‌ها به خصوص در مبحث طراحی کنترل کننده می‌شود. یک نوع از سیستم‌هایی که به دلیل وجود تاخیر در متغیرهای حالت و مشتقات آن نسبت به سایر سیستم‌های دارای تاخیر، پیچیدگی‌های بیشتری را ایجاد نموده‌اند،

۲. گروه مهندسی برق، واحد گناباد، دانشگاه آزاد اسلامی، گناباد، ایران

* پست الکترونیک نویسنده مسئول: assefzare@gmail.com

۱. گروه مهندسی برق، واحد گناباد، دانشگاه آزاد اسلامی، گناباد، ایران

معرفی سیستم هم‌تراز و بیان مسئله

شکل کلی معادلات سیستم‌های هم‌تراز به شرح زیر بیان می‌شود که τ_1, τ_2 بیان‌کننده تاخیرهای زمانی سیستم می‌باشد [۳۸]:

$$\dot{x} = f(t, x(t), x(t - \tau_1), \dot{x}(t - \tau_2)) \quad (1)$$

در این مقاله برای اولین بار، سیستم‌های آشوبی هم‌تراز دارای اغتشاش، عدم قطعیت و پارامترها و تاخیرهای نامعلوم معرفی شده است که شکل کلی معادلات دیفرانسیل توصیفی آن‌ها در فرم سیستم‌های پایه و پیرو به ترتیب به شرح ذیل بیان می‌شوند:

$$\begin{cases} \dot{x}_i = x_{i+1} & 1 \leq i \leq n-1 \\ \dot{x}_n = f(x, t) + F(x(t - \tau_{11}), \dot{x}(t - \tau_{12})) \\ \quad + \Delta f(x, t) + d_1(t) \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} \dot{y}_i = y_{i+1} & i \leq i \leq n-1 \\ \dot{y}_n = g(y, t) + G(y(t - \tau_{21}), \dot{y}(t - \tau_{22})) \\ \quad + \Delta g(y, t) + d_2(t) \end{cases} \quad (3)$$

متغیر حالت در سیستم پایه و پیرو به ترتیب $x(t)$ و $y(t)$ می‌باشد و $f(\cdot)$ و $g(\cdot)$ توابعی معلوم در سیستم‌های پایه و پیرو هستند همچنین $\Delta f(\cdot), \Delta g(\cdot)$ نامعینی و $d_1(t), d_2(t)$ اغتشاش‌های وارد شده به سیستم‌ها و $F(\cdot), G(\cdot)$ توابعی معلوم دارای مشتقات حالت تاخیردار سیستم‌های پایه و پیرو البته تاخیر زمانی نامعلوم $\tau_{ij}, i, j = 1, 2$ نامشخص برای سیستم‌های پایه و پیرو تعریف شده است.

بر این اساس، در مکانیزم همزمان سازی مبتنی بر سیستم‌های آشوبی پایه و پیرو پیچیده توصیفی به فرم‌های فوق، سیستم کنترلی باید طراحی گردد که با وجود عدم قطعیت‌ها، اغتشاش‌ها و تاخیرهای نامشخص موجود، رفتار دینامیکی سیستم آشوبی هم‌تراز پیرو را بر رفتار دینامیک سیستم پایه تطبیق دهد. به عبارت دیگر، با وجود شرایط حاکم بر سیستم‌ها، از جمله اغتشاش‌های خارجی، عدم قطعیت و تاخیرهای زمانی نامشخص و پارامترهای نامعلوم و به ازای هر شرایط اولیه در سیستم‌های پایه و پیرو توصیفی، شرط زیر باید برآورده شود:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |y_i - x_i| = \lim_{t \rightarrow \infty} |e_i| = 0 \quad (4)$$

$i = 1, \dots, n$

سیستم‌های هم‌تراز هستند. مباحث تحلیلی متنوعی برای این گونه از سیستم ارائه شده است. به عنوان مثال، تحلیل‌های پایداری سیستم‌های هم‌تراز از جمله پایداری جانبی و مقاوم با روش ناتساوی ماتریس خطی، تضمین پایداری جانبی یکنواخت سراسری، روش لیاپانوف - کراسوفسکی از جمله این مباحث است [۹-۴].

موضوعی که در حوزه سیستم‌های هم‌تراز می‌تواند مورد توجه قرار گیرد، ارائه مدل‌های دینامیکی دارای رفتار آشوبی است که تاکنون به این موضوع پرداخته نشده است. با توجه به پیچیدگی این نوع مدل‌ها، در مباحث کاربردی نظیر مخابرات امن و سیستم‌های امنیتی تبادل داده، بسیار مورد استفاده قرار گیرند. از طرفی، در بررسی مکانیزم‌های همزمان سازی آشوبی، تاکنون مدلی از سیستم‌های آشوبی به فرم هم‌تراز، که به دلیل ایجاد مشتق‌های تاخیری در معادله دینامیکی آن‌ها، دارای پیچیدگی بسیار بیشتری می‌باشد، ارائه نشده است. بر این اساس، در این مقاله برای اولین بار، یک مکانیزم همزمان سازی آشوبی مبتنی بر سیستم‌های با دینامیک‌های توصیفی به فرم هم‌تراز ارائه شده است که دارای ویژگی‌های جدیدی به شرح ذیل می‌باشد:

- معرفی و بیان کلاسی جدید از سیستم آشوبی پایه و پیرو هم‌تراز،
- وجود عدم قطعیت، اغتشاش و تاخیرهای زمانی نامعلوم در ساختار دینامیکی سیستم‌های آشوبی هم‌تراز پایه و پیرو معرفی شده،
- طراحی مکانیزم کنترلی مد لغزشی تطبیقی به همراه بیان قوانین به روز رسانی پارامترها جهت همزمان سازی مقاوم سیستم‌های پایه و پیرو معرفی شده.
- اثبات پایداری مکانیزم کنترلی پیشنهادی با استفاده از تئوری لیاپانوف و شرایط لپیشیتز.

این مقاله به بخش‌های زیر تقسیم می‌شود در بخش دوم به بیان مسئله پرداخته شده است، در بخش سوم به طراحی کنترل‌کننده و قوانین تخمین پارامترها با استفاده از تابع لیاپانوف پرداخته شده در بخش چهارم نیز معرفی سیستم آشوبی هم‌تراز و نتایج شبیه سازی، ارزیابی آنالیز محاسبات رانشان می‌دهد و در آخر نتایج استفاده از این روش بررسی می‌شود.

سازی، بر اساس رابطه ی (۵) به صورت زیر بازنویسی می شود:

$$\begin{cases} \dot{e}_i = e_{i+1} & i \leq i \leq n-1 \\ \dot{e}_{n-1} = e_n + u_0(t) \\ \dot{e}_n = g(y, t) + G(y((t - \tau_{21}), \dot{y}(t - \\ + \Delta g(y, t) + d_2(t) \\ - (f(x, t) + F(x(t - \tau_{11}), \dot{x}(t - \\ + \Delta f(x, t) + d_1(t)) + u(t) \end{cases} \quad (۹)$$

قضیه ۱. شرط لازم و کافی برای همزمان سازی مقاوم $n-1$ مولفه اول سیستم های آشوبی هم تراز (۲) و (۳) آن است که کنترل کننده $u_0(t)$ در (۹) به شکل زیر طراحی شود [۴۱]:

$$u_0(t) = K^T e \quad (10)$$

که در آن $e^T = (e_1, e_2, \dots, e_n)$ خطای همزمان سازی و $K^T = (-k_1, -k_2, \dots, -1)$ مقادیر حقیقی و k_i ها به گونه ای انتخاب شود که زیر سیستم $n-1$ مولفه اول در (۹)، شرایط پایداری هرویتز را برآورده کند.

برای طراحی کنترل کننده دوم، سطح لغزش به فرم زیر در نظر گرفته شده است:

$$s(t) = e_n(t) + \int_0^t e_n(t) dt \quad (۱۱)$$

مشتق $s(t)$ به فرم زیر است:

$$\dot{s}(t) = \dot{e}_n(t) + e_n(t) \quad (۱۲)$$

بر اساس تئوری کنترل مد لغزشی باید $s(t)$ و $\dot{s}(t)$ صفر شوند.

قضیه ۲. شرط کافی جهت همزمان سازی مقاوم سیستم های آشوبی هم تراز (۲) و (۳) آن است که کنترل کننده $u_0(t)$ به صورت (۱۰) و کنترل کننده $u(t)$ به فرم زیر طراحی گردد:

$$\begin{aligned} u(t) = & -g(y, t) + f(x, t) \\ & + F(x(t - \hat{\tau}_{11}), \dot{x}(t - \hat{\tau}_{12})) \\ & - G(y(t - \hat{\tau}_{21}), \dot{y}(t - \hat{\tau}_{22})) - k_0 |s| - \\ & \text{sgn}(s)(\hat{\gamma}_1 + \hat{\gamma}_2 + \delta_1 h_1(x) + \delta_2 h_2(y)) \end{aligned} \quad (۱۳)$$

که k_0 در (۱۳) مثبت و قوانین به روز رسانی در (۱۲) به فرم زیر در نظر می باشد:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\alpha}}_1 &= -|s|h_1(x) \\ \dot{\hat{\alpha}}_2 &= -|s|h_2(y) \\ \dot{\hat{\gamma}}_1 &= -|s| \\ \dot{\hat{\gamma}}_2 &= -|s| \\ \dot{\hat{\tau}}_{ij} &= -|s|\text{sgn}(\hat{\tau}_{ij}) \end{aligned} \quad (۱۴)$$

که در آن $e_i(t)$ خطای همزمان سازی سیستم های پایه و پیرو است. بر این اساس، معادلات دیفرانسیل دینامیک خطای همزمان سازی سیستم های پایه و پیرو توصیفی، به شرح زیر تعریف می شوند:

$$\begin{cases} \dot{e}_i = e_{i+1} & i \leq i \leq n-1 \\ \dot{e}_n = g(y, t) + G(y((t - \tau_{21}), \dot{y}(t - \tau_{22})) \\ + \Delta g(y, t) + d_2(t) - (f(x, t) \\ + F(x(t - \tau_{11}), \dot{x}(t - \tau_{12})) \\ + \Delta f(x, t) + d_1(t) \end{cases} \quad (۵)$$

تعریف ۱. برای هر $z(t), c(t) \in R^n$ ، تابع غیر خطی $H(\cdot) \in R^n$ که $H(0) = 0$ و شرط (۶) را برآورده سازد لیپ شیتز نامیده [۳۹]:

$$|H(x(t-a), \dot{x}(t-b)) - H(x(t-c), \dot{x}(t-d))| \leq |m_r| |a-c| + m_r |b-d| \quad (۶)$$

که در آن m_r : یک عدد حقیقی مثبت است.

تعریف ۲. برای اعداد حقیقی a_i رابطه ی زیر برقرار است [۴۰]:

$$\begin{aligned} (|a_1| + |a_2| + \dots + |a_n|)^2 \\ \geq |a_1|^2 + \dots + |a_n|^2 \end{aligned} \quad (۷)$$

فرض ۱. اغتشاش ها خارجی نامشخص $d_1(t), d_2(t)$ و عدم قطعیت های غیر خطی کراندار $\Delta g(y, t), \Delta f(x, t)$ در سیستم های پایه و پیرو (۲) و (۳) شرایط زیر را برآورده می کنند:

$$\begin{aligned} \|d_i(t)\| &\leq \gamma_i \leq \bar{\gamma}_i \\ \|\Delta f(x, t)\| &\leq \delta_1 h_1(x) \\ \|\Delta g(y, t)\| &\leq \delta_2 h_2(y) \end{aligned} \quad (۸)$$

در (۸) $h_1(x)$ و $h_2(y)$ توابع مثبت و مشخص و $\delta_1, \delta_2, \gamma_1, \gamma_2$ مقادیر مثبت و نامعلومی هستند.

طراحی کننده ی مد لغزشی - تطبیقی جهت همزمان سازی سیستم های آشوبی هم تراز

در این بخش، یک روش کنترل مد لغزشی تطبیقی برای همزمان سازی سیستم آشوبی هم تراز در حضور اغتشاش، عدم قطعیت و تاخیرهای زمانی نامعلوم و پارامترهای نا معلوم توصیف شده در (۲) و (۳) ارائه شده است. بر این اساس، ثابت می شود به منظور همزمان سازی کامل سیستم های توصیف شده در (۲) و (۳)، دو کنترل کننده مورد نیاز است. معادلات دینامیکی خطاهای همزمان

به طوریکه $\delta_1, \delta_2, \tilde{\gamma}_1, \tilde{\gamma}_2$ و $\tilde{\tau}_{ij}, i, j = 1, 2$ خطاهای تخمین هستند.

اثبات:

$$V(s, \delta_i, \tilde{\gamma}_i, \tilde{\tau}_{ij}) = \frac{1}{2} (s^2 + \sum_{i=1}^2 (\delta_i^2 + \tilde{\gamma}_i^2)) + \sum_{j=1}^2 \sum_{i=1}^2 m_{ij} \tilde{\tau}_{ij}^2 \quad (15)$$

مشتق تابع لیپانوف (15) به شکل زیر بدست می‌آید:

$$\dot{V} = s\dot{s} + \sum_{i=1}^2 (\delta_i \dot{\delta}_i + \tilde{\gamma}_i \dot{\tilde{\gamma}}_i) \quad (16)$$

$$+ \sum_{j=1}^2 \sum_{i=1}^2 m_{ij} \tilde{\tau}_{ij} \dot{\tilde{\tau}}_{ij}$$

با جای گذاری (14) در (16) داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & s \left(g(x, t) + G(y(t - \tau_{21}), \dot{y}(t - \tau_{22})) + \Delta g + d_2(t) - (f(x, t) + F(x(t - \tau_{11}), \dot{x}(t - \tau_{12})) + \Delta f + d_1(t)) \right) + \sum_{i=1}^2 (\delta_i \dot{\delta}_i + \tilde{\gamma}_i \dot{\tilde{\gamma}}_i) \\ & + \sum_{j=1}^2 \sum_{i=1}^2 m_{ij} \tilde{\tau}_{ij} \dot{\tilde{\tau}}_{ij} \end{aligned} \quad (17)$$

حال ورودی تابع کنترل $u(t)$ وارد (17) می‌شود لذا داریم:

$$\begin{aligned} \Rightarrow \dot{V} \leq & |s| (|G(y(t - \tau_{21}), \dot{y}(t - \tau_{22})) - G(y(t - \hat{\tau}_{21}), \dot{y}(t - \hat{\tau}_{22}))| + |F(x(t - \tau_{11}), \dot{x}(t - \tau_{12})) - F(x(t - \hat{\tau}_{11}), \dot{x}(t - \hat{\tau}_{12}))| + |\Delta f| + |d_1(t)| + |\Delta g| + |d_2(t)|) + \\ & s \bar{u}(t) + \sum_{i=1}^2 (\delta_i \dot{\delta}_i + \tilde{\gamma}_i \dot{\tilde{\gamma}}_i) + \sum_{j=1}^2 \sum_{i=1}^2 m_{ij} \tilde{\tau}_{ij} \dot{\tilde{\tau}}_{ij} - k_0 |s| \end{aligned} \quad (18)$$

با در نظر گرفتن فرض 1 در رابطه ی (8) و تعریف 2 در رابطه ی (6)، رابطه ی (19) بدست می‌آید.

$$\begin{aligned} \Rightarrow \dot{V} \leq & |s| (\sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 m_{ij} |\tilde{\tau}_{ij}| + \alpha_1 h_1(x) + \alpha_2 h_2(x) + \gamma_1 + \gamma_2) + s \bar{u}(t) + \sum_{i=1}^2 (\delta_i \dot{\delta}_i + \tilde{\gamma}_i \dot{\tilde{\gamma}}_i) + \sum_{j=1}^2 \sum_{i=1}^2 m_{ij} \tilde{\tau}_{ij} \dot{\tilde{\tau}}_{ij} + -k_0 |s| \end{aligned} \quad (19)$$

که $\bar{u}(t)$ به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\bar{u}(t) = -\text{sign}(s) (\hat{\gamma}_1 + \hat{\gamma}_2 + \hat{\alpha}_1 h_1(x) + \hat{\alpha}_2 h_2(y)) + u00(t) \quad (20)$$

$$\begin{aligned} u00(t) = & -\frac{b_0}{s} \sum_{i=1}^2 (|\delta_i| + \bar{\delta}_i)^2 \\ & + \sum_{j=1}^2 (|\hat{\tau}_{ij}| + \bar{\tau}_{ij})^2 \\ & + (|\hat{\gamma}_i| + \bar{\gamma}_i)^2 \end{aligned}$$

با در نظر گرفتن $\bar{u}(t)$ در (20) و تخمین پارامترها در (12) و جایگذاری آنها در معادله ی (19)، (21) به این صورت خلاصه می‌شود.

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -k_0 |s|^2 - b_0 \sum_{i=1}^2 \left((|\delta_i| + \bar{\delta}_i)^2 + \sum_{j=1}^2 (|\hat{\tau}_{ij}| + \bar{\tau}_{ij})^2 + (|\hat{\gamma}_i| + \bar{\gamma}_i)^2 \right) \end{aligned} \quad (21)$$

از انجایی که رابطه ی (22) همواره برقرار است:

$$|\bar{\delta}_i| = |\delta_i - \hat{\delta}_i| \leq |\delta_i| + |\hat{\delta}_i| \quad (22)$$

به طور مشابه داریم:

$$\begin{aligned} -(|\hat{\gamma}_i| + \bar{\gamma})^2 & \leq -|\tilde{\gamma}_i|^2 \\ -(|\hat{\tau}_{ij}| + \bar{\tau}_{ij})^2 & \leq -\tilde{\tau}_{ij}^2 \end{aligned} \quad (23)$$

در اخر با توجه به تعریف 3 رابطه ی (7) داریم تابع لیپانوف ما همواره منفی می باشد .

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -k_0 |s|^2 - b_0 \sum_{i=1}^2 [|\tilde{\delta}_i|^2 + \sum_{j=1}^2 \tilde{\tau}_{ij}^2 + |\tilde{\gamma}_i|^2] \end{aligned} \quad (24)$$

باتوجه به این:

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\eta (|s|^2 + \sum_{i=1}^2 [|\tilde{\delta}_i|^2 + \sum_{j=1}^2 \tilde{\tau}_{ij}^2 + |\tilde{\gamma}_i|^2]) \\ \leq & -\eta (|s|^2 + |\tilde{\delta}_1|^2 + |\tilde{\delta}_2|^2 + \tilde{\tau}_{11}^2 + \tilde{\tau}_{12}^2 + \tilde{\tau}_{21}^2 + \tilde{\tau}_{22}^2 + |\tilde{\gamma}_1|^2 + |\tilde{\gamma}_2|^2) \end{aligned} \quad (25)$$

نتیجه می‌شود:

$$\dot{V} \leq -\eta V, \eta = \min(b_0, k_0) \quad (26)$$

بنابراین داریم $s(t) = 0$ و $\dot{s}(t) = 0$ و برای دینامیک e_n رابطه ی زیر برقرار است:

$$\dot{e}_n = -e_n(t) \quad (27)$$

قضیه 3. دینامیک خطای سیستم (9) پایدار بوده و متغیرهای حالت آن به نقطه تعادل سیستم (مبدا) همگرا می‌شوند.

$$V = \frac{1}{2} e_n^2 \quad (28)$$

$$\dot{V} = e_n \dot{e}_n \rightarrow \dot{V} = -e(t)^2$$

که ثابت می‌شود e_n به صفر میل می‌کند. همچنین، قوانین به‌روزرسانی برای تاخیرها به خطای تخمین بستگی دارد که در دسترس نیستند. برای حل این مشکل می‌توانید موارد زیر را انجام دهید. از انجای که تاخیر زمانی کراندار است:

$$0 < \tau_{ij} < \bar{\tau}_{ij} \text{ لذا با در نظر گرفتن}$$

$$\hat{\tau}_{ij}(0) = \bar{\tau}_{ij} \text{ رابطه (29) به دست می‌آید.}$$

$$\tilde{\tau}_{ij}(0) = \tau_{ij} - \hat{\tau}_{ij}(0) = \tau_{ij} - \bar{\tau}_{ij} < 0 \quad (29)$$

$$\Rightarrow \text{sgn}(\tilde{\tau}_{ij}(0)) = -1$$

با معرفی تابع $V_{\tilde{\tau}_{ij}} \leq \frac{1}{2} \tilde{\tau}_{ij}^2$ و مشتق آن به شکل زیر است:

$$\dot{V}_{\tilde{\tau}_{ij}} \leq \tilde{\tau}_{ij} \dot{\tilde{\tau}}_{ij} = -|s| \text{sgn}(\tilde{\tau}_{ij}) \tilde{\tau}_{ij} = -|s| |\tilde{\tau}_{ij}| < 0 \quad (30)$$

بنابراین، $V_{\tilde{\tau}_{ij}}$ یک تابع کاهشی است که در نتیجه به صفر میل می‌کند $\forall t \geq 0 : \tilde{\tau}_{ij} < 0 \Rightarrow \text{sgn}(\tilde{\tau}_{ij}) = -1$. بنابراین، قوانین به روز رسانی برای تاخیر زمانی به شرح زیر خواهد بود. علاوه بر این، وجود عدم قطعیت و اختلال در سیستم منجر به افزایش ملایم برآوردها می‌شود که می‌توان با استفاده از روش تصحیح سیگما که در آن تابع σ_0 تصحیح سیگما برای جلوگیری از انحراف تخمین است، مقابله کرد.

$$\sigma_0(|\hat{\theta}(t)|) = \begin{cases} 0 & \text{if } |\hat{\theta}(t)| \leq M_0 \\ \left(\frac{|\hat{\theta}(t)|}{M_0} - 1\right)^n \sigma_0 & \text{if } M_0 \leq |\hat{\theta}(t)| \leq 2M_0 \\ \sigma_0 & \text{if } |\hat{\theta}(t)| \geq 2M_0 \end{cases} \quad (31)$$

برای همه قوانین به روز رسانی اینگونه است.

$$D^\alpha \hat{\tau}_{ij} = -|s| - \sigma_0(|\hat{\tau}_{ij}|) \hat{\tau}_{ij} \quad (32)$$

$$D^\alpha \hat{\alpha}_i = -|s| - \sigma_0 \hat{\alpha}_i$$

$$D^\alpha \hat{\gamma}_i = -|s| - \sigma_0 \hat{\gamma}_i$$

برای اینکه دامنه سیگنال $\bar{u}(t)$ محدود شود، به صورت زیر تصحیح می‌شود:

$$\bar{u}(t) = -\text{sign}(s) \left(\hat{\gamma}_1 + \hat{\gamma}_2 + \hat{\alpha}_1 h_1(x) + \hat{\alpha}_2 h_2(y) \right) \quad (33)$$

$$- \frac{bs}{s^2 + \epsilon} \sum_{i=1}^2 \left[(|\hat{\delta}_i| + \bar{\delta}_i)^2 + \sum_{j=1}^2 (|\hat{\tau}_{ij}| + \bar{\tau}_{ij})^2 + (|\hat{\gamma}_i| + \bar{\gamma}_i)^2 \right]$$

ϵ یک عدد مثبت کوچک می‌باشد.

۴- مثال‌ها و نتایج شبیه سازی

در این بخش با استفاده از استراتژی کنترلی ارائه‌شده، همزان سازی دو سیستم آشوبی هم‌تراز جنسیوتسی مورد بررسی قرار گرفته‌است. ابتدا لازم است دو سیستم آشوبی هم‌تراز مذکور با پارامترها، تاخیرها، عدم قطعیت‌ها و اغتشاش مختلف طراحی گردد. به این منظور با تغییر در سیستم آشوبی [37] و [40] و با اضافه کردن مشتق متغیر حالت تاخیریافته، سیستم‌های آشوبی جنسیوتسیو هم‌تراز طراحی شده است. با بررسی مثبت بودن نماهای لیاپانوف و کراندار بودن مدارهای فاز در در شکل‌های ۱ تا ۴ و ۱۲ تا ۱۵ آشوبناک بودن رفتارهای دینامیکی دو سیستم پایه و پیرو (۳۰)، (۳۵)، (۴۱) و (۴۶) تایید شده است.

مثال ۱. معادلات سیستم پایه جنسیوتسیو هم‌تراز: همانطور که بیان شد، معادلات رابطه (۳۴) و (۳۹) سیستم آشوبی جنسیوتسیو اصلی و پیرو با اضافه کردن مشتق متغیر حالت تاخیریافته به صورت سیستم آشوبی هم‌تراز به فرم زیر معرفی شده‌است:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) &= x_3(t) \\ \dot{x}_3(t) &= a_1 x_1(t) + a_2 x_2(t) + a_3 x_3(t) \\ &+ x_3(t)^2 + F(x, x(t - \tau_{11}), \dot{x}(t - \tau_{12})) \\ &+ \Delta f(x, t) + d_1(t) \end{aligned} \quad (34)$$

به طوریکه:

$$F(.) = x_1(t - \tau_{11}) \sin(x_3(t - \tau_{12}))^2 \sin(x_3 x_2) \quad (35)$$

و شرایط اولیه سیستم در فرایند شبیه سازی برابر مقادیر زیر در نظر گرفته شده‌اند:

$$x(0) = [-2.2, 1.77, 2.4]^T \quad (36)$$

عدم قطعیت و اغتشاش سیستم به فرم زیر در نظر گرفته شده‌اند:

$$\begin{aligned} \Delta f(.) &= 0.7 \sin(5x_1(t) + 2x_2(t) - 8x_3(t)) \\ d_1(t) &= 0.3 \sin(3t) + (0.3 \cos(4t))^2 \end{aligned} \quad (37)$$

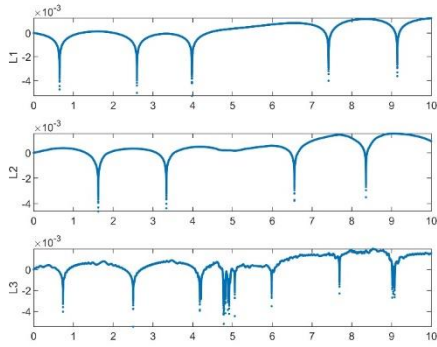
و نهایتاً پارامترهای سیستم در فرایند شبیه سازی به قرار زیر در نظر گرفته شده‌اند:

$$a_1 = 6, a_2 = -2.92, a_3 = -1.2, \quad (38)$$

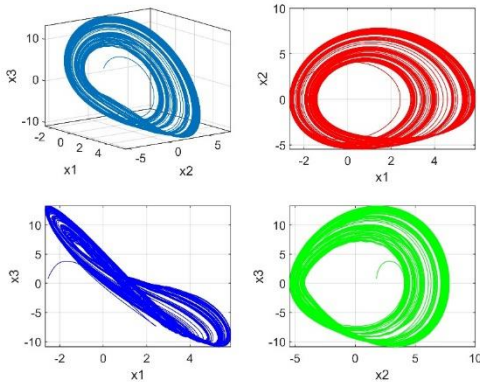
$$\tau_{11} = 4, \tau_{12} = 3$$

معادلات سیستم پیرو جنسیوتسیو هم‌تراز

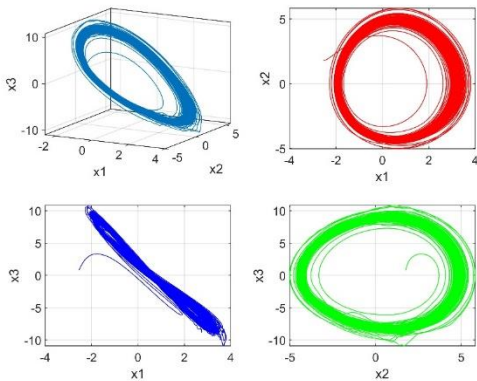
$$\begin{aligned} \dot{y}_1(t) &= y_2(t) \\ \dot{y}_2(t) &= y_3(t) \end{aligned} \quad (39)$$



شکل ۲- نمای لیاپانوف سیستم جنسیوتسیو پیرو



شکل ۳- جاذب سیستم آشوبی هم تراز جنسیوتسیو پایه



شکل ۴- جاذب سیستم آشوبی هم تراز جنسیوتسیو پیرو

با استفاده از استراتژی کنترل ارائه شده و مقادیر ثابت موجود در کنترل کننده و قواعد تطبیق که به فرم زیر در نظر گرفته شده اند:

$$\eta_1 = -10, k_0 = -500, k_1 = -100, k_2 = -10, k_3 = -1 \quad (44)$$

نتایج شبیه سازی ناشی از فرایند همزمان سازی در شکل های ۵ تا ۱۱ ارائه شده است که بیانگر توانمندی مکانیزم کنترلی ارائه شده در همزمان سازی مقاوم سیستم های هم تراز پایه و پیرو جنسیوتسیو است.

$$\dot{y}_3(t) = b_1 y_1(t) + b_2 y_2(t) + b_3 y_3(t) + y_3(t)^2 + G(y, y(t - \tau_{21}), \dot{y}(t - \tau_{22})) + \Delta g(y, t) + d_2(t)$$

به طوریکه:

$$G(\cdot) = 2 \sin(y_1(t - \tau_{21}))^2 \cos(y_3(t - \tau_{22})) y_1^2 \quad (40)$$

و شرایط اولیه سیستم در فرایند شبیه سازی برابر مقادیر زیر در نظر گرفته شده اند:

$$y(0) = [-5, 4, 8]^T \quad (41)$$

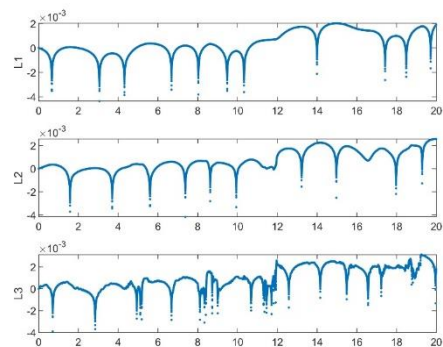
عدم قطعیت و اغتشاش سیستم به فرم زیر در نظر گرفته شده اند:

$$\Delta g(\cdot) = 0.5 \sin(4 y_1(t) + y_2(t) - 5 y_3(t)) d_2(t) = 0.4 \sin(5t) + (0.3 \sin(4t + \pi/2))^2 \quad (42)$$

و نهایتاً پارامترهای سیستم و تاخیرهای زمانی در فرایند شبیه سازی به قرار زیر در نظر گرفته شده اند:

$$b_1 = -5.8, b_2 = -3.32, b_3 = -1.4, \tau_{21} = 3.5, \tau_{22} = 4, \quad (43)$$

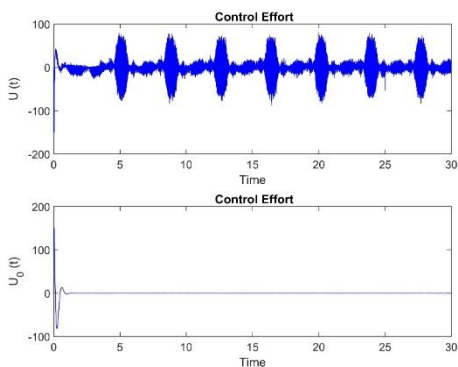
شبیه سازی با استفاده از نرم افزار متلب صورت گرفته است و زمان شبیه سازی برای نمایش نمای لیاپانوف در شکل ۱ و ۲ و جاذب در شکل ۳ و ۴ سیستم آشوبی جنسیوتسیو ۵۰۰ ثانیه می باشد. همانطور که مشخص می باشد نمای لیاپانوف مثبت و جاذب کراندار می باشد که نشان دهنده رفتار آشوبی در دو سیستم جدید می باشند.



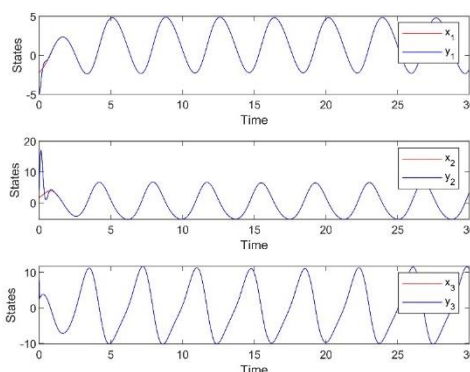
شکل ۱- نمای لیاپانوف سیستم جنسیوتسیو پایه

دینامیک های حالت سیستم پیرو شکل ۵ در کمتر از یک ثانیه به دینامیک های حالت سیستم پایه میل کرده است.

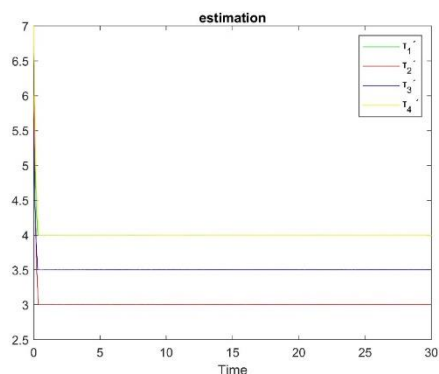
خطای همزمان سازی متغیرهای حالت در شکل ۶ نمایش داده شده است که در زمان محدود به سمت صفر میل کرده است



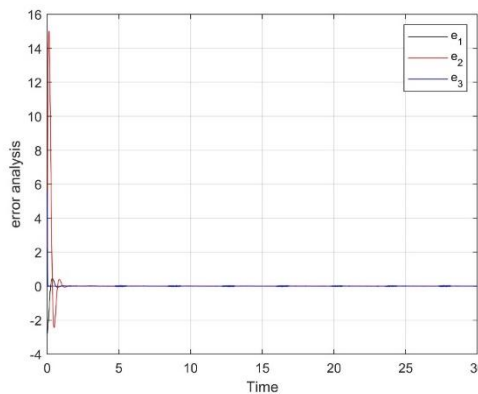
شکل ۸. ورودی کنترلی سیستم پیروبا استفاده از تابع تانژانت هایپربولیک



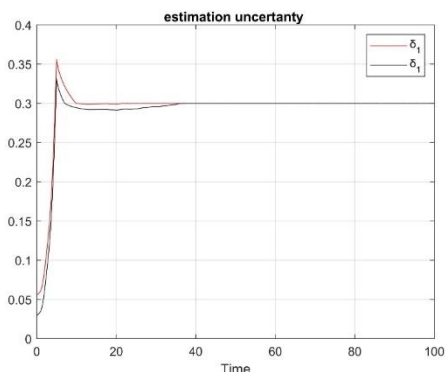
شکل ۵. دینامیک‌های حالت سیستم پایه و پیرو در فرایند همزمان سازی



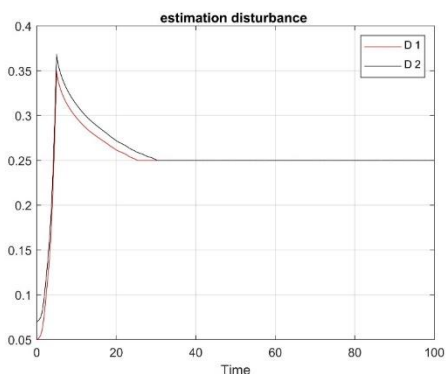
شکل ۹- تخمین کران تاخیرها



شکل ۶- خطای همزمان سازی سیستم پایه و پیرو



شکل ۱۰- خطای تخمین کران اغتشاش ها



شکل ۱۱- خطای تخمین کران عدم قطعیت ها

تخمین تاخیر سیستم در شکل ۹ نمایش داده شده است و تخمین عدم قطعیت ها و اغتشاش، به خوبی صورت گرفته است. سیگنال‌های کنترلی ناشی از کنترل کننده‌های پیشنهادی، در شکل ۸ نمایش داده شده است که با توجه به تفاوت های زیاد دو سیستم آشوبی هم تراز مانند: تاخیر، عدم قطعیت و اغتشاش خارجی، متفاوت و مجهول عملگر خوبی را از خود نشان داده‌اند.

۶- نتیجه گیری

در این پژوهش، سیستم آشوبی هم تراز معرفی شده است و همزمان سازی سیستم آشوبی هم تراز جنسیوتسیو بررسی شده است. سیستم آشوبی هم تراز دارای تاخیرهای نامعلوم و متفاوت (در متغیرهای حالت و مشتقات حالت)، اغتشاش و عدم قطعیت غیر خطی کراندار هستند، مکانیزم کنترلی

مثال 2. کاربرد سیستم‌های آشوبی در مخابرات امن

در این بخش کاربرد روش پیشنهادی بررسی می‌شود. ابتدا سه سیگنال پیام در رابطه (۴۸) با جمع سه سیگنال آشوبی هم‌تراز جمع می‌شود (پنهان سازی در سیگنال آشوبی) و در شبکه ی عمومی فرستاده می‌شود. در انتهای شبکه با استفاده از همزمان سازی سیستم آشوبی سیگنال آشوبی از آن کم می‌شود و سیگنال پیام باقی می‌ماند.

$$M_1(t) = 1.5 \sin(2t) + 2.25 \cos(\pi t - 1) + 1.75 \sin(2\pi t - 0.45) + 1.75 \cos(0.35\pi t - 0.63)$$

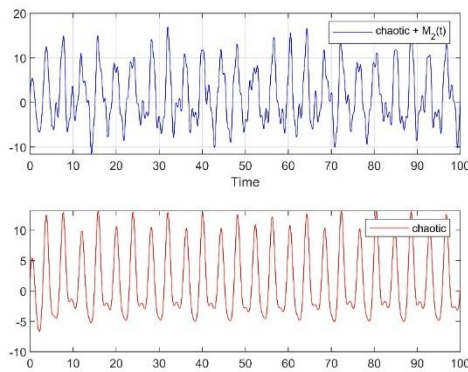
$$M_2(t) = 2.6 \sin(2t + 0.22) + 2.45 \cos(1.06\pi t - 0.65) + 1.755 \sin(2.09\pi t - 0.45) + 1.4 \cos(0.35\pi t - 0.23)$$

$$M_3(t) = 4.5 \sin(2t) + 3.75 \cos(\pi t - 1) + 5.45 \sin(2\pi t - 0.5) + 3.25 \cos(0.5\pi t - 0.3)$$

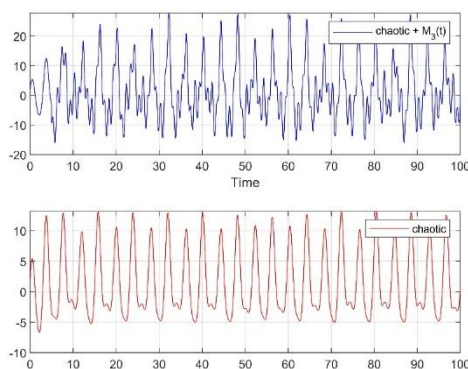
$$\text{Chaotic} = R_1 x_1(t) + R_2 x_2(t) + R_3 x_3(t) \\ R_1 = R_2 = R_3 = 1$$

(۴۵)

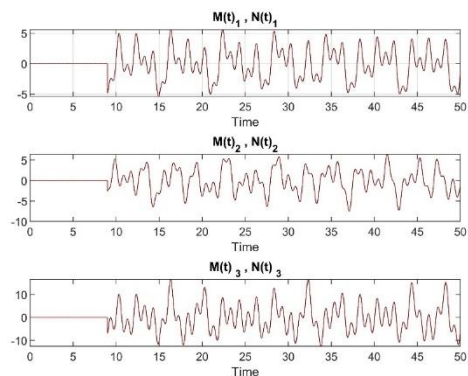
سیگنال پیام ارسال شده در شکل‌های ۱۲، ۱۳ و ۱۴ به خوبی در سیگنال آشوبی پنهان شده‌است و در آخر سیگنال پیام بازسازی شده با سیگنال پیام اصلی تفاوتی نخواهد داشت و همانطور که مشاهده می‌شود در شکل ۱۵ سیگنال پیام ارسال شده $M(t)$ با سیگنال پیام استخراج شده $N(t)$ نشان داده شده‌است.



شکل ۱۳. پنهان سازی سیگنال پیام ۲ در سیستم آشوبی هم‌تراز

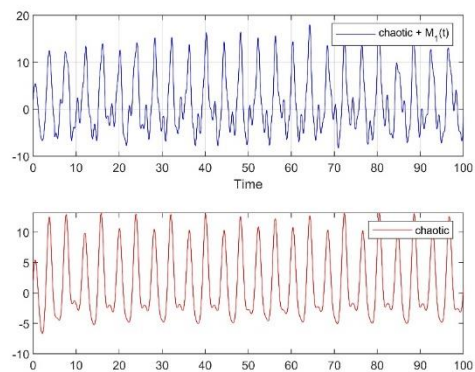


شکل ۱۴. پنهان سازی سیگنال پیام ۳ در سیستم آشوبی هم‌تراز



شکل ۱۵. سیگنال پیام ارسال شده $M(t)$ با سیگنال پیام استخراج شده $N(t)$

پیشنهادی، بر اساس رویکرد مبتنی بر ترکیب کنترل کننده‌های مد لغزشی و خطی طراحی شده‌است. با استفاده از تئوری لیاپانوف و قواعد تطبیق در مکانیزم کنترلی پیشنهادی جهت بروز رسانی پارامترهای نامعین، تضمین همگرایی خطاها به صفر ارائه شده‌است. با توجه به سطح بالای پیچیدگی سیستم‌های هم‌تراز مذکور، استفاده از آن



شکل ۱۲. پنهان سازی سیگنال پیام ۱ در سیستم آشوبی هم‌تراز

میانگین مربعات خطا برای همزمان سازی خطاها

سیگنال آشوبی	میانگین مربعات خطا
سیگنال اول	۰,۰۲
سیگنال دوم	۰,۰۲
سیگنال سوم	۰,۰۱

پژوهش نیز به صورت کاربردی نمونه ای از آن شبیه سازی شده است.

به عنوان یک مکانیزم کارآمد برای انتقال ایمن سیگنال پیام در کاربردهای ارتباطی ایمن مورد توجه است که در این

مراجع

- [1] Kellert, Stephen H. In the wake of chaos: unpredictable order in dynamical systems, Science and its conceptual foundations. University of Chicago Press, Chicago, 1993.
- [2] E. N. Lorenz, "Deterministic non-periodic flow", Journal of the Atmospheric Sciences, , Vol. 2, 1963, pp. 130 – 141.
- [3] V. G. Ivancevic and T. T. Ivancevic, Complex nonlinearity: chaos, phase transitions, topology change, and path integrals, Springer, 2008.
- [4] W. Chartbupapan, O. Bagdasar and K. Mukdasai, "A Novel Delay-Dependent Asymptotic Stability Conditions for Differential and Riemann-Liouville Fractional Differential Neutral Systems with Constant Delays and Nonlinear Perturbation", Mathematics, Vol. 8, NO. 82, 2020, pp. 1-10.
- [5] Z. S. Aghaya, . A. Alfi and J. T. Machado, "Robust stability of uncertain fractional order systems of neutral type with distributed delays and control input saturation", Journal Pre-proof, 2020.
- [6] F. Du and J.-G. Lu, "Finite-time stability of neutral fractional order time delay systems with Lipschitz nonlinearities", Applied Mathematics and Computation, Vol. 375, NO. 2020, pp. 2-17.
- [7] C. H. Lien and J.-D. Chen, "Discrete-delay-independent and discrete-delay-dependent criteria for a class of neutral systems", Journal of Dynamic Systems Measurement and Control, Vol. 125, NO. 2003, pp. 33-41.
- [8] M. Liu, I. Dassios and F. Milano, "On the Stability Analysis of Systems of Neutral Delay Differential Equations", Circuit Systems and Signal Processing , Vol. 38, 2019, p. 1639–1653.
- [9] W. Chen, S. Xu, Y. Li and Z. Zhang, "Stability analysis of neutral systems with mixed interval time-varying delays and nonlinear disturbances", Journal of the Franklin Institute, 2020.
- [10] H. Liu, S.-G. Li, H.-X. Wang, and G.-J. Li, "Adaptive fuzzy synchronization for a class of fractional-order neural networks," Chinese Physics B, vol. 26, no. 3, Article ID 030504, 2017.
- [11] S. Vaidyanathan and A. T. Azar, "Adaptive Control and Synchronization of Halvorsen Circulant Chaotic Systems," in Advances in Chaos Beory and Intelligent Control, pp. 225– 247, Springer, Berlin, Germany, 2016.
- [12] S. Vaidyanathan and A. T. Azar, "Generalized Projective Synchronization of a Novel Hyperchaotic Four-wing System via Adaptive Control Method," in Advances in Chaos Beory and Intelligent Control, pp. 275–296, Springer, Berlin, Germany, 2016.
- [13] S. Vaidyanathan, O. A. Abba, G. Betchewe, and M. Alidou, "A new three-dimensional chaotic system: its adaptive control and circuit design," International Journal of Automation and Control, vol. 13, no. 1, pp. 101–121, 2019.
- [14] S. Kumar, A. E. Matouk, H. Chaudhary, and S. Kant, "Control and synchronization of fractional-order chaotic satellite systems using feedback and adaptive control techniques," International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, vol. 35, no. 4, pp. 484–497, 2021.
- [15] C. Huang and J. Cao, "Active control strategy for synchronization and anti-synchronization of a fractional chaotic financial system," Physica A: Statistical Mechanics and Its Applications, vol. 473, pp. 262–275, 2017.
- [16] I. Ahmad, A. B. Saaban, A. B. Ibrahim, M. Shahzad, and N. Naveed, "the synchronization of chaotic systems with different dimensions by a robust generalized active control," Optik, vol. 127, no. 11, pp. 4859–4871, 2016.
- [17] S. Çiçek, A. Ferikoglu, and İ. Pehlivan, "A new 3d chaotic system: dynamical analysis, electronic circuit design, active control synchronization and chaotic masking communication application," Optik, vol. 127, no. 8, pp. 4024–4030, 2016.
- [18] S. Mobayen, "Chaos synchronization of uncertain chaotic systems using composite nonlinear feedback based integral sliding mode control," ISA Transactions, vol. 77, pp. 100–111, 2018.
- [19] X. Chen, J. H. Park, J. Cao, and J. Qiu, "Adaptive synchronization of multiple uncertain coupled chaotic systems via sliding mode control," Neurocomputing, vol. 273, pp. 9–21, 2018.
- [20] U. E. Kocamaz, B. Cevher, and Y. Uyaroglu, "Control and synchronization of chaos with sliding mode control based on cubic reaching rule," Chaos, Solitons & Fractals, vol. 105, pp. 92–98, 2017.
- [21] J. Sun, Y. Wang, Y. Wang, and Y. Shen, "Finite-time synchronization between two complex-variable chaotic systems with unknown parameters via nonsingular terminal sliding mode control," Nonlinear Dynamics, vol. 85, no. 2, pp. 1105–1117, 2016.

- [22] Z. Zhao, X. Li, J. Zhang, and Y. Pei, "Terminal sliding mode control with self-tuning for coronary artery system synchronization," *International Journal of Biomathematics*, vol. 10, no. 03, Article ID 1750041, 2017.
- [23] J. Ni, L. Liu, C. Liu, and X. Hu, "Fractional order fixed-time nonsingular terminal sliding mode synchronization and control of fractional order chaotic systems," *Nonlinear Dynamics*, vol. 89, no. 3, pp. 2065–2083, 2017.
- [24]. Dash S, Abraham A, Luhach AK et al, "Hybrid chaotic firefly decision making model for Parkinson's disease diagnosis," *Int J Distrib Sens Netw*, vol. 16, no. 1, pp. 1–18,2020.
- [25]. Panahi S, Shirzadian T, Jalili M, Jafari S , "A new chaotic network model for epilepsy," *Appl Math Comput*, vol. 346, pp.395–407, 2019.
- [26]. Bowyer SM, Gjini K, Zhu X et al , "Potential biomarkers of schizophrenia from MEG resting-state functional connectivity networks: preliminary data," *J Behav Brain Sci*, vol. 5, no. 1, pp.1–11,2015.
- [27]. Babiloni C, Lizio R, Marzano N et al, "Brain neural synchronization and functional coupling in Alzheimer's disease as revealed by resting state EEG rhythms," *Int J Psychophysiol*, vol. 103, pp.88–102, 2016.
- [28]. Kumar P, Parmananda P, "Control, synchronization, and enhanced reliability of aperiodic oscillations in the mercury beating heart system," *Chaos*, vol. 28, pp. 045105,2018
- [29]. Li C-H, Yang S-Y , "Eventual dissipativeness and synchronization of nonlinearly coupled dynamical network of Hindmarsh Rose neurons," *Appl Math Model*, vol. 39. no 21, pp.6631–6644,2015
- [30]. Malik S, Mir AJNN , "Synchronization of Hindmarsh Rose neurons," *Neural Netw*, vol. 123, pp. 372–380, 2020.
- [31]. Ge M et al , "Wave propagation and synchronization induced by chemical autapse in chain Hindmarsh-Rose neural network," *Appl Math Comput*, vol.352, pp.136–145. 2019
- [32] Bo W, and Guanjun W, " On the Synchronization of Uncertain Master-Slave Chaotic System with Disturbance," *Chaos Solitons and Fractals*, vol. 41,pp. 145–51. 2009.
- [33] Zhao Z-S, Zhang J, and Sun L-K, " Sliding Mode Control in Finite Time Stabilization for Synchronization of Chaotic Systems," *ISRN Appl Mathematics* ,2013.
- [34] Pooyan AH, Ali SSA, Saad M, and Hemanshu RP, " Chattering-free Trajectory Tracking Robust Predefined-Time Sliding Mode Control for a Remotely Operated Vehicle," *Automation Electr Syst* , pp. 1–19, 2020.doi:10.1007/s40313- 020-00599-4
- [35] Ali SA, Pooyan AH, and Saad M, " Two Novel Approaches of NTSMC and ANTSMC Synchronization for Smart Grid Chaotic Systems," *Tech Econ smart grids Sustain Energ*, pp. 3–14. 2018,doi:10.1007/s40866-018-0050-0
- [36] Pooyan AH, Ali SA, Saad M, and Hemanshu RP, "Two Novel Approaches of Adaptive Finite-Time Sliding Mode Control for a Class of Single-Input MultipleOutput Uncertain Nonlinear System. *IET Cyber-systems and Robotics*," pp. 1–11. 2021. doi:10.1049/csy2.12012
- [37] A.Zare, S.Z.Mirrezapour, M.Hallaji, A.Shoeibi, M.Jafari, N.Ghassemi, R.Alizadehsani and A.Mosavi, "Robust Adaptive Synchronization of a Class of Uncertain Chaotic Systems with Unknown Time-Delay," *Applied Sciences*, vol. 10, no. 24, p. 8875, 2020.
- [38] T. Li, E. Thandapani, "Oscillation of solutions to odd-order nonlinear neutral functional differential equations, " *Electron. J. Differential Equations*,vol. 23,pp. 1–12, 2011.
- [38] Z.S. Aghayan, A. Alfi, J.A.Tenreiro Machado, " Robust stability analysis of uncertain fractional order neutral-type delay nonlinear systems with actuator saturation," *Applied Mathematical Modelling*, vol. 90, pp. 1035–1048,2021.
- [39] Hardy, G.H.; Littlewood, J.E.; Polya, G. *Inequalities*; Cambridge University Press: Cambridge, UK, 1952.
- [40]J.H. Park, S.M. Lee, O.M. Kwon, "Adaptive synchronization of Genesio–Tesi chaotic system via a novel feedback control," *Physics. Letters A*, vol. 371, pp. 263–270,2007
- [41] W.Pan, T.Li, MSajid, S.Ali, L.Pu, " Parameter Identification and the Finite-Time Combination–Combination Synchronization of Fractional-Order Chaotic Systems with Different Structures under Multiple Stochastic Disturbances," *Mathematics* , vol. 10, no. 5, p. 712, 2022.

Synchronization of a Class of Neutral Chaotic Systems based on Sliding Mode Control Approach

Amirhosein Rostampour¹, Assef Zare^{2*}, Narges Shafaei Bajestani³

1,2,3.Faculty of Electrical Engineering, Gonabad Branch, Islamic Azad University, Gonabad, Iran,

*Corresponding Author: Assef Zare

ABSTRACT

In this paper, adaptive control mechanism for finite time synchronization of a specific class of neutral chaotic systems is considered equal to unknown Delays disturbance and uncertainty. Delays and parameters are considered and different for two neutral chaotic systems equal to the master and the slave. The neutral chaotic system is introduced using a positive Lyapunov exponent and finite Attractor. in the proposed adaptive control mechanism two linear and adaptive sliding mode controllers have been used for synchronization.in the proposed approach control mechanism,the rules for updating the unknown parameters have been introduced by Lipshitz condition in chaotic system and use of Lyapunov function stability proposed control system in robust synchronization mentioned system have been confirmed. Finally, synchronization is performed between the master and slave neutral chaotic system Gensio with nonlinear uncertainty and external disturbance as well as parameters and unknown time delay. Examination of the simulation results shows that the controller overcame the external disturbance and boundary uncertainty in the shortest time. And The estimation of the parameters of the main system is well done, which indicates the accuracy of the theory analysis.

Keywords:

neutral chaotic systems, synchronizing, limited disturbance, uncertainty, time delays ,

طراحی و شبیه‌سازی فیلتر سازگاری الکترومغناطیسی برای مبدل فلای‌بک

آتیلا اسکندر نژاد^{۱*}، عبدالعزیز کلتله^۱، نوروز عبداللهی^۱

چکیده

تجهیزات الکترونیکی نیازمند ولتاژ تغذیه با مقادیر مختلفی می‌باشند که در شرایط تغییر ولتاژ منبع و جریان بار بتواند ولتاژی تثبیت شده در خروجی ایجاد نماید. مبدل فلای‌بک گزینه مناسبی است زیرا می‌تواند چندین سطح ولتاژی در ثانویه ایجاد کند. نکته دیگر آن است که امروزه به دلیل بالا بودن فرکانس سوئیچینگ، مولفه‌های الکترومغناطیسی با توان قابل توجهی از سمت مبدل به خطوط تغذیه هدایت شده و همچنین به فضای اطراف تشعشع یابد که باعث تولید آلودگی الکترومغناطیسی و تداخل رادیویی EMI شود. در این مقاله روشی موثر و عملی برای طراحی و تنظیم فیلتر سازگاری الکترومغناطیسی EMC ارائه می‌شود. تنظیم مقادیر فیلتر مبتنی بر متوسط - گیری مدار نویز با در نظر گرفتن امپدانس معادل آن می‌باشد. در اغلب روش‌های پیشنهادی برای طراحی فیلتر، منبع نویز را به صورت یک منبع جریان ایده‌آل فرض کرده و امپدانس معادل نویز را در نظر نمی‌گیرند. این موضوع از دقت طراحی کاسته و مانع از فیلتر شدن درست مولفه‌ها در برخی فرکانس‌ها می‌شود. در این مقاله متوسط‌گیری مداری از کل ساختار مبدل با در نظر گرفتن عناصر پارازیتی انجام می‌شود زیرا هر چه مدل ارائه شده به ساختار واقعی نزدیک‌تر باشد فیلتر کارآئی بیشتری داشته و به طور موثرتری مولفه‌های مزاحم رادیویی را از بین می‌برد. در انتها، شبیه‌سازی نرم‌افزاری نشان‌دهنده دقت و کارآئی روش پیشنهادی در طراحی فیلتر EMI است.

دریافت مقاله: ۱۴۰۲/۱۰/۲۶

کلمات کلیدی: سازگاری الکترومغناطیسی، فیلتر هدایتی، مبدل فلای‌بک، مدل نویزی

پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۱۲/۲۸

۱- مقدمه

جدی‌تر می‌گردد به خصوص در محیط‌هایی که نیازمند [1] امنیت رادیویی و مخابراتی هستند مانند بحث نویزهای رادیویی در منابع تغذیه سوئیچینگ به دو دسته تشعشعی (Emission) و هدایتی (Conduction) تقسیم‌بندی می‌شوند. نویز تشعشعی از طریق هوا به اطراف پخش می‌گردد. با قرار دادن توری‌های مشبک رسانا که به قفس فارادی (Faraday Cage) مشهورند و اتصال آن به زمین مدار، می‌توان یک مسیر کم امپدانس در مقایسه با هوا برای امواج الکترومغناطیسی ایجاد کرده و مولفه‌های مزاحم را به دام انداخت، به طوری که الباقی توان منتشره کمتر از سطح مجاز استاندارد باشد تا مشکلی برای سایر ادوات مخابراتی ایجاد نشود و محیط امن الکترومغناطیسی برقرار گردد، البته نویز تشعشعی موضوع مرجع [2] مورد بحث مقاله نمی‌باشد.

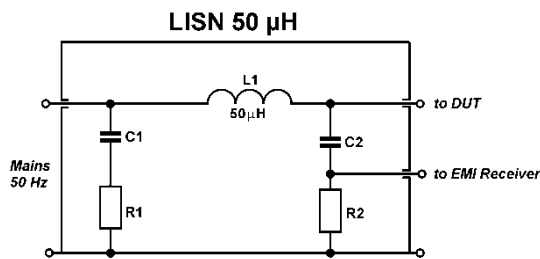
نویز هدایتی از طریق راهیابی مولفه‌های فرکانس بالای جریان مبدل به سیم‌های انتقال ایجاد می‌شود. نویزهای

تداخل الکترومغناطیسی از خصوصیات جدایی ناپذیر منابع تغذیه سوئیچینگ است. منابع تغذیه خطی چنین مشکلی ندارند ولی به دلیل رانندمان پایین استفاده از نوع سوئیچینگ ترجیح داده می‌شود زیرا اتلاف انرژی و هزینه کمتری دارند. مشکل تداخل الکترومغناطیسی در این منابع را با بکارگیری روش‌های فیلترینگ مناسب می‌توان تصحیح کرد. با پیشرفت صنعت نیمه هادی، فرکانس کار سوئیچهای ترانزیستوری به طرز چشم‌گیری افزایش یافته است این امر موجب کاهش حجم سلف، ترانس، سایر قطعات و در نهایت حجم کلی مدار می‌شود. ولی به موازات آن هارمونیک‌های فرکانس سوئیچینگ به محدوده رادیویی نزدیک‌تر شده و مشکل نویزهای الکترومغناطیسی

۱. گروه مهندسی برق، واحد علی‌آباد کتول، دانشگاه آزاد اسلامی، علی‌آباد کتول، ایران

* پست الکترونیک نویسنده مسئول:
eskandarnjad@aliabadiu.ac.ir

نویز را با یک منبع جریان مدل کرده و امپدانس معادل نویز موازی با آن را در نظر نمی‌گیرند. این کار موجب عدم کارایی فیلتر در برخی فرکانس‌ها می‌شود، همچنین احتمال وقوع رزونانس بین اجزای فیلتر و امپدانس نویز وجود دارد. با افزایش فرکانس مبدل، تاثیر امپدانس نویز در تنظیم عناصر فیلتر اهمیت بیشتری پیدا می‌کند [5]. در مقاله حاضر روشی تحلیلی برای تعیین مقادیر اجزای فیلتر هدایتی در هر دو حالت مشترک و تفاضلی ارائه می‌شود، سپس روش پیشنهادی با نرم افزار شبیه‌ساز برای یک مبدل فلای بک آزمایش می‌شود. مبدل فلای بک استعداد خوبی برای ایجاد سطوح ولتاژهای تغذیه مختلف از یک منبع تغذیه واحد مانند باتری را دارد. در انتها با انجام شبیه‌سازی، کارایی فیلتر محک زده می‌شود.



شکل ۲- ساختار شبکه LISN

۲- نویز هدایتی مبدل سوئیچینگ

نویز هدایتی که توسط مبدل سوئیچینگ ایجاد می‌شود به دو مولفه تفاضلی (i_d) و مولفه مشترک (i_c) تقسیم‌بندی می‌شود. معمولاً مولفه مشترک توان بالاتری داشته و تداخل بیشتری ایجاد می‌کند. در صورتی که مقدار کل نویز اندازه‌گیری شده از خطوط مثبت و منفی تغذیه را با i_{N+} و i_{N-} نشان دهیم مولفه‌های تفاضلی و مشترک از رابطه (۱) و (۲) بالعکس از رابطه (۳) تعیین می‌شوند [6].

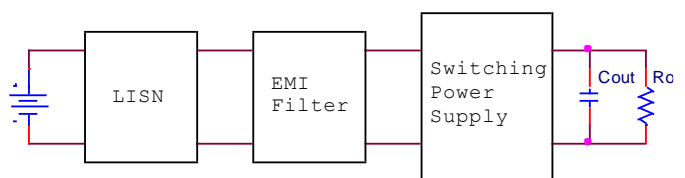
$$i_d = \frac{(i_{N+}) - (i_{N-})}{2} \quad (1)$$

$$i_c = \frac{(i_{N+}) + (i_{N-})}{2} \quad (2)$$

$$i_{N+} = i_c + i_d, \quad i_{N-} = i_c - i_d \quad (3)$$

(Spectrum Analyzer) از دستگاه آنالیزگر طیف فرکانسی برای اندازه‌گیری و نمایش سطح نویز استفاده می‌شود که متصل می‌شود. ساختار LISN دو ورودی آن به شبکه

هدایتی به دو مولفه مشترک (Common Mode) و تفاضلی (Differential Mode) تقسیم می‌گردند. فرض کنید ورودی منبع تغذیه سوئیچینگ به وسیله یک جفت سیم مثبت و منفی به طول چند متر به دو پایانه باتری متصل است. اگر مولفه نویز هدایتی مشترک از منبع تغذیه خارج شده و به سیم انتقال راه یابد این سیم مانند یک آنتن خوب باعث انتشار نویز به محیط اطراف می‌شود یا اینکه نویز راه یافته به سیم به سایر دستگاه‌هایی که از آن سیم تغذیه می‌شوند وارد شده و مشکلاتی برای آن‌ها ایجاد کنند. مولفه‌های تفاضلی نویز هدایتی دارای دامنه یکسان ولی اختلاف فاز ۱۸۰ درجه می‌باشد، یعنی اگر مولفه‌ای در فرکانس معین از سیم مثبت خارج شود همان مولفه با آن فرکانس و دامنه معین در حال ورود از سیم منفی می‌باشد. اما مولفه‌های مشترک نویز هدایتی هم فاز هستند، یعنی از هر دو سیم باهم وارد یا باهم خارج می‌شوند. فیلتر سازگاری الکترومغناطیسی در ورودی مبدل سوئیچینگ قرار می‌گیرد تا مانع از ورود و خروج مولفه‌های نویز هدایتی گردد [3]. منظور از ممانعت ورود، تضعیف دامنه نویز در طیف فرکانس به حدی کمتر از سطح مجاز استاندارد است تا مزاحمتی برای سایر دستگاه‌های اطراف ایجاد نکند. شکل ۱ ساختار عمومی مبدل سوئیچینگ هنگام تست نویز را نشان می‌دهد.



شکل ۱- ساختار عمومی مبدل هنگام تست نویز

برای اندازه‌گیری دامنه مولفه‌های نویز هدایتی از یک مدار استاندارد به نام شبکه تثبیت‌کننده امپدانس خط ($LISN^1$) استفاده می‌شود که بین ورودی مبدل و منبع تغذیه قرار می‌گیرد. در شکل ۲ ساختار مداری این شبکه مشاهده می‌شود [4].

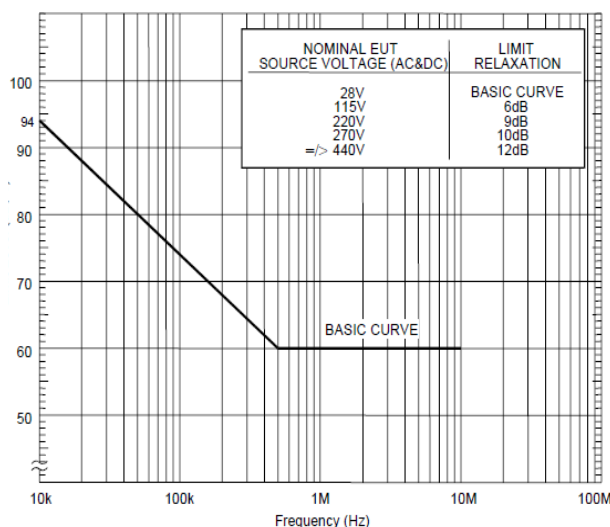
فیلتر سازگاری برای حذف مولفه نویز هدایتی از دو زیر فیلتر یکی برای مولفه مشترک و دیگری برای مولفه تفاضلی تشکیل می‌شود. برخی روش‌های طراحی فیلتر بر اساس آزمایش و خطا استوار بوده و در برخی دیگر منبع

¹ Line Impedance Stabilization Network

هدایتی منتقل شونده از طریق خطوط تغذیه است که از فرکانس 10KHz تا 10MHz را شامل می‌شود [8]. شکل ۴، منحنی استاندارد مخصوص نویز هدایتی را نشان می‌دهد طراحی فیلتر باید طوری باشد تا توان نویز هدایتی اندازه‌گیری شده با شبکه تثبیت کننده کمتر از این منحنی گردد [9]. در ادامه مبدل فلای‌بک جهت شبیه‌سازی معرفی شده سپس نویز هدایتی آن بدون قرارگیری فیلتر ارائه می‌شود در ادامه فیلتر سازگاری با استفاده از روش یاد شده طراحی خواهد شد. در انتها نویز هدایتی مبدل پس از قرارگیری مبدل ارائه شده و کارایی روش پیشنهادی مورد بحث قرار می‌گیرد.

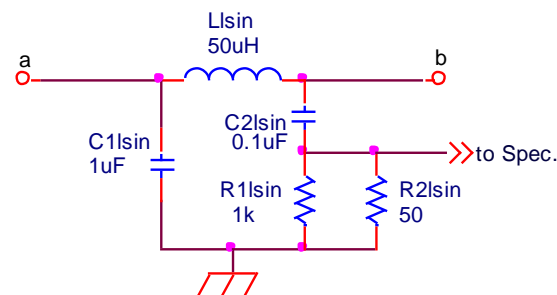
جدول ۱- مقادیر مجاز نویز در بازه‌های مختلف فرکانسی

Requirement	Description
CE101	Conducted Emissions, Power Leads, 30 Hz to 10 kHz
CE102	Conducted Emissions, Power Leads, 10 kHz to 10 MHz
CE106	Conducted Emissions, Antenna Terminal, 10 kHz to 40 GHz
CS101	Conducted Susceptibility, Power Leads, 30 Hz to 150 kHz
CS103	Conducted Susceptibility, Antenna Port, Intermodulation, 15 kHz to 10 GHz
CS104	Conducted Susceptibility, Antenna Port, Rejection of Undesired Signals, 30 Hz to 20 GHz
CS105	Conducted Susceptibility, Antenna Port, Cross-Modulation, 30 Hz to 20 GHz
CS106	Conducted Susceptibility, Transients, Power Leads
CS109	Conducted Susceptibility, Structure Current, 60 Hz to 100 kHz
CS114	Conducted Susceptibility, Bulk Cable Injection, 10 kHz to 200 MHz
CS115	Conducted Susceptibility, Bulk Cable Injection, Impulse Excitation
CS116	Conducted Susceptibility, Damped Sinusoidal Transients, Cables and Power Leads, 10 kHz to 100 MHz
RE101	Radiated Emissions, Magnetic Field, 30 Hz to 100 kHz
RE102	Radiated Emissions, Electric Field, 10 kHz to 18 GHz
RE103	Radiated Emissions, Antenna Spurious and Harmonic Outputs, 10 kHz to 40 GHz
RS101	Radiated Susceptibility, Magnetic Field, 30 Hz to 100 kHz
RS103	Radiated Susceptibility, Electric Field, 2 MHz to 40 GHz
RS105	Radiated Susceptibility, Transient Electromagnetic Field



شکل ۴- منحنی حد مجاز نویز هدایتی طبق استاندارد

طوری است که مانع از راه‌یابی LISN داخلی شبکه نویزهای خارجی به دستگاه اندازه‌گیر شده و فقط نویزهای هدایتی منبع تغذیه سوئیچینگ به دستگاه راه می‌یابد. کمی پیچیده است از LISN مدل کردن دقیق یک شبکه مدار شکل ۳ با اطمینان کافی و دقت مناسب برای نمایش و تحلیل فرکانسی آن استفاده می‌شود. LISN شبکه

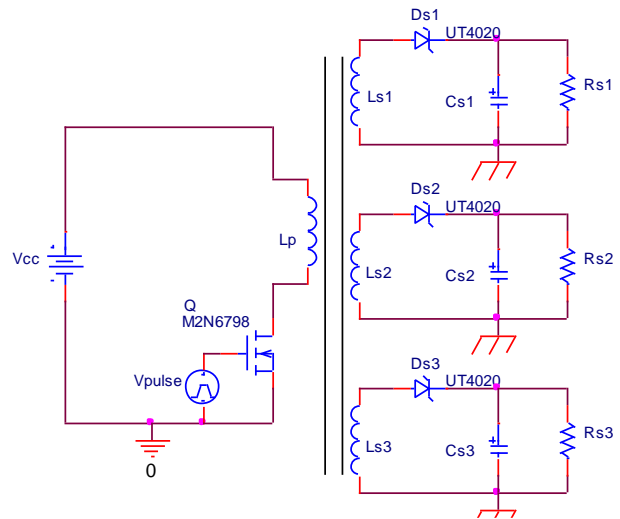


شکل ۳- مدار شبکه LISN

یک جفت از مدار شکل فوق در داخل شبکه LISN وجود دارد که در مسیر جفت سیم تغذیه مبدل مطابق مدار شکل ۳ قرار می‌گیرند. در شکل ۳، گره a در سمت خط تغذیه ورودی و سیم b در سمت مبدل می‌باشد. خازن C1sin به همراه سلف L1sin مانع از ورود نویزهای خارجی و به تبع آن خطا در اندازه‌گیری می‌گردد و خازن C2sin و سلف L1sin مسیری کم امپدانس برای نویزها به طرف دستگاه آنالیزگر طیف ایجاد می‌کند. افت ولتاژ نویزی روی R1sin توسط مقاومت R2sin که بیان‌گر امپدانس استاندارد پراب ورودی دستگاه آنالیزگر است نمایش داده می‌شود. برای محدود ساختن نویزهای رادیویی تولید شده توسط دستگاه‌های مختلف، استانداردهایی وضع شده که حداکثر مجاز دامنه‌های نویز هدایتی و تشعشعی را در بازه معین فرکانس بر دسیبل میکروولت (dbuv) تعیین می‌کند [7]. شرایط این استانداردها در کشورهای مختلف و برحسب اینکه کاربرد دستگاه مورد نظر در محیط خانگی، صنعتی و یا نظامی باشد متفاوت است. با توجه به موضوع پژوهشی در این مقاله از استاندارد STD-MIL-461F استفاده می‌شود که راجع به مقادیر مجاز نویزهای رادیویی هدایتی و تشعشعی در کاربردهای دقیق و حساس است. داده‌های این استاندارد در سال ۲۰۲۰ به روز رسانی شده و خود دارای زیر قسمت‌هایی می‌باشد که در جدول ۱ آورده شده است. سطر دوم جدول یعنی CE102، مربوط به نویز

۳- مبدل فلای‌بک و طرح مداری آن

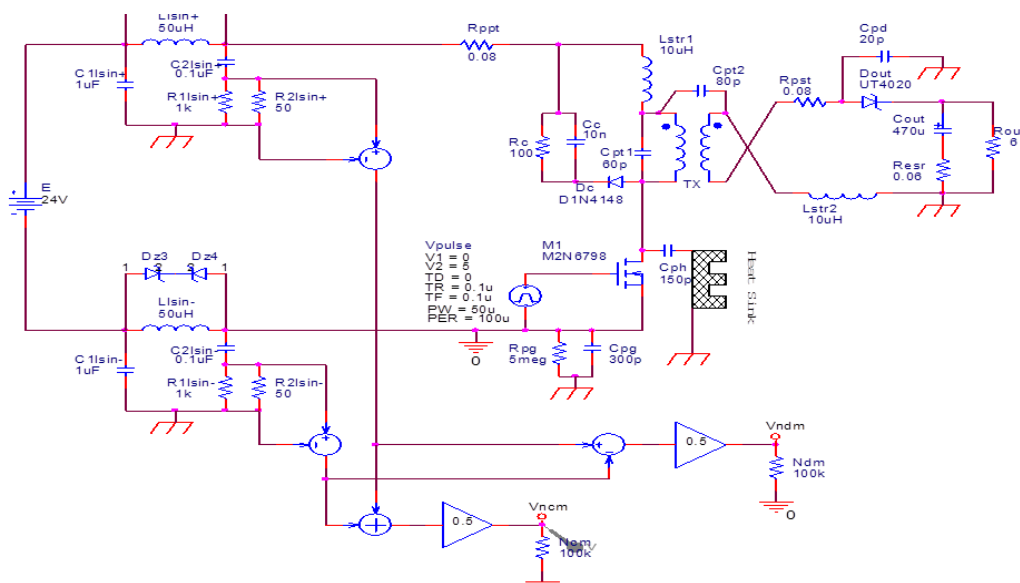
شکل ۵، مبدل فلای‌بک با چندین ولتاژ ثانویه را نشان می‌دهد هرگاه سوئیچ Q وصل شود جریان در اولیه افزایش یافته و انرژی در هسته ترانس ذخیره می‌شود، سپس با قطع سوئیچ انرژی ذخیره شده در هسته به سیم‌پیچ‌های ثانویه منتقل گردیده و به نسبت دور ثانویه سطوح ولتاژهای مختلف تولید می‌گردد [10].



شکل ۵- مدار ساده مبدل فلای‌بک با چند خروجی

شکل ۶، آرایش بسط یافته مدار شکل ۵ است که در آن تا حد امکان عناصر پارازیتی مانند مقاومت سیم‌پیچ‌ها و خازن‌های پراکنده و اندوکتانس اولیه آورده شده‌اند تا نتایج شبیه‌سازی به مقادیر حقیقی نزدیک‌تر گردند.

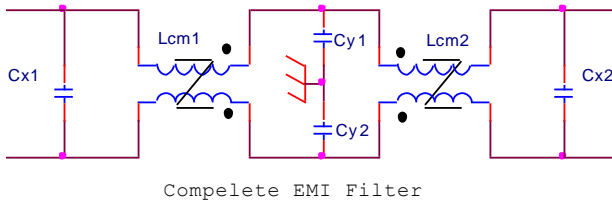
LISN ولتاژ ورودی مبدل ۲۴ ولت بوده و پس از آن بلوک برای اندازه‌گیری LISN قرار می‌گیرد، شبکه تثبیت کننده LISN سطح نویز در ورودی مبدل قرار دارد. دو بخش مشابه، متصل به پایه‌های تغذیه ورودی قرار دارند که با تعیین مجموع و تفاضل آن‌ها مولفه‌های نویزی حالت مشترک و تفاضلی ایجاد می‌شوند همانند آنچه که در روابط (۱) و (۲) بیان گردید. به اولیه ترانس مبدل، شاخه کلمپ برای میرا ساختن ولتاژهای لحظه‌ای سوئیچ D_C, C_C, R_C متصل است. برای تحلیل دقیق‌تر، خازن‌های پراکندگی به ترانس سوئیچینگ متصل بوده و C_{PT1} و C_{PT2} به‌طور سری با آن قرار L_{ST1} و L_{ST2} اندوکتانس پراکندگی به ترتیب خازن‌های پارازیتی C_{PD} و C_{PH} دارد. خازن‌های دیود و هیت‌سینک هستند. زمین تغذیه با علامتهای \equiv و زمین بدنه با علامت /// نشان داده شده است. همچنین، مقاومت و خازن معادل بین زمین تغذیه R_{PG} و C_{PG} نماد و زمین بدنه می‌باشد. خازن‌های پراکندگی نقش مهمی در ایجاد مسیر انتقال برای مولفه هدایتی نویز فرکانس بالا دارند که در شکل ۶ انواع خازن پراکندگی میان اولیه و ثانویه ترانس، ترانزیستور و هیت‌سینک و دیود-بدنه آورده شده تا نتایج شبیه‌سازی به شرایط واقعی نزدیک‌تر گردد. طراحی شده جهت سازگاری EMI لذا انتظار می‌رود فیلتر با استاندارد دقیق‌تر عمل خواهد کرد. ولتاژ خروجی مبدل ۱۲ ولت با جریان ۲ آمپر است و سوئیچ مدار با فرکانس ۱۰kHz کلیدزنی می‌گردد.



شکل ۶- آرایش بسط یافته مبدل فلای بک با اجزای پارازیتی

۴- روش پیشنهادی

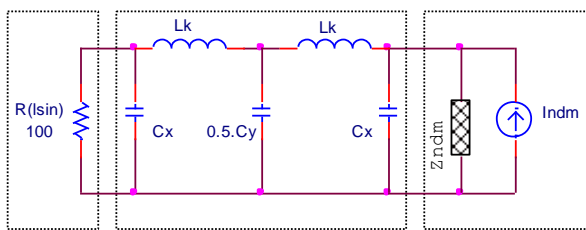
فیلتر سازگاری الکترومغناطیسی برای نویز هدایتی، خود از دو زیر فیلتر یکی برای مولفه تفاضلی و دیگری برای مولفه مشترک تشکیل می‌شود. برای زیر فیلتر تفاضلی از آرایش Π استفاده می‌شود که در شکل ۷ آورده شده است. خازن C_{X1} و C_{X2} در دو طرف موجب اتصال کوتاه شدن مولفه های نویز تفاضلی می‌شوند. همچنین در صورت کافی بودن می‌توان از اندوکتانس نشستی ترانس زیر فیلتر حالت مشترک، به جای L_{DM} استفاده کرد تا نیازی به گذاردن سلف جداگانه‌ای نباشد. مقدار اندوکتانس نشستی یک ترانس سوئیچینگ حدود 0.5% تا 2.5% اندوکتانس کل آن می‌باشد. در صورتی که این مقدار اندوکتانس نشستی برای جبران سلف زیر فیلتر تفاضلی کافی نباشد می‌توان یک سلف خارجی را نیز به آن اضافه کرد. برای زیر فیلتر مشترک بهتر است از آرایش T استفاده شود، چون اندوکتانس بازوها موجب ایجاد امپدانس بالایی در فرکانس نویز مولفه مشترک می‌گردد. این آرایش در شکل ۸ ملاحظه می‌شود. القای متقابل در ترانس فیلتر حالت مشترک هم-جهت هستند تا با فرض هم‌راستا بودن مولفه مشترک نویز با یکدیگر خنثی گردند. خازن‌های C_{Y1} و C_{Y2} به زمین بدنه دستگاه وصل اند تا مسیر کم امپدانس در مقایسه با خازن‌های پارازیتی ایجاد کنند و به این صورت قسمت بیشتری از نویز از آن‌ها عبور کند. با ترکیب دو زیر فیلتر تفاضلی و مشترک، فیلتر EMC نهایی ایجاد می‌شود. با توجه به کوچک بودن L_{dm} اندوکتانس پراکندگی فیلتر مشترک برای آن کافی است.



Compelete EMI Filter

شکل ۸- ساختار نهایی فیلتر سازگاری الکترومغناطیسی

شکل ۹، مدار معادل نویز کل مبدل در حضور فیلتر EMC و شبکه LISN را برای حالت تفاضلی نشان می‌دهد. عناصری از فیلتر حالت مشترک یا شبکه LISN که به زمین بدنه متصل هستند در برابر مولفه تفاضلی به طور سری مدل می‌شوند.

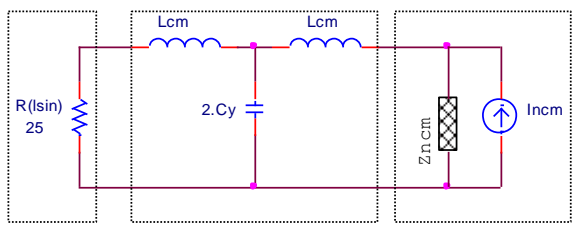


Equivalent DM of LISN Equivalent DM of Filter Equivalent DM of SPS Noise

شکل ۹- مدار معادل نویزی مبدل در حالت تفاضلی

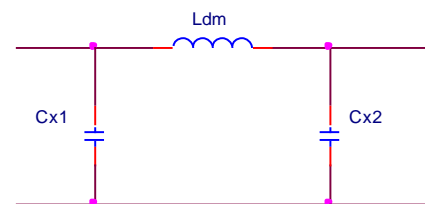
در شکل ۹، نمادهای I_{NDM} و Z_{NDM} به ترتیب معرف منبع نویز و امپدانس نویز تفاضلی مبدل فلای‌بک است. مقدار I_{NDM} متناسب با دامنه تغییرات ولتاژی عناصر نیمه هادی بوده و مقدار Z_{NDM} متناسب با میزان امپدانس پارازیتی و پراکنده در مسیر حلقه مولفه تفاضلی نویز می‌باشد. به عنوان قاعده باید امپدانس خازن C_X به اندازه کافی کوچک‌تر از امپدانس نویز Z_{NDM} باشد و L_K بزرگ‌تر از آن. تا مولفه تفاضلی نتواند از فیلتر عبور کند.

شکل ۱۰، مدار معادل نویزی مبدل در حضور فیلتر EMC و شبکه LISN را در حالت مد مشترک نشان می‌دهد. خازن‌های تفاضلی در این حالت خنثی شده و مقاومت های شبکه LISN نیز موازی می‌گردند، زیرا مولفه های نویز حالت مشترک، زاویه فاز یکسانی دارند.

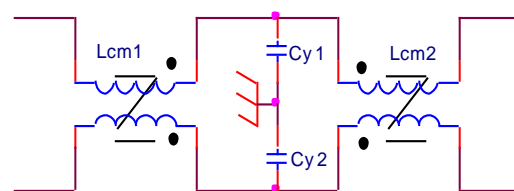


Equivalent CM of LISN Equivalent CM of Filter Equivalent CM of SPS Noise

شکل ۱۰- مدار معادل نویزی مبدل در حالت مشترک



Differential Mode EMI Filter



Common Mode EMI Filter

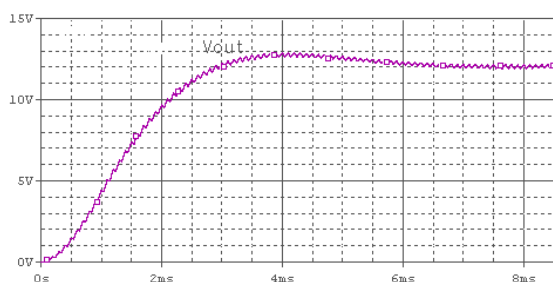
شکل ۷- بخش تفاضلی (بالا) و مشترک (پایین) فیلتر EMI

تفاضلی L_{DM} مورد نیاز، بیشتر از اندوکتانس پراکندگی سلف حالت مشترک L_{CM} است، لذا کمبود آن با اضافه کردن سلف خارجی جبران می‌گردد. نهایتاً این طراحی ضریب تضعیف موقفی با حاشیه 0.01 طبق استاندارد ارائه کرده است.

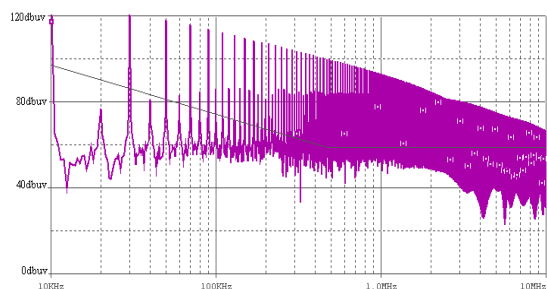
جدول ۲- مقادیر نهایی اجزای فیلتر

قطعه	مقدار
C_{X1}, C_{X2}	0.47uF
C_{Y1}, C_{Y2}	3.3nF
L_{CM1}, L_{CM2}	0.8mH
L_{DM}	50uH

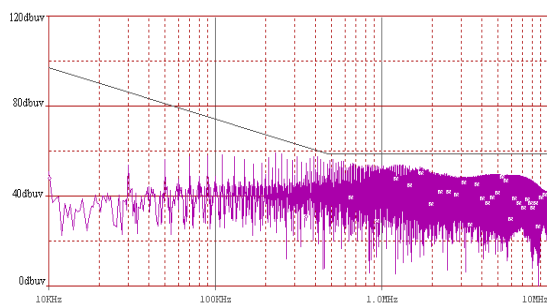
شکل زیر ولتاژ خروجی مبدل هنگام راه‌اندازی می‌باشد.



شکل ۱۱- ولتاژ خروجی مبدل هنگام راه‌اندازی



شکل ۱۲- نویز هدایتی مبدل بدون فیلتر گذاری



شکل ۱۳- نویز هدایتی مبدل پس از فیلتر گذاری

۶- نتیجه‌گیری

با افزایش فرکانس سوئیچینگ کلیدهای نیمه‌هادی، بحث سازگاری الکترومغناطیسی در منابع تغذیه اهمیت بیشتری

در شکل ۱۰، نمادهای I_{NCM} و Z_{NCM} به ترتیب معادل منبع نویز و امپدانس نویز مشترک مبدل فلای بک است. مقدر I_{NCM} گویای میزان تغییرات جریانی و ولتاژی عناصر نیمه هادی بوده و Z_{NCM} گویای میزان امپدانس پارازیتی و پراکنده در مسیر حلقه مولفه مشترک نویز می‌باشد. به عنوان قاعده باید امپدانس خازن C_Y به اندازه کافی کوچک‌تر از امپدانس نویز Z_{NCM} باشد و نیز L_{CM} بزرگ‌تر از آن باشد تا مولفه مشترک نتواند از فیلتر عبور کند.

۵- نتایج شبیه‌سازی مدار پیشنهادی

برای اجرای شبیه‌سازی نیاز به تعیین مقدار امپدانس نویز مبدل می‌باشد به این منظور کافی است یک مقاومت سری با شبکه LISN گذاشته و به تدریج افزایش یابد، هرگاه که دامنه نویزی که روی مقاومت LISN افت می‌کند نصف شود در این حالت اندازه امپدانس نویز برابر مقاومت خواهد بود. در هر صورت پس از اندازه‌گیری امپدانس نویز، خازن‌های تفاضلی X باید امپدانس به اندازه کافی کوچک‌تر از امپدانس نویز داشته باشد و سلف مشترک L_{CM} امپدانس به مراتب بزرگ‌تر از آن ایجاد کند. قطب‌های فیلتر نویزهای تفاضلی و مشترک که از درجه سوم می‌باشد. مقادیر نهایی اجزای فیلتر را در جدول ۲ می‌بینید. توصیه می‌شود خازن‌ها از نوع میکا و با عناصر پارازیتی کم انتخاب شوند و جهت میرایی رزونانس احتمالی، مقاومت صد اهمی با خازن C_{X1} موازی می‌گردد.

جهت اطمینان از درستی طراحی مبدل، ولتاژ خروجی آن در شکل ۱۱ مشاهده می‌شود. ولتاژ خروجی دائم برابر ۱۲ ولت بوده که در مدت حدود ۶ میلی ثانیه به آن می‌رسد. نمودارهای ۱۲ و ۱۳ نویز هدایتی مبدل سوئیچینگ به ترتیب قبل و بعد از فیلترگذاری را از فرکانس 10 KHz تا 10 MHz نشان می‌دهد. خط راست به رنگ سیاه در مرکز محور حد مجاز استاندارد را بیان می‌کند. همان‌طور که می‌بینید در نمودار ۱۲، بخش اعظم مولفه نویز فراتر از حد مجاز استاندارد بوده که پس از فیلترگذاری در نمودار ۱۳ این مشکل با حاشیه امنیت مناسب حل شده است.

مقادیر فیلتر باید طوری تعیین شود تا در فرکانس مشخص، میزان تضعیف مطلوب را ایجاد کند. مثلاً اگر دامنه نویز در یک فرکانس برابر 80dbuv بوده و حد مجاز استاندارد برابر 60dbuv باشد مقدار مطلوب تضعیف در آن فرکانس برابر 20dbuv یا ضریب 0.1 تضعیف خواهد بود. مقدار سلف

Orcad/Spice انجام شده که گویای درستی کارکرد مبدل در شرایط دائم و صحت طراحی فیلتر پیشنهادی می‌باشد. به عنوان مقایسه با کارهای قبلی، در طراحی ارائه شده در [11]، دامنه نویزهای هدایتی در برخی نقاط از سقف استاندارد تجاوز می‌کند و بالاتر بودن فرکانس سوئیچینگ آن تلفات کلیدزنی را بیشتر کرده است، همچنین در [12] تعداد عناصر فیلتر بیشتر و مدار آن پیچیده‌تر است که خود منجر به افزایش هزینه ساخت و کاهش راندمان خواهد گردید و با اضافه کردن قطب جدید به تابع تبدیل سیستم حاشیه پایداری حلقه کنترلی کاهش خواهد یافت. در انتها با توجه به اینکه تمامی اجزای فیلتر پیشنهادی در این مقاله از نوع غیرفعال هستند لذا پیشنهاد می‌شود در کاربردهای ویژه و جهت حصول حاشیه تضعیف بیشتر نویز، از عناصر فعال نیز در ساختار فیلتر استفاده گردد.

پیدا کرده است. تمرکز این مقاله روی طراحی فیلتر نویز رادیویی هدایتی می‌باشد که از مبدل به خطوط تغذیه منتقل شده و مانند آنتن از آن تشعشع می‌یابد. در این مقاله یک روش تحلیلی و موثر در طراحی فیلتر EMC معرفی گردید که بر اساس طراحی جداگانه زیر فیلترهای تفاضلی و مشترک بنا نهاده شده است. با قرار دادن شبکه LISN و اتصال آن به آنالیزگر طیف رادیویی می‌توان مقدار تضعیف لازم در هر فرکانسی را تعیین کرد، تا مبدل سوئیچینگ شرایط مطلوب استاندارد مربوطه را تامین کند. سپس با توجه به تضعیف لازمه، مقادیر دقیق اجزای زیر فیلترهای تفاضلی و مشترک به طور جداگانه محاسبه می‌شوند. آنگاه با ترکیب دو زیر فیلتر، مدار نهایی فیلتر EMC با مدل‌سازی متوسط مداری به دست می‌آید. در انتها شبیه‌سازی برای مبدل نمونه در محیط نرم‌افزار

مراجع

- [1] D. E. Quevedo and G. C. Goodwin, "Control of EMI from Switch-Mode Power Supplies via Multi-Step Optimization", Proceedings of the 2004 American Control Conference, USA, January 2004, pp. 1123-1128.
- [2] A. Manjunath and M.L. Sudheer, "Conducted EMI Model for Flyback PFC Converter", International Journal of Recent Technology and Engineering, Vol. 8, No. 3, 2019, pp. 6916-6923.
- [3] J. Yao, Y. Li, Z. Ma and Sh. Wang, "Advances of Modeling and Reduction of Conducted and Radiated EMI in Flyback Converters", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), USA, 2020, pp. 834-839.
- [4] Y. Li, H. Zhang, S. Wang, H. Sheng, C. P. Chng and S. Lakshmikanthan, "Investigating Switching Transformers for Common Mode EMI Reduction to Remove Common Mode EMI Filters and Y-Capacitors in Flyback Converters," IEEE Journal of Emerging and Power Electronics, Vol. 6, 2018, pp. 2287-2301.
- [5] Y. Li, S. Wang and H. Sheng, "Investigate and Reduce Capacitive Couplings in a Flyback Adapter With a DC-Bus Filter to Reduce EMI", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 35, 2020, pp. 6963-6973.
- [6] J. Yao, Y. Li, S. Wang, X. Huang and X. Lyu, "Analysis and Reduction of Radiated EMI in High-Frequency GaN IC-based Active Clamp Flyback Converters", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2020, pp. 664-671.
- [7] M. R. Yazdani, H. Farzanehfard, and J. Faiz, "EMI Analysis and Evaluation of an Improved ZCT Flyback Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, 2011, pp. 2326-2334.
- [8] S. Tammana and S. Yellampalli, "EMI Design for DC-DC Converters", International Journal of Recent Technology and Engineering (IJRTE), Vol. 7, March 2019, pp. 74-79.
- [9] H. Li et al., "Conducted EMI simulation of switched mode power supply", IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, USA, 2009, pp. 155-160.
- [10] L. Xie, X. Ruan, H. Zhu and Y. Lo, "Common-Mode Voltage Cancellation for Reducing the Common-Mode Noise in DC-DC Converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 68, No. 5, 2021, pp. 3887-3897.
- [11] Ashritha M. and M L Sudheer, "Conducted EMI Model for Flyback PFC Converter", International Journal of Recent Technology and Engineering (IJRTE), Vol. 8, No.3, 2019, pp. 6916-6923.
- [12] I. Lou, Q. Sun, W. You and Y. Sh, "Analytical Calculation of Conducted EMI in Flyback Converters", Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility & Signal Integrity (APEMC), 2016, pp. 241-248.

Design and simulation of an EMC filter for a flyback converter

Atila Skandarnezhad^{1,*}, AbdolAziz Kalteh, Noruz Abdollahi

1. Department of Electrical Engineering, Aliabad Katoul Branch, Islamic Azad University, Aliabad Katoul, Iran.
Email: eskandarnejad@aliabadiu.ac.ir

*Corresponding Author.

ABSTRACT

Electronic equipment's require supply voltage with different values that can create a stabilized voltage at the output in the conditions of changing the source voltage and load current. The fly-back switching converter is a suitable option for producing different voltages in such conditions. Due to the high frequency switching, the electromagnetic components with significant power are directed from the converter side to the power lines and also radiated to the surrounding space, which causes electromagnetic pollution and EMI radio interference. In this article, an effective and practical method for designing and adjusting the EMC electromagnetic compatibility filter is presented. Adjusting the filter values is based on averaging the noise circuit by considering its equivalent impedance. In most of the proposed methods for filter design, the noise source is assumed as an ideal current source and the equivalent impedance of the noise is not considered. This reduces the accuracy of the design and prevents the correct filtering of the components in some frequencies. In this article, the circuit averaging of the entire structure of the converter is done by considering the parasitic elements, because the closer the presented model is to the real structure, the more effective the filter is, and the more effectively it removes radio interference components. In the end, the software simulation shows the accuracy and efficiency of the proposed method in EMI filter design.

Keywords:

Flyback converter, Electromagnetic compatibility, Noise model, Conducted mode filter

کاهش تنش‌های اضافه ولتاژ و اضافه جریان ناشی از مدار باز شدن UIPC

جواد پورحسین^{۱*} و گئورگ قره پتیان^۲

چکیده

کنترل کننده توان میان فاز یکپارچه (UIPC) اساساً یک کنترل کننده شارش توان نوع سری است که مانند یک منبع جریان رفتار می‌کند. از اینرو یک خطای مدار باز در ترمینال دستگاه می‌تواند منجر به تنش شدید شود. باز شدن ترمینال این دستگاه باعث می‌شود که مدار موازی دو شاخه ای (یکی RL و یکی RC) موجود در هر فاز آن، بصورت یک مدار RLC سری که از طریق دو مبدل منبع ولتاژ (VSC) محلی تحریک می‌شود، ظاهر شود. این وضعیت، جریان چرخشی بالا و اضافه ولتاژ شدیدی در نقطه میانی و آن یعنی در ترمینال مدار باز شده ایجاد می‌کند. اینها، می‌تواند باعث تخلیه الکتریکی و صدمه جدی به دستگاه شود. در این تحقیق، تکنیکی مبتنی بر کنترل ناپیوسته دستگاه، جهت غلبه بر مشکلات مذکور، پیشنهاد شده است. بر اساس این تکنیک، ولتاژهای تزریقی دو VSC بلافاصله بعد از خطای مدار باز به مقدار صفر باز گردانده می‌شوند تا جریان چرخشی و نتیجتاً اضافه ولتاژ منتهی به کاهش یابد. ارزیابی تکنیک پیشنهادی در محیط نرم افزار دیگسایلنت بررسی شده و نتایج شبیه سازی حاکی از آن است که تکنیک پیشنهادی کارآمد است.

دریافت مقاله: ۱۴۰۲/۱۱/۱

پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۱۲/۱۰

کلمات کلیدی: کنترل کننده شارش توان، کنترل ناپیوسته، کاهش تنش اضافه جریان و اضافه ولتاژ

انواع مختلفی دارند که از آن جمله می‌توان به ترانس جابجا کننده فاز (PST) [۵]، خازن سری کنترل شده با ترستور (TCSC) [۶]، کنترل کننده میان فاز تنظیم شده (TIPC) [۷-۸]، جبران کننده سری سنکرون استاتیک (SSSC) [۹]، کنترل کننده شارش توان یکپارچه (UPFC) [۱۰]، کنترل کننده میان فاز استاتیک (SIPC) [۱۱]، کنترل کننده میان فاز یکپارچه (UIPC) [۱۲] و کنترل کننده میان فاز یکپارچه تغییر یافته (MUIPC) [۱۳] اشاره کرد. در میان ادوات مذکور، TIPC و نسخه‌های پیشرفته تر آن، نظیر SIPC و UIPC، بعلاوه چالش‌های بهره برداری به ملاحظات ویژه‌ای نیاز دارند. این ادوات، بطور سری به خط متصل می‌شوند و مانند یک منبع جریان عمل می‌کنند. بر همین اساس، وقوع یک اتصال باز در ترمینال چنین ادواتی، می‌تواند آنها

۱-مقدمه

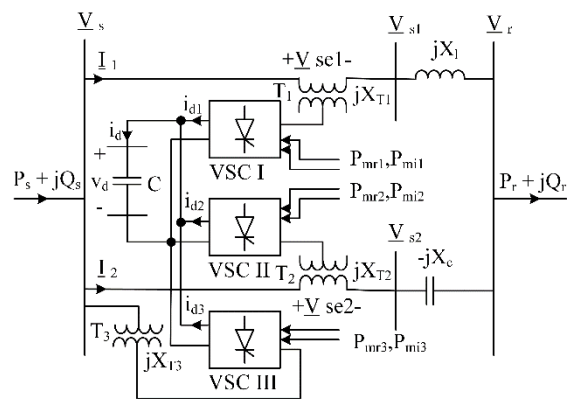
ادوات سیستم انتقال جریان متناوب انعطاف پذیر (FACTS) بطور گسترده ای جهت کنترل یک یا چند پارامتر از شبکه انتقال مورد استفاده قرار می‌گیرند [۱]. در این میان، ادوات FACTS شارش توان از توجه خاصی برخوردارند. آنها قادر اند توان‌های اکتیو و راکتیو و تراکم‌های فزاینده را کنترل کنند [۲]، چرخش هرزگرد توان در حلقه‌ها را مدیریت کنند و بعلاوه محدودیت‌ها و تنگناهای انتقال موجود را برطرف کنند [۳]. بعنوان یک نتیجه، کاربردهای آنها می‌تواند منجر به بهبودی در قابلیت اعتماد، کاهش در قیمت‌های انرژی و استفاده بهینه از تسهیلات انتقال موجود گردد [۴]. کنترل کننده‌های شارش توان

۲. استاد، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی امیر کبیر

* Javad.pourhossein@iau.ac.ir

۱. استادیار، دانشکده مهندسی برق، واحد گناباد، دانشگاه آزاد اسلامی واحد، گناباد، ایران

را تحت تنش شدید قرار دهد. همانطور که در این مقاله نشان داده شده، مدار باز شدن چنین ادواتی در ابتدا منجر به اضافه جریان در مدار داخلی آنها شده و سپس بعنوان یک نتیجه، ولتاژ در ترمینال باز شده بطرز شدیدی افزایش می یابد. از طرف دیگر، مرور ادبیات مربوطه حاکی از آن است که مشکل اضافه ولتاژ، تنها در خصوص دستگاه TIPC مورد بررسی قرار گرفته است [۱۴]. در این بررسی، یک طرح حفاظتی مبتنی بر استفاده از ورستره‌های اکسید روی (MOV^1)، نصب شده در دو طرف شاخه خازنی، و گپ‌های حفاظتی (PG^2)، متصل شده بطور موازی به دو سر خازن، جهت کاهش تنش‌های اضافه ولتاژ، ارائه شده است. این راه حل، هزینه‌ها را افزایش می دهد و بدلیل استفاده از عناصر متعدد از قابلیت اعتماد پائینی برخوردار است. در مطالعه فعلی، یک روش کم هزینه برای حل مشکل پیشنهاد شده است. تکنیک پیشنهادی مبتنی بر کنترل ناپیوسته ادوات FACTS است که از آن جهت بهبود عملکرد دینامیکی سیستم قدرت در [۱۶-۱۵] استفاده شده است. هر چند این تکنیک به همه توپولوژی‌های TIPC قابل اعمال است، اما در این مطالعه، یکی از پیشرفته ترین آنها و آن یعنی UIPC مورد بررسی قرار گرفته است. دیاگرام



شکل ۱- ساختار تک فاز UIPC [۱۲]

تک فازی از آن در شکل (۱) نشان داده شده است.

UIPC قادر است بطور همزمان، توان‌های اکتیو و راکتیو را بطور مستقلی کنترل کند، دامنه ولتاژ باس محلی را تنظیم کند، مشارکت به خطای اتصال کوتاه را محدود کند و ولتاژ در ترمینال‌های ورودی- خروجی را از هم ایزوله نگه دارد [۱۲]. همانطور که در شکل (۱) قابل مشاهده است، در هر فاز UIPC یک مدار موازی دو شاخه‌ای وجود دارد،

که در آن هر شاخه دارای یک راکتانسی است (یکی سلفی و یکی خازنی) که به یک ولتاژ با فاز جابجا شده، متصل شده است. این ولتاژهای با فاز جابجا شده در شکل (۱) با فازورهای V_{s1} و V_{s2} مشخص شده اند. این نشان میدهد که عمل جابجایی فاز در شاخه‌های سلفی و خازنی بترتیب از طریق مبدل‌های منبع ولتاژ (VSC) ۱ و ۲ انجام می شود. بایستی به این نکته توجه کرد که این دستگاه تنها وقتی قادر است مشارکت خود را به جریان خطا محدود کند، که راکتانس‌های دو شاخه و آن یعنی X_1 و X_c از نظر مقدار مساوی باشند. باز شدن ترمینال‌های ورودی یا خروجی (در اینجا ترمینال خروجی) باعث خواهد شد تا این مدار موازی بلافاصله به صورت یک مدار RLC سری تغییر شکل بدهد. نتیجتاً، با توجه به قید $X_1 = X_c$ ، پیامد حاصله، یک جریان با شدت بسیار بالا خواهد بود. این جریان چرخشی، ولتاژ دو سر سلف و خازن را افزایش داده و منجر به یک اضافه ولتاژ در نقطه میانی مدار یا در ترمینال مدار باز شده می گردد (V_r). بر طبق نتایج شبیه سازی، مقادیر نوعی جریان (I_{ser}) و ولتاژ (V_r) بترتیب بیش از سه و نیم و سه برابر مقادیر مجاز می باشد. از اینرو، تنش‌های منتجه می تواند سبب تخلیه الکتریکی و صدمه جدی به UIPC گردد و این یعنی کاستن از شدت آنها یک فوریت است. در این مقاله، یک تکنیک جدید پیشنهاد شده است. بر اساس این تکنیک، UIPC شامل دو روش کنترل و آن یعنی روش‌های کنترل اصلی و گذرا می باشد. تحت شرایط عملکرد عادی، کنترل اصلی، توان‌های اکتیو و راکتیو خط را کنترل می کند و در حالت یک حادثه مدار باز، کنترل کننده دیگری وارد عمل می شود. در این مقاله، مسئله از طریق انتخاب یک سیستم آزمون نمونه و اجرا شبیه سازی‌های کامپیوتری در محیط نرم افزار دیگسایلنت مورد بررسی قرار گرفته است. نهایتاً، آنالیز نتایج مذکور، کارایی تکنیک پیشنهادی را تأیید می کند.

۲- مروری کوتاه بر UIPC

۲-۱- مدل و استراتژی کنترل

UIPC یک نسخه پیشرفته‌ای از TIPC است که در آن دو ترانس جابجا کننده فاز (PST) با دو جابجا کننده فاز مبتنی بر VSC جایگزین شده است. همانطور که در شکل (۱)

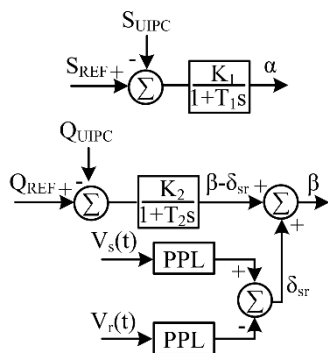
¹ Metal oxide varistor

² Protective gap

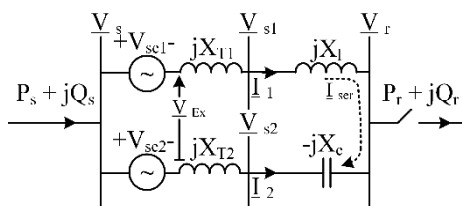
بترتیب از طریق کنترل متغیرهای α و β ، کنترل می شوند [۱۲].

۲-۲- مشکل اضافه جریان و اضافه ولتاژ UIPC

مدار معادل تک فاز ساده ای از UIPC، با در نظر گرفتن یک خطای مدار باز در ترمینال خروجی و همینطور چشم پوشی از مبدل موازی، در شکل (۳) نشان داده شده است.



شکل ۲- کنترل توان های اکتیو و راکتیو خروجی UIPC [۱۲]



شکل ۳- مدار معادل ساده شده UIPC در پی اتصال باز در ترمینال خروجی آن

در اینجا، هر VSC توسط یک منبع ولتاژ سینوسی در فرکانس سیستم قدرت مدل می شود [۱۷]. فازورهای ولتاژ متناظر با این منابع بنام های \underline{V}_{s1} و \underline{V}_{s2} در شکل (۳) نشان داده شده اند. با توجه به شکل (۳)، آن، اساساً، یک مدار RLC نوع سری است که توسط ولتاژهای تزریقی مبدل های VSC1 و VSC2 تحت شرط $X_1=X_c$ ، تحریک شده است. عنصر مقاومتی این مدار و آن یعنی مقاومت معادل لحاظ شده جهت احتساب تلفات اجزا (R_1)، در شکل (۳) نشان داده نشده است. تنش ها در این دستگاه مربوط به جریان چرخشی در این مدار (I_{ser}) و اضافه ولتاژ در نقطه میانی و آن یعنی ترمینال مدار باز شده (\underline{V}_r) می باشد. تحت شرایط ایده آل، که در آن R_1 ، X_{T1} و X_{T2} مساوی صفر هستند، مدار مذکور دقیقاً یک مدار LC سری ایده آل است. واضح است که در چنین مداری هم I_{ser} و هم \underline{V}_r ، از نظر تئوری، بی نهایت هستند. دیاگرام برداری متناظر با

نشان داده شده، آن دارای سه VSC ($VSC1$ ، $VSC2$ و $VSC3$) است که از طریق خازن باس DC، بصورت پشت به پشت به همدیگر متصل شده اند. در اینجا، $VSC1$ و $VSC2$ هر یک به صورت یک جابجا کننده فاز ایده آل عمل می کند، ضمن اینکه از $VSC3$ نیز برای تثبیت ولتاژ باس DC و همینطور تنظیم ولتاژ باس محلی استفاده می شود. همانطور که از شکل (۱) مشهود است هر فاز شامل دو شاخه موازی است، که هر یک از آنها دارای راکتانسی متصل شده به یک ولتاژ با فاز جابجا شده، می باشد. در این شکل، ولتاژهای با فاز جابجا شده برای شاخه های سلفی و خازنی بترتیب با \underline{V}_{s1} و \underline{V}_{s2} نشان داده شده اند. با چشم پوشی از راکتانس های نشتی (X_{T1} و X_{T2}) و تلفات در هر شاخه، این فازورها بصورت $\underline{V}_s e^{j\varphi_1}$ و $\underline{V}_s e^{j\varphi_2}$ قابل بیان اند که در آن \underline{V}_s ، φ_1 و φ_2 بترتیب ولتاژ باس ورودی و زوایای جابجایی فاز در شاخه های سلفی و خازنی می باشند. در حالت کلی، چهار متغیر کنترلی در ارتباط با UIPC وجود دارد، که دو تا از آنها یعنی φ_1 و φ_2 با توجه به معادلات زیر جهت کنترل توان های اکتیو و راکتیو خروجی (P_r و Q_r) مورد استفاده قرار می گیرند [۱۲]:

$$P_r = -2V_s V_r B_1 \sin(\alpha) \cos(\delta_{sr} - \beta) \quad (1)$$

$$Q_r = 2V_s V_r B_1 \sin(\alpha) \sin(\delta_{sr} - \beta) \quad (2)$$

در اینجا

$$\beta = (\varphi_2 + \varphi_1)/2 \quad \alpha = (\varphi_2 - \varphi_1)/2 \quad (3)$$

$$\delta_{sr} = \delta_s - \delta_r \quad \underline{V}_s = V_s \angle \delta_s \dots \quad (4)$$

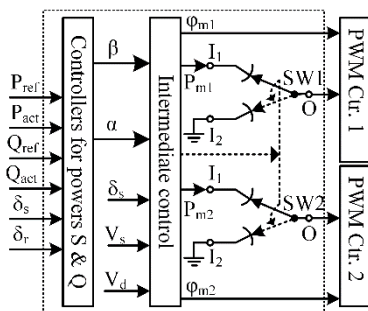
$$\underline{V}_r = V_r \angle \delta_r \quad jB_1 = 1/(jX_1)$$

در اینجا، α و β متغیرهای کنترلی مستقل جدیدی هستند که بر اساس متغیرهای کنترلی اصلی تعریف شده اند. همینطور، B_1 ، δ_{sr} و V_s بترتیب نمایشگر سوسپتانس سلف، زاویه الکتریکی دو سر UIPC، ولتاژ ترمینال ورودی و ولتاژ ترمینال خروجی می باشند. دو متغیر کنترل دیگر دامنه و فاز ولتاژ خروجی مبدل سه (VSC3) هستند. این متغیرها، شبیه به آنچه در مورد UPFC وجود دارد [۱۷]، بترتیب جهت تنظیم دامنه ولتاژ باس محلی و تثبیت ولتاژ باس DC مورد استفاده قرار می گیرند. جهت توضیحات بیشتر در رابطه با استراتژی کنترل می توان به [۱۲] مراجعه کرد. دیاگرام بلوکی نشان داده شده در شکل (۲)، استراتژی ساده ای را جهت کنترل توان های اکتیو و راکتیو، به نمایش می گذارد. همانطور که در این شکل نشان داده شده، توان های ظاهری و راکتیو

خروجی (S_r)، که فقط به متغیر α بستگی دارد [۱۲]، منجر به یک افزایش در I_{ser} و V_r خواهد شد.

۳- تکنیک پیشنهادی

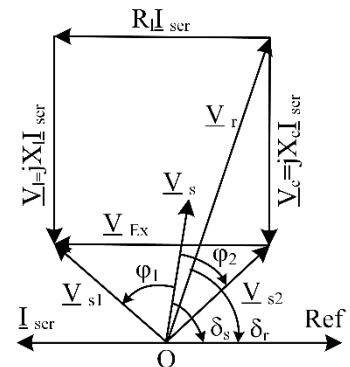
تکنیک پیشنهادی جهت حل مشکلات اضافه ولتاژ و اضافه جریان UIPC، مبتنی بر کنترل ناپیوسته این دستگاه است. بر اساس این، برای UIPC و VSC1 و VSC2 از دو کنترل بهره می برد؛ کنترل اصلی و کنترل گذرا. طرح کلی مدار کنترل این VSC ها در شکل (۵) نشان داده شده است.



شکل ۵- طرح کلی مدار کنترل VSC های ۱ و ۲

همانطور که در این شکل نشان داده شده، هر دو سویچ دو ورودی-تک خروجی SW1 و SW2 در ابتدا در وضعیت I_1 هستند. این وضعیت مدار کنترل با کنترل اصلی متناظر است. در این حالت، توان های اکتیو و راکتیو خروجی UIPC بطور مستقلی توسط متغیرهای کنترلی ϕ_1 و ϕ_2 یا بطور معادلی α و β کنترل می شوند. همانطور که از شکل (۵) قابل مشاهده است، ورودی های کنترل کننده های PWM این VSC ها و آن یعنی P_{m1} ، ϕ_{m1} و P_{m2} ، ϕ_{m2} خروجی های مدار کنترل هستند. در اینجا، P_{m1} ، ϕ_{m1} و P_{m2} ، ϕ_{m2} بترتیب، شاخص های مدلاسیون دامنه و فاز VSC1 و VSC2 (و آن یعنی AMI^2 و PMI^3) هستند. در حالت یک خطای مدار باز در ترمینال های ورودی یا خروجی، کنترل دستگاه به کنترل گذرا منتقل خواهد شد. بنابراین سویچ ها با یک تاخیر ناچیزی (بعلت تاخیر در بازخوردها و راه اندازی) به موقعیت I_2 تغییر وضعیت خواهند داد. در این حالت، همانطور که در شکل (۵) نیز نشان داده شده، اندیس های مدلاسیون دامنه (AMI) بلافاصله به مقدار صفر باز گردانده می شوند که

فازورهای I_{ser} و V_r در حالت $X_{T1} = X_{T2} = 0$ در شکل (۴) نشان داده شده است. همانطور که در این شکل نشان داده شده، به علت دامنه و فاز بالای فازورهای ولتاژ سلف (V_l) و ولتاژ خازن (V_c)، مقدار V_r در مقایسه با مقدار V_s قابل ملاحظه است. این بدین معنی است که جریان I_{ser} عامل اصلی اضافه ولتاژ در نقطه میانی است. بعنوان یک نتیجه، هر چه دامنه جریان حلقه بزرگتر باشد، اضافه ولتاژ منتهی نیز بزرگتر بوده و در نتیجه احتمال تخلیه بیشتر خواهد بود.



شکل ۴- ولتاژها و جریان های UIPC در پی اتصال باز در ترمینال خروجی آن

در شرایط واقعی، با توجه به شکل (۳)، مقدار موثر جریان با رابطه زیر داده می شود:

$$I_{ser} = \frac{V_{Ex}}{Z_{eq}} = \frac{V_{s2} - V_{s1}}{R_1 + j(X_{T1} + X_{T2})} \quad (5)$$

در اینجا، Z_{eq} و V_{Ex} بترتیب، امپدانس و ولتاژ معادل در مدار شکل (۳) میباشند. با استفاده از معادلات ذکر شده، I_{ser} می تواند بصورت زیر نیز بیان شود:

$$I_{ser} = \frac{2V_s \sin \alpha}{|Z_{eq}|} \angle \left(\frac{\pi}{2} + \beta - \delta_s - \theta \right) \quad (6)$$

در اینجا، θ زاویه Z_{eq} می باشد. بر اساس نتایج شبیه سازی برای یک توان ظاهری متوسط $S_r = 200MVA$ ، مقدار I_{ser} به بیش از سه و نیم برابر مقدار نامی می رسد، این در حالی است که مقدار V_r نیز بالای سه پریونیت است. در این حالت، ولتاژ باس DC تقریباً ثابت است. نتیجتاً، مقدار V_s نیز بخاطر عملکرد حلقه کنترل (تنظیم ولتاژ) ثابت می ماند. با این اوصاف، در این حالت، با توجه به رابطه (۶)، دامنه جریان تنها تابعی از متغیر α است و می تواند با آن کنترل شود. بعنوان یک نتیجه، یک افزایش در توان ظاهری

³ Phase modulation index

¹ Pulse width modulation

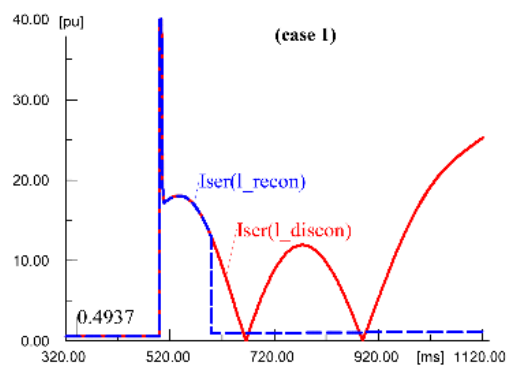
² Amplitude modulation index

چشم پوشی شده، ضمن اینکه ژنراتورها نیز با یک مدلی از درجه ۸ شامل اثرات گذرای سریع به همراه سیستم تحریکی از نوع ESAC4A شبیه سازی شده اند. بارها نیز بصورت امپدانس ثابت مدل شده اند. بعلاوه، نقطه کار UIPC نیز در تمام حالات یکسان در نظر گرفته شده است. نتایج شبیه سازی در حالات ۱ تا ۳ بترتیب در اشکال ۷-۹ نشان داده شده است. در این اشکال، نتایج سناریوهای ۱ و ۲ بترتیب با برجسب های I_{recon} و I_{discon} از هم مجزا گشته اند.

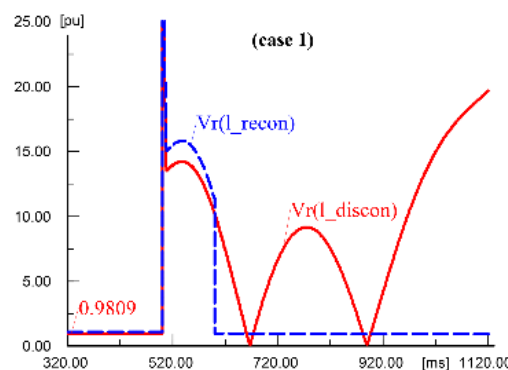
۵- تحلیل نتایج

با توجه به نتایج شبیه سازی، مسائل مهم زیر قابل بحث است:

- شکل موج های I_{ser} و V_r برای حالت مطالعه ۱ بترتیب در اشکال (۷-الف) و (۷-ب) نشان داده شده است. همانطور که انتظار می رفت، مقادیر خیلی بالاتر از سطح مجاز است. در این حالت، شدت جریان بقدری بالاست که خازن باس DC در طی حدودا ۰/۳ میلی ثانیه بطور کامل تخلیه شده است (شکل ۷-ج).



(الف)

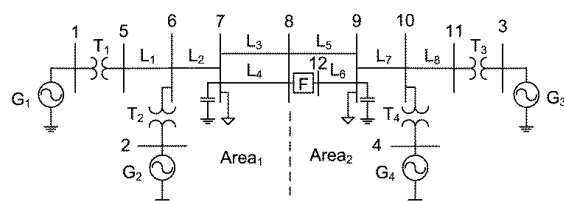


(ب)

این باعث خواهد شد تا ولتاژهای تزریقی و در نتیجه ولتاژ تحریک مدار به مقدار صفر تقلیل پیدا کند. با توجه به رابطه (۵)، واضح است که چنین عملکردی مستقیماً جریان حلقه I_{ser} را تحت تاثیر قرار خواهد داد و باعث خواهد شد که مقدار جریان به صفر برسد. نتیجتاً، ولتاژ در ترمینال مدار باز شده نیز به زیر سطح مجاز کاهش خواهد یافت. بالاخره، اگر دستگاه دوباره به خط متصل شود، مد کنترل نیز باید به مد اولیه تغییر پیدا کند، در غیر اینصورت، کنترل در مد گذرا باقی خواهد ماند. بایستی توجه کرد که تکنیک پیشنهادی می تواند بجای شاخص های مدولاسیون دامنه به متغیر کنترل α نیز اعمال شود.

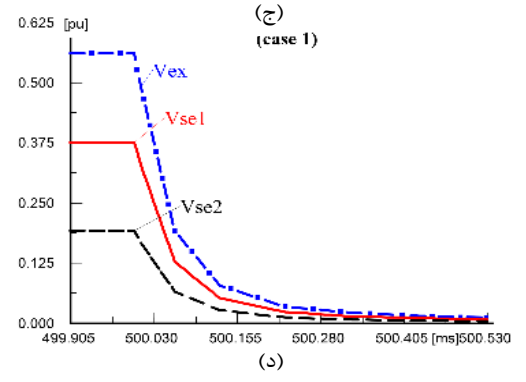
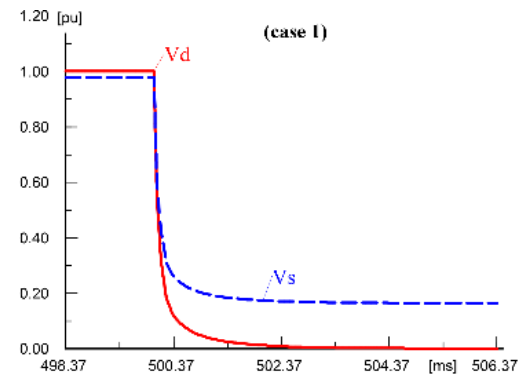
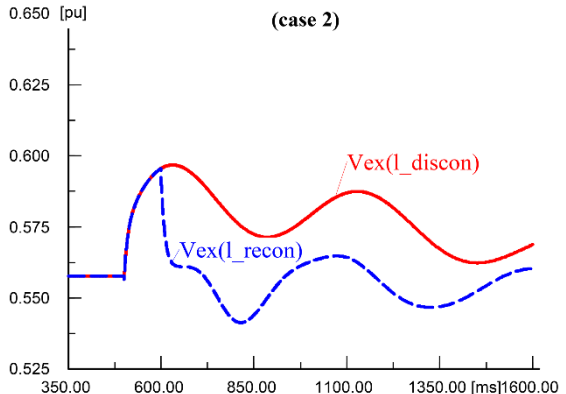
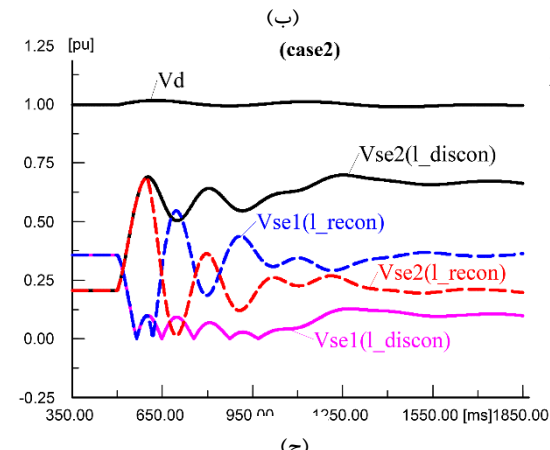
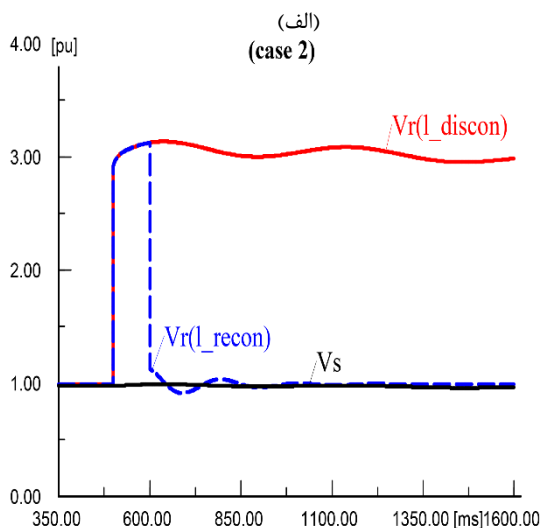
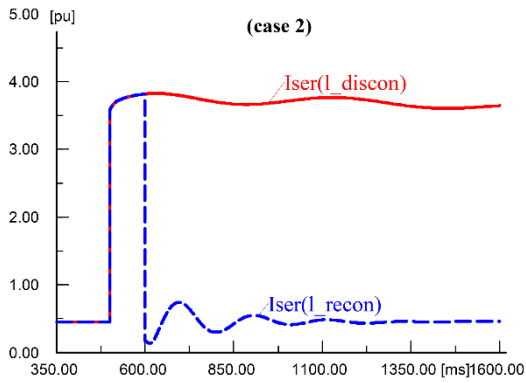
۴- سیستم آزمون، حالات مطالعه و شبیه سازی ها

سیستم آزمون مورد استفاده در شبیه سازی ها، یک سیستم قدرت بهم پیوسته دو ناحیه ای چهار ماشینه است [۱۲] که در شکل (۶) نشان داده شده است.



شکل ۶- سیستم آزمون شامل دستگاه FACTS

فرض بر این است که UIPC در خط ۶، بین باس های ۸ و ۱۲ که در شکل با بلوک F نشان داده شده، نصب شده باشد. سه حالت مطالعه، مورد بررسی قرار گرفته است. حالت اول متناظر با وضعیتی است که در آن اجزای UIPC ایده آل فرض شده اند (و آن یعنی $R_f=0=X_{T1}=X_{T2}$). از آنجایی که هیچ همگرایی در این حالت وجود ندارد مقدار غیر صفری برای R_f و آن یعنی مقدار ۰/۰۱۰ اهم انتخاب گردید. در حالات دوم و سوم، اجزا تحت شرایط غیر ایده آل مدل شده اند. حالات دوم و سوم دقیقاً مثل هم هستند با این تفاوت که تکنیک پیشنهادی تنها به حالت سوم اعمال شده است. در همه حالات، یک خطای مدار باز سه فاز در لحظه ۰/۵ ثانیه در ترمینال ارسال خط ۶ مدل شده و بدنبال آن، شبیه سازی با دو سناریو دنبال شده است. در سناریوی اول، خط ۶ بعد یک تاخیر ۰/۱ ثانیه ای برق دار می شود. اما در سناریوی دوم، خطای خط، دائمی در نظر گرفته شده است. لازم به یادآوری است که در این تحقیق، از تلفات مبدل ها

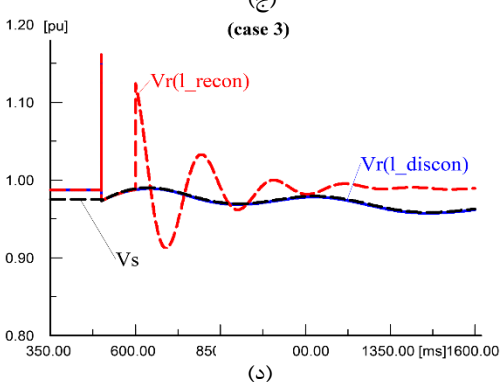
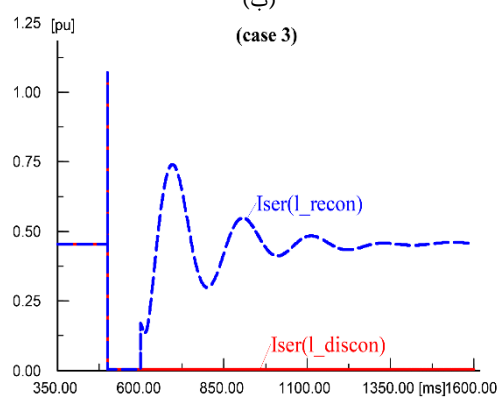
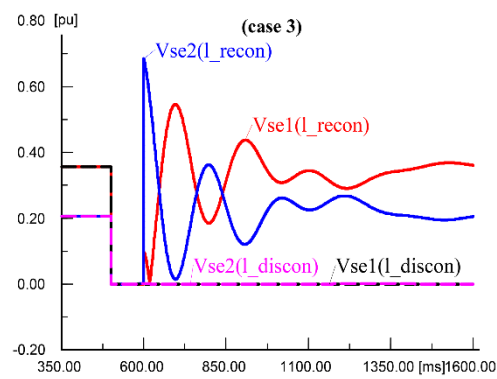
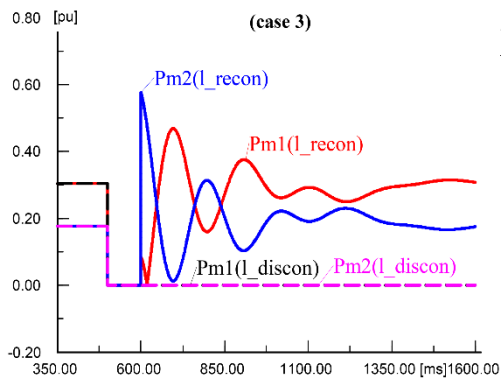


شکل ۷- نتایج حالت مطالعه ۱: (الف) جریان حلقه (ب) ولتاژ نقطه میانی (ج) ولتاژ در باس DC و ترمینال ورودی (د) ولتاژهای تزریقی و تحریک

بعنوان یک نتیجه، ولتاژهای تزریقی (شکل ۷-د) و ولتاژ در خروجی VSC3 بطور همزمان به سطح صفر سقوط کرده اند. هر چند، سقوط ولتاژهای تزریقی به یک افت قابل ملاحظه ای در I_{ser} و V_r منجر شده است (اشکال ۷-الف) و (۷-ب)) اما مقادیر آنها هنوز بالا و مخرب است. شکل ۷-ج نیز افت قابل ملاحظه ای را در ولتاژ باس محلی (V_s) نشان می دهد که بطور واضحی به سقوط ولتاژ در VSC3 ناشی از افت ولتاژ باس DC، مربوط می شود. لازم به ذکر است که در شرایط عادی، I_{ser} جریان در شاخه سلفی را نشان می دهد، اما در شرایط یک اتصال باز، آن نمایشگر جریان در حلقه می باشد.

• اشکال (۸-الف) و (۸-ب) بترتیب مقادیر I_{ser} و V_r را برای حالت مطالعه ۲ نشان می دهد. یک مقایسه ای از اشکال (۷-الف) و (۸-الف) و همینطور، (۷-ب) و (۸-ب) نشان می دهد که مقادیر I_{ser} و V_r ، بعلت مقدار قابل ملاحظه $Z_{eq} (30 \Omega)$ ، بطور قابل ملاحظه ای در مقایسه با حالت ۱ کاهش یافته است. اما مقادیر I_{ser}

شکل ۸- نتایج حالت مطالعه ۲: الف) جریان حلقه ب) ولتاژ در ترمینال های ورودی و خروجی ج) ولتاژهای تزریقی و ولتاژ در باس DC د) ولتاژ تحریک



برای V_r سناریوی ۲، هنوز چندین برابر سطح مجاز است و حاکی از آن است که تنش ها تحت شرایط سناریوی ۲، خطرناک هستند و باید کاهش یابند. علاوه بر این، همانطور که در شکل (۸-ج) و (۸-د) نشان داده شده، علی رغم تغییرات ناچیز، ولتاژ باس DC (V_d) و در نتیجه ولتاژ تحریک (V_{ex}) در حالت ۲ کاملاً پایدار است.

• نتایج حالت مطالعه ۳ که از تکنیک پیشنهادی استفاده می کند، در شکل (۹) نشان داده شده است. همانطور که در اشکال (۹-الف) و (۹-ب) نشان داده شده، تغییر وضعیت سویچ های SW_1 و SW_2 تقریباً 0.18 میلی ثانیه بعد از خطای مدار باز اتفاق افتاده است. این تغییر باعث می شود متغیرهای P_{m1} ، P_{m2} ، V_{se1} و V_{se2} بطور همزمان به صفر برسند. لازم به ذکر است که تاخیر ناشی از کلید زنی میدل ها و انتشار سیگنال راه اندازی از طریق ایجاد یک تاخیر 0.18 میلی ثانیه ای در سویچ های SW_1 و SW_2 شبیه سازی شده است. تاثیر اعمال تکنیک مربوطه بر روی جریان حلقه در شکل (۹-ج) نشان داده شده، جریان حلقه برای هر دو سناریو در همان لحظات اولیه به صفر رسیده است. واضح است که در این شرایط، ولتاژها در ترمینال های ورودی و خروجی مساوی و بعلاوه دارای مقادیر عادی هستند (شکل ۹-د)). این وضعیت برای سناریوی ۲، پایدار باقی می ماند، ولی برای سناریوی ۱، تا لحظه برق دار کردن مجدد خط (حدود 0.1 ثانیه بعد)، ادامه می یابد. از این لحظه به بعد، شکل موج I_{ser} در سناریوی ۱ جریان در شاخه سلفی دستگاه را نشان می دهد. همانطور که در اشکال (۹-ج) و (۹-د) نشان داده شده، حتی در طی دوره گذرای سناریوی ۱، مقادیر I_{ser} و V_r زیر سطح بیشینه ایشان هستند. این نشان می دهد که تکنیک پیشنهادی در حل مشکلات اضافه ولتاژ و اضافه جریان UIPC بسیار موثر است.

شکل ۹- نتایج حالت مطالعه ۳: الف) اندیس های مدلاسیون میدل های ۱ و ۲ ب) ولتاژهای تزریقی ج) جریان حلقه د) ولتاژها در ترمینال ورودی و خروجی

۵- نتیجه گیری

در این تحقیق، تنش های ناشی از مدار باز شدن UIPC بطور مفصل بررسی گردید. نتایج تحلیلی و شبیه سازی ها نشان دادند که بعد از اتفاق اتصال باز، اضافه جریان در حلقه داخلی دستگاه منجر به اضافه ولتاژ در ترمینال مدار باز شده میگردد. بعلاوه، آشکار گردید که هر دوی این تنش ها می توانند باعث صدمه و آسیب جدی به این دستگاه گران قیمت گردند و لذا باید کاهش یابند. بر این اساس، روشی از نظر فنی شدنی و در عین حال کم هزینه مبتنی بر کنترل ناپیوسته دستگاه برای کاهش آنها ارائه شد. نهایتاً، تکنیک پیشنهادی از طریق انجام شبیه سازی های حوزه زمان در محیط نرم افزار دیگسایلنت، ارزیابی و تأیید گردید. قابل به ذکر است که می توان با ایجاد تغییراتی در مدار کنترل این تکنیک، آن را به سایر توپولوژی های TIPC نیز اعمال کرد.

مراجع

- [1] D. Chao, F. Wanliang, J. Lin, and N. Shuanbao, "FACTS Devices Allocation via Sparse Optimization," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 31, no. 2, pp. 1308-1319, Mar. 2016.
- [2] S. Pradeep, and T. Rajive, "Amalgam Power Flow Controller: A Novel Flexible, Reliable, and Cost-Effective Solution to Control Power Flow," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 33, no. 3, pp. 2842-2853, May. 2018.
- [3] M. O. Lawal, O. Komolafe, and T. O. Ajewole, "Power-flow-tracing-based congestion management in hydrothermal optimal power flow algorithm," *J. Mod. Power Syst. Clean Energy*, Jan. 2019, Doi: 10.1007/s4056501804905.
- [4] D. Divan, and H. Johal, "Distributed FACTS—A new concept for realizing grid power flow control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 6, pp. 2253-2260, Nov. 2007.
- [5] T. Ding, R. Bo, Z. Bie, X. Wang, "Optimal Selection of Phase Shifting Transformer Adjustment in Optimal Power Flow," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 32, no. 3, pp. 2464-2465, May. 2017.
- [6] O. Ziaee, and F. F. Choobineh, "Optimal Location-Allocation of TCSC Devices on a Transmission Network," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 32, no. 1, pp. 94-102, Jan. 2017.
- [7] M. A. Chitsazan, and A. M. Trzynadlowski, "State estimation of IEEE 14 bus with interphase power controller using WLS method," in *Proc. 2016 IEEE Energy Conversion Congr. and Expo. (ECCE)*, Milwaukee, USA.
- [8] M. Farmad, S. Farhangi, G. B. Gharehpetian, and S. Afsharnia, "Nonlinear controller design for IPC using feedback linearization method," *Int J of Elect Power and Energy Syst.*, vol. 44, no. 1 pp. 778-785, Jan. 2013.
- [9] L. Wang, and Q. S. Vo, "Power Flow Control and Stability Improvement of Connecting an Offshore Wind Farm to a One-Machine Infinite-Bus System Using a Static Synchronous Series Compensator," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 2, no. 4, pp. 358-369, Apr. 2013.
- [10] S. Galvani, M. Tarafdar Hagh, M. B. Bannae Sharifian, and B. Mohammadi-ivatloo, "Multi-Objective Predictability Based Optimal Placement and Parameters Setting of UPFC in Wind Power Included Power Systems," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, Mar. 2018.
- [11] J. Pourhossein, G. B. Gharehpetian, and S. H. Fathi, "Static Inter-phase Power Controller (SIPC) modeling for load flow and short circuit studies," *Energy Conversion and Manage.* vol. 64, pp. 145-151, Dec. 2012.
- [12] J. Pourhossein, G. B. Gharehpetian, and S. H. Fathi, "Unified Interphase Power Controller (UIPC) Modeling and Its Comparison With IPC and UPFC," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 27, no. 4, pp. 1956-1963, Oct. 2012.

- [13] M. Zolfaghari, M. Abedi, and G. B. Gharehpetian, "Power flow control of interconnected AC-DC microgrids in grid-connected hybrid microgrids using modified UIPC," To be published in IEEE Trans. Smart Grid.
- [14] G. Sybille, Y. Haj-Maharsi, G. Morin, F. Beaugard, J. Brochu, J. Lemay, and P. Pelletier, "Simulator demonstration of the interphase power controller technology," IEEE Trans. Power Del., vol. 11, no. 4, pp. 1985-1992, Oct. 1996.
- [15] M. H. Haque, "Improvement of First Swing Stability Limit by Utilizing Full Benefit of Shunt FACTS Devices," IEEE Trans. Power Syst., vol. 19, no. 4, pp. 1894-1902, Nov. 2004.
- [16] P. S. Kumar, "Transient Stability Enhancement of Power System Using TCSC," Int. J. of Elect. and Comput. Eng., vol. 2, no. 3, Apr. 2012.
- [17] E. Uzunovic, C. A. Canizares, Z. Huang, Y. Ni, C. M. Shen, F. F. Wu, S. Chen, and B. Zhang, "Application of Unified Power Flow Controller in Interconnected Power Systems Modeling, Interface, Control Strategy, and Case Study," IEEE Trans. Power Syst., vol. 15, no. 4, pp. 1461-1462, Nov. 2000.

Reducing Overcurrent and Overvoltage Stresses due to Open-circuiting of UIPC

Javad Pourhossein¹ Gevork B. Gharehpetian²

1. Department of Electrical Engineering, Gonabad branch, Islamic Azad University, Gonabad, Iran

2. Department of Electrical Engineering, Amirkabir University of Technology, Tehran, Iran

*Corresponding Author: **Javad Pourhossein**

ABSTRACT

The unified interphase power controller (UIPC) is basically a series-type power flow controller that behaves like a current source. Hence, an open-circuit fault at the terminal of this device can result in severe stress. The opening of the device terminal results in a dual-branch parallel circuit in each phase (one RL and one RC), which disconnected from the line, and forms a series RLC circuit locally excited by two series voltage source converters (VSCs). This condition has high circulating current and overvoltage at the midpoint i.e., at the open-circuited terminal of the device. These may cause flashovers and serious damages to the device. In this research, a technique based on the discontinuous control of the device is proposed to overcome the mentioned problems. Based on the technique, the injected voltages of two VSCs are immediately reset to zero after an open-circuit fault so that the circulating current and consequently the overvoltage can be reduced. The evaluation of the proposed technique is studied in the DIGSILENT software environment. The results of the simulations show that the proposed technique is effective.

Keywords: Power flow controller, discontinuous control, overcurrent and overvoltage mitigation

تخمین پارامترهای سیستم فوق آشوب لورنز با استفاده از الگوریتم نهنگ بهبودیافته با الگوریتم

جستجوی ممنوعه

مهسا اسماعیل‌نیا^۱، مصطفی سعادت‌فر^۲ و مهدی یعقوبی^{۳*}

چکیده

سیستم‌های آشوب، سیستم‌های دینامیکی بسیار پیچیده‌ای هستند با ویژگی‌های خاص مانند حساسیت زیاد به شرایط اولیه و عدم پیش‌بینی‌آماری؛ اما با وجود رفتار به ظاهر اتفاقی، نتایج کاملاً قطعی هستند. تخمین پارامترهای اسلاتورهای فوق آشوبناک، به عنوان یکی از مهم‌ترین مسائل در زمینه آشوب می‌باشد. تخمین پارامترهای سیستم‌های فوق آشوبناک را می‌توان به عنوان یک مسئله بهینه‌سازی چند متغیره در نظر گرفت. این مقاله قصد دارد تا روش نوینی برای تخمین پارامترهای سیستم فوق آشوب لورنز مبتنی بر بهبود الگوریتم نهنگ با الگوریتم جست و جوی ممنوعه ارائه دهد. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که الگوریتم نهنگ توان رقابتی بالایی در مقایسه با الگوریتم‌های فراابتکاری مشابه را دارد. در این مطالعه از الگوریتم جستجوی ممنوعه برای یافتن جواب‌های بهینه محلی استفاده شده تا از خطر افتادن در جوابهای بهینه محلی نیز پیشگیری شده باشد. نتایج حاصل از روش پیشنهادی در حل مسئله تخمین پارامتر سیستم فوق آشوب نشان داد که کمترین مقدار تابع هزینه توسط الگوریتم پیشنهادی با مقدار 1.2917e-21 به دست آمده است، بنابراین می‌توان گفت که روش پیشنهادی دقت تخمین پارامتر را بهبود داده است.

دریافت مقاله: ۱۴۰۲/۱۱/۱۰

پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۱۲/۲۷

کلمات کلیدی: الگوریتم‌های فراابتکاری، تخمین پارامتر، سیستم‌های فوق آشوب، الگوریتم نهنگ، جستجوی ممنوعه

گسترده‌ای در رفتار آنها خواهد شد [۱]. همچنین سیستم‌های آشوبناک رفتار شبه تصادفی از خود نشان می‌دهند. یک سیستم آشوبگون سیستمی است که در نگاه اول به نظر می‌رسد رفتاری تصادفی داشته باشد، اما در حقیقت همین سیستم تحت حاکمیت قوانینی قرار دارد. شناسایی سیستم آشوبی در مخابرات ایمن، رباتهای موبایلی، رمزنگاری و... کاربرد دارد [۲]. از زمانی که نظریه آشوبی و سیستم‌های آشوبی قدم به عرصه‌های علمی نهادند، تلاش‌های زیادی به منظور پیش‌بینی و کنترل رفتار این دسته از سیستم‌های غیرخطی انجام شده است با این حال، بسیاری از این روش‌ها نامعتبر هستند، زیرا پارامترهای

۱- مقدمه

سیستم‌های آشوبناک رفتارهای دینامیکی دارند که دارای برخی از ویژگیهای خاص می‌باشند که از جمله آنها حساسیت بیش از حد سیستم‌های آشوبناک به شرایط اولیه می‌باشد که موقعیت جدید به رفتارهای پیشین وابسته است و تغییری اندکی در شرایط اولیه، باعث تغییرات بسیار قابل توجه در شرایط نهایی میشود.

آشوب پدیده‌ای است که در سیستم‌های غیرخطی و پویا رخ می‌دهد. این سیستم‌ها به شرایط اولیه بسیار حساس هستند و تغییر اندکی در شرایط اولیه موجب تفاوت‌های

۱. دانشجوی رشته هوش مصنوعی و رباتیک، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد مشهد، مشهد، ایران
۲. دانشجوی رشته هوش مصنوعی و رباتیک، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد مشهد، مشهد، ایران

* پست الکترونیک نویسنده مسئول: yaghoobi@mshdiau.ac.ir

۳. دانشیار گروه مهندسی برق، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد مشهد، مشهد، ایران

سیستم آشوب شناخته شده نیستند. در دنیای واقعی با توجه به پیچیدگی های سیستم آشوب تعیین پارامترهای سیستم مشکل خواهد بود. بهمین دلیل مدلسازی یک رفتار آشوبناک با توجه به ویژگیها و کاربردهای آن، اهمیت مضاعف پیدامیکند و نیاز است که دقت مدل افزایش یابد. هدف از شناسایی سیستم بدست آوردن پارامترهای مجهول سیستم فرعی بوده به طوریکه با دقت مناسبی به مقادیر اصلی همگرا شوند. شناسایی پارامترهای اسیلاتورهای آشوبناک، به عنوان یکی از مهم ترین مسائل در زمینه آشوب میباشد. در این تحقیق مسئله تخمین پارامتر سیستم، در قالب یک مسئله بهینه سازی بیان می شود. این مساله به کمک الگوریتم های بهینه سازی حل می شود.

الگوریتمهای تکاملی، روشهای جستجوی تصادفی هستند که تکامل طبیعی زیستی و یا رفتار اجتماعی موجودات که از طریق یادگیری، سازش و تکامل، هدایت میگردند، را تقلید مینمایند. این الگوریتمها با پیروی از قوانین احتمالی به جای قوانین قطعی و عدم نیاز به مشتق گیری و یا هر گونه اطلاعات کمکی و تنها با تابع هدف و شیوه تعیین ارزیابی از اطلاعات خام، جهت جستجو را مشخص مینمایند. با بکارگیری این روشها در زمان محاسباتی معقول، راه حلهای سریع و نزدیک جواب بهینه سراسری برای مسائل بهینه سازی پیچیده فراهم میآید، لیکن هیچ کدام از این روشها تضمینی برای یافتن جواب بهینه سراسری به دست نمیدهد.

الگوریتم های فرااکتشافی بسیاری با توجه به ماهیت و مدل مسائل مورد نیاز تا کنون ارائه شده اند. میتوان از الگوریتم های ژنتیک، بهینه سازی تراکم ذرات به عنوان شناخته شده ترین الگوریتم های فرااکتشافی نام برد. مانند بسیاری از الگوریتم های متاهیوریستیک، الگوریتم نهنگ مزایایی چون سادگی و انعطاف پذیری دارد. الگوریتم نهنگ به

سادگی پیاده سازی می شود و مانند یک الگوریتم ساده می تواند برای حل طیف گسترده ای از مسائل، انعطاف پذیر باشد.

الگوریتم نهنگ که از استراتژی شکار شبکه حسابی نهنگ های کوهان دار الهام گرفته شده است [۳] که دارای ویژگی های متعددی چون سادگی، انعطاف پذیری، همگرایی سریع در فاز یادگیری و همچنین بهره گیری از جستجوگرهای محلی در ساختار الگوریتم می باشد.

الگوریتم نهنگ در مقایسه با سایر الگوریتم های فرا ابتکاری مانند الگوریتم ژنتیک، PSO و ... دارای دقت و کارایی بالاتری می باشد [۴].

برآورد پارامترهای سیستم های آشوب یک مسئله مهم در زمینه ریاضیات محاسباتی و علوم غیر خطی است که تحقیقات و برنامه های کاربردی آن را افزایش داده است. در دنیای واقعی تعیین پارامترهای سیستم آشوب با توجه به پیچیدگی سیستم بسیار مشکل است، بنابراین، تخمین پارامتر برای سیستم آشوب به یک موضوع بسیار مهم تبدیل شده است. این امر باعث شده تحقیقات زیادی در زمینه تخمین پارامتر برای سیستم آشوب ارائه شود.

موسوی و همکارش در تحقیقی، مسئله برآورد پارامترهای سیستم های آشوب با استفاده از الگوریتم شبیه سازی (FA) مورد بررسی قرار دادند. سهم اصلی کار حاضر این است که یک نسخه اصلاح شده FA را با استفاده از محاسبات کسری در طی فرآیند جستجو معرفی می کند [۵]. پنگ^۱ نشان داد که، برآورد پارامتر یک سیستم آشوب موضوع مهمی در علم غیرخطی است و در سال های اخیر توجه بیشتری را به خود جلب کرده است. با این حال، روش های برآورد موجود باید بر اساس مقادیر اولیه شناخته شده در سیستم اصلی باشد. با این وجود مقادیر اولیه در بسیاری از موارد به دست نمی آید، که به بازسازی و کنترل سیستم های آشوب

^۱ Peng

منجر نمی شود [۶]. زو^۱ و همکارانش (۲۰۱۸) نشان داد که برآورد پارامتر یک مسئله تحقیق اساسی است که نگرانی های زیادی را در کنترل و هماهنگ سازی سیستم های آشوب به ارمغان آورده است. این مشکل می تواند به صورت ریاضی به عنوان یک مسئله بهینه سازی مستمر چند بعدی از طریق ساخت یک تابع آمادگی مناسب و سپس توسط الگوریتم های فراشناختی حل شود. الگوریتم گرده افشانی گل^۲ های ترکیبی در این مقاله برای حل این مشکل به صورت موثرتر پیشنهاد شد [۷]. لازووس^۳ و همکاران الگوریتم هوش هیجانی جدید را برای ارزیابی پارامترهای سیستم آشوب به وجود دارد. برای این منظور برآورد پارامترهای سیستم های لورنز^۴ به عنوان یک مسئله چند بعدی صورت گرفته است و برای حل این مشکل یک رویکرد ترکیبی مبتنی بر بهینه سازی ذرات با بهینه سازی کلون های مورچه^۵ (PSO-ACO) به کار گرفته شده است. اولاً، عملکرد الگوریتم PSO-ACO پیشنهاد شده بر روی یک مجموعه ای از سه عملگر معیار ارزیابی شده و تأثیر تنظیمات پارامتر بر کارایی PSO-ACO مورد بررسی قرار گرفت [۸].

پناهی و جعفری (۲۰۱۶) ، یک تابع هزینه جدید برای ارزیابی پارامتر در یک مدار آشفته با جاذب پنهان ایجاد کردند: یک مدار با یک سطح متعادل. برای به حداقل رساندن تابع هزینه پیشنهادی و به دست آوردن پارامترهای صحیح، از روش جدید و کارای بهینه سازی الگوریتم کریل^۶ استفاده کردند [۹]. گائو^۷ و همکاران (۲۰۱۵) در تحقیق خود، یک الگوریتم هماهنگ سازی تطبیقی - تسخیری ارائه دادند. در این الگوریتم برآورد پارامترهای سیستم آشوب تنها با استفاده از سیگنال های درآیو انجام می شود. در طرح ارائه شده هر دو کنترل کننده هماهنگی مکانیکی و

پارامترهای سازگاری، فقط با استفاده از خروجی متداول سیستم های آشوب مدل سازی می شوند. این در برنامه های کاربردی معنی دار است، زمانی که سیگنال های مداوم قابل دستیابی نیستند. علاوه بر این، طرح های بتن برای شبکه عصبی سلولی کوانتومی (کوانتوم CNN) و سیستم چاوز شناخته شده چن طراحی شدند [۱۰]. لی^۸ و همکارانش الگوریتم ترکیبی، با ترکیب تداخل دیفرانسیل با کلونی مصنوعی زنبور عسل برای حل معیار پارامتر برای سیستم های آشوب اجرا نمودند. الگوریتم آزمایشات بر روی سیستم لورنز و سیستم چن انجام شده است. نتایج و مقایسه های شبیه سازی نشان می دهد که الگوریتم تحقیق شده نتایج بهتر یا حداقل قابل مقایسه با تکامل دیفرانسیل، کلونی مصنوعی زنبور عسل، بهینه سازی ذرات زنبور عسل و الگوریتم ژنتیک ارائه داده است [۱۱]. احمدی و مجلی در تحقیقی، یک الگوریتم بهینه سازی ترکیبی جدید را با بهره گیری از ویژگی های تصادفی جستجو های آشوب و روش بهینه سازی علف های هرز^۹ (IWO) معرفی نمودند. به منظور مقابله با نقاط ضعف مرتبط با روش معمول، ارائه الگوریتم بهینه سازی علف های هرز مهاجم پیشنهاد شده (CIWO) ارائه شد که توانایی های روش های جستجوی آشوب را شامل می شود. عملکرد الگوریتم بهینه سازی ارائه شده از طریق چندین توابع چند بعدی مورد بررسی قرار گرفت. علاوه بر این، یک روش شناسایی برای سیستم های آشوب مبتنی بر الگوریتم CIWO با چندین مثال مشخص و مورد تایید قرار گرفت. [۱۲].

وانگ^{۱۰} و همکارانش در تحقیق خود، از یک الگوریتم بهینه سازی موثر جدید بر اساس نظریه زیست شناسی توزیع جغرافیایی موجودات زنده، بهینه سازی بر اساس زیست شناسی (BBO) ارائه دادند [۱۳]. هی^{۱۱} برای برآورد

⁷ Gao

⁸ Li

⁹ Invasive Weed Optimization

¹⁰ Wang

¹¹ He

¹ Xu

² Flower pollination algorithm

³ Lazzús

⁴ Lorenz sytem

⁵ Ant-colony optimization

⁶ Krill Herd

پارامترهای سیستم لورنز یک رویکرد PSO استفاده نمودند [۱۴]. موسوی و همکاران از الگوریتم‌های بهینه‌سازی نهنگ (EWOA) برای مقابله با مشکل شناسایی پارامتر یک سیستم WDPS استفاده کردند [۱۵]. یک الگوریتم بهینه‌سازی نهنگ با کمک جانشین بهبود یافته، که به عنوان ISAWOA برای شناسایی پارامترهای سیستم‌های آشفته نشان داده می‌شود، توسط Shuhui Wang و همکاران در سال ۲۰۲۲ پیشنهاد شد [۱۶].

مدلسازی رفتار آشوبناک سیستم‌های دینامیکی با توجه به کاربردهای عدیده در جهان واقعی مانند مدار، ریاضیات، رمزنگاری، ماهواره، اینورترها، سیستم‌های قدرت، پزشکی، زیست‌شناسی، الکترو شیمیایی و غیره، مسئله‌ای مهم و تأمل برانگیز است. از طرفی مدل‌سازی یک رفتار آشوبناک با توجه به ویژگیهای آن: ۱- غیر خطی شدید؛ ۲- پیچیده بودن؛ ۳- حساسیت به شرایط اولیه؛ ۴- ارگودیسیتی؛ در مقام یک موضوع چالشی اهمیت مضاعف پیدا میکند و نیاز است که دقت مدل افزایش یابد. با توجه به دقت و کارایی بالایی که الگوریتم نهنگ نسبت به سایر الگوریتم‌ها دارا می‌باشد، تخمین بهینه پارامترهای مدل با استفاده از الگوریتم جدید نهنگ بهینه شده با جستجوی ممنوعه هدف این مقاله میباشد. در این مقاله برای اولین بار الگوریتم بهینه‌سازی نهنگ ترکیب شده با جستجوی ممنوعه، برای تخمین پارامتر سیستم آشوبی لورنز استفاده گردیده است تا کیفیت و کارایی این روش در مقایسه با الگوریتم بهینه‌سازی توده ذرات و نهنگ استاندارد سنجیده و اثبات گردد.

سازمان دهی این مقاله به این صورت است. در بخش دوم به تعاریف الگوریتم نهنگ، جزئیات پیاده‌سازی و نیز کاربردهای آن می‌پردازیم و مختصری درباره الگوریتم جستجوی ممنوعه بحث خواهیم کرد. سپس در مورد درباره تخمین پارامترهای سیستم بحث خواهیم کرد. در فصل سوم روش پیشنهادی برای حل مساله تخمین پارامتر را مطرح می‌کنیم و در بخش چهارم نیز به بررسی نتایج شبیه

سازی، خواهیم پرداخت. نتیجه‌گیری کلی و پیشنهادات در بخش پنجم آورده شده است.

۲- روش

در این بخش روش‌های به کار برده شده در این مقاله بیان می‌شود. مفاهیم الگوریتم نهنگ و الگوریتم جستجوی ممنوعه بیان شده و سپس روش پیشنهادی ترکیب نهنگ با جستجوی ممنوعه بیان می‌شود.

۲-۱- الگوریتم نهنگ

الگوریتم‌های متاهوریستیک که شامل رفتارهای تکاملی و هوش جمعی هستند امروزه در بسیاری از مسایل مورد استفاده قرار می‌گیرند. نحوه پردازش این روش‌ها از رفتار موجودات در طبیعت الهام گرفته شده است. الگوریتم نهنگ، بر استراتژی شکار گونه خاصی از نهنگ‌ها به نام نهنگ گوژ پشت استوار است. اجازه دهید تا در این بخش مختصری در مورد استراتژی شکار نهنگ گوژ پشت صحبت کنیم.

۲-۱-۱- استراتژی شکار نهنگ گوژ پشت

نهنگ‌ها به عنوان بزرگترین پستانداران جهان مورد توجه قرار دارند. آنها بیشتر به خاطر شکار خود معروف شده‌اند. آنها هرگز نمی‌توانند بخوابند، زیرا باید در سطح اقیانوس‌ها تنفس کنند. در حقیقت فقط نیمی از مغز آنها می‌خوابد. نهنگ‌ها حیواناتی بسیار باهوش و احساساتی هستند. نهنگ‌ها در ناحیه مرکزی مغز سلول‌هایی دارند که بسیار شبیه به سلول‌های بنیادی مغز انسان است. این سلول‌ها کارهایی از قبیل داوری، رفتارهای احساسی و رفتارهای اجتماعی انسان را انجام می‌دهند.

به عبارت دیگر سلول‌های بنیادی ما را از دیگری موجودات متفاوت می‌کند. نهنگ‌ها نسبت به انسان دو برابر سلول بنیادی دارند. همین مسئله باعث شده آنها حیواناتی بسیار هوشمند باشند. دانشمندان ثابت کرده‌اند که نهنگ‌های می‌توانند فکر کنند، یاد بگیرند، داوری کنند، با دیگران ارتباط برقرار کنند و حتی بسیار احساساتی باشند.

۲-۱-۳ محاصره شکار

نهنگ های می توانند شکار را تشخیص داده و دور آن حلقه بزنند، ولی موقعیت مکانی دقیق آنها را در ابتدا نمی دانند. بنابر در ابتدا یک تعداد موقعیت مکانی به صورت تقریبی ایجاد می شود. سپس بهترین موقعیت مکانی شناسایی شده و موقعیت های مکانی دیگر خود را با توجه به بهترین موقعیت مکانی بروز رسانی می کنند. این رفتار با استفاده از روابط ۱ و ۲ مدل سازی ریاضی می شود [۴]:

$$D = |\vec{C} \cdot \vec{X}^*(t) - \vec{X}(t)| \quad (1)$$

$$\vec{X}(t+1) = \vec{X}^*(t) - \vec{A} \cdot \vec{D} \quad (2)$$

در روابط (۱) و (۲)، t شماره مرحله اخیر، \vec{A} و \vec{C} بردارهای ضرایب، $\vec{X}^*(t)$ بردار بهترین موقعیت مکانی در مرحله t و $\vec{X}(t)$ بردار موقعیت مکانی در مرحله t را نشان می دهد. بردارهای ضرایب \vec{A} و \vec{C} با استفاده از روابط (۳) و (۴) بدست می آید.

$$\vec{A} = 2\vec{a} \cdot \vec{r} - \vec{a} \quad (3)$$

$$\vec{C} = 2 \cdot \vec{r} \quad (4)$$

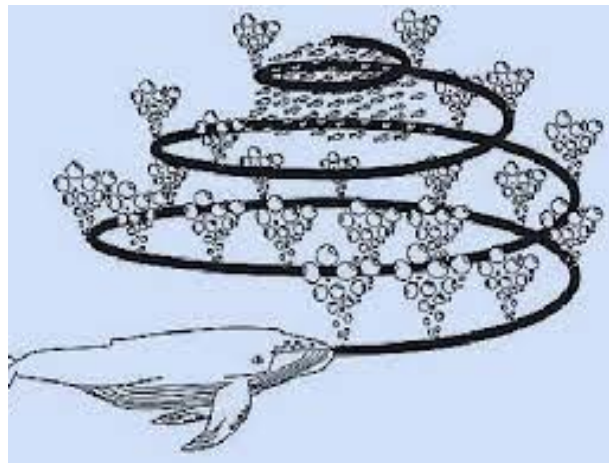
\vec{a} یک بردار است که عناصر آن با افزایش تعداد مراحل اجرا به طور خطی از ۲ به صفر کاهش می یابد. \vec{r} بردار اعداد تصادفی در بازه $[0,1]$ است.

دو روش برای مدل سازی ریاضی رفتار ایجاد حباب-خالص نهنگ ها طراحی شده است که به شرح ذیل است:

• مکانیزم کاهش محدوده محاصره

این مکانیزم با کاهش خطی ارزش عناصر بردار \vec{a} از ۲ به صفر حاصل می شود. ارزش عناصر بردار \vec{A} نیز با کاهش

نهنگ های موجوداتی اجتماعی هستند. آنها بیشتر به صورت گروهی زندگی می کنند. نهنگ از یک روش تغذیه خاص به نام روش تغذیه حباب خالص^۱ استفاده می کنند. نهنگ های ترجیح می دهند همیشه مجموعه ای از حشرات یا ماهی های کوچک سطح آب را شکار کنند. همانطور که در شکل یک نشان داده شده است، آنها هنگام شکار یک مجموعه ای از حباب های مجزا در یک مسیر دایره ای اطراف خود ایجاد می کنند. نهنگ ها هنگام شکار، ابتدا به ۱۲ متر زیر سطح آب شیرجه می زند و سپس در یک مسیر حلزونی اطراف شکار حباب های مجزا ایجاد می کند.



شکل ۱ استراتژی شکار نهنگ گوژپشت

۲-۱-۲-۲ مدل سازی ریاضی الگوریتم نهنگ

مدل سازی ریاضی این الگوریتم به سه بخش تقسیم می شود: محاصره شکار، حمله حباب-خالص (فاز بهره برداری^۲ و استخراج الگوریتم بهینه سازی) و جستجوی شکار (فاز اکتشاف^۳ الگوریتم بهینه سازی).

³ Exploration

¹ Bubble net
² Exploitation

خطی بردار \vec{a} به صورت خطی کاهش می یابد. محدوده عناصر بردار \vec{A} بازه بسته $[-\vec{a}, \vec{a}]$ می باشد.

• بروز رسانی حلزونی موقعیت مکانی

در این مرحله موقعیت های مکانی کاندید با استفاده از بهترین موقعیت مکانی کاندید بروز رسانی می شود. رابطه (۵) موقعیت مکانی کاندید را بروز رسانی می کند.

(۵)

$$\vec{X}(t+1) = \begin{cases} \vec{X}^*(t) - \vec{A} \cdot \vec{D} & \text{if } p < 0.5 \\ \vec{D}' \cdot e^{bl} \cdot \cos(2\pi l) + \vec{X}^*(t) & \text{if } p \geq 0.5 \end{cases}$$

در رابطه (۵)، $\vec{D}' = |\vec{X}^*(t) - \vec{X}(t)|$ فاصله میان موقعیت مکانی کاندید و بهترین موقعیت مکانی کاندید را نشان می دهد. b یک عدد ثابت برای تعریف شکل مارپیچی لگاریتمی می باشد. L یک عدد تصادفی در بازه بسته $[0, 1]$ است. p یک عدد تصادفی در بازه بسته $[0, 1]$ می باشد.

۴-۱-۲ جستجوی شکار(فاز اکتشاف الگوریتم

بهینه سازی)

در این مرحله هر موقعیت مکانی کاندید یک موقعیت مکانی کاندید دیگر از مجموعه موقعیت های مکانی به طور تصادفی انتخاب می کند. سپس موقعیت مکانی خود را با توجه به موقعیت مکانی تصادفی بروز رسانی می کند. روابط (۶) و (۷) مدل سازی ریاضی این رفتار را نشان می دهد. [۴].

$$D = |\vec{C} \cdot \vec{X}_{\text{rand}}(t) - \vec{X}(t)| \quad (۶)$$

$$\vec{X}(t+1) = \vec{X}_{\text{rand}}(t) - \vec{A} \cdot \vec{D} \quad (۷)$$

۲-۲ الگوریتم جستجوی ممنوعه

جستجوی ممنوعه (TS) یک الگوریتم بهینه سازی فراابتکاری است که برای اولین بار در سال ۱۹۸۶ توسط گلوور Glover معرفی شد. در سال ۱۹۹۷، اولین کتابی که

کاملاً به جستجوی ممنوعه اختصاص داشت توسط گلوور و لاگونا منتشر شد. واژه تابو از تنگان زبان مردم جزایر پلینزی در اقیانوس آرام گرفته شده است. این واژه به معنای شیء مقدسی است که به دلیل قداست نباید آن را لمس کرد. بر اساس واژه نامه‌ی وبستر، امروزه این واژه در معنای «ممنوعیت ایجاد شده به دلیل فرهنگ اجتماعی برای ایجاد اقدام حفاظتی» یا «ممنوعیت چیزی که دارای ریسک است»، به کار می رود. معنای اخیر واژه تابو، با تکنیک جستجوی ممنوعه کاملاً سازگار است. ریسکی که در الگوریتم جستجوی ممنوعه از آن اجتناب می شود، خطر مسیرهای نامناسب است.

۲-۲-۱ ساختار کلی جستجوی ممنوعه

برای رسیدن به جواب بهینه در یک مسئله بهینه سازی، الگوریتم جستجوی ممنوعه ابتدا از یک جواب اولیه شروع به حرکت می کند. سپس الگوریتم بهترین جواب همسایه را از میان همسایه های جواب فعلی انتخاب می کند. در صورتی که این جواب در فهرست ممنوعه قرار نداشته باشد، الگوریتم به جواب همسایه حرکت می کند؛ در غیر این صورت الگوریتم معیاری به نام معیار تنفس را چک خواهد کرد. بر اساس معیار تنفس اگر جواب همسایه از بهترین جواب یافت شده تا کنون بهتر باشد، الگوریتم به آن حرکت خواهد کرد، حتی اگر آن جواب در فهرست ممنوعه باشد. پس از حرکت الگوریتم به جواب همسایه، فهرست ممنوعه بروز رسانی می شود؛ به این معنا که حرکت قبل که بوسیله آن به جواب همسایه حرکت کردیم در فهرست ممنوعه قرار داده می شود تا از بازگشت مجدد الگوریتم به آن جواب و ایجاد سیکل جلوگیری شود. در واقع فهرست ممنوعه ابزاری در الگوریتم جستجوی ممنوعه است که توسط آن از قرار گرفتن الگوریتم در بهینه های محلی جلوگیری می شود. پس از قرار دادن حرکت قبلی در فهرست ممنوعه، تعدادی از حرکت هایی که قبلاً در فهرست ممنوعه قرار گرفته بودند از فهرست خارج می شوند.

مدت زمانی که حرکت‌ها در فهرست ممنوعه قرار می‌گیرند توسط یک پارامتر که زمان ممنوعه نام دارد تعیین می‌شود. حرکت از جواب فعلی به جواب همسایه تا جایی ادامه می‌یابد که شرط خاتمه دیده شود. شرط‌های خاتمه متفاوتی می‌توان برای الگوریتم در نظر گرفت. به طور مثال محدودیت تعداد حرکت به جواب همسایه می‌تواند یک شرط خاتمه باشد.

حافظه الگوریتم می‌تواند از دو نوع *recency* و یا *frequency* باشد.

حافظه *recency*: حافظه کوتاه مدت در روش جستجوی ممنوع نوعی از جستجوی فعال را جهت یافتن بهترین جواب‌ها (جواب‌هایی با بیشترین مطلوبیت) تشکیل می‌دهد و می‌توان اینگونه بیان نمود که هسته اصلی جستجوی ممنوع، در فرایند کوتاه مدت مجسم می‌شود. این حافظه لیستی با ابعاد N رکورد می‌باشد که N تا از آخرین حرکاتی را که الگوریتم با آن مواجه بوده است را به عنوان *tabu* نگهداری می‌کند.

حافظه *frequency*: این حافظه که به عنوان حافظه بلندمدت شناخته می‌شود با اضافه نمودن اطلاعات تکمیلی دیگری از قبیل اینکه چند بار یک حرکت و یا جواب ممنوع جستجو شده است، مکمل حافظه *recency* می‌باشد. در حالت کلی جستجوی ممنوع با در نظر گرفتن حافظه بلند مدت و استراتژی‌های مرتبط با آن قوی‌تر می‌شود.

۲-۲-۲- استراتژی‌های پیشرفته جستجوی ممنوعه

ساختار کلی جستجوی ممنوعه اغلب جوابگوی مسائل بزرگ نیست. بنابراین به منظور افزایش قدرت الگوریتم از استراتژی‌های زیر که معروف به استراتژی‌های پیشرفته جستجوی ممنوعه هستند استفاده می‌شود:

• استراتژی فهرست کاندید: در یک *TS* عادی، برای حرکت از یک جواب فعلی به یک جواب همسایه، باید مقدار تابع هدف برای هر عنصر از همسایه‌ها ارزیابی شود. این کار می‌تواند از لحاظ محاسباتی بسیار هزینه بر باشد. روشی دیگر، این است که به جای آن که تمامی همسایه‌ها بررسی شود، تنها یک زیرمجموعه‌ی تصادفی از همسایه‌ها در نظر گرفته شود، که در نتیجه هزینه‌ی محاسباتی به طور قابل ملاحظه‌ای کاهش می‌یابد. انتخاب زیرمجموعه‌ای از جواب‌های همسایه به صورت تصادفی، می‌تواند به عنوان یک مکانیزم ضد چرخه عمل کند؛ این کار اجازه می‌دهد که از فهرست ممنوعه‌ی کوچکتری نسبت به کل همسایگی، استفاده شود. البته باید در نظر داشت که این کار یک عیب مهم دارد و آن احتمال از دست دادن جواب‌های خوب است، بنابراین احتمال‌هایی را نیز می‌توان به کار برد تا معیارهای ممنوعه فعال شود.

• استراتژی تقویت: استراتژی تقویت به معنای یافتن حرکت‌های خوب و افزایش انجام آن حرکت‌ها در الگوریتم است. تقویت، در بسیاری از پیاده‌سازی‌های *TS* استفاده می‌شود، اما همیشه ضروری نیست، زیرا حالت‌های بسیاری وجود دارد که در آنها جستجوی معمولی کفایت می‌کند.

• استراتژی تنوع بخشی: روش‌های مبتنی بر جستجوی محلی، آن قدر محلی هستند که زمان زیادی و یا تمامی زمان خود را در بخش محدودی از فضای جستجو صرف می‌کنند. نتیجه‌ای که از این واقعیت می‌توان گرفت، این است که هر چند جواب‌های خوبی به وسیله‌ی این روش‌ها به دست می‌آید، اما ممکن است جستجو از اکتشاف مناطق بهتر باز بماند و بنابراین به جواب‌هایی برسد که از جواب بهینه، بسیار دور هستند. تنوع‌بخشی، یک مکانیزم الگوریتمیک است که برای حل این مشکل تلاش می‌کند. برای انجام این کار، تنوع‌بخشی،

جستجو را مجبور می‌کند به سوی مناطقی که تا کنون کشف نشده، حرکت کند.

• مجوز دادن به جوابهای نشدنی: در حالت‌هایی که شرایط مسئله بسیار محدود کننده و انحصاری باشند و از جستجوی موثر فضای جواب جلوگیری کنند از این استراتژی استفاده می‌شود. طی این استراتژی محدودیت‌های مسئله آزاد شده و بجای آنها یک مقدار جریمه به تابع هدف اضافه می‌شود.

۲-۳- تخمین پارامتر سیستم های آشوبناک

شناسایی سیستم علاوه بر اینکه در بحث ایجاد مدل برای طراحی کنترل کننده کاربرد دارد کاربردی مهم و چه بسا اصلی تر آن در ایجاد فهم بهتر از سیستم و شبیه سازی حالت‌های مختلفی می‌باشد که ممکن است در عمل پیاده سازی آنها غیر ممکن و یا هزینه بر باشد. در مدلسازی سیستم یا یک پدیده، به صورت ریاضی توصیف می‌شود. این پدیده می‌تواند هر سیستم فیزیکی مانند مدار الکتریکی و بدن انسان باشد. در این سیستم ورودی و خروجی وجود دارد. برای توصیف این سیستم باید مدلی را در نظر گرفته شود که اگر همان ورودیها به آن اعمال شود اختلاف خروجی مدل با سیستم اصلی صفر شود. تخمین مدل دقیق امکان پذیر نیست، بنابراین سعی می‌شود این اختلاف کمینه گردد. هر چه این اختلاف کمتر شود مدل دقیق تر خواهد بود. این خطا را میتوان به صورت میانگین مربعات آن نوشت و به صورت تابع هزینه درآورد و سپس به کمک روشهای مناسب آن را کمینه نمود. اگر چه تحلیل سیستم واقعی یا پدیده امکان پذیر نیست و درک روشنی از پدیده در اختیار نمی‌باشد، اما ارائه یک مدل مناسب برای پدیده و تحلیل مدل امکان پذیر است. به عمل

بدست آوردن این مدل شناسایی سیستم گفته می‌شود می‌توان یک سیستم را به صورت معادلات دیفرانسیلی توصیف نمود. در این معادلات دیفرانسیل ضرایبی از بردارهای حالت وجود دارند که به آن ضرایب پارامترهای سیستم گفته میشود. فرض میشود که سیستمی با ضرایب معلوم و سیستمی با ضرایب مجهول وجود دارد به این دو سیستم به ترتیب سیستم پایه و پیرو گفته میشود. اگر ورودی یکسان به دو سیستم اعمال شود تابع هزینه به صورت اختلاف خروجی گرفته شده از دو سیستم بوسیله میانگین مربعات خطا بین دو خروجی نوشته میشود. بنابراین میتوان با روش های بهینه سازی این تابع هزینه را کمینه نمود. هر چقدر مقدار تابع هزینه حداقل گردد پارامتر تخمین زده شده سیستم مجهول به سیستم اصلی نزدیکتر خواهد بود. به این عمل یعنی بدست آوردن پارامتر مجهول، تخمین پارامتر یا شناسایی سیستم گفته میشود. طبق نکات گفته شده در بالا شناسایی سیستم شامل دو بخش یعنی ۱- بدست آوردن مدل مناسب و ۲- تخمین زدن پارامترهای مدل میباشد. خوشبختانه اطلاعات کافی در مورد ساختار بسیاری از سیستم های مهندسی و فرآیندهای صنعتی در دسترس میباشد. بنابراین مسئله شناسایی سیستم معمولا به یک مسئله تخمین پارامتر کاهش یافته است.

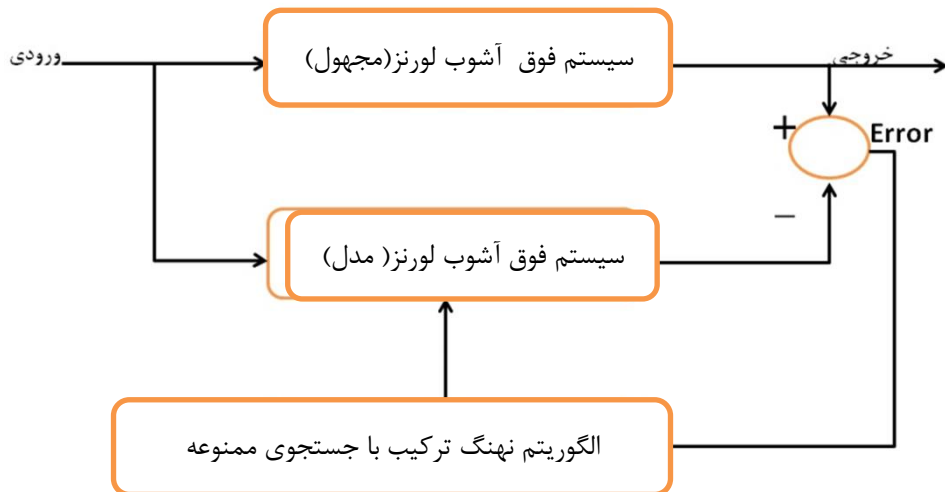
۲-۴- معرفی معادلات دینامیکی سیستم فوق آشوب

لورنز

معادلات دینامیکی سیستم آشوب بصورت زیر می‌باشد:

$$\dot{X} = \sigma_1 (y - x)$$

$$\dot{Y} = \sigma_2 x - xz - y$$



شکل ۲ فلوچارت تخمین پارامتر سیستم فوق آشوب با روش پیشنهادی

• توازن مناسب این الگوریتم بین اکتشاف و استخراج. به منظور بهبود عملکرد، در بخش جستجوی محلی از الگوریتم جستجوی ممنوعه استفاده شده است. شمای کلی فرایند پیشنهادی به شکل ۲ می باشد.

۳- الگوریتم نهنگ ترکیب شده با جست و جوی

ممنوعه

به منظور بهبود الگوریتم نهنگ، از الگوریتم جستجوی ممنوع استفاده می کنیم. بدین صورت که در هر تکرار از الگوریتم بدلیل رعایت توازن بین سرعت و دقت، فقط روی ۱۰ درصد از جمعیت جوابها که به طور تصادفی انتخاب شده اند، الگوریتم جستجوی ممنوع را اعمال می کنیم. لازم به ذکر است که این کمیت با توجه به نتایج سعی و خطا در پیاده سازی بدست آمده است.

سپس موقعیت این اعضای جدید، ارزیابی شده و اگر بهتر از موقعیت قبلی خود باشند، جایگزین می شوند. در غیر این صورت تغییری اتفاق نمی افتد و در نتیجه بهترین موقعیت قبلی تغییری نمیکنند. در هر تکرار یکی از توابع یا اکشن های مربوط به جست و جوی محلی انجام می شود سپس بلافاصله آن تابع یا اکشن به فهرست ممنوع وارد شده تا در تکرار بعد مورد استفاده قرار نگیرد و یکی دیگر از توابع اجرا شود. با این تکنیک ذاتی جست و جوی ممنوعه از خطر افتادن در دام بهینه محلی و حرکت به سمت مسیر

$$Z^* = xy - \sigma_3 z$$

که در آن $\sigma_1 = 10, \sigma_2 = 28, \sigma_3 = 8/3$ می باشد.

۲-۵- تخمین پارامتر سیستم مجهول با روش پیشنهادی

به در این تحقیق ما مدل فوق آشوبی که پارامترهای آن نامعین است را با الگوریتم نهنگ ترکیبی با جستجوی ممنوعه که ویژگیهای بیان شده در زیر را دارا می باشد تخمین میزنیم و انتظار داریم با توجه به توانمندی های این روش به دقت و سرعت بالاتری دست یابیم. دلایل بسیاری برای موفقیت الگوریتم نهنگ وجود دارد:

• باتوجه به تئوری No Free-Lunch، هیچ الگوریتم بهینه سازی برای حل تمام مسائل بهینه سازی وجود ندارد. با استفاده از آزمونهای مختلف، ثابت می شود که WOA بهتر از بسیاری از الگوریتم هاست و جایگزین مناسبی برای حل مسائل بهینه سازی در میان الگوریتمهای مشهور است [۴].

• قدرت اکتشاف و استخراج بالا ذاتی این الگوریتم که از اعمال روی Test-Functionها قابل اثبات است.

• قدرت در حل مسائل واقعی با فضای چندبعدی و یامحدود و حل مسائل پیوسته و گسسته.

نادرست جلوگیری می‌شود. با توجه به مطالب فوق شبیه سازی‌ها به منظور شناسایی سیستم آشوبی لورنز انجام می‌دهیم.

مراحل الگوریتم پیشنهادی که حاصل ترکیب الگوریتم نهنگ و جست و جوی ممنوعه می‌باشد را می‌توان به صورت زیر لیست کرد:

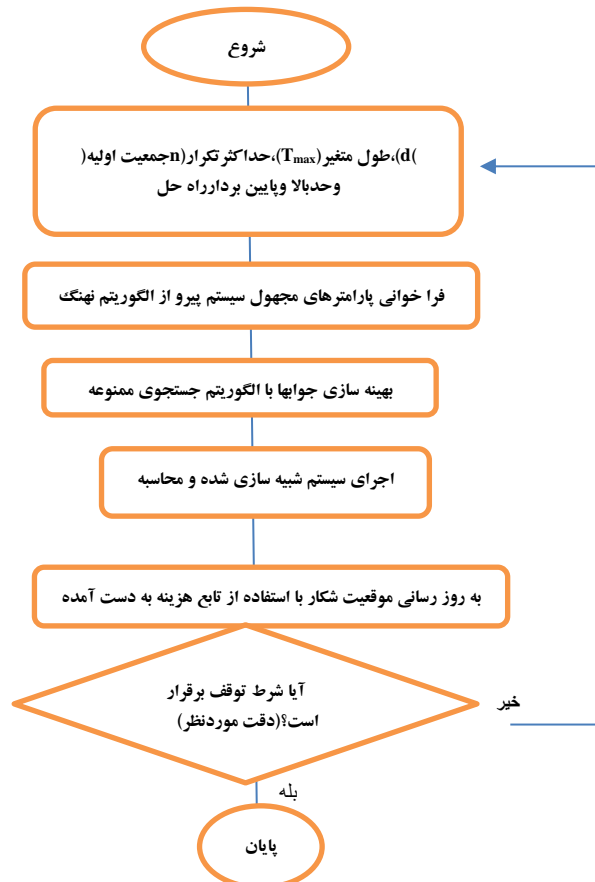
۱. ایجاد جمعیت اولیه تصادفی
۲. فرا خوانی پارامترهای مجهول مدل از الگوریتم نهنگ
۳. بهینه سازی جوابها با الگوریتم جستجوی ممنوعه
۴. اجرای سیستم شبیه سازی شده و محاسبه تابع هزینه
۵. به روز رسانی موقعیت شکار با استفاده از تابع هزینه به دست آمده
۶. پایان الگوریتم اگر به معیار موردنظر (دقت موردنظر) رسیده باشد، در غیر این صورت بازگشت به مرحله ۲

در این بخش به ارائه و بررسی نتایج شبیه سازی روش پیشنهادی با استفاده از نرم افزار MATLAB پرداخته می‌شود. ابتدا نتایج شبیه سازی توابع محک از CEC2014 بررسی می‌شود [۱۷]. سپس نتایج شبیه سازی حاصل از بکارگیری الگوریتم پیشنهادی جهت تخمین بهینه پارامترهای سیستم فوق آشوب لورنز ارائه میشود. علاوه بر این جهت ارزیابی عملکرد بهتر و دقت بالاتر الگوریتم نهنگ نسبت به الگوریتم PSO، پارامترهای سیستم آشوبی لورنز با الگوریتم PSO نیز تخمین زده میشود و مقادیر مربعات خطای حاصل از تخمین پارامترها توسط سه الگوریتم نهنگ استاندارد و PSO نهنگ ترکیب شده با جستجوی ممنوعه با یکدیگر مقایسه می‌گردد.

۴-۱ نتایج شبیه سازی توابع محک

توابع محک انتخابی شامل توابع محک Ackley, Rosenbrock, Griewank, BentCigar, Discus Elliptic هستند.

۴- شبیه سازی و نتایج



شکل ۳- فلوجارت الگوریتم ترکیبی نهنگ و جست و جوی ممنوعه

جدول ۱- نتایج بدست آمده مربوط به کمینه سازی توابع محک با استفاده از الگوریتم‌های WOATS, WOA, PSO

WOATS			WOA			PSO			توابع محک
MIN	MEAN	STD	MIN	MEAN	STD	MIN	MEAN	STD	معیار ارزیابی
8.881e-16	3.7e-13	0.5326	0.005445	4.3145	8.3143	3.065	3.8300	0.4219	Ackley
1.110e-15	0.13820	0.151	0.01724	0.1393	0.0907	0.030	0.07623	0.03128	Griewank
1.767e-16	0.08985	0.085	6.79e-09	1801.08	5624.9362	3.2497	3.2497	7.283	Rosenbrock
5.273 e-08	5.175e-05	9.93 e-05	167.53	5154.029	8590.36	209.76	639.30	356.906	Elliptic
1.174e-13	1.164e-08	2.81e-05	1.86e-06	1.23e-05	8.30e-06	47847.9	88276.015	41811.944	BentCigar
6.143e-08	0.00194	0.001932	173.23	173.232	124.64	0.3491	0.9524	0.4127	Discus

۴-۲- شبیه سازی و نتایج تخمین پارامتر

سیستم لورنز

سیستم لورنز را در نظر می گیریم و منحنی های مربوط به آن را رسم می کنیم.

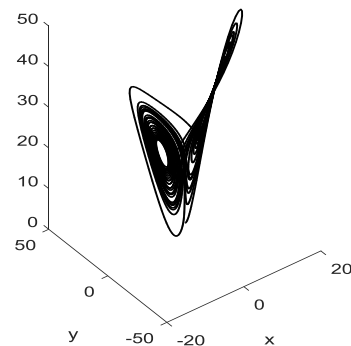
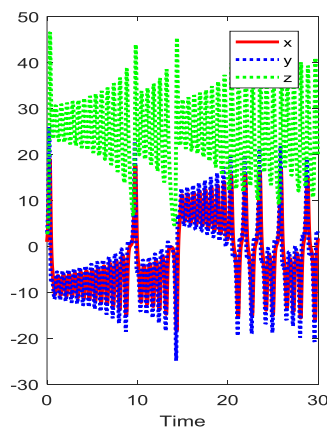
$$\dot{X} = \sigma_1 (y - x)$$

$$\dot{Y} = \sigma_2 x - xz - y$$

$$\dot{Z} = xy - \sigma_3 z$$

که در آن $\sigma_1 = 10, \sigma_2 = 28, \sigma_3 = 8/3$ می باشد.

شکل ۴ منحنی فاز سه بعدی و متغیرهای حالت سیستم لورنز را نشان داده است.



شکل ۴- منحنی سیگنالهای X, Y, Z بر حسب زمان و منحنی فاز سیستم لورنز

الگوریتم نهنگ ترکیب شده با جستجوی ممنوع با الگوریتم های نهنگ و بهینه سازی توده ذرات مقایسه شده است. تعداد بیشینه تکرار برابر با ۲۰۰ و اندازه جمعیت کل برابر با ۱۰۰ در نظر گرفته شده است. هر الگوریتم ۳۰ بار اجرا شده است. نتایج مربوط به کمترین، میانگین و انحراف معیار مربوط به این اجراها در جدول ۱ نشان داده شده اند. از جدول ۱ مشاهده می شود که در تمام توابع محک مقدار کمترین تابع هزینه بدست آمده از الگوریتم WOATS در مقایسه با الگوریتم های WOA و PSO کمتر است. از نظر مقدار میانگین اجراها الگوریتم پیشنهادی نیز بهتر از دو الگوریتم دیگر است. از نظر مقدار انحراف معیار نیز الگوریتم پیشنهادی در مقایسه با دو الگوریتم دیگر در مجموع مقادیر کمتری بدست آورده است. بنابراین الگوریتم پیشنهادی در کمینه سازی توابع محک در مقایسه با WOA, PSO کارایی و عملکرد بهتری داشته است.

جدول ۲- مقایسه نتایج بهترین تخمین پارامتر سیستم لورنز توسط الگوریتم های PSO, WOA, WOATS

الگوریتم	a	B	c
PSO	9.999972425650068	28.000017924808944	2.666663764856644
WOA	9.999999449354078	28.000000175987260	2.666666628581268
WOATS	9.99999999979776	28.00000000021959	2.66666666664342

جدول ۳- مقایسه نتایج بهترین ، میانگین و بدترین مقدار تابع هزینه مربوط به تخمین پارامتر سیستم لورنز

الگوریتم	بهترین	بدترین	میانگین
PSO	1.3056e-09	6.911e-07	3.174207e-07
WOA	3.695e-13	2.9831e-07	2.9886655509e-08
WOATS	1.2917e-21	2.6607e-19	1.1463975e-19

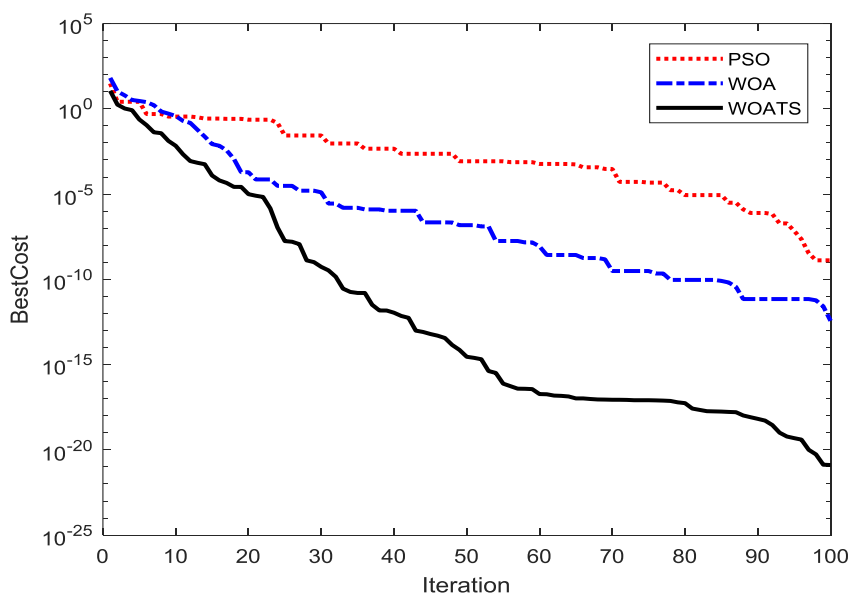
میانگین ، بدترین و بهترین جواب در جدول ۲ آورده شده است.

از جدول ۳ مشاهده می شود که الگوریتم نهنگ از نقطه نظر بهترین، بدترین و میانگین مقدار تابع هزینه بدست آمده، نتیجه با دقت بالاتری در مقایسه با PSO بدست آورده است.

در شبیه سازی ها تعداد تکرار بیشینه برابر با ۱۰۰ و اندازه جمعیت برابر با ۵۰ در نظر گرفته شده است. محدوده متغیرها به این صورت در نظر گرفته شده است:

$$0 \leq a \leq 40, 0 \leq b \leq 50, 0 \leq c \leq 5$$

اندازه گام زمانی برابر با ۰,۰۱ و تعداد نمونه ها برابر با ۲۰۰ انتخاب شده است. شبیه سازی ۱۵ بار اجرا شده است. نتایج مقایسه ای تخمین پارامترها در جدول ۲ نشان داده است و



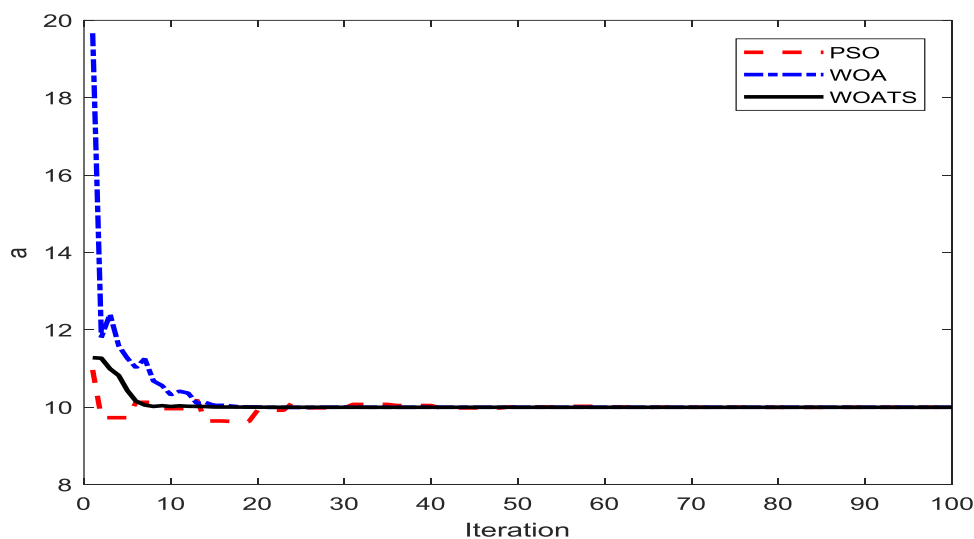
شکل ۵- منحنی بهترین هزینه بر حسب تعداد به کمک الگوریتم های PSO, WOA, WOATS

از شکل ۵ آشکار است که روش پیشنهادی WOATS در تعداد تکرار کمتری به جواب با هزینه پایینتر رسیده است. در نتیجه در تعداد تکرار کمتری نسبت به PSO و WOA به نتیجه رسیده است.

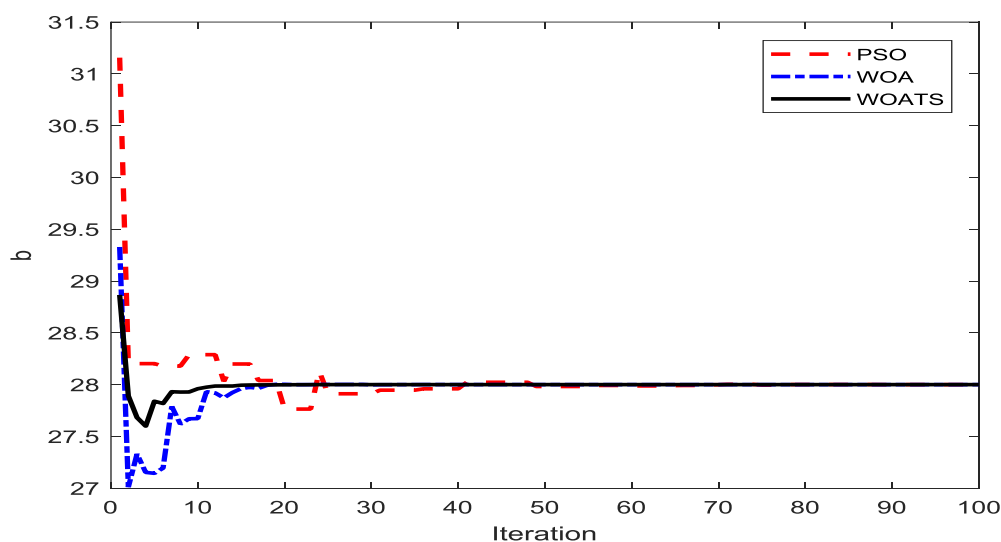
از شکل ۶ مشاهده می شود که روش پیشنهادی در تعداد تکرار کمتری از الگوریتم نسبت به دو روش PSO و WOA پارامتر a را تخمین زده است.

از طرفی الگوریتم پیشنهادی WOATS از نقطه نظر بهترین ، بدترین و میانگین جواب ها، توانسته است که نتیجه با دقت بالاتری در مقایسه با الگوریتم های PSO و WOA بدست آورد.

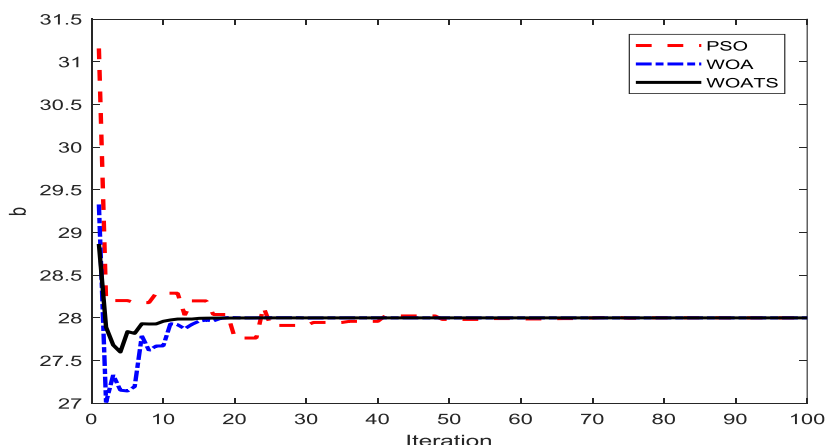
در شکل ۵ منحنی بهترین هزینه بدست آمده از سه الگوریتم مقایسه شده است. در شکل های ۳ الی ۵ نتایج مربوط به تخمین پارامترهای a,b,c نشان داده شده است.



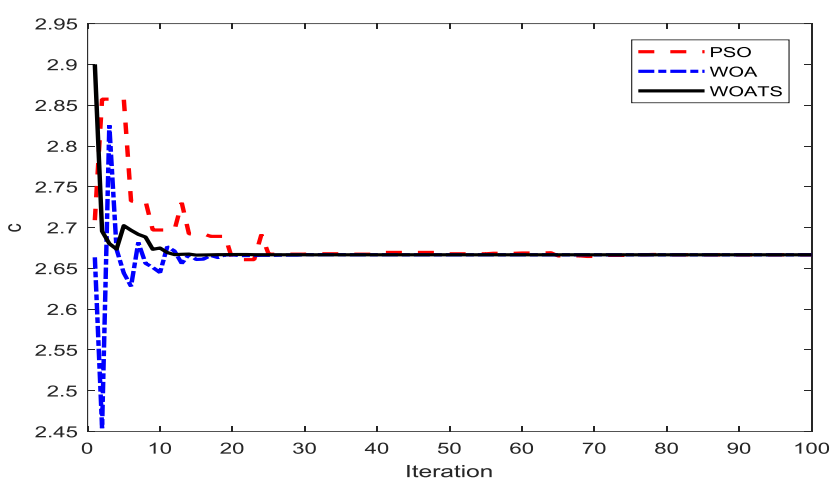
شکل ۶- منحنی تخمین پارامتر a بر حسب تعداد به کمک الگوریتم های PSO,WOA,WOATS



شکل ۷- منحنی تخمین پارامتر b بر حسب تعداد به کمک الگوریتم های PSO,WOA,WOATS



شکل ۷- منحنی تخمین پارامتر b بر حسب تعداد به کمک الگوریتم های PSO,WOA,WOATS



شکل ۸- منحنی تخمین پارامتر c بر حسب تعداد به کمک الگوریتم های PSO,WOA,WOATS

سرعت همگرایی الگوریتم است. در این روش مسئله تخمین پارامتر های سیستم فوق آشوب مورد مطالعه (سیستم فوق آشوب لورنز) همانند یک مسئله بهینه سازی چندبعدی مطرح شد و در جهت حل آن از روشی ابتکاری حاصل ترکیب الگوریتم فرااکتشافی قدرتمند و جدید نهنگ با الگوریتم جست و جوی ممنوعه با عنوان WOATS استفاده گردید.

دلیل انتخاب الگوریتم نهنگ قدرتمند بودن ذاتی این الگوریتم از جهت توازن بین فرایندهای اکتشاف و استخراج است که دو جزء جدانشدنی تمام الگوریتم های فرااکتشافی می باشند و پرواضح است که میزان توازن بین این دو، قدرت هر الگوریتم را مشخص می نماید. اما از آنجا که در تمام مسائل بهینه سازی همواره خطر افتادن در بهینه محلی وجود دارد که موجب کاهش سرعت همگرایی و یا کاهش دقت جواب های بدست آمده از آنها می گردد، در این کار پژوهشی، الگوریتم نهنگ با هدف جلوگیری از

از شکل ۷ مشاهده می شود که پس از ۱۲ تکرار روش پیشنهادی توانسته است که پارامتر b را تخمین بزند. اما دو روش دیگر در تعداد تکرار بالاتری به نتیجه مطلوب رسیده اند. از شکل ۸ مشاهده می شود که سرعت همگرایی الگوریتم WOATS در تخمین پارامتر C بیش از دو روش دیگر PSO و WOA است. همچنین دو روش دیگر نوسان و تغییرات زیادی در تخمین این پارامتر داشته اند. با توجه به نتایج، در مجموع دقت و همگرایی به نتیجه مطلوب در تعداد تکرار کمتر، روش پیشنهادی الگوریتم نهنگ ترکیب شده با الگوریتم جستجوی ممنوع بهتر از PSO و WOA عمل نموده است.

۵- نتیجه گیری

در این مقاله، یک رویکرد ترکیبی جهت تخمین پارامترهای سیستم فوق آشوب لورنز پیشنهاد گردید که هدف آن بالابردن دقت در تخمین پارامترها و در عین حال افزایش

مخاطرات مربوط به بهینه های محلی با جست و جوی ممنوعه ترکیب شد .

موضوع مقایسه روش ابتکاری برای نشان دادن قدرت و کارایی الگوریتم جدید مسئله ای حائز اهمیت است .لازم به ذکر است دلیل مقایسه WOATS با PSO شباهت ذاتی و ساختاری این دو روش می باشد. اگرچه در بررسی نتایج برخی روش های ترکیبی انتظار مقایسه روش ابتکاری با هر یک الگوریتم های سازنده آن روش وجود دارد اما از آنجا که الگوریتم TS یک الگوریتم جست و جوی محلی است به جای شروع از جمعیتی از جواب ها از یک نمونه آغاز می شود و به عبارت دیگر مبتنی بر جمعیت نیست و ساختار کلی جستجوی ممنوعه اغلب جوابگوی مسائل بزرگ نمی باشد انجام مقایسه WOATS با TS از جنبه آکادمیک حاوی اطلاعات ارزشمند بنظر نمی رسد.

نتایج حاصل از انجام شبیه سازی الگوریتم ها در محیط آزمایشی نرم افزار متلب و ترسیم و بررسی نمودارهای مقایسه ای ، مبین این مطلب است که علاوه برافزایش دقت تخمین پارامتر توسط WOATS نسبت به WOA و PSO،هدف دیگر که رسیدن به پاسخ موردنظر در تعداد تکرار کمتر الگوریتم می باشد یا همان سرعت همگرایی بیشتر نسبت به الگوریتم های مورد مقایسه (WOA و PSO)، نیز بدست آمده است .

پس در یک نتیجه گیری کلی می توان گفت WOATS ، قدرت WOA در جست و جوی سراسری و حل مسائل پیچیده و بزرگ که ناشی از برقراری توازن قابل قبول در اکتشاف و استخراج می باشد ، را در کنارافزایش سرعت همگرایی منتج از ترکیب با TS به ارث برده است.

الگوریتم پیشنهادی می تواند در تخمین دقیق تر پارامترهای سیستم فوق آشوب لورنز و ایجاد یک مدل با کارایی بالاتر بکار رود. همچنین آزمایش الگوریتم پیشنهادی بر روی سیستم های فوق آشوب دیگر با ویژگی های متفاوت نسبت به لورنز نیز دید وسیعتری از این روش می دهد و برای کاربردی تر کردن الگوریتم مؤثر است.

از سویی دیگر مباحث مهمی در الگوریتم نهنگ وجود دارند که نیاز به تحقیق بیشتری است. این مسائل کلیدی عبارتند از: تنظیم پارامتر، کنترل پارامتر و تسریع همگرایی.

در مرحله اول تنظیم پارامتر برای هر الگوریتم متاهیوریستیک اهمیت دارد تا به درستی بکار برود. تقریباً

مراجع

در همه موارد، کارایی یک الگوریتم تا حد زیادی به پارامترهای آن بستگی دارد.

در مرحله دوم در ارتباط با تنظیم پارامتر موضوع مهم دیگری وجود دارد که آن کنترل پارامتر است. در الگوریتم، بسیاری از تنظیمات پارامتر ثابت است و این تنظیمات در طول تکرارها تغییر نمی کند. این می تواند مفید باشد اما گاهی نیاز داریم که مقادیر پارامترهای مربوط به الگوریتم را در طول فرایند جستجوی تکراری تغییر دهیم. اینکه چگونه این پارامترها را تغییر دهیم یا کنترل کنیم در سطحی بالاتر نیاز به مطالعه بیشتری دارد. در الگوریتم نهنگ، استراتژی کنترل پارامتر را مطرح می کنیم که هنوز موضوع مهمی است و جای کار دارد. یک مسأله چالش برانگیز این است که بهترین استراتژی کنترل چیست تا بتوان در زمان درست از مرحله اکتشاف به بهره برداری تغییر وضعیت داد.

در نهایت، حتی اگر الگوریتم نهنگ و سایر الگوریتم ها کارآمد باشند هنوز هم ممکن است بتوان کارایی آنها را بیشتر بهبود و یا افزایش دهیم. با این حال، چگونه سرعت بخشیدن به همگرایی یک الگوریتم هنوز هم یک مسئله چالش برانگیز است. امیدواریم که این پایان نامه بتواند برای تحقیق بیشتر در آینده ای نزدیک الهام بخش باشد.

از مواردی که می توان به عنوان کارهای بعدی و در ادامه این تحقیق انجام داد به شرح زیر بیان می گردد:

- تحقیق روی کاربردهای دیگر الگوریتم WOATS و حل مسائل بهینه سازی دیگر به جز تخمین پارامترهای سیستم های فوق آشوب.
- استفاده از الگوریتم های جست و جوی محلی دیگر و ترکیب با الگوریتم نهنگ جهت بهبود آن را نیز می توان بررسی کرد.
- استفاده از دیگر الگوریتم های فراابتکاری و بهبود آنها در حل مسئله تخمین پارامترهای سیستم های فوق آشوب .
- بررسی قابلیت الگوریتم WOATS در حل مسئله تخمین پارامترهای سیستم های فوق آشوب دیگر از قبیل چن ، راسلر،لو و

- [1]. Jing, Z., Xu, D., Chang, Y., & Chen, L. "Bifurcations, chaos, and system collapse in a three node power system", *International journal of electrical power & energy systems*, 2003, 25(6), 443-461.
- [2]. Alvarez, G., Montoya, F., Romera, M., & Pastor, G. "Breaking parameter modulated chaotic secure communication system", *Chaos, Solitons & Fractals*, 2004, 21(4), 783-787.
- [3]. Ursem, R. K., & Vadstrup P., "Parameter identification of induction motors using stochastic optimization algorithms". *Applied Soft Computing*, 2004, 4(1), 49-64.
- [4]. Mirjalili, S., & Lewis, A., "The whale optimization algorithm", *Advances in engineering software*, 2014, 95, 51-67.
- [5]. Mousavi, Y., & Alfi, A. "Fractional calculus-based firefly algorithm applied to parameter estimation of chaotic systems", *Chaos, Solitons & Fractals*, 2018, 114, 202-215.
- [6]. Peng, B., Liu, B., Zhang, F. Y., & Wang, L., "Differential evolution algorithm-based parameter estimation for chaotic systems", *Chaos, Solitons & Fractals*, 2019, 39(5), 2110-2118.
- [7]. Xu, S., Wang, Y., & Liu, X., "Parameter estimation for chaotic systems via a hybrid flower pollination algorithm", *Neural Computing and Applications*, 2018, 30(8), 2607-2623.
- [8]. Lazzús, J. A., Rivera, M., & López-Caraballo, C. H., "Parameter estimation of Lorenz chaotic system using a hybrid swarm intelligence algorithm", *Physics Letters A*, 2018, 380(11-12), 1164-1171.
- [9]. Peng, B., Liu, B., Zhang, F. Y., & Wang, L., "Differential evolution algorithm-based parameter estimation for chaotic systems", *Chaos, Solitons & Fractals*, 2016, 39(5), 2110-2118.
- [10]. Xu, S., Wang, Y., & Liu, X., "Parameter estimation for chaotic systems via a hybrid flower pollination algorithm", *Neural Computing and Applications*, 2018, 30(8), 2607-2623.
- [11]. Lazzús, J. A., Rivera, M., & López-Caraballo, C. H., "Parameter estimation of Lorenz chaotic system using a hybrid swarm intelligence algorithm", *Physics Letters A*, 2018, 380(11-12), 1164-1171.
- [12]. Panahi, S., Jafari, S., Pham, V. T., Kingni, S. T., Zahedi, A., & Sedighy, S. H., "Parameter identification of a chaotic circuit with a hidden attractor using Krill herd optimization", *International Journal of Bifurcation and Chaos*, 2016, 26(13), 1650221.
- [13]. Gao, X., & Hu, H., "Adaptive-impulsive synchronization and parameters estimation of chaotic systems with unknown parameters by using discontinuous drive signals", *Applied Mathematical Modelling*, 2015, 39(14), 3980-3989.
- [14]. Li, X., & Yin, M. "Parameter estimation for chaotic systems by hybrid differential evolution algorithm and artificial bee colony algorithm", *Nonlinear Dynamics*, 2005, 77(1-2), 61-71.
- [15]. Mousavi, Y., Alfi, A., & Kucucdemiral, I., "Enhanced Fractional Chaotic Whale Optimization Algorithm for Parameter Identification of Isolated Wind-Diesel Power Systems", *IEEE Access*, 2020, vol. 8, pp. 140862-140875
- [16]. Wang, S., Hu, W., Riego I., & Yu Y., "Improved surrogate-assisted whale optimization algorithm for fractional chaotic systems' parameters identification", *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 2022, Vol 110,
- [17]. Adhirai, S., Mahapatra, R. P., & Singh, P., "The Whale Optimization Algorithm and Its Implementation in MATLAB"

