مجله مهندسی مکانیک مدرس، اسفند 1396، دوره 17، شماره 12، ص‌ص 423-434

ماهنامه علمی پژوهشی

مهندسی مکانیک مدرس

mme.modares.ac.ir

طراحی مسیر سیگنال ورودی به دستگاه بارگذاری هارمونیک توسط مولد الگوی مرکزی

جواد صافحیان[1]، علی‌اکبر اکبری[*2]، سید کمال حسینی‌ثانی[3]

1- دانشجوی دکتری، مهندسی مکانیک، دانشگاه فردوسی مشهد، مشهد

2- دانشیار، مهندسی مکانیک، دانشگاه فردوسی مشهد، مشهد

3- دانشیار، مهندسی برق، دانشگاه فردوسی مشهد، مشهد

* مشهد، صندوق پستی 9177948944، akbari@um.ac.ir

اطلاعات مقاله

مقاله پژوهشی کامل

دریافت: 16 مهر 1396

پذیرش: 30 آبان 1396

ارائه در سایت: 24 آذر 1396

کلید واژگان:

مولد الگوی مرکزی

تأخیر نامعلوم متغیر با زمان

دستگاه آزمون خستگی سیم پیچ صدا

نویز و اغتشاش

کنترل تطبیقی مدل مرجع

چکیده

روش کنترل تطبیقی جدید معرفی شده در این مقاله مناسب برای سیستم‌های خطی تغییرپذیر با زمان است که در آن‌ها سیگنال مرجع یک تابع هارمونیک با دامنه، میانگین و یا فرکانس متغیر است. نتایج آزمایش‌های عملی بر دستگاه آزمون خستگی سیم‌پیچ صدا نشان می‌دهد که این روش نسبت به نویز و اغتشاش مقاوم است، همچنین روش کنترلی می‌تواند تأخیر نامعلوم متغیر با زمان را جبران نماید. این مسأله باعث افزایش پهنای باند دستگاه شده است. در این مقاله برای طراحی سیگنال ورودی به دستگاه اصلی از مولد الگوی مرکزی (CPG) استفاده شده است. CPG به دلیل اعمال نرم تغییرات بارگذاری علاوه‌بر افزایش قابلیت اطمینان صحت آزمون‌ها، مانع از تحریک دینامیک‌های فرکانس بالای دستگاه شده است. به منظور پیاده‌سازی روش پیشنهادی، هر کدام از مشخصات سیگنال هارمونیک، اعم از دامنه و میانگین، در حلقه‌های کنترلی جداگانه به روش کنترل تطبیقی مدل مرجع کنترل می‌شود. میزان جفت بودن حلقه‌های کنترلی به یکدیگر با محاسبه ماتریس آرایه‌های بهره نسبی دینامیکی (DRGA) بررسی شده است. کنترلر نسبت به تغییرات دینامیک سیستم اعم از تغییرات وابسته به زمان و تغییرات ناشی از تنوع جنس نمونه‌های مختلف تطبیق‌پذیر است، همچنین نتایج آزمون‌های نشان می‌هد در حضور عدم قطعیت‌های مختلفی از قبیل غیرخطی‌ها، دینامیک‌های مدل نشده و پارامترهای متغیر با زمان، دامنه و میانگین بارگذاری با دقت بالایی کنترل می‌شود.

Trajectory design of harmonic loading machine input by central pattern generator

Javad Safehian[1], Ali Akbar Akbari[1], Seyyed Kamal Hosseini Sani[2]

1- Department of Mechanical Engineering, Ferdowsi University of Mashhad, Mashhad, Iran
2- Department of Electrical Engineering, Ferdowsi University of Mashhad, Mashhad, Iran
*P.O.B. 9177948944, Mashhad, Iran, akbari@um.ac.ir

ARTICLE INFORMATION

Original Research Paper
Received 08 October 2017
Accepted 21 November 2017
Available Online 15 December 2017

Keywords:
Voice coil actuator fatigue test machine (VCAFTM)
Central pattern generator (CPG)
Unknown time-varying time-delay
Noise and disturbance
Model reference adaptive control (MRAC)

ABSTRACT

A new method was provided to control linear time-varying systems in which the reference signal is a harmonic function with variable amplitude, mean or frequency, such as block loading. The results of practical tests on the voice coil actuator fatigue test machine indicate that this method is robust to noise and disturbance. Also proposed control method compensates unknown time-varying time-delay which leads to bandwidth increase in harmonic loading. On the other hand in this paper the central pattern generator (CPG) was used to design the trajectory of input signal to the main plant. Because of soft applying of changes by CPG, it prevents excitation of high frequency dynamics. To implement the proposed method main plant, which can be estimated with a fourth-order single-input single-output (SISO) model was considered as a two-input two-output (TITO) decoupled system that each relevant input-output is first-order. The level of control loop pairs to each other is investigated by calculation of dynamic relative gain array (DRGA) matrix. The test results also show that loading control was properly carried out in the presence of various uncertainties such as nonlinearities, unmodeled dynamics and time-varying parameters.

1- مقدمه

در عمل ما با انتشار ترک خستگی تحت بارهای تصادفی مواجه هستیم که شامل بارگذاری هارمونیک با دامنه[1] متغیر یا میانگین[2] متغیر و یا هر دو است [1]. نوع بارگذاری اعم از بارگذاری با دامنه ثابت و یا متغیر و همچنین فرکانس بارگذاری در میزان عمر خستگی اجسام مؤثر است [2]، همچنین کنترل دقیق میانگین و دامنه بارگذاری در کیفیت نتایج آزمون خستگی تأثیرگذار است [3].

روش کنترلی پیشنهاد شده در این مقاله به صورت عملی برای کنترل بی‌درنگ دستگاه آزمون خستگی سیم‌پیچ صدا[3] مورد استفاده قرار گرفته است. این روش باید نسبت به عدم قطعیت‌های موجود در سیستم مقاوم باشد. برخی از عدم قطعیت‌ها در دستگاه سیم‌پیچ صدا عبارت از موارد زیر

[1] Amplitude
[2] Mean

[3] Voice Coil Actuator Fatigue Test Machine (VCAFTM)

Please cite this article using:

برای ارجاع به این مقاله از عبارت ذیل استفاده نمایید:

J. Safehian, A. A. Akbari, S. K. Hosseini Sani, Trajectory design of harmonic loading machine input by central pattern generator, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 17, No. 12, pp. 423-434, 2018 (in Persian)

است.

- دینامیک‌های متغیر با زمان از قبیل رشد ترک در نمونه[1] [4] و تغییرات پارامترهای سیستم ناشی از تغییرات دما در طول آزمون [5]،
- غیرخطی‌های اجزای دستگاه به ویژه عملگر سیم‌پیچ صدا[2] [6]،
- دینامیک‌های مدل نشده [7].

در منابع در دسترس، کنترل دستگاه سیم‌پیچ صدا به صورت خاص موضوع مقالات نیست. جانگ سانگ و همکاران [8] به منظور بارگذاری دینامیکی سیستم‌های میکروالکترومکانیکال، یک دستگاه آزمون خستگی با حداکثر بارگذاری 2.5 N برای آزمون‌های طولانی مدت توسعه دادند. این دستگاه به صورت حلقه بسته و با PID کنترل شد. در [9] قلمتی و همکاران دستگاه آزمون خستگی را توسط یک نوسانگر الکترومکانیکی برای کاربردهای فرکانس بالا توسعه دادند. واحد کنترل آن یک جبران‌کننده PD بود. کیم و همکاران [10] در مقاله خود یک سیستم آزمون خستگی را با استفاده از VCA ایجاد کردند. هدف از ساخت این دستگاه پیاده‌سازی آزمون کشش-کشش بر نوارهای نازک شکننده بود. در این مقاله برای انجام آزمون بارگذاری با دامنه ثابت، خطا میان مقدار مطلوب و بیشترین مقدار اندازه‌گیری‌شده بارگذاری در فرمولی ساده صفر می‌شود.

در دستگاه آزمون خستگی با عملگرهای دیگر از قبیل عملگرهای هیدورلیکی و سروموتورها معمولاً کنترلر براساس دینامیک شناسایی‌شده و یا تخمین‌زده شده از سیستم طراحی می‌شود. خواص متغیر نمونه در آزمون خستگی یکی از عوامل تأثیرگذار در تغییرات دینامیک سیستم است [4]. روش‌های تطبیقی به دلیل دینامیک متغیر دستگاه آزمون خستگی و نوع بارگذاری دینامیکی آن مورد توجه بوده است.

از دیدگاه کنترلی تأخیر[3] سبب کاهش حاشیه فاز و حاشیه بهره و یا همان افزایش تأخیر فاز در سیستم می‌شود. این مسأله منجر به محدودیت در پهنای باند سیستم می‌شود [11]. تأخیرهای زمانی در سیستم‌های فیزیکی معمولاً با زمان متغیر است [12]. نورمی- ریکو و همکاران [11] کنترلرهای مقاومی برای جبران مقدار شناخته‌شده تأخیر در سیستم‌های خطی طراحی کردند، همچنین کنترلرها در مقاله دین و همکاران [13] نیازمند اطلاع دقیق از مدت تأخیر است. در عمل تعیین مقدار دقیق تأخیر یک چالش برای برخی کاربردهاست. توسعه کنترلرهای جدید که بی‌نیاز از مشخص بودن مقدار دقیق تأخیر است می‌تواند بسیار کاربردی باشد.

هدف از مقاله حاضر ارائه روشی جدید برای کنترل سیستم‌های خطی متغیر با زمان[4] است که در آن‌ها سیگنال مرجع یک سیگنال هارمونیک با دامنه و میانگین متغیر است. نتایج آزمون‌های تجربی نشان می‌دهد که کنترلر توسعه‌یافته در حضور عدم قطعیت‌ها و دینامیک متغیر با زمانِ دستگاه سیم‌پیچ صدا در فرکانس‌های بالا خوب کار می‌کند. دستگاه سیم‌پیچ صدا توسط نویسندگان طراحی و ساخته شده است. در این رویکرد عملی کنترل دنبال‌روندگی[5] سیگنال مرجع هارمونیک به کنترل تنظیم‌شونده[6] تغییر یافته است. پهنای باند سیستم در کنترل دنبال‌روندگی ممکن است دقت دنبال‌روندگی را به دلیل محدود بودن انرژی ورودی تحت تأثیر قرار دهد [14]. در روش پیشنهاد شده با تأکید بر کنترل دقیق دامنه و میانگین بارگذاری، کنترلر رفتار مقاومی نسبت تأخیر نامعلوم متغیر با زمان[7] نشان‌می‌دهد.

در این مقاله نسبت به کار پیشین [15] از روش مولد الگوی مرکزی[8] (CPG) به صورت خاص برای طراحی مسیرِ[9] سیگنال ورودی به دستگاه اصلی[10] استفاده شده است. روش کنترل تطبیقی مدل مرجع[11] مرتبه یک به منظور کاهش هر چه بیشتر حجم محاسبات برای کنترل جداگانه دامنه و میانگین جایگزین روش STR شده است. بیشترین فرکانس آزمایش شده در کار پیشین 50 Hz است. این در حالی است که با استفاده از روش کنترلی پیشنهادی در مقاله حاضر بارگذاری بلوکی بر نمونه فلزی تا فرکانس 340 Hz بدون تحریک دینامیک‌های فرکانس بالای دستگاه آزمایش شده است. با توجه به افزایش پهنای باند دستگاه به واسطه استفاده از روش کنترلی پیشنهادی ماتریس آرایه بهره نسبی[12] در مقاله حاضر به صورت دینامیکی[13] و در فرکانس‌های مختلف بررسی شده است. در این مقاله مقاومت بالای روش کنترلی پیشنهادی در مواجهه با تأخیر نامعلوم متغیر با زمان و همچنین نویز و اغتشاش طی آزمایش‌های مختلف بررسی شده است. در [15] به نقاط ضعف کنترلر PI برای کنترل VCAFTM اشاره شده است.

در بخش 2 مشخصات دستگاه آزمون خستگی موضوع مقاله حاضر ارائه، در بخش 3 اهداف کنترلی مورد انتظار از روش توسعه‌یافته لیست، در بخش 4 توضیحات شناسایی دستگاه ارائه و در بخش 5 تأخیر زمانی و محدودیت‌های حاصل از آن بیان شده است. در بخش 6 مولد الگوی مرکزی برای طراحی مسیر سیگنال ورودی به دستگاه اصلی معرفی، در بخش 7 جزئیات کنترلر پیاده‌سازی‌شده تشریح و سرانجام در بخش 8 نتایج آزمون‌های عملی و بخش 9 نتیجه‌گیری شده است.

2- دستگاه آزمون خستگی VCA

مشخصات VCAFTM در جدول 1 آمده است. اجزای VCAFTM به منظور تأمین مشخصات بیان شده در این جدول به صورت شکل 1 در ارتباط هستند.

سیگنال فرمان در رایانه تولید می‌شود. سیگنال فرمان از طریق مبدل دیجیتال به آنالوگ[14]، جداساز[15] و تقویت‌کننده[16] وارد VCA می‌شود. سیگنالِ بارگذاریِ اندازه‌گیری‌شده توسط نیروسنج[17] با عبور از تقویت‌کننده سیگنال[18]

جدول 1 مشخصات VCAFTM

Table 1 VCAFTM specification

نوع دستگاه	بار محوری، کششی و فشاری
طول کورس	±10 mm
بیشترین بارگذاری دستگاه	100 N
فرکانس کاری دستگاه	100 Hz
دقت بارگذاری	0.03% میزان بارگذاری

[1] Specimen
[2] Voice Coil Actuator
[3] Time Delay
[4] Linear Time Varying (LTV)
[5] Tracking Control
[6] Regulation Control
[7] Unknown Time-varying Time-delay
[8] Central Patern Generator (CPG)
[9] Trajectory
[10] Main Plant
[11] Model Refrence Adaptive Control (MRAC)
[12] Relative Gain Array (RGA)
[13] Dynamic Relative Gain Array (DRGA)
[14] D/A Converter
[15] Isolator
[16] Amplifier
[17] Load Cell
[18] Signal Conditioner

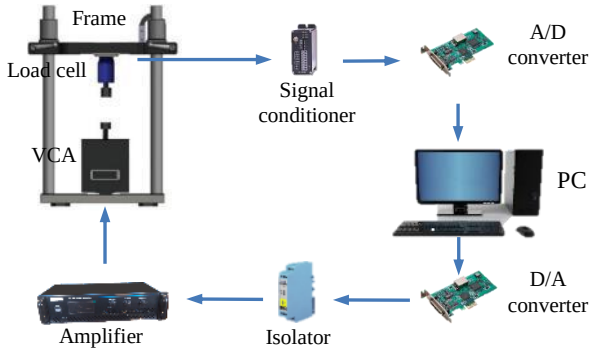

Fig. 1 Connection of components in VCAFTM

شکل 1 نحوه ارتباط اجزای تشکیل‌دهنده VCAFTM

و مبدل آنالوگ به دیجیتال[1] وارد رایانه می‌شود. در شکل 2 قاب[2] دستگاه و متعلقات آن شامل گیره[3]ها، ستون‌های حامی[4]، تیر بالا[5] و پایه ماشین[6] نشان داده شده است.

3- اهداف کنترل

اهداف زیر از روش کنترلی توسعه یافته مورد انتظار است.

- ایجاد کنترلری کاربردی برای کنترل یک سیستم LTV که در آن سیگنال مرجع یک سیگنال هارمونیک باشد. در این راستا دستگاه VCAFTM به عنوان بستر صحت‌سنجی عملکرد روش کنترلی طراحی و ساخته شده است.
- تطبیق‌پذیری با نمونه‌های مختلف: مطابقت کنترلر دستگاه با نمونه‌های مختلف سبب می‌شود تا دستگاه برای دامنه وسیعی از نمونه‌ها و بدون نیاز به تنظیمات مجدد کاربرد داشته باشد. این مسأله در تجاری‌سازی دستگاه حائز اهمیت است و توسط دستگاه نمونه‌های متنوعی اعم از فلزی، پلیمری، کامپوزیتی، محصولات غذایی و غیره مورد آزمون قرار خواهد گرفت.
- تطبیق‌پذیری با تغییرات وابسته به زمان دینامیک سیستم: این تغییرات می‌تواند شامل تغییرات خواص فیزیکی نمونه در طول آزمون و یا تغییر پارامترهای دینامیک دستگاه در اثر تغییرات دما و شرایطی محیطی باشد.

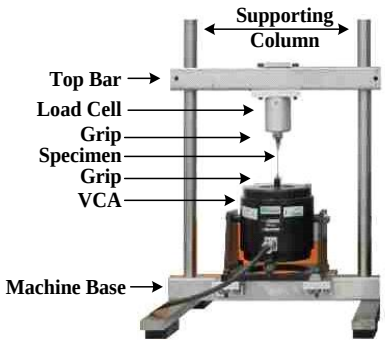

Fig. 2 VCAFTM frame

شکل 2 قاب دستگاه VCAFTM

[1] A/D Converter
[2] Frame
[3] Grip
[4] Supporting Column
[5] Top Bar
[6] Machine Base

- ایجاد کنترلی مقاوم برای جبران تأخیر نامعلوم متغیر با زمان: معمولاً در عمل مقدار دقیق تأخیر و تغییرات آن مشخص نیست. تأخیر پهنای باند سیستم را محدود می‌کند. یکی از اهداف کنترلی مقاله این است تا با تبدیل کنترل دنبال‌روندگی به کنترل تنظیم شونده، محدودیت‌های حاصل از تأخیر نامعلوم متغیر با زمان جبران شود.
- اعمال نرم تغییرات بارگذاری: علاوه‌بر تنظیم مشخصات کنترلر، طراحی مناسب سیگنال ورودی به دستگاه اصلی در پیاده‌سازی نرمِ بارگذاری مؤثر است. وجود فراجهش ناخواسته نیرو هنگام بارگذاری صحت آزمون را مخدودش می‌کند، همچنین عدم تغییرات نرم بارگذاری منجر به تحریک دینامیک‌های مختلف سیستم و در برخی از موارد سبب ناپایداری آن می‌گردد. در این راستا سعی شده است با استفاده از CPG سیگنال مرجع طراحی شود.
- مقاوم بودن نسبت به نویز و اغتشاش: در برخی از موارد عایق کردن سیستم نسبت به نویز و یا اغتشاش ممکن نیست. کنترلر باید نسبت به حذف نویز و اغتشاش توانمند باشد.
- مقاوم بودن در حضور عدم قطعیت‌های موجود درسیستم. عدم قطعیت می‌تواند ناشی از غیر خطی‌های ساده‌سازی شده ، دینامیک‌های مدل نشده و یا متغیرهای وابسته به زمان باشد.
- توانایی ایجاد بارگذاری‌های بلوکی[7]: دامنه و میانگین و در برخی از موارد فرکانس بارگذاری در بارگذاری‌های بلوکی متغیر است و کنترلر باید با توجه به قابلیت دستگاه سریع‌ترین پاسخ را برای اعمال بارگذاری بلوکی ایجاد نماید، در این راستا کنترل فراجهش و زمان نشت مهم است.

4- شناسایی سیستم

مدل تئوری[8] سیستم شامل خواص فیزیکی و پارامترهای مرتبط با آن می‌شود. مدل تجربی[9] تنها شامل پارامترهایی می‌شود که ارتباط آن با خواص فرایند نامعین می‌ماند. با این حال مدل تجربی بهتر می‌تواند دینامیک‌های حقیقی سیستم را توصیف کند و با تلاش کمتر حاصل می‌شود. ترکیبی از هر دو به منظور بهره‌گیری از خواص هر دو رویکرد به مدل جعبه خاکستری منجر می‌شود [16]. در این مقاله شناسایی دستگاه به صورت پارامتریک و خاکستری انجام شده است. مدل‌سازی و تئوری ساختار دستگاه در مقاله پیشینِ نویسندگان بررسی و ارائه شد [15]. در مقاله کنونی ساختار مورد استفاده در شناسایی خاکستری براساس مقاله پیشین مرتبه سه در نظر گرفته شده است. در دست‌یابی به ساختار مذکور ساده‌سازی صورت گرفته است. عدم قطعیت‌های مختلفی شامل دینامیک‌های مدل‌نشده و یا پارامتر غیرخطی در دو بخش مکانیک [13] و الکترونیک [17] وجود دارد. به علاوه VCAFTM به صورت یک سیستم LTV است [15]. در بازه‌ای از فرکانس‌های کاری دستگاه که در محدوده فرکانس طبیعی قرار می‌گیرد، ساختار مرتبه سه به دلیل تحریک دینامیک‌های مدل‌نشده به اندازه کافی مناسب نیست. بررسی داده‌ها در شناسایی سیستم نشان می‌دهد در بازه فرکانسی یادشده ساختار مرتبه چهار برای مدل سیستم به نتیجه بهتری منتج می‌شود.

5- تأخیر زمانی

[7] Block Loading
[8] Theoretical Modeling
[9] Experimental Modeling

تأثیر تأخیر زمانی خالص در سیستم مشابه یک صفر در سیستم ناکمینه فاز[1] است. تأخیر فاز اضافه شده به سیستم به ازای یک تأخیر T-ثانیه‌ای برابر با ωT است. فرکانس عبور[2]، ω_c، در تئوری با توجه به تأخیر خالصِ T، $\omega_c \leq 1/T$، اما در عمل معمولاً $\omega_c \leq 0.6/T$ است. تأخیرها تأثیرات مختلفی بر پایداری می‌گذارند، آن‌ها می‌توانند یک منبع ناپایداری باشند [18].

بررسی‌های حاصل از شناسایی حلقه‌باز سیستم نشان می‌دهد که اختلاف فاز میان سیگنال ورودی و خروجی دستگاه اصلی به ازای نمونه‌های مختلف مورد آزمایش متغیر است. به بیان دیگر تأخیر به ازای نمونه‌های مختلف متفاوت است. به علاوه با گذشت زمان از ابتدای آزمایش و رشد ترک[3] و تغییر خواص مکانیکی نمونه این تأخیر به صورت تابعی از زمان تغییر خواهد نمود. تأخیر می‌تواند سبب کاهش پهنای باند سیستم شود. پهنای باند سیستم با توجه به رشد ترک در نمونه به عنوان تابعی از تأخیر کاهش خواهد یافت. در صورتی که کنترلر مقاوم به تأخیر زمانی طراحی نشود، این مسأله ممکن است منجر به ناپایداری سیستم شود. نتایج آزمایش‌ها نشان می‌دهد روش کنترلی توسعه یافته در مقاله کنونی نسبت به تأخیر نامعلوم متغیر با زمان مقاوم است.

6- مولد الگوی مرکزی (CPG)

طراحی مناسب سیگنال ورودی به دستگاه اصلی برای پیاده‌سازی یک بارگذاری نرم در هنگام تغییرات دامنه، میانگین و فرکانس علاوه‌بر تنظیم مشخصات کنترلر مؤثر است. کنترل فراجهش نیرو در بارگذاری سبب افزایش صحت نتایج آزمون می‌شود. از طرف دیگر عدم تغییرات نرم بارگذاری منجر به تحریک دینامیک‌های فرکانس بالای سیستم و در برخی از موارد سبب ناپایداری آن می‌گردد. در این راستا سعی شده است با استفاده از CPG سیگنال ورودی به دستگاه اصلی طراحی شود [19] که در ادامه به توضیح آن پرداخته خواهد شد.

نوسان‌کننده‌های غیرخطی جفت شده[4] شاخه‌ای از علم ریاضی است که با نام سیستم‌های دینامیکی غیرخطی آشفته[5] شناخته می‌شود. این سیستم‌ها به صورت رابطه (1) قابل ارائه است.

$$\dot{\mathrm{q}} = F(\mathrm{q}) + \mathrm{p} \tag{1}$$

در رابطه (1) q بردار متغیرهای حالت که در این مقاله شامل u و v، و p یک بردار آشفتگی است. یک نوسانگر به صورت یک سیستم دینامیکی است که اگر $\mathrm{p} = 0$، آن‌گاه به یک پاسخ متناوب میل می‌کند. به وسیله تعریف یک آشفتگی ممکن است نوسان‌کننده‌های چندگانه با یکدیگر جفت باشند. در این حالت نوسان‌کننده‌ها تابعی از حالت یکدیگر هستند [20]. رابطه (2) بیان‌کننده یک تک نوسانگر است که با نوسانگرهای دیگر کوپل نشده است.

$$u = A\sin(2\pi f t + \varphi) \tag{2}$$

در رابطه بالا f فرکانس نوسان، φ فاز نوسانگر و A دامنه نوسان است. با گرفتن مشتق اول و دوم از u یک معادله دیفرانسیلی به صورت رابطه (3) به دست خواهد آمد.

$$\begin{cases} \tau\dot{u} = v \\ \tau\dot{v} = -u \end{cases} \tag{3}$$

در رابطه بالا، $\tau = 1/2\pi f$، همچنین به صورت ضمنی مقدار A در معادله دیفرانسیلی خطی بالا تعیین شده است. مقدار A به شرایط اولیه و آشفتگی متغیرهای حالت وابسته است. در این قسمت ما تنها باید پارامتری را به سیستم اضافه نماییم تا علاوه‌بر تعیین محدوده نوسان[6] دارای دامنه دقیقی نیز باشد، بنابراین رابطه (3) به صورت رابطه (4) قابل تصحیح است.

$$\begin{cases} \tau\dot{u} = v \\ \tau\dot{v} = -\alpha\dfrac{u^2+v^2-E}{E}v - u \end{cases} \tag{4}$$

عبارت u^2+v^2 نماینده انرژی حقیقی نوسانگر و u^2+v^2-E خطای انرژی نوسانگر است. در این حالت ترم‌های غیرخطی انرژی به صورت نرمال‌شده خطای انرژی که در پارامترهای α و v ضرب شده‌اند نمایش داده شده است. ثابت مثبت α معیاری برای تنظیم کردن قدرت جذب نوسانگر به محدوده نوسان است. مقادیر بزرگ‌تر α سرعت میل به محدوده نوسان را افزایش می‌دهد. زمانی که سرعت نوسان بالاست، v سرعت همگرایی را افزایش می‌دهد. متغیرهای حالت در رابطه (4) در نهایت به مقادیر رابطه (5) میل می‌کنند.

$$\begin{cases} \tilde{u} = \mathcal{D}\sin(t/\tau + \varphi) \\ \tilde{v} = \mathcal{D}\cos(t/\tau + \varphi) \end{cases}$$
$$A = \sqrt{E} \tag{5}$$

در رابطه بالا φ وابسته به شرایط اولیه است. در CPG میل به محدوده نوسان به ازای تمامی شرایط اولیه تضمین شده است به جز حالت یکتایی که در آن متغیرهای حالت u و v در شرایط اولیه یعنی u_0 و v_0 صفر باشند.

CPG مورد استفاده در این مطالعه دارای محدوده نوسانی با حل بسته است که در آن مقدار فرکانس، دامنه و طول موج به طور ضمنی قابل تعیین است؛ بنابراین بدین وسیله تغییرات مورد نظر در نوسانگر می‌تواند به صورت پیوسته با تغییر پارامترهای CPG انجام شود. مدل CPG از حیث محاسباتی به میزان کافی سریع است تا بتوان آن را در داخل میکروکنترولری پیاده‌سازی کرد. نوسانگرهای غیرخطی ارائه شده در رابطه (6) به عنوان CPG در ادامه مورد استفاده قرار خواهند گرفت.

$$\dot{u} = w(v+u) - \frac{u}{\mathcal{D}}(v^2+u^2)$$
$$\dot{v} = w(v-u) - \frac{v}{\mathcal{D}}(v^2+u^2) \tag{6}$$

که در رابطه‌های بالا v و u متغیرهای حالت هستند. w ثابت مثبتی که فرکانس و دامنه نوسان را کنترل می‌کند و $\mathcal{D}$ یک ثابت مثبت است که تنها دامنه نوسان را کنترل می‌کند. اگر $\alpha = 1$ باشد، رابطه (6) از رابطه (4) حاصل می‌شود. رابطه (6) دارای دو حل ویژه است، یکی حل (0,0) که یک نقطه ثابت غیرپایدار است. پاسخ دیگر، پاسخی پایدار با محدوده نوسانی است که پاسخ آن تابعی سینوسی با دامنه $\sqrt{\mathcal{D}w}$ و تناوب $2\pi/w$ است. متغیر حالت u به ازای هر شرایط اولیه به پاسخ ویژه رابطه (6) به جز شرایط اولیه (0,0) میل خواهد کرد. مقدار این متغیر به صورت رابطه (7) است.

$$\tilde{x} = \sqrt{\mathcal{D}w}\,\sin(wt + \varphi) \tag{7}$$

در شکل 3 تأثیر CPG برای ایجاد تغییرات نرم در سیگنال‌های هارمونیک نشان داده شده است. تغییرات دامنه، میانگین و فرکانس به صورت یکسان در شکل‌های 3-a,b اعمال شده است. همان طور که در شکل 3-b دیده می‌شود به واسطه استفاده از CPG تغییرات دامنه، میانگین و فرکانس نسبت به شکل 3-a با نرمی بیشتری اعمال شده است.

7- پیاده‌سازی کنترلر پیشنهادی

کنترل دنبال‌روندگی سیگنال مرجع در این رویکرد کاربردی به کنترل

[1] Non-minimum Phase (NMP)
[2] Crossover Frequency
[3] Crack Growth
[4] Coupled Nonlinear Oscillators
[5] Perturbed Nonlinear Dynamical Systems
[6] Limit Cycle

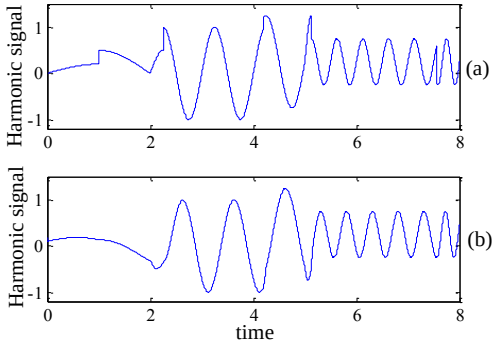

Fig. 3 Harmonic signal (a) sine function output, (b) CPG output

شکل 3 سیگنال هارمونیک (a) خروجی تابع sin، (b) خروجی CPG

تنظیم‌شونده تغییر یافته است. دیاگرام کنترل توسعه یافته در شکل 4 نشان داده شده است. نتایج تجربی نشان می‌دهد که کنترلر توسعه یافته پاسخ مناسبی در حضور عدم قطعیت‌ها و تأخیر نامعلوم متغیر با زمان سیستم دارد. این مطلب سبب افزایش چشم‌گیر پهنای باند شده است. از طرف دیگر بهره‌گیری از میانگین متحرک[1] در بلوک بافرِ کنترلر آن را نسبت به نویز مقاوم ساخته است [21].

در این مقاله هر کدام از مشخصه‌های سیگنال هارمونیک اعم از دامنه و میانگین در حلقه‌های کنترلریِ جداگانه کنترل می‌شوند. کنترل فراجهش[2] و زمان نشست[3] در این روش آن را برای بارگذاری‌های بلوکی مناسب نموده است. کنترلر مورد نظر طی مراحل زیر پیاده‌سازی شده است.

1- تبدیل سیستم از حالت تک‌ورودی- تک‌خروجی[4] به حالت دو ورودی- دوخروجی[5]؛

2- محاسبه DRGA برای بررسی وابستگی ورودی‌ها و خروجی‌ها در فرکانس‌های مختلف؛

3- پیاده‌سازی کنترلر MRAC بر هر ورودی- خروجی مرتبط؛

4- طراحی مسیر سیگنال ورودی به دستگاه اصلی با استفاده از CPG؛

5- ارائه نهایی مدل کنترلی توسعه یافته؛

7-1- تبدیل سیستم از حالت SISO به TITO

در روش کنترلی پیشنهادی در مقاله حاضر دستگاه اصلی به دو زیر سیستم تقسیم شده است، حلقه کنترلی دامنه و حلقه کنترلی میانگین شکل 4 است. بدین ترتیب کنترلرهای جداگانه بر هر کدام از پارامترهای دامنه و میانگینِ تابع بارگذاریِ هارمونیک پیاده‌سازی شده است. در این حالت دستگاه به صورت یک سیستم TITO در نظر گرفته می‌شود [22,15].

در این مقاله فرض شده هنگامی که سیگنال مرجع[6] هارمونیک باشد، آن‌گاه نیروی اعمال شده توسط VCA و به تبع آن نیروی خوانده شده از نیروسنج نیز هارمونیک باشد. به بیان دیگر در این مقاله رفتار دستگاه خطی در نظر گرفته شده است. به منظور استخراج دامنه و میانگین سیگنالِ هارمونیکِ خروجی از نیروسنج، بلوک بافر[7] پس از نیروسنج قرار گرفته‌است [23]. عملکرد بلوک بافر در شکل 5 نمایش‌داده شده است.

عملکرد بلوک بافر همیشه به صورت پردازش قاب-پایه[8] است. بلوک بافر برای تولید خروجی با اندازه قاب[9] متفاوت از ورودی، داده‌های ورودی را مجدد توزیع می‌کند. پارامتر هم‌پوشانی[10] L در بلوک بافر میزان هم‌پوشانی را در هر خروجیِ متوالی تعیین می‌کند. برای تعیین هم‌پوشانی باید مقدار L در محدوده $0 \le L \le M_0$ انتخاب شود که پارامترِ M_0، اندازه خروجیِ بافر است. بلوک بافر L نمونه[11] از خروجی کنونی می‌گیرد و آن را در خروجی آینده تکرار می‌کند. برای ایجاد هر خروجی جدید، $M_0 - L$ نمونه از ورودی جدید نیاز است. بافر کردن یک سیگنال به اندازه یک قاب بزرگ‌تر سبب ایجاد نرخ قاب[12] کمتر می‌شود، مگر حالتی که در آن $L = M_0 - 1$ [24].

در این مقاله در بلوک بافر اندازه قاب به صورت ضریب صحیحی، n، از زمان یک طول موج λ است. بلوک بافر سبب ایجاد تأخیر خالص به میزان $(M_0 - L)T_{si}$ می‌شود که T_{si} تناوب نمونه‌ها[13] است. تمام نمونه‌های موجود در n طول موج λ بافر برای محاسبه دامنه و میانگین سیگنال خروجیِ نیروسنج می‌شوند، سپس از میان داده‌های بافرشده اندازه میانگین و دامنه سیگنال براساس رابطه (8) محاسبه می‌شود.

$$\begin{aligned}
&\text{Mean} = \frac{\text{Max}(\text{D}_j)+\text{Min}(\text{D}_j)}{2},\\
&\text{Amplitude} = \frac{|\text{Max}(\text{D}_j)-\text{Min}(\text{D}_j)|}{2},\\
&K = \frac{n \cdot \lambda}{T_{si}}\\
&d_1, d_2, \dots, d_i, i = 1,2,3, \cdots\\
&\text{D}_j = d_{(j-1)(K-L)+1}, d_{(j-1)(K-L)+2}, \cdots, d_{(j-1)(K-L)+K}\\
&j = 1,2,3, \cdots
\end{aligned} \tag{8}$$

در رابطه (8) d_iها نمونه‌های خروجی از نیروسنج با تناوب نمونه به میزان T_{si} و K تعداد نمونه‌های موجود در n طول موج است. طول زمانی هر طول موج به میزان λ است، همچنین در این رابطه D_j برداری است که در آن تمام نمونه‌های موجود در n طولِ موجِ بافر شده قرار گرفته است. یادآوری این نکته ضروری است که زمان نمونه‌برداری پیش از بلوک بافر به میزان T_{si} و بعد از آن به میزان $T_{so} = (M_0 - L)T_{si}$ است.

7-2- آنالیز DRGA

سیستم TITO نمایش داده شده در شکل 6 در فرم ریاضی به صورت رابطه (9) داده شده است.

$$\begin{aligned}
y_1 &= a_{11}m_1 + a_{12}m_2\\
y_2 &= a_{21}m_1 + a_{22}m_2
\end{aligned} \tag{9}$$

مطابق شکل 6 در رابطه (9) y_i خروجی برای حلقه i، متغیرهای m ورودی‌های حلقه و a متغیرهای تابع تبدیل هستند. در ادامه دو آزمایش برای محاسبه ماتریس RGA ارائه می‌شود.

در آزمایش یک هدف مشاهده تأثیر ورودی m_1 بر y_1 است. برای این منظور تمامی حلقه[14]های کنترلی باز و سیستم در حالت کنترل دستی قرار می‌گیرد. سپس در حالی که ورودی m_2 ثابت نگاه داشته شده است باید تغییر Δm_1 به صورت پله‌ای به سیستم وارد شود. بهره y_1 نسبت به m_1 به صورت g_{11} تعریف می‌شود که در رابطه (10) داده شده است.

$$g_{ij} = g_{11} = \frac{\Delta y_{i=1}(\text{all-loops-open})}{\Delta m_{j=1}(\text{all-loops-open})} \tag{10}$$

هدف نهایی از آزمایشِ یک محاسبه g_{ij} است، به نحوی که i متغیر کنترل شده و j متغیر ورودی است.

[1] Moving Average
[2] Overshoot
[3] Settling time
[4] Single-Input Single-Output (SISO)
[5] Two-Input Two-Output (TITO)
[6] Reference Signal
[7] Buffering Block
[8] Frame Base
[9] Frame Size
[10] Overlap
[11] Sample
[12] Frame Rate
[13] Sample Period
[14] Loop

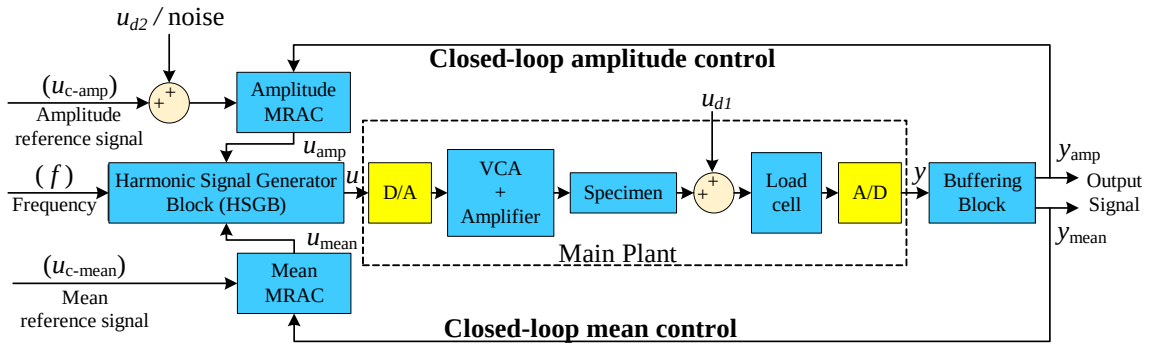

Fig. 4 Block diagram of developed method for VCAFTM as TITO system

شکل 4 دیاگرام بلوکی روش کنترلی توسعه یافته برای VCAFTM به عنوان یک سیستم TITO

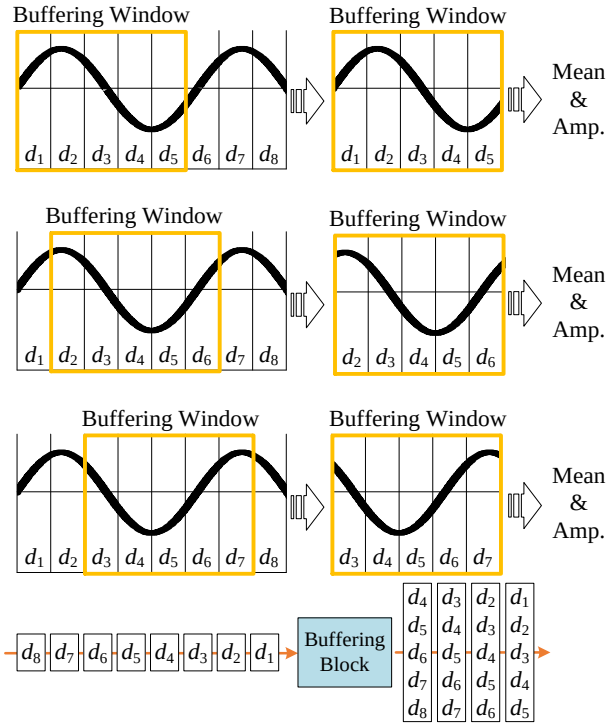

Fig. 5 Operation of buffering block on load cell output

شکل 5 عملکرد بلوک بافر بر سیگنال خروجی از نیروسنج

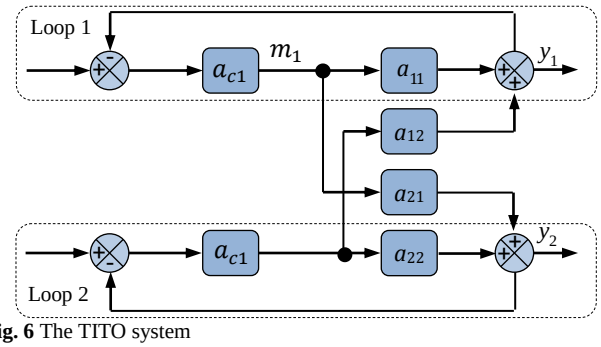

Fig. 6 The TITO system

شکل 6 یک سیستم TITO

هدف از آزمایش دو تعیین تأثیر متغیر ورودی m_2 بر خروجی y_1 است. برای این منظور باید حلقه 1 در شکل 6 باز بماند، اما تمامی حلقه‌های دیگر بسته شوند. دوباره تغییر اعمال شده بر m_1 باید مانند آزمایش یک ایجاد شود. تغییرات y_1 برابر با Δy_1 و تغییرات m_1 برابر با Δm_1 است؛ بنابراین رابطه (11) را به صورت زیر خواهیم داشت.

$$g_{ij}^{*} = g_{11}^{*} = \frac{\Delta y_{i=1}(\text{only-loop-1-open})}{\Delta m_{j=1}(\text{only-loop-1-open})} \tag{11}$$

هدف نهایی از آزمایش دو محاسبه g_{ij}^{*} است، به نحوی که i متغیر کنترل‌شده و j متغیر ورودی است. براساس نتایج حاصله از آزمایش‌های یک و دو پارامترهای ماتریس RGA به صورت رابطه (12) قابل محاسبه است.

$$\chi_{ij} = \frac{g_{ij}}{g_{ij}^{*}} = \frac{(\delta y_i/\delta m_j)_{\text{all-loops-open}}}{(\delta y_i/\delta m_j)_{\text{only-loop-i-open}}} \tag{12}$$

پارامتر χ باید برای تمامی مقادیر مربوط به i و j محاسبه شود. در این حالت ماتریس RGA به صورت رابطه (13) کامل خواهد شد،

$$\text{RGA} = \Lambda = \begin{bmatrix} \chi_{11} & \chi_{12} & \cdots & \chi_{1m} \\ \chi_{21} & \chi_{22} & \cdots & \chi_{2m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \chi_{n1} & \chi_{n2} & \cdots & \chi_{nm} \end{bmatrix} \tag{13}$$

در تفسیر RGA میان درایه‌های هر سطر (ستون)، نزدیک‌ترین مقدار به عدد 1 به معنی وابستگی بیشتر دو متغیر مربوطه است [25].

7-2-1- آنالیز دینامیکی RGA

RGA معرفی شده در بخش قبل ابزاری قدرتمند برای اندازه‌گیری اثر متقابل[1] حلقه‌های کنترل است، همچنین RGA در طول دهه‌های مختلف تکنیک جفت شدن[2] را برای کاربردهای صنعتی به وجود آورده است. در برخی از موارد نیازمند توسعه مفهوم RGA به شکل پیشرفته و برای شرایط خاص است. یکی از تکنیک‌های پیشرفته جفت شدن DRGA است. این روش یک توسعه دینامیکی از RGA برای بهبود قابلیت جفت‌شدنِ RGA حالت پایدار به هنگام تغییرات قابل توجه RGA با فرکانس و به خصوص تغییرات آن در فرکانس‌های کلیدی است [26]. در این مقاله به صورت مستقیم و براساس آزمایش، RGA حالت پایدار به ازای فرکانس‌های مختلف برای دستگاه محاسبه شده است. این نتیجه به عنوان DRGA مورد بهره‌برداری قرار گرفته است [27].

7-3- کنترل تطبیقی مدل مرجع (MRAC)

براساس شناسایی‌های انجام شده از رفتار سیستم در هر حلقه کنترلی، تابع تبدیلِ رفتارِ سیستم در هر حلقه به صورت مرتبه یک است. در این بخش به توسعه کنترل تطبیقی مدل‌مرجع مرتبه یک پرداخته شده که پایداری آن توسط روش لیاپانوف تضمین شده است [28]. فرایند با رابطه (14) توصیف می‌شود.

[1] Interaction
[2] Pairing Technique

$$y_p = \frac{b_p}{s + a_p} u \tag{14}$$

در این رابطه b_p نماینده بهره، u سیگنال کنترلی و a_p قطب در سیستم فرایند است. دینامیک سیستم مطلوب[1] به صورت یک مدل مرجع مرتبه اول تنظیم شده که در رابطه (15) نشان داده شده است.

$$y_m = \frac{b_m}{s + a_m} u_c \tag{15}$$

$a_m > 0$ و u_c سیگنال مرجع کراندار است. پارامترهای b_m، a_m در حقیقت باید به نحوی انتخاب شوند که به واسطه آن y_m دارای دینامیک فرایند مطلوب باشد. در چنین حالتی خروجی کنترلر u براساس رابطه (16) به‌روزرسانی می‌شود.

$$u = \theta_1 u_c - \theta_2 y_p \tag{16}$$

که θ_1 و θ_2 قانون‌های تطبیق هستند و پیوسته به منظور دنبال‌روی هرچه نزدیک‌تر y_m توسط y_p به‌روزرسانی می‌شوند. سیگنال خطا عبارت از $e = y_p - y_m$ است. به منظور حصول قوانین تطبیق براساس تئوری لیاپانوف، تابع لیاپانوف ارائه شده در رابطه (17) می‌تواند استفاده شود.

$$V(e, \theta_1, \theta_2) = \frac{1}{2}\left(e^2 + \frac{1}{b\gamma}(b\,\theta_1 - b_m)^2 + \frac{1}{b\gamma}(b\,\theta_2 + a_p - a_m)^2\right) \tag{17}$$

براساس رابطه (17) به منظور دستیابی به پایداری لیاپانوف، قوانین تطبیق به صورت روابط (19,18) قابل تعیین است.

$$\theta_1 = -\frac{\gamma u_c e}{s} \tag{18}$$

$$\theta_2 = \frac{\gamma y_p e}{s} \tag{19}$$

7-4- طراحی مسیر سیگنال ورودی به دستگاه اصلی توسط CPG

در شکل 7 محتوای بلوک مولد سیگنال هارمونیک[2] نشان داده شده است. در این بلوک تغییرات میانگین توسط بلوک محدودکننده نرخ[3] کنترل می‌شود. حد نرخ تغییرات در بلوک محدودکننده نرخ به هنگام افزایش $+m$ و هنگام کاهش $-m$ در نظر گرفته شده است. پارامترهای دامنه و فرکانس خروجی بلوک CPG را کنترل می‌کنند. در شکل 7 از میان دو متغیر حالتِ u و v به عنوان خروجی‌های بلوک CPG، تنها v با مقدار میانگین جمع می‌شود و خروجی بلوک HSGB را ایجاد می‌کند.

7-5- کنترلر توسعه‌یافته

در شکل 4 روش کنترلی توسعه‌یافته به صورت بلوکی نمایش داده شده است. در این روش دستگاه اصلی بعد از بررسی DRGA به دو زیر سیستم حلقه

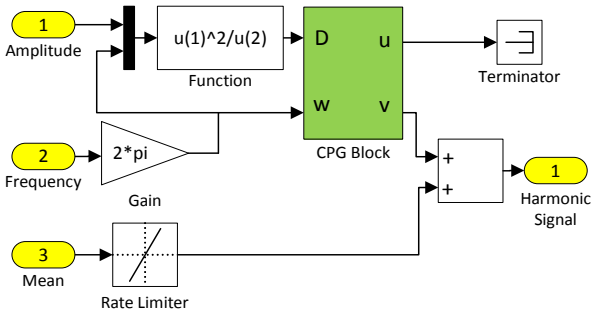

Fig. 7 HSGB content in software

شکل 7 محتوای HSGB در نرم‌افزار

[1] Desired System Dynamic
[2] Harmonic Signal Generator Block
[3] Rate Limiter

کنترل دامنه و حلقه کنترل میانگین تقسیم می‌شود. سپس هر یک از مشخصات بارگذاری هارمونیک اعم از دامنه و میانگین در حلقه‌های کنترلی جداگانه‌ای کنترل می‌شوند. در شکل 4 به ترتیب u و y سیگنال ورودی و سیگنال خروجی دستگاه اصلی، $u_{\text{c-amp}}$، u_{amp} و y_{amp} به ترتیب سیگنال مرجع، سیگنال ورودی و سیگنال خروجی در زیر سیستم کنترل حلقه بسته دامنه و $u_{\text{c-mean}}$، u_{mean} و y_{mean} به ترتیب سیگنال مرجع، سیگنال ورودی و سیگنال خروجی در زیر سیستم کنترل حلقه بسته میانگین هستند. دو مشخصه کنترلی سیگنال هارمونیک، دامنه و میانگین وارد بلوک HSGB می‌شود. سیگنال تولید شده پس از تقویت در تقویت‌کننده وارد VCA می‌شود. نیروی حاصل از عملگر بر نمونه اعمال می‌شود. میزان این نیرو توسط نیروسنج خواند شده و مشخصات دامنه و میانگین نیروی خوانده شده توسط بلوک بافر به عنوان خروجی هر حلقه استخراج می‌شود.

به منظور جلوگیری از تحریک دینامیک‌های مدل نشده و ناخواسته دستگاه اصلی از CPG برای تولید سیگنال هارمونیک استفاده شده است. به این وسیله تغییرات سیگنالِ ورودی به دستگاه اصلی، u، به صورت نرم به دستگاه اعمال می‌شود. در بلوک MRAC کنترلر مدل مرجع براساس پایداری لیاپانوف پیاده‌سازی شده است. مدل مرجع به کار رفته در این بلوک‌ها براساس شناسایی انجام شده در هر زیر سیستم مرتبه یک است. تنظیمات در هر کدام از بلوک‌های MRAC براساس خصوصیات حلقه تحت کنترل است.

8- آزمایش‌های تجربی

معمولاً ضریب میرایی در مواد پلیمری در قیاس با مواد فلزی بیشتر است [29]. آزمایش‌ها برای پیاده‌سازی کنترلر توسعه‌یافته بر دو نمونه الف، نمونه فلزی و ب، الیاف پلیمری انجام شده است. در انتخاب نمونه‌ها ضریب سختی نمونه پلیمری به صورت کیفی کمتر از ضریب سختی نمونه فلزی انتخاب شده است.

8-1- محاسبات DRGA

با توجه به خواص حاکم بر سیستم TITO برای تعیین پارامترهای ماتریس RGA تنها تعیین یکی از درایه‌های ماتریس کافی است. در این‌جا تنها به محاسبه χ_{11} پرداخته می‌شود. در این بخش به عنوان نمونه مراحل محاسبه ماتریس RGA برای نمونه فلزی در فرکانس کاری 100 Hz نشان داده شده است. تنظیمات آزمون‌ها برای محاسبه ماتریس RGA در فرکانس‌های دیگر در جدول 2 ارائه شده است. مقدار درایه χ_{11} برای ماتریس RGA به ازای فرکانس‌های کاری دیگر دستگاه در جدول 3 آمده است. چون ماتریس RGA به ازای فرکانس‌های مختلف دستگاه اندازه‌گیری شده است می‌توان نتیجه ارائه شده در جدول 3 را تخمینی عملی از DRGA سیستم در نظر گرفت. با توجه به مطالب بیان شده در بخش محاسبه ماتریس RGA در تعیین این ماتریس، ورودی 1، m_1 همان سیگنال مرجع میانگین، $u_{\text{c-mean}}$ و ورودی 2، m_2، سیگنال مرجع دامنه، $u_{\text{c-amp}}$، است. نحوه‌ی تغییرات سیگنال مرجع میانگین، $u_{\text{c-mean}}$، و میزان تنظیم شده‌ی سیگنال مرجع دامنه، $u_{\text{c-amp}}$، برای آزمون در فرکانس‌های مختلف در جدول 2 بیان شده است.

8-1-1- محاسبه RGA در فرکانس 100 Hz برای نمونه فلزی

براساس متن تئوری مقاله محاسبه درایه χ_{11} طی دو آزمایش انجام می‌شود. در آزمایش 1 محاسبه ماتریس RGA هدف مشاهده تأثیر ورودی $u_{\text{c-mean}}$ بر خروجی y_{mean} است. برای این منظور تمامی حلقه‌های کنترلی باید باز باشند.

جدول 2 تنظیمات دامنه و میانگین برای محاسبه‌ی ماتریس RGA

Table 2 Mean and amplitude values for calculation of RGA

مقدار اولیه میانگین ($u^{(1)}_{\text{c-mean}}$)	15 N
مقدار ثانویه‌ی میانگین ($u^{(2)}_{\text{c-mean}}$)	30 N
$\Delta u_{\text{c-mean}} = u^{(2)}_{\text{c-mean}} - u^{(1)}_{\text{c-mean}}$	15 N
مقدار دامنه ($u_{\text{c-amp}}$)	10 N

جدول 3 محاسبه χ_{11} در ماتریس RGA برای فرکانس‌های مختلف

Table 3 Calculation of χ_{11} in RGA for different frequencies

فرکانس کاری، Hz	نمونه‌ی فلزی $\chi_{11} = \chi_{22}$	نمونه‌ی پلیمری $\chi_{11} = \chi_{22}$
10	0.99	0.95
20	0.98	0.96
30	0.99	0.94
40	0.98	0.97
50	0.99	0.96
60	0.99	096
70	0.99	0.96
80	0.99	0.94
90	0.99	0.97
100	0.96	0.98
110	0.99	0.98
120	1.00	0.97

براساس جدول 2 متغیر ورودی $u_{\text{c-mean}}$ از $u^{(1)}_{\text{c-mean}} = 15$ N به مقدار $u^{(2)}_{\text{c-mean}} =$ 30 N تغییر داده شد. به تبع این تغییر خروجی y_{mean} از $y^{1}_{\text{mean}} = 13.66$ N به $y^{2}_{\text{mean}} = 29.77$ N تغییر کرد. براساس رابطه (10) مقدار g_{11} به صورت رابطه (20) خواهد بود.

$$g_{11} = \frac{\Delta y_{\text{mean}}(\text{all-loops-open})}{\Delta u_{\text{c-mean}}(\text{all-loops-open})} = \frac{29.77 - 13.66}{30 - 15} = 1.007 \tag{20}$$

هدف از آزمایش 2 محاسبه ماتریس RGA، تعیین تأثیر متغیر ورودی $u_{\text{c-amp}}$ بر خروجی y_{mean} است. حلقه 1 باید باز بماند، اما تمامی حلقه‌های دیگر بسته شوند. مجدد متغیر ورودی $u_{\text{c-mean}}$ به صورت پله‌ای از $u^{(1)}_{\text{c-mean}} = 15$ N به مقدار $u^{(2)}_{\text{c-mean}} = 30$ N تغییر داده شد. به تبع این تغییر خروجی y_{mean} از $y^{1}_{\text{mean}} = 14.06$ N به $y^{2}_{\text{mean}} = 29.76$ N تغییر کرد. بنابراین براساس رابطه (11) مقدار g^{*}_{11} به صورت رابطه (21) خواهد بود.

$$g^{*}_{11} = \frac{\Delta y_{\text{mean}}(\text{only} - \text{loop} - \text{i} - \text{open})}{\Delta m_{\text{mean}}(\text{only} - \text{loop} - \text{i} - \text{open})} = \frac{28.76 - 14.06}{30 - 15} = 1.046 \tag{21}$$

در نهایت براساس رابطه (12) مقدار χ_{11} به صوت رابطه (22) محاسبه خواهد شد.

$$\chi_{11} = \frac{g_{11}}{g^{*}_{11}} = \frac{\left(\frac{\Delta y_{\text{mean}}}{\Delta u_{\text{c-mean}}}\right)_{\text{all-loops-open}}}{\left(\frac{\Delta y_{\text{mean}}}{\Delta u_{\text{c-mean}}}\right)_{\text{only-loop-1-open}}} = \frac{1.007}{1.046} \cong 0.96 \tag{22}$$

با توجه به این مسأله که مجموع درایه‌ها در هر سطر و یا ستون ماتریس RGA برابر با یک است، ماتریس RGA مطابق رابطه (23) است.

$$\text{RGA} = \begin{bmatrix} \chi_{11} & \chi_{21} \\ \chi_{12} & \chi_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.96 & 0.04 \\ 0.04 & 0.96 \end{bmatrix} \tag{23}$$

از رابطه (23) نتیجه می‌شود که هر کدام از حلقه‌های کنترلی میانگین و دامنه در فرکانس‌کاری 100 Hz تقریباً از یکدیگر مستقل هستند.

آزمایش DRGA برای دو نمونه از جنس‌های مختلف در فرکانس‌های 10 Hz تا 120 Hz انجام شده و نتایج در جدول 3 آورده شده است. مواد انتخاب شده از حیث خواص مکانیکی با یکدیگر متفاوت هستند. با توجه به خروجی ماتریس DRGA می‌توان سیستم را به صورت جداسازی‌شده[1] در نظر گرفت.

[1] Decenterlized

8-2- عملکرد کنترلر

در جدول 4 شرایط مشترک در آزمایش‌های 1-5 بیان شده است. همان طور که در این جدول دیده می‌شود $T_{si} = T_{so}$ است. این به آن معناست که $M_o - L = 1$ است. حد نرخ تغییرات در بلوک محدودکننده نرخ، m در جدول 4 آمده است. در این جدول مدل مرجع y_m در هر حلقه کنترلی بیان شده است.

8-2-1- آزمایش 1 شناسایی سیستم

پاسخ حلقه باز دستگاه اصلی با نمونه پلیمری در حوزه زمان به ازای سیگنال جاروشونده ورودی، u در شکل 8-a نشان داده شده است. سیگنال جاروشونده ورودی دارای دامنه ثابت 40 N و میانگین ثابت 50 N است. این سیگنال طی 25 sec با فرکانس 0.1 Hz شروع و به فرکانس 150 Hz ختم شده است. در شکل 8-b پاسخ حلقه باز دستگاه اصلی با نمونه فلزی در حوزه زمان به ازای سیگنال جاروشونده ورودی نشان داده شده است. سیگنال جاروشونده ورودی برای نمونه فلزی دارای دامنه ثابت 10 N و میانگین ثابت 40 N است. این سیگنال طی زمان 50 ثانیه با فرکانس 0.1 Hz شروع و به فرکانس 300 Hz ختم شده است. ضریب سختی بالاتر نمونه فلزی و همچنین فرکانس بارگذاری بالاتر در این نمونه منجر به تحریک دینامیک‌های بیشتری نسبت به نمونه‌ی پلیمری شده است.

همان‌طور که در بخش شناسایی بیان شد، شناسایی به صورت پارامتریک و خاکستری انجام شده است. در شناسایی خاکستری با توجه به مقاله پیشین [15] ساختار تابع تبدیل مرتبه سه در نظر گرفته شده است. براساس داده شکل 8 در حوزه لاپلاس به ازای دو نمونه پلیمری و فلزی برای دستگاه دو تابع تبدیل مرتبه سه تخمین زده شده است. به منظور به‌روزرسانی پارامترهای تابع تبدیل از روش جستجوی حداقل مربعات غیرخطی[2] استفاده شده است. برای مقایسه دینامیک دستگاه در حضور دو نمونه دیاگرام بود، برای توابع تبدیل تخمین‌زده شده در شکل 9 نشان داده شده است. اختلاف در فاز و اندازه ناشی از وجود ضریب میرایی بالاتر و ضریب سختی پایین‌تر نمونه پلیمری در مقایسه با نمونه فلزی است. در ادامه نتیجه کنترل دستگاه توسط روش توسعه یافته بررسی شده است.

در عمل نمونه‌های مختلفی در دستگاه مورد آزمون قرار خواهند گرفت، که خواص فیزیکی آن‌ها به صورت دقیق مشخص نیست. از طرفی براساس مطالعات پیشین تنها ساختار تابع تبدیل سیستم مشخص شده و تأثیر پارامترهای سیستم به طور واضح در این ساختار تعیین نشده است. در این مقاله برای اطلاع از تأثیر نمونه‌های فلزی و پلیمری در دینامیک سیستم تنها به پاسخ حلقه باز سیستم و رسم دیاگرام بود آن‌ها بسنده شده است.

جدول 4 تنظیمات عمومی نرم‌افزار کنترل برای آزمایش‌های 1-5

Table 4 General setting for experiments 1 to 5

تعداد طول موج‌های بافر شده، n	1
تناوب نمونه‌ها قبل از بلوک بافر، T_{si}	10^{-4} sec
تناوب نمونه‌ها بعد از بلوک بافر، T_{so}	10^{-4} sec
نرخ تغییرات در بلوک محدودکننده نرخ، m	20
مدل مرجع در حلقه‌ی کنترلی میانگین	$B_m/A_m = 1/(0.02s + 1)$
مدل مرجع در حلقه کنترلی دامنه	$B_m/A_m = 1/(0.02s + 1)$

[1] Nonlinear Least-Square Search Method

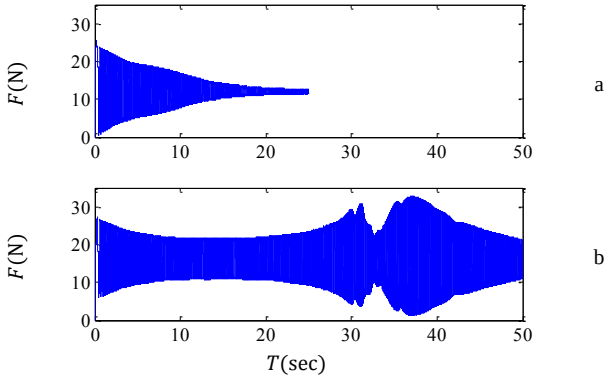

Fig. 8 Main plant output, y, in open loop excitation in experiment 1 a- with polymer specimen up to 150 Hz, b- with metal specimen up to 300 Hz

شکل 8 خروجی حلقه باز دستگاه اصلی، y، به سیگنال ورودی جاروشونده، u، در آزمون 1، الف- تا تحریک 150 Hz با نمونه پلیمری، ب- تا تحریک 300 Hz با نمونه فلزی

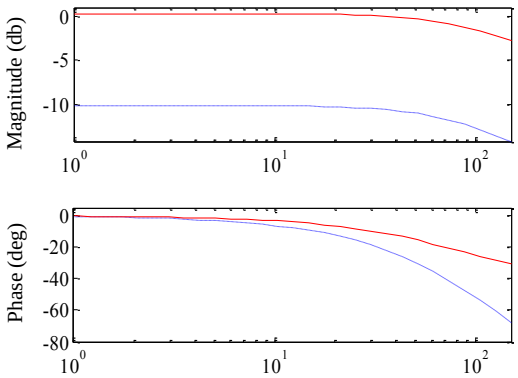

Fig. 9 Bode diagram comparison of estimated transfer functions of VCAFTM with polymer and metal specimens

شکل 9 مقایسه دیاگرام بود برای توابع تبدیل تخمین زده شده برای VCAFTM با نمونه فلزی و با نمونه پلیمری

8-2-2- آزمایش 2، بارگذاری نمونه فلزی تا فرکانس 340 Hz

در این آزمایش نتایج بارگذاری هارمونیک نمونه فلزی تا فرکانس 340 Hz بررسی شده است. در شکل‌های 10-a,b به ترتیب نتیجه کنترل میانگین و دامنه بارگذاری در این آزمون نشان داده شده است. به علاوه در شکل 11 بارگذاری هارمونیک حاصل از کنترل جداگانه میانگین و دامنه که در شکل 10 نشان داده شده آمده است.

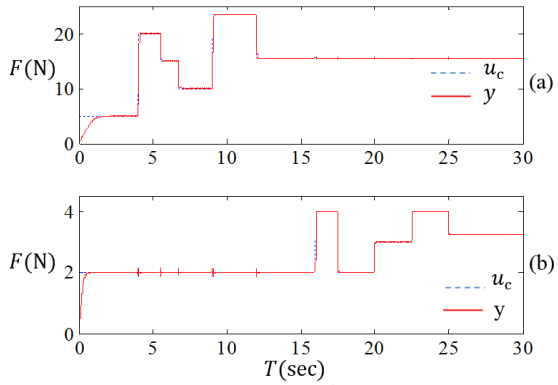

Fig. 10 For metal specimen a- Control of mean in experiment 2 at 340 Hz, b- Control of amplitude in experiment 2 at 340 Hz

شکل 10 برای نمونه فلزی، الف- کنترل میانگین در آزمایش 2 در فرکانس 340 Hz، ب- کنترل دامنه در آزمایش 2 در فرکانس 340 Hz

8-2-3- آزمون 3، بارگذاری نمونه پلیمری تا فرکانس 120 Hz

با توجه به خواص هر نمونه اعم از سختی و میرایی و همچنین محدودیت شتاب و جابه‌جایی عملگر در فرکانس‌های مختلف [30]، پهنای باند دستگاه به ازای نمونه‌های مختلف متفاوت خواهد بود. حداکثر فرکانس بارگذاری برای نمونه پلیمری با توجه به مشاهده نتایج بارگذاری‌های مختلف و براساس انتخاب کیفیت مطلوب بارگذاری به میزان 120 Hz انتخاب شده است.

در شکل‌های 12-a,b به ترتیب نحوه کنترل میانگین و دامنه در بارگذاری نمونه پلیمری نشان داده شده است. در شکل 12 دیده می‌شود که همگرایی سیگنال خروجی به سیگنال مرجع برای نمونه پلیمری نسبت به نمونه فلزی فقط در ابتدای لحظات کنترل آهسته‌تر است. نتایج آزمون‌ها نشان می‌دهد، هر چه میزان ضریب سختی در نمونه پایین‌تر باشد، فقط در اولین همگرایی به یک مقدار ثابتی در سیگنال مرجع، زمان نشست طولانی‌تر خواهد بود. در شکل 12 میزان فراجهش در میانگین بارگذاری به طور متوسط به میزان 4% محاسبه شده است. به صورت نرم‌افزاری با تنظیم برخی پارامترها مانند موقعیت قطب در تابع مرجع، y_m و نرخ تغییرات سیگنال مرجع، m، می‌توان زمان نشست و فراجهش را کنترل کرد.

8-2-4- آزمون 4، تأخیر نامعلوم متغیر با زمان

با گذشت زمان از شروع آزمون خستگی به دلیل رشد ترک خواص نمونه تغییر خواهد نمود. تغییر خواص نمونه بر دینامیک سیستم و به خصوص بر تأخیر سیستم تأثیرگذار خواهد بود. از طرفی با توجه به تنوع نمونه‌های مورد آزمون و دینامیک متغیر با زمان دستگاه میزان تأخیر ناشناخته است. می‌توان

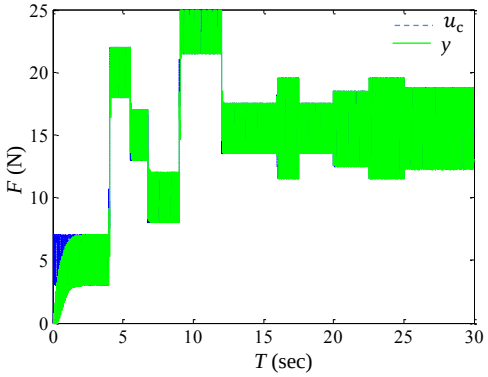

Fig. 11 Harmonic loading in experiment 2 at frequency of 340 Hz

شکل 11 بارگذاری هارمونیک ایجاد شده طی آزمایش 2 در فرکانس 340 Hz

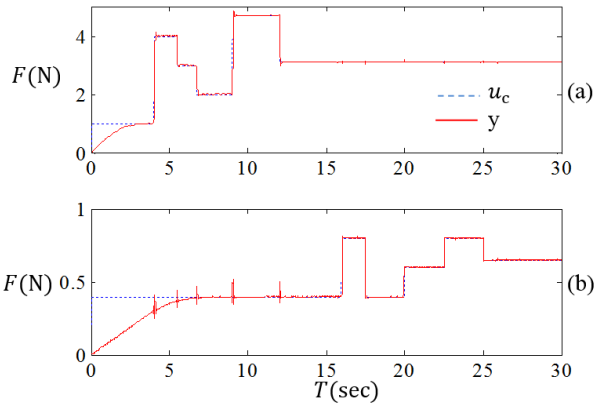

Fig. 12 For polymer s of amplitude in experiment 3 at 120 Hz

شکل 12 برای نمونه پلیمری، الف- کنترل میانگین در آزمایش 3 در فرکانس 120 Hz، ب- کنترل دامنه در آزمایش 3 در فرکانس 120 Hz

ادعا نمود که در VCAFTM با تأخیر نامعلوم متغیر با زمان مواجه هستیم. به منظور نمایش توانایی کنترلر توسعه یافته در مواجهه با تأخیر دو آزمون طراحی شده است، آزمون 4-a بارگذاری نمونه پلیمری بدون تأخیر خالص اجبار شده در فرکانس‌های مختلف، آزمون 4-b بارگذاری نمونه پلیمری با تأخیر خالص اجبار شده به میزان $T_d = 0.01$ sec در فرکانس‌های مختلف اختلاف فاز ورودی، u، و خروجی، y، به صورت حلقه باز در دو آزمون 4-a و 4-b در شکل 13 نشان داده شده است. نتایج در این شکل با استفاده از مقایسه fft سیگنال ورودی و سیگنال خروجی در فرکانس‌های مختلف بارگذاری استخراج شده است. در شکل 13 بیشترین اختلاف فاز برای آزمون 4-a به میزان 228 deg در بارگذاری فرکانس 80 Hz و در آزمون 4-b به میزان 421 deg در بارگذاری فرکانس 130 Hz است.

با وجود اختلاف فاز بیان شده در شکل 13 برای دو آزمون 4-a و 4-b، با استفاده از کنترل توسعه یافته، کنترل دامنه و میانگین به خوبی انجام شده است؛ بنابراین می‌توان ادعا کرد که به کمک این کنترلر پهنای باند بارگذاری دینامیکی افزایش یافته است، همچنین از آن‌جا که میزان تأخیر زمانی اجبار شده اختیاری است، می‌توان ادعا نمود که روش توسعه یافته مناسب برای سیستم‌های دارای تأخیر نامعین و متغیر با زمان مناسب است.

در شکل 14 نتیجه بارگذاری نمونه پلیمری در آزمون 4-b در فرکانس 130 Hz نشان داده شده است. شکل 14-a کنترل میانگین، شکل 14-b کنترل دامنه و شکل 14-c بارگذاری هارمونیک حاصل از دو شکل 14-a,b است. به

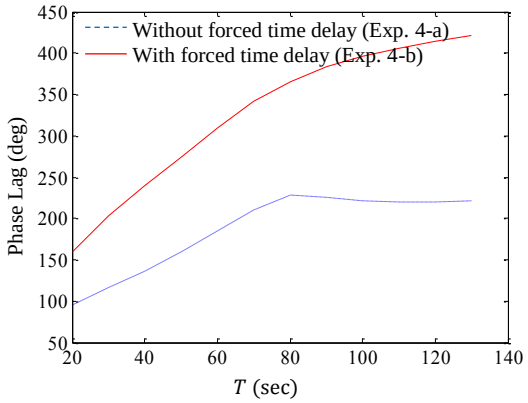

Fig. 13 Phase difference of input, u, and output, y, of main plant in open loop loading of polymer specimen in experiment 4

شکل 13 اختلاف فاز ورودی، u، و خروجی ، y، دستگاه اصلی در بارگذاری حلقه باز نمونه‌ی پلیمری در آزمون 4

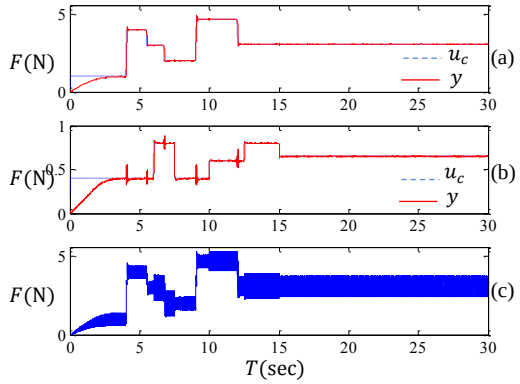

Fig. 14 Harmonic loading in experiment 4-b at 130 Hz

شکل 14 بارگذاری هارمونیک ایجاد شده در آزمون 4-b در فرکانس 130 Hz

عنوان یک موضوع عملی فرکانس عبور $0.6/T_d = 60$ Hz است، در حالی که بارگذاری نمونه پلیمری تا فرکانس 130 Hz انجام شده است. از طرف دیگر در این آزمون تغییرات دامنه و میانگین هم‌زمان با هم اعمال شده است، اما همان‌طور که نتیجه نشان می‌دهد هر حلقه به صورت مستقل و بدون تأثیر از دیگری به خوبی کنترل شده است.

8-2-5- آزمون 5، بررسی تأثیر اغتشاش و نویز

یکی از نقاط قوت کنترلر توسعه‌یافته مقاومت آن در برابر اغتشاش و نویز است. در این روش به واسطه استفاده از CPG در بلوک HSGB و میانگین متحرک در بلوک بافر، تأثیرات اغتشاش و نویز بر نمونه به نرمی اعمال می‌شود. تأثیرات مذکور در این آزمون بررسی شده است، (شکل (15)). در آزمون 5 موارد زیر آزمایش شده است:

- آزمون 5-a، بررسی تأثیر تغییرات پله‌ای میانگین بر بارگذاری هارمونیک در زمان $T = 5.5$ sec، "شکل (16)".
- آزمون 5-b، بررسی تأثیر اغتشاش در خروجی به واسطه تغییر موقعیت تیر بالا در سازه دستگاه، در زمان $T = 13$ sec، (شکل (17)).
- آزمون 5-c، بررسی تأثیر اغتشاش در ورودی حلقه کنترل دامنه در زمان $T = 15$ sec، (شکل (18)).
- آزمون 5-d، بررسی تأثیر نویز در ورودی حلقه کنترل دامنه در خلال زمان $T = 17$ sec تا $T = 20$ sec، (شکل (19)).

در شکل 15 کنترل میانگین و دامنه در بارگذاری هارمونیک با فرکانس 50 Hz بر نمونه فلزی و در حضور چهار مورد آزمون 5-a تا 5-d نشان داده شده است.

در لحظاتی که مقدار میانگین به صورت پله‌ای در حال تغییر است، مقدار دامنه محاسبه شده در خروجی بلوک بافر به صورت اغتشاش بروز می‌کند. با استفاده از کنترلر پیشنهادی اغتشاش حذف شده است. این اغتشاش تأثیر مخربی در بارگذاری ندارد. شکل 16 بارگذاری ارائه شده در شکل 15 در زمان $T = 5.5$ sec، برای آزمون 5-a است.

در آزمون 5-b تأثیر وجود اغتشاش در خروجی به واسطه تغییر موقعیت تیر بالایی در سازه دستگاه در زمان $T = 13$ sec بررسی شده است. شکل 17 بارگذاری ارائه شده در شکل 15 در زمان $T = 13$ sec است. تغییر موقعیت ناگهانی تیر بالایی در سازه دستگاه معادل یک اغتشاش پله‌ای به میزان -4.7 N است که در ثانیه 13 sec اتفاق افتاده است. این اغتشاش پله‌ای مستقیم با خروجی دستگاه اصلی، y، جمع می‌شود. مشابه این اغتشاش پله‌ای در خروجی ممکن است به دلیل یک تغییر طول ناگهانی در نمونه مورد آزمایش ایجاد شود. مخصوصاً زمانی که نمونه تحتِ بارگذاری یک قطعه از یک ماده نیست، بلکه یک تجهیز و یا یک دستگاه است. از طرفی یک لقی آزاد شده در VCA می‌تواند تأثیر مشابه این اغتشاش را ایجاد نماید. اغتشاش آزمون 5-b در شکل 4 با u_{d1} نشان داده شده است.

در آزمون 5-c تأثیر اغتشاش در ورودی حلقه کنترلِ دامنه در زمان $T =$ 15 sec بررسی شده است. شکل 18 بارگذاری شکل 15 در زمان $T = 15$ sec است. در این آزمون در حلقه کنترل دامنه، مقدار دامنه در زمان $T = 15$ sec به صورت ضربه‌ای 75%، معادل 1.5 N افزایش داشته است. روش پیشنهادی به واسطه استفاده از بلوک HSGB، تغییرات ناگهانی نامطلوب در سیگنال مرجع را کنترل و با نرمی به سیستم اعمال می‌کند. در عمل در مواردی که سیگنال مرجع توسط یک دستگاه مستقل مانند یک دستگاه تولیدکننده سیگنال تولید می‌شود، احتمال به ایجاد چنین اغتشاشی وجود دارد. اغتشاش

آزمون 5-c در شکل 4 با u_{d2} نشان داده شده است.

به منظور بررسی قابلیت کنترلر پیشنهادی در مواجهه با نویزِ اضافه شده در ورودی طی زمان‌های $T = 17$ sec تا $T = 20$ sec نویز تصادفی با میانگین صفر و واریانس 0.5 به دامنه سیگنال مرجع اضافه شده است. شکل 19 تعدیل تأثیر نویز یادشده توسط روش CPG در بارگذاری مربوط به شکل 15 است.

در تمامی بخش‌های آزمون 5 به دلیل استفاده از CPG تأثیر اغتشاشات و نویز به نرمی به نمونه منتقل شده است. به علاوه کنترلر اغتشاشات را به سرعت حذف کرده است. این موارد باعث شده است تا علاوه‌بر افزایش قابلیت اطمینان صحت بارگذاری نمونه‌ها، دینامیک‌های ناخواسته و مدل نشده دستگاه تحریک نشود.

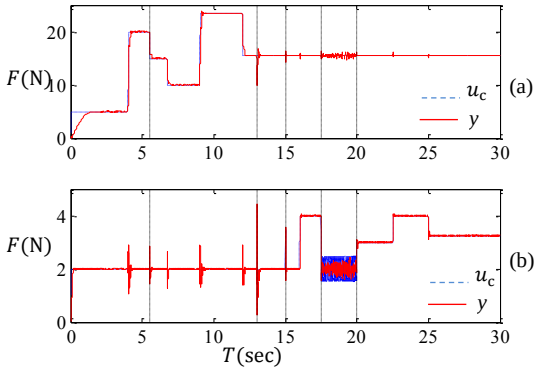

Fig. 15 Harmonic loading for investigation of disturbance and noise effects in experiment 5, a- control of mean, b- control of amplitude

شکل 15 بارگذاری هارمونیک برای بررسی تأثیر اغتشاش و نویز در آزمون 5، الف- کنترل میانگین، ب- کنترل دامنه

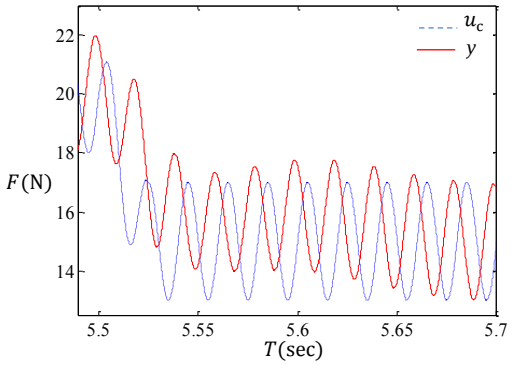

Fig. 16 Investegation of mean variation effect on harmonic loading in experiment 5-a

شکل 16 بررسی تأثیر تغییرات دامنه بر بارگذاری هارمونیک آزمون 5-a

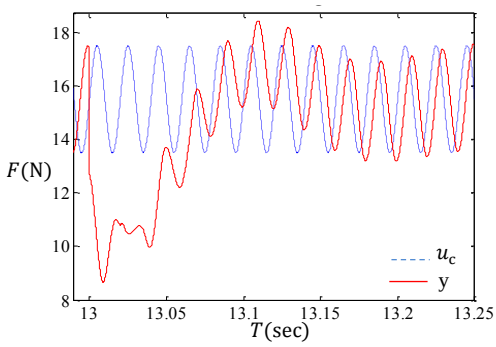

Fig. 17 Investegation of output disturbance effect in experiment 5-b

شکل 17 بررسی تأثیر اغتشاش در خروجی دستگاه اصلی در آزمون 5-b

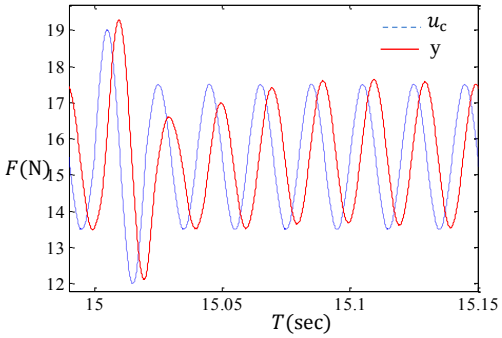

Fig. 18 Investegation of disturbance effect in amplitude input in experiment 5-c

شکل 18 بررسی تأثیر اغتشاش در ورودی حلقه دامنه در آزمون 5-c

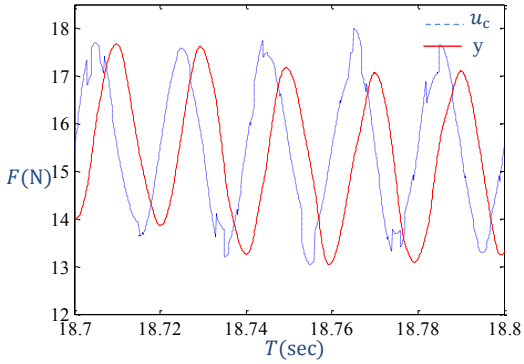

Fig. 19 Investegation of noise effect in amplitude input in experiment 5-d

شکل 19 بررسی تأثیر نویز در ورودی حلقه دامنه در آزمون 5-d

9- نتیجه‌گیری

در این مقاله روشی جدید برای کنترل سیستم‌های خطی تغییرپذیر با زمان که در آن‌ها سیگنال مرجع، یک تابع هارمونیک با دامنه، میانگین و یا فرکانس متغیر ارائه شده است. این روش می‌تواند در کاربردهای عملی مختلفی استفاده شود. کنترلر توسعه‌یافته روی دستگاه VCAFTM در فرکانس‌های بالا با موفقیت آزموده شده است. مراحل طراحی، ساخت و کنترل دستگاه توسط نویسندگان انجام شده است.

در این مقاله وابستگی دینامیک دستگاه به جنس نمونه مورد آزمون طی آزمایش نشان داده شده است. براساس خواص فیزیکی نمونه‌ها میزان تأخیر در دستگاه اصلی متفاوت است، همچنین با توجه به تغییرات نسبت به زمان دینامیک دستگاه، تأخیر موجود در سیستم نامعلوم و متغیر با زمان است. نتایج آزمون‌ها نشان می‌دهد که روش کنترلی پیشنهادی با جبران تأخیر نامعلوم متغیر با زمان سیستم سبب افزایش پهنای باند دستگاه شده است. از طرف دیگر برخی راه‌های احتمال بروز نویز و اغتشاش در دستگاه بررسی و مورد آزمون قرار گرفته است. با توجه به قابلیت‌های کنترلر دستگاه و همچنین استفاده از مولد الگوی مرکزی (CPG) برای طراحی مسیر سیگنال ورودی به دستگاه اصلی، رفتار دستگاه در مقابل آزمون‌های عملی نویز و اغتشاش مقاوم است، همچنین تأثیرات مخرب نویز و اغتشاش به صورت حداقلی به نمونه تحت بارگذاری منتقل می‌شود تا صحت آزمون بارگذاری افزایش یابد.

نتایج آزمون‌های عملی نشان می‌دهد روش کنترلی توسعه‌یافته در حضور عدم قطعیت‌ها اعم از تنوع جنس نمونه‌ها، تغییرات وابسته به زمان دینامیک دستگاه و غیرخطی‌ها و دینامیک‌های مدل نشده سیستم دارای رفتاری مقاوم

و تطبیق‌پذیر است، همچنین کنترلر به دلیل ایجاد پاسخ سریع به سیگنال مرجع، امکان بارگذاری‌های دامنه و میانگین متغیر را به صورت بارگذاری بلوکی به سهولت فراهم می‌سازد.

10- مراجع

[1] M. Česnik, J. Slavič, M. Boltežar, Assessment of the fatigue parameters from random vibration testing: Application to a rivet joint, *Strojniški vestnik-Journal of Mechanical Engineering*, Vol. 62, No. 7-8, pp. 471-482, 2016.
[2] S. Stanzl-Tschegg, Very high cycle fatigue measuring techniques, *Fatigue*, Vol. 60, No. 1, pp. 2-17, 2014.
[3] M. Mitrovic, H. T. Hahn, G. P. Carman, P. Shyprykevich, Effect of loading parameters on the fatigue behavior of impact damaged composite laminates, *Composites Science and Technology*, Vol. 59, No. 14, pp. 2059-2078, 1999.
[4] D. W. Clarke, C. J. Hinton, Adaptive control of servohydraulic materials-testing machines: a comparison between black- and grey-box models, *Annual Reviews in Control*, Vol. 25, No. 1, pp. 77-88, 2001.
[5] F. Baronti, A. Lazzeri, F. Lenzi, R. Roncella, R. Saletti, S. Saponara, Voice coil actuators: From model and simulation to automotive application, *Industrial Electronics, IECON '09, 35th Annual Conference of IEEE*, Porto, Portugal, November 3-5, pp. 1805-1810, 2009.
[6] R. M. Ravaud, G. Lemarquand, T. Roussel, Time-varying non-linear modeling of electrodynamic loudspeakers, *Applied Acoustics*, Vol. 70, No. 3, pp. 450-458, 2009.
[7] W. McMahan, K. J. Kuchenbecker, Dynamic modeling and control of voice-coil actuators for high-fidelity display of haptic vibrations, *Haptics Symposium (HAPTICS), 2014 IEEE*, pp. 115-122, 2014.
[8] J. S. Bae, C. S. Oh, K. S. Park, S. K. Kim, H. J. Lee, Development of a high cycle fatigue testing system and its application to thin aluminum film, *Engineering Fracture Mechanics*, Vol. 75, No. 17, pp. 4958-4964, 2008.
[9] C. Ghielmetti, R. Ghelichi, M. Guagliano, F. Ripamonti, S. Vezzù, Development of a fatigue test machine for high frequency applications, *Procedia Engineering*, Vol. 10, No. 1, pp. 2892-2897, 2011.
[10] C. Y. Kim, J. H. Song, D. Y. Lee, Development of a fatigue testing system for thin films, *Fatigue*, Vol. 31, No. 4, pp. 736-742, 2009.
[11] J. E. Normey-Rico, J. L. Guzman, S. Dormido, M. Berenguel, E. F. Camacho, An unified approach for DTC design using interactive tools, *Control Engineering Practice*, Vol. 17, No. 10, pp. 1234-1244, 2009.
[12] S. Obuz, J. R. Klotz, R. Kamalapurkar, W. Dixon, Unknown time-varying input delay compensation for uncertain nonlinear systems, *Automatica*, Vol. 76, No. 1, pp. 222-229, 2017.
[13] H. T. Dinh, N. Fischer, R. Kamalapurkar, W. E. Dixon, Output feedback control for uncertain nonlinear systems with slowly varying input delay, *American Control Conference*, pp. 1745-1750, 2013.
[14] X. W. Jiang, Z. H. Guan, F. S. Yuan, X. H. Zhang, Performance limitations in the tracking and regulation problem for discrete-time systems, *ISA Transactions*, Vol. 53, No. 2, pp. 251-257, 2014.
[15] J. Safehian, A. A. Akbari, S. K. H. Sani, The novel control method for voice coil actuator fatigue testing machine, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 17, No. 7, pp. 79-90, 2017. (in Persian فارسی)
[16] R. Isermann, M. Munchhof, *Identification of Dynamic Systems, An Introduction with Application*, pp. 12-30, New York: Springer, 2011.
[17] M. F. Khandaker, H. Hong, L. Rodrigues, Modeling and controller design for a voice coil actuated engine valve, *IEEE Conference on Control Applications, Toronto, Canada*, pp. 1234-1239, 2005.
[18] E. Fridman, *Introduction to Time-Delay Systems: Analysis and Control*, pp. 23-36, New York, Springer, 2014.
[19] M.bL. Latash, V.bM. Zatsiorsky, *Biomechanics and Motor Control- Central Pattern Generator*, pp. 157-174, San Diego, Academic Press, 2016.
[20] S. Farshbaf Rashidi, M. R. Sayyed Noorani, M. Shoaran, Optimization of coupling weights in a 4-cell central pattern generator network for bipedal locomotion gait generation, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 16, No. 12, pp. 144-152, 2016. (in Persian فارسی)
[21] S. W. Smith, *The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing - Moving Average Filters*, pp. 277-284, California, California Technical Pub, 1997.
[22] K. Zare, H. R. Koofigar, Adaptive second order sliding mode controller for two input-two output uncertain nonlinear systems and application to a 2-DOF helicopter model, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 15, No. 12, pp. 189-199, 2015. (in Persian فارسی)
[23] L. Tan, J. Jiang, *Digital Signal Processing, Fundamentals and Applications*, pp. 434-449, Oxford, Elsevier, 2013.
[24] *MATLAB DSP System Toolbox*, 2017, www.mathworks.com.
[25] J. Carey, B. V. Kuiken, C. Longcore, A. Yeung, *Chemical Process Dynamics and Controls, Book II*, pp. 299-311, Cambridge, University of Michigan, 2009.
[26] A. Khaki-Sedigh, B. Moaveni, *Control Configuration Selection for Multivariable Plants*, pp. 7-60, German, Springer, 2009.
[27] D. Chen, D. E. Seborg, Relative gain array analysis for uncertain process models, *AIChE Journal*, Vol. 48, No. 2, pp. 302-310, 2002.
[28] K. J. Åström, B. Wittenmark, *Adaptive Control*, pp. 185-225, New York, Dover publication, 2008.
[29] J. Zhang, R. J. Perez, E. J. Lavernia, Documentation of damping capacity of metallic, ceramic and metal-matrix composite materials, *Journal of Materials Science*, Vol. 28, No. 9, pp. 2395-2404, 1993.
[30] G. F. Lang, D. Snyder, Understanding the physics of electrodynamic shaker performance, *Sound and Vibration*, Vol. 1, No. 1, pp. 1-10, 2001.