مجله مهندسی مکانیک مدرس، مهر 1396، دوره 17، شماره 7، ص‌ص 79-90

ماهنامه علمی پژوهشی

مهندسی مکانیک مدرس

mme.modares.ac.ir

ارائه‌ی روش کنترلی جدید برای دستگاه آزمون خستگی با عملگر سیم‌پیچ صدا

جواد صافحیان[1]، علی اکبر اکبری*[2]، سیدکمال حسینی ثانی[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: 06 اسفند 1395
پذیرش: 07 خرداد 1396
ارائه در سایت: 22 تیر 1396

کلید واژگان:
دستگاه آزمون خستگی عملگر سیم‌پیچ صدا
کنترل تطبیقی خودتنظیم شونده
بارگذاری فرکانس بالا
بارگذاری بلوکی
تبدیل کنترل دنبال‌روندگی به کنترل تنظیمی

چکیده

کنترلر تطبیقی جدید توسعه یافته، مناسب برای سیستم‌های خطی تغییرپذیر با زمان است که در آن‌ها سیگنال مرجع، یک تابع هارمونیک با دامنه و میانگین متغیر است. این کنترلر بر روی دستگاه آزمون خستگی با عملگر سیم‌پیچ صدا، که دارای دینامیک متغیر با زمان است، در فرکانس‌های بالا به صورت موفق آزموده شده است. در این روش کاربردی سیستم حول نقاط‌کاری مختلف، خطی و تغییرات آن با زمان، آهسته فرض شده‌است. سپس کنترل دنبال‌روندگی سیگنال هارمونیک، به کنترل تنظیمی دامنه و میانگین سیگنال هارمونیک، تبدیل شده است. در روش پیشنهادی، دستگاه آزمون خستگی که با یک مدلِ مرتبه چهارِ تک‌ورودی-تک‌خروجی قابل تخمین می‌باشد، به صورت یک مدلِ دو ورودی-دو خروجیِ جداسازی شده در نظر گرفته شده است. هر ورودی-خروجیِ مرتبط، مرتبه یک هستند. این مسئله علاوه بر کاهش حجم محاسبات و عدم نیاز به سخت‌افزار پیچیده، امکان تغییر سریع دامنه و میانگین نیرو را، در بارگذاری‌های بلوکی فراهم می‌آورد. برای تکمیل اهداف کنترل، سه بخش: کنترل مقدماتی توسط کنترلر PI، بلوک اشباع دینامیکی و بلوک خطی‌ساز، در نرم‌افزار دستگاه لحاظ شده است. با استفاده از سازوکار کنترل کلیدزنی، بارگذاری ابتدا توسط کنترل مقدماتی PI، به صورت نرم آغاز می‌شود. این مسئله با ایجاد زمان کافی برای شناسایی در کنترلر تطبیقی و همچنین ممانعت از بروز ضربه، تضمین‌کننده‌ی سلامتِ آزمونِ خستگی می‌باشد. به علاوه استفاده از بلوک خطی‌ساز و بلوک اشباع دینامیکی، علاوه بر مهار فراجهش‌ها، مانع از تحریک دینامیک‌های مختلف سیستم می‌شوند. در انتها، نمونه‌های مختلف، تحت فرکانس‌های متفاوت، توسط دستگاه با موفقیت بارگذاری شده‌اند.

The Novel Control Method for Voice Coil Actuator Fatigue Testing Machine

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 24 February 2017
Accepted 28 May 2017
Available Online 13 July 2017

Keywords:
Voice coil actuator fatigue testing machine
STR adaptive controller
High frequency loading
Block loading
Tracking control to regulation control

ABSTRACT

Developed novel adaptive controller is suitable for time-varying linear system subject to harmonic reference signal with variable average and amplitude. This controller is experienced successfully at high frequencies on voice coil actuator (VCA) fatigue testing machine which has variable time-varying dynamic. In this applicable approach, assuming a linear system around operation point and slow rate time-variation, tracking control of harmonic reference signal is replaced with regulation control of average and amplitude of harmonic reference signal. In the proposed method, a Single-Input Single-Output (SISO) system estimated by a fourth-order model is considered as the simplest decoupled Multi-Input Multi-Output (MIMO). This causes reduction in the amount of computations and no need for complicated hardware. Consequently, the proposed method provides a real-time control for implementation of random harmonic loading with rapid changes in average and amplitude. To complete control objectives, primary control by the PI controller, dynamic saturation blocks and linearization blocks are employed. Soft start of loading due to PI controller provides enough time for system identification of adaptive controller and guarantees avoidance of impact on specimen and credibility of fatigue test. In addition, the use of linearization blocks for trajectory planning of command signal and using dynamic saturation blocks restrains the overshoot of loading and prevents excitation of unmodeled dynamics. Finally, different materials under different frequency loading are successfully tested.

1- مقدمه

در واقعیت با برخی از بارگذاری‌های دامنه متغیر مواجه هستیم که مجموع آثار مخرب این بارگذاری‌ها، میزان عمر خستگی نهایی نمونه[1] را تعیین می‌کند. این بارگذاری‌ها برای انجام آزمون خستگی به دو صورتِ بارگذاری تصادفی بلوکی[2] و بارگذاری برنامه‌ریزی شده بلوکی[3] در نظر گرفته می‌شوند [1]. در "شکل 1" بارگذاری‌های مذکور، نمایش داده شده است.

[1] Specimen

[2] Random Block Loading
[3] Program Block Loading

برای ارجاع به این مقاله از عبارت ذیل استفاده نمایید:

Please cite this article using:

J. Safehian, A. A. Akbari, S. K. Hosseini 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)

[Downloaded from mme.modares.ac.ir on 2024-03-28]

[DOR: 20.1001.1.10275940.1396.17.7.49.1]

آزمون‌های با تعداد سیکل حدود 10^8، به عنوان آزمون‌های خستگی با تعداد سیکل بالا[1] شناخته می‌شوند. در حدود نیروهای پایین (تا 5 kN)، عملگرهای سیم‌پیچ صدا (VCA)[2] به دلیل ساختار ساده و توانایی در ایجاد شتاب بالا، برای ایجاد نیروهای کششی و فشاری در آزمون‌های خستگی تعداد سیکل بالا، می‌توانند مفید باشند [2]. فرکانس کاری دستگاه آزمون خستگی VCA معمولا در محدوده‌ی 50 Hz تا 100 Hz و در مواردی بالاتر است.

عوامل متعددی مانند فرکانس بارگذاری و یا نحوه‌ی بارگذاری، شامل بارگذاری با دامنه‌ی[3] ثابت و یا متغیر، در عمر خستگی نمونه تاثیرگذار است [2]. به علاوه از دیگر عوامل تاثیرگذار در کیفیت نتایج آزمایش‌های خستگی، کنترل دقیق میانگین[4] و دامنه‌ی نیروی هارمونیک اعمالی به نمونه است [3].

مهم‌ترین قابلیت مورد انتظار از واحدِ کنترل یک دستگاه، توانایی بهره‌گیری بهینه از اجزای دستگاه در حضور عدم قطعیت‌ها است [4]. برخی از عدم قطعیت‌های موجود در دستگاه آزمون خستگی VCA عبارت است از،

- تغییرات دینامیک سیستم نسبت به زمان، مانند رشد ترک در نمونه [5] و یا تغییر پارامترها به واسطه‌ی تغییر دما در اثر کار کردن دستگاه [6]
- غیرخطی‌های اجزای دستگاه به خصوص عملگر [7]
- دینامیک‌های مدل نشده [8]

نتایج بررسی منابع در دسترس نشان می‌دهد که کنترل دستگاه آزمون خستگی VCA تاکنون موضوع مقاله‌ای نبوده است. در مقاله‌ی [9] قیلمتی و همکارانش با استفاده از یک لرزاننده[5]، دستگاه آزمون خستگی را توسعه داده‌اند. کنترلر این دستگاه از نوع جبران‌کننده‌ی PD است. کیم و همکارانش [10] با استفاده از عملگر الکترومکانیکی VCA، دستگاه آزمون خستگی را برای فیلم‌های بسیار نازک فلزات در بارگذار با دامنه‌ی ثابت توسعه دادند. در این دستگاه معیار کنترل، صفر نمودن اختلاف میان بیشترین مقدار بارگذاریِ مطلوب و بیشترین بارگذاریِ دستگاه، در یک رابطه ریاضی است.

در دستگاه آزمون خستگی با عملگرهای دیگر اعم از هیدرولیکی و سروموتورها، کنترلر دستگاه براساس دینامیک تخمین زده شده و یا شناسایی شده از سیستم طراحی می‌شود. یکی از پارامترهای مؤثر در دینامیک دستگاه، نمونه‌ی مورد آزمون است [5]. به‌دلیل دینامیک متغیر دستگاه آزمون خستگی و نوع بارگذاری دینامیک آن، عموما روش‌های تطبیقی مورد توجه بوده است. از این میان می‌توان به کارهای کلارک [5] و کسپرزاک [11] اشاره نمود.

هدف از مقاله‌ی حاضر، ارائه‌ی روشی جدید برای کنترل یک سیستم خطی متغیر با زمان (LTV)[6] است که در آن سیگنال مرجع، یک سیگنال هارمونیک با دامنه و میانگین متغیر است. سیگنال هارمونیک به صورت عملی دارای کاربردهای متنوعی از قبیلِ امواج رادیویی، اینورترها، بارگذاری‌های دینامیکی، ارتعاشات، پردازش صدا در پزشکی و غیره است. در این روش، کنترل دنبال‌روندگیِ[7] سیگنال هارمونیک به کنترل تنظیمی[8] دامنه و میانگین تبدیل شده است. در کنترل دنبال‌روندگی به دلیل قیدهای حاکم بر انرژی ورودی، پهنای باند سیستم، دقت بارگذاری را محدود می‌نماید [12]. در روش پیشنهادی با تاکید بر کنترل دقیق دامنه و میانگینِ بارگذاری به روش کنترل تنظیمی، فرکانس‌کاری دستگاه قابل افزایش است.

محور فعالیت‌های تجربی این مقاله، دستگاه آزمون خستگی VCA است که توسط نویسندگان این مقاله طراحی، ساخته و راه‌اندازی شده است. در ادامه، نخست در بخش 2 دستگاه آزمون خستگی مورد نظر معرفی شده است. در بخش 3 اهداف مورد انتظار از کنترلر لیست شده است. در بخش 4، مدل‌سازی دستگاه ارائه شده است. در بخش 5 تئوری پیاده‌سازی کنترلر توضیح داده شده است. در بخش 6 آزمایش‌های تایید عملکردِ روشِ کنترلیِ پیشنهادی، آورده شده و سرانجام در بخش 7 نتیجه‌گیری ارائه شده است.

2- دستگاه آزمون خستگی

دستگاه آزمون خستگی مورد بحث در "شکل 2" نشان داده شده و مشخصات آن در جدول 1 آمده است. همچنین اجزای تشکیل دهنده‌ی دستگاه در "شکل 3" نشان داده شده است.

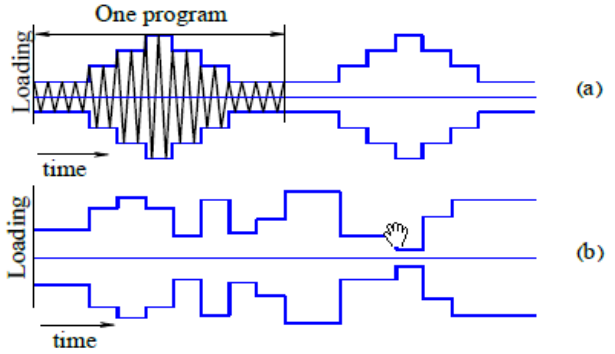


Fig. 1 Block program load spectra. (a) Programmed four load level test. (b) Random block program loading

شکل 1 انواع بارگذاری‌های بلوکی. (a)، بارگذاری برنامه‌ریزی شده‌ی بلوکی (b)، باگذاری تصادفی بلوکی



Fig. 2 VCA fatigue testing machine

شکل 2 دستگاه آزمون خستگی VCA

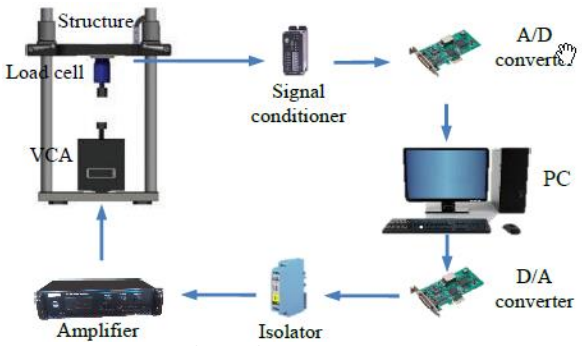


Fig. 3 Components of VCA fatigue testing machine

شکل 3 اجزای تشکیل‌دهنده‌ی دستگاه آزمون خستگی VCA

[1] High Cycle Fatigue
[2] Voice Coil Actuator (VCA)
[3] Amplitude
[4] Average
[5] Shaker
[6] Linear Time-Varying System (LTV)
[7] Tracking
[8] Regulatory

[Downloaded from mme.modares.ac.ir on 2024-03-28]
[DOR: 20.1001.1.10275940.1396.17.7.49.1]

جدول 1 مشخصات دستگاه آزمون خستگی VCA

Table 1 VCA fatigue testing machine 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

براساس "شکل 3"، سیگنال خروجی از نیروسنج[1] در تقویت‌کننده‌ی سیگنال[2]، تقویت و فیلتر می‌شود. سپس به‌صورت ولتاژ از طریق مبدل آنالوگ به دیجیتال (A/D)[3] وارد رایانه[4] می‌شود. در این مرحله اطلاعات سنسور نیروسنج در نرم‌افزار متلب[5]، مورد پردازش قرار می‌گیرد. سپس اطلاعات پردازش شده از طریق مبدل دیجیتال به آنالوگ (D/A)[6]، بدون هر گونه تقویت و فیلتراسیون با گذر از جداساز[7] به تقویت‌کننده[8] منتقل می‌شود. جداساز مبدل D/A را در مقابل احتمالِ جریان‌کشیِ خارج از محدوده‌ی مجاز، محافظت می‌نماید. تقویت‌کننده، ولتاژ ورودی را حدودا 5 برابر نموده و به عملگر VCA انتقال می‌دهد.

3- اهداف کنترل

به منظور صحت‌سنجی عملکرد روش کنترلی توسعه یافته، این روش بر روی دستگاه آزمون خستگی VCA پیاده‌سازی شده است. موارد زیر از روش کنترلی توسعه‌یافته قابل انتظار است،

- ایجاد کنترلری کاربردی، که کارکرد آن به صورت عملی صحت‌سنجی شود. در این راستا دستگاه آزمون خستگی VCA طراحی و ساخته شده‌است تا بسترِ آزمونِ روش پیشنهادی باشد.
- تطبیق‌پذیری با نمونه‌های مختلف. برای تجاری‌سازی دستگاه، قابلیت بارگذاری‌های دینامیکی و انجام آزمون خستگی، از دستگاه مورد انتظار است. توسط دستگاه نمونه‌های متنوعی اعم از فلزی، پلیمری، کامپوزیتی، محصولات غذایی و غیره مورد آزمون قرار خواهند گرفت. مطلوب است کنترلر دستگاه به نحوی انتخاب شود که به ازای نمونه‌های مختلف، تنظیمات کنترلر همچنان بی‌نیاز از تغییر باشد.
- تطبیق‌پذیری با تغییرات وابسته به زمان دینامیک سیستم. این تغییرات می‌تواند شامل رشد ترک در نمونه و یا تغییر پارامترهای دینامیک دستگاه در اثر تغییرات دما و شرایطی محیطی باشد.
- مقاوم بودن در حضور عدم قطعیت‌های موجود درسیستم. عدم قطعیت می‌تواند ناشی از دینامیک‌های مدل نشده، غیر خطی‌های ساده‌سازی شده و یا متغیرهای وابسته به زمان باشد.
- توانایی ایجاد بارگذاری‌های بلوکی. در بارگذاری‌های بلوکی، دامنه و میانگین بارگذاری متغیر هستند. لذا کنترلر باید با توجه به قابلیت دستگاه، سریع‌ترین پاسخ را برای اعمال بارگذاری بلوکی ایجاد نماید. همچنین در این راستا زمان نشستِ کوتاه، مهم است.
- کاهش حجم محاسبات برای ایجاد یک کنترلر بلادرنگ. مدت زمان آزمایش خستگی با پهنای باند دستگاه رابطه‌ی مستقیم دارد. عموما آزمون‌های خستگی زمان‌بر هستند. بسته به فرکانس بارگذاری ممکن است یک آزمون طی چند هفته به اتمام برسد. با استفاده از عملگرهای VCA امکان بارگذاری تا فرکانس‌های حدود 1 kHz میسر است. در چنین مواردی انتخاب سخت‌افزار کنترلر اهمیت می‌یابد. کاهش حجم محاسبات، نیاز به یک سخت‌افزار سریع را کم رنگ‌تر می‌کند.
- جلوگیری از ضربه یا فراجهش نیرو در هنگام بارگذاری. وجود فراجهش ناخواسته‌ی نیرو در هنگام بارگذاری، تاثیر زیادی بر صحت نتیجه‌ی آزمون خواهد داشت. به‌علاوه فراجهش نیرو، منجر به تحریک دینامیک‌های مختلف سیستم و در برخی از موارد ناپایداری آن می‌گردد.

4- مدل‌سازی دستگاه

عملگر VCA از دو بخش تشکیل شده است. بخش اول، شامل یک ماده‌ی مغناطیس‌دائم است که یک میدان ثابت مغناطیسی تولید می‌کند. بخش دوم، شامل یک سیم‌پیچ شعاعی است که در میدان مغناطیسی با یک فنر معلق شده است. سیم‌پیچ تعلیق شده به یک ساختار میز مانند متصل است که به آن آرمیچر می‌گوییم. مدل الکترومکانیکی عملگر در "شکل 4" نمایش داده شده است.

در این شکل AM جرم آرمیچر، شامل جرم میز و سیم‌پیچ است. MFG جرم مولد میدان مغناطیسی است. F_{VCA} نیروی تولید شده توسط عملگر و k_2 و c_2 معرف خواص فنر تعلیق آرمیچر در عملگر است. پارامترهای R و L به ترتیب ضریب مقاومت الکتریکی و ضریب القایی سیم‌پیچ است. همچنین I و E به ترتیب جریان داخل سیم‌پیچ و اختلاف پتاسیل اعمال شده به آن است و x موقعیت آرمیچر است. به‌علاوه در "شکل 4"، e_{bemf} ولتاژ ضد نیروی محرکه است که به واسطه‌ی حرکت سیم‌پیچ در میدان مغناطیسی ایجاد می‌شود. با کنترل ولتاژ اعمال شده به سیم‌پیچ، E، نیروی عملگر، F_{VCA}، کنترل می‌شود. نیروی تولید شده توسط سیم‌پیچ به صورت رابطه‌ی (1) داده می‌شود،

$$F_{VCA} = BlI = \alpha I \quad (1)$$

در این رابطه B چگالی شار مغناطیسی، l طول متوسط سیم‌پیچ در میدان مغناطیسی، I جریان عبوری از سیم‌پیچ و α نرخ نیروی پیش‌ران به جریان سیم‌پیچ است. به علاوه در "شکل 4"، مدار الکتریکی به‌صورت رابطه‌ی (2) تعیین می‌شود،

$$E = L\dot{I} + RI + e_{bemf} \quad (2)$$

همچنین ولتاژ ضد نیروی محرکه به صورت رابطه‌ی (3) است،

$$e_{bemf} = \alpha\dot{x} \quad (3)$$

در رابطه‌ی (3)، $\dot{x}$ سرعت جابه‌جایی آرمیچر است. از طرفی، مدل‌سازی حوزه‌ی مکانیک دستگاه با توجه به تحقیقات [13] و [5] به صورت نمایش

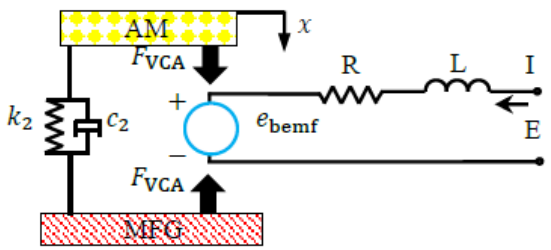


Fig. 4 Electromechanical model of VCA

شکل 4 مدل الکترومکانیکی VCA

[1] Load Cell
[2] Signal Conditioner
[3] A/D Converter
[4] PC
[5] MATLAB
[6] D/A Converter
[7] Isolator
[8] Amplifier

[Downloaded from mme.modares.ac.ir on 2024-03-28]
[DOR: 20.1001.1.10275940.1396.17.7.49.1]

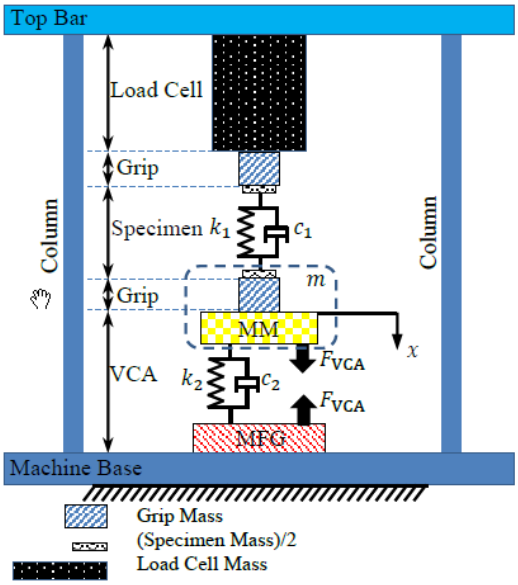


Fig. 5 Mechanical model of VCA fatigue test machine

شکل 5 مدل مکانیکی دستگاه آزمون خستگی VCA

داده شده در "شکل 5" است. براساس "شکل 5"، معادلات مکانیکی به صورت رابطه‌ی (4) است،

$$-(k_1+k_2)x-(c_1+c_2)\dot{x}+F_{\mathrm{VCA}}=m\ddot{x} \quad (4)$$

در این رابطه k_1 و c_1 معرف خواص نمونه‌ی مورد آزمایش و m شامل جرم آرمیچر، جرم‌گیره‌ی پایین و نیمی از جرم نمونه است. در "شکل 5"، پایه‌ی دستگاه[1]، تیر بالا[2] و ستون‌ها[3]، صلب در نظر گرفته شده است. e، ولتاژ خروجی از D/A است که در تقویت‌کننده به میزان G برابر تقویت می‌شود، لذا $E=Ge$. در مجموع معادلات الکترومکانیکی دستگاه به‌صورت رابطه‌ی (5) قابل بازنویسی است،

$$\dot{I}=\frac{1}{L}(Ge-RI-\alpha\dot{x})$$
$$\ddot{x}=\frac{1}{m}(-(k_1+k_2)x-(c_1+c_2)\dot{x}+\alpha I) \quad (5)$$

با تغییر متغیرهای $v_1=I$، $v_2=x$، $v_3=\dot{x}$ معادلات رابطه‌ی (5) در فضای حالت به صورت رابطه‌ی (6) نوشته می‌شود،

$$\dot{V}=AV+B$$
$$\dot{V}=\begin{bmatrix}\dot{v}_1\\ \dot{v}_2\\ \dot{v}_3\end{bmatrix},\ V=\begin{bmatrix}v_1\\ v_2\\ v_3\end{bmatrix},\ B=\begin{bmatrix}\frac{E}{L}\\ 0\\ 0\end{bmatrix}$$
$$A=\begin{bmatrix}\frac{-R}{L} & 0 & \frac{-\alpha}{L}\\ 0 & 0 & 1\\ \frac{\alpha}{m} & \frac{-(k_1+k_2)}{m} & \frac{-(c_1+c_2)}{m}\end{bmatrix} \quad (6)$$

با گرفتن لاپلاس از طرفین رابطه‌ی (6) و حل آن برای V، رابطه‌ی (7) را داریم،

$$V(s)=[sI-A]^{-1}B(s) \quad (7)$$

طبق رابطه‌ی (8)، نیروی اندازه‌گیری شده در نیروسنج، F_{LC}، عبارت است از،

$$F_{LC}=k_2[0\quad 1\quad 0]V(s) \quad (8)$$

باید توجه داشت که نیروی حاصل از میرایی، توسط سنسورهای کرنش‌سنج اندازه‌گیری نمی‌شود [13]. تابع تبدیل دستگاه به صورت رابطه‌ی (9) تعیین می‌شود،

$$TF=\frac{F_{LC}}{e}=\frac{b_0}{s^3+a_2s^2+a_1s+a_0}$$
$$b_0=\frac{\alpha G k_1}{Lm},\ a_0=\frac{R(k_1+k_2)}{Lm},$$
$$a_1=\frac{\alpha^2+R(c_1+c_2)+L(k_1+k_2)}{Lm},$$
$$a_2=\frac{Rm+L(c_1+c_2)}{Lm}, \quad (9)$$

در این رابطه F_{LC}، نیروی احساس شده توسط نیروسنج است که در خروجی مبدل A/D اندازه‌گیری می‌شود. e ولتاژ خروجی از مبدل D/A می‌باشد، "شکل 6". F_{LC} به‌عنوان خروجی دستگاه و e به‌عنوان ورودی دستگاه در نظر گرفته شده است.

در این مقاله شناسایی دستگاه به صورت پارامتریک و خاکستری انجام شده است. ساختار مورد استفاده در شناسایی خاکستری، با توجه به رابطه‌ی (9)، مرتبه‌ی سه در نظر گرفته شده است. در دست‌یابی به رابطه‌ی (9) ساده‌سازی صورت گرفته است. عدم قطعیت‌های مختلفی شامل دینامیک‌های مدل نشده و یا پارامتر غیرخطی در دو بخش مکانیک [13] و الکترونیک [7] وجود دارد. در برخی از فرکانس‌های کاری دستگاه که در محدوده‌ی فرکانس طبیعی دستگاه قرار می‌گیرد، به‌دلیل تحریک دینامیک‌های مدل نشده، از ساختار حاصل از رابطه‌ی (9) بهترین نتیجه‌ی شناسایی حاصل نمی‌شود. آنالیز داده‌ها برای شناسایی سیستم نشان می‌دهد، در طیفی از فرکانس‌های کاری، ساختار مرتبه‌ی چهار برای مدل سیستم، به نتیجه‌ی بهتری منتج می‌شود.

به‌منظور تخمین تابع تبدیل سیستم به صورت زمان پیوسته و در حوزه‌ی لاپلاس، داده‌های حوزه‌ی زمان بررسی شده‌اند. به منظور تولید داده‌های لازم برای شناسایی، دستگاه به صورت حلقه باز توسط سیگنال جاروشونده‌ی ولتاژ e، از فرکانس 1 Hz تا فرکانس 200 Hz تحریک شده است. به منظور به‌روزرسانی پارامترهای تابع تبدیل از روش جستجوی حداقل مربعات غیرخطی[4] استفاده شده است.

در رابطه‌ی (9) برخی پارامترها با سپری شدن زمان آزمایش تغییر می‌کنند. با گذشت زمان آزمایش و رشد ترک در نمونه، سختی، k_1، و میرایی، c_1، نمونه تغییر می‌کند. به دلیل عبور جریان از سیم‌پیچ، دمای آن به تدریج افزایش می‌یابد. افزایش دما منجر به تغییر مقاومت سیم‌پیچ، R، می‌شود. براساس کاتالوگ تقویت کننده، ضریب تقویت، G، پس از گذشت زمانی مشخص، ثابت می‌شود. لذا می‌توان دستگاه را به صورت یک سیستم LTV در نظر گرفت.

5- تئوری

در این بخش روش توسعه یافته‌ی جدید، برای کنترل دستگاه آزمون خستگی VCA توضیح داده شده است. در کنترلر ارائه شده مزایای سادگی، تطبیق‌پذیری و پاسخ سریع، به‌صورت همزمان پیاده‌سازی شده است.

در این مقاله به توسعه‌ی روشی پرداخته شده است که در آن، دنبال روندگی سیگنال هارمونیک، به تنظیم اندازه‌ی دامنه و میانگین سیگنال هارمونیک تبدیل شده است. لذا هر کدام از مشخصه‌های سیگنال هارمونیک، اعم از دامنه و میانگین، در حلقه‌های کنترلریِ جداگانه، به‌صورت مرتبه یک در نظر گرفته شده و کنترل می‌شوند. از دیگر مزایای این روش کاهش حجم محاسبات است. در شناسایی‌های عملی انجام شده، در طیفی از فرکانس‌های

[1] Machine Base
[2] Top Bar
[3] Column
[4] Nonlinear Least-Square Search Method

[Downloaded from mme.modares.ac.ir on 2024-03-28]
[DOR: 20.1001.1.10275940.1396.17.7.49.1]

کاری، این دستگاه توسط یک تابع تبدیل پایدار مرتبه‌ی چهار، قابل تخمین است. در صورت پیاده‌سازی کنترل دنبال‌روندگی بر روی دستگاه، شناسایی لحظه به لحظه‌ی یک ساختار مرتبه‌ی چهار، به عنوان بخشی از فرایند کنترل تطبیقی باعث افزایش حجم محاسبات می‌شود. این مسئله مانع پیاده‌سازی کنترلری بلادرنگ در بارگذاری‌های فرکانس بالا خواهد بود.

کنترلر مورد نظر طی مراحل زیر پیاده‌سازی شده است،

1- تبدیل سیستم از حالت تک‌ورودی-تک‌خروجی (SISO[1]) به حالت چند ورودی-چند خروجی (MIMO[2])
2- محاسبه‌ی ماتریس آرایه‌ی بهره‌ی نسبی (RGA[3]) برای بررسی وابستگی ورودی‌ها و خروجی‌ها
3- پیاده‌سازی کنترلر تطبیقی خود تنظیم شونده (STR[4]) غیرمستقیم بر روی هر ورودی-خروجی مرتبط
4- کنترل مقدماتی دستگاه توسط کنترلر PI
5- استفاده از بلوک نمونه‌بردار، بلوک تبدیل‌کننده‌ی پله به شیب و بلوک اشباع دینامیکی

1-5- تبدیل از حالت SISO به MIMO

در روش پیشنهادی این مقاله به منظور دستیابی به کنترلی کارا، کنترلرهای جداگانه بر روی هر کدام از پارامترهای دامنه و میانگینِ تابعِ بارگذاریِ هارمونیک، پیاده‌سازی شده است. لذا دستگاه به صورت یک سیستم MIMO در نظر گرفته شده است [14]. بلوک دیاگرام مربوطه در "شکل 6" نشان داده شده است.

هنگامی که سیگنال مرجع[5] هارمونیک باشد، انتظار می‌رود که اعمال نیرو توسط عملگر VCA و به تبع آن نیروی خوانده شده توسط نیروسنج به صورت 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[6] پس از نیروسنج قرار گرفته است [15]. عملکرد بلوک بافر در "شکل 7"، نمایش داده شده است. در این شکل، طولِ زمان داده‌های بافر شده، به صورت ضریبِ n از یک طول موج[7] بیان شده است. این مسئله باعث به وجود آمدن تاخیر زمانی به میزان $t_D = P$ پس از بلوک بافر می‌شود. برای محاسبه‌ی دامنه و میانگین سیگنال خروجی نیروسنج، تمام نمونه‌های[8] موجود در n طول موج، بافر می‌شوند. سپس از میان داده‌های بافر شده، اندازه‌ی میانگین و دامنه‌ی سیگنال براساس رابطه‌ی (10) محاسبه می‌شود.

$$\text{میانگین} = \frac{\text{Max}(D_j)+\text{Min}(D_j)}{2} \text{ و دامنه} = \frac{|\text{Max}(D_j)-\text{Min}(D_j)|}{2}$$
$$d_1, d_2, \cdots, d_{1K}, \cdots, d_{2K}, \cdots, d_{jK}, \cdots = D_1, D_2, \cdots, D_j, \cdots$$
$$D_j = d_{(j-1)K+1}, d_{(j-1)K+2}, \cdots, d_{jK}$$
$$K = n \times m \text{ و } j = 1,2,\cdots \quad (10)$$

در رابطه‌ی (10)، d_iها نمونه‌های خروجی از نیروسنج و m، تعداد نمونه‌های موجود در یک طول موج 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 ضروریست که زمان نمونه‌برداری قبل از بلوک بافر به میزان Δt و بعد از آن به میزان $P=n\cdot m\cdot\Delta t$ است.

2-5- محاسبه‌ی ماتریس RGA

دو روش اصلی برای محاسبه‌ی مقادیر آرایه‌های RGA وجود دارد.

روش 1: تنظیم درایه‌های ماتریس RGA براساس تعیین تاثیر ورودی‌ها بر خروجی‌ها با توجه به نتایج آزمون‌های عملی [16]

روش 2: استفاده از ماتریس بهره‌ی فضای حالت، برای محاسبه‌ی RGA

در تعیین ماتریس RGA روش 1 دارای دقت بالاتر و تخمین کمتری نسبت به روش فضای حالت است [16]. سیستم دو ورودی-دو خروجیِ نمایش داده شده در "شکل 8"، در فرم ریاضی، به صورت رابطه‌ی (11) داده شده است.

$$y_1 = a_{11}m_1 + a_{12}m_2$$
$$y_2 = a_{21}m_1 + a_{22}m_2 \quad (11)$$

مطابق "شکل 8" در رابطه‌ی (11)، y_i خروجی برای حلقه‌ی i، متغیرهای m ورودی‌های حلقه و a متغیرهای تابع تبدیل هستند. در ادامه دو آزمایش برای محاسبه‌ی ماتریس RGA ارائه می‌شود.

در آزمایشِ یک، هدف مشاهده‌ی تاثیر ورودی m_1 بر y_1 است. برای این منظور تمامی حلقه[9]های کنترلی باز و سیستم در حالت کنترل دستی قرار می‌گیرد، (شکل 9). سپس در حالی که ورودی m_2 ثابت نگاه داشته شده است، باید تغییر Δm_1 را به صورت پله‌ای به سیستم وارد شود. لذا بهره‌ی y_1 نسبت به m_1 به صورت g_{11} تعریف می‌شود که در رابطه‌ی (12) داده شده است،

$$g_{ij} = g_{11} = \frac{\Delta y_{i=1}(\text{all}-\text{loops}-\text{open})}{\Delta m_{j=1}(\text{all}-\text{loops}-\text{open})} \quad (12)$$

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

هدف از آزمایشِ دو، تعیین تاثیر متغیر ورودی m_2 بر خروجی y_1 است. برای این منظور باید حلقه‌ی 1 در "شکل 8" باز بماند اما تمامی حلقه‌های دیگر بسته شوند، (شکل 10). مجددا تغییر اعمال شده بر m_1 باید همانند آزمایش یک، ایجاد شود. تغییرات y_1 برابر است با Δy_1 و تغییرات m_1 برابر است با Δm_1. لذا در رابطه‌ی (13) خواهیم داشت،

$$g^*_{ij} = g^*_{11} = \frac{\Delta y_{i=1}(\text{only}-\text{loop}-1-\text{open})}{\Delta m_{j=1}(\text{only}-\text{loop}-1-\text{open})} \quad (13)$$

هدف نهایی از آزمایشِ دو، محاسبه‌ی g^*_{ij} است، به نحوی که i متغیر کنترل شده و j متغیر ورودی است. براساس نتایج حاصله از آزمایش‌های یک و دو، پارامترهای ماتریس RGA به صورت رابطه‌ی (14) قابل محاسبه هستند،

$$\lambda_{ij} = \frac{g_{ij}}{g^*_{ij}} = \frac{\left(\delta y_i/\delta m_j\right)_{\text{all}-\text{loops}-\text{open}}}{\left(\delta y_i/\delta m_j\right)_{\text{only}-\text{loop}-\text{i}-\text{open}}} \quad (14)$$

پارامتر λ باید برای تمامی مقادیر مربوط به i و j محاسبه شود. در این حالت ماتریس RGA به صورت رابطه‌ی (15) کامل خواهد شد،

$$\text{RGA} = \Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & \lambda_{12} & \cdots & \lambda_{1m} \\ \lambda_{21} & \lambda_{22} & \cdots & \lambda_{2m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \lambda_{n1} & \lambda_{n2} & \cdots & \lambda_{nm} \end{bmatrix} \quad (15)$$

3-5- کنترل تطبیقی خودتنظیم شونده (STR)

روش کنترلی تطبیق‌پذیر به کار گرفته شده از نوع تطبیقی STR غیرمستقیم با مدل مرجع درجه یک می‌باشد [17]. در کنترل STR سعی در این است که مدل‌سازی، طراحی قانونِ کنترل و اعتبارسنجی، همزمان انجام شود [18].

[1] Single Input Single Output (SISO)
[2] Multi-input Multi-output (MIMO)
[3] Relative Gain Array
[4] Self-tuning Regulation
[5] Reference Signal
[6] Buffering Block
[7] Wave Length
[8] Sample
[9] Loop

[Downloaded from mme.modares.ac.ir on 2024-03-28]
[DOR: 20.1001.1.10275940.1396.17.7.49.1]

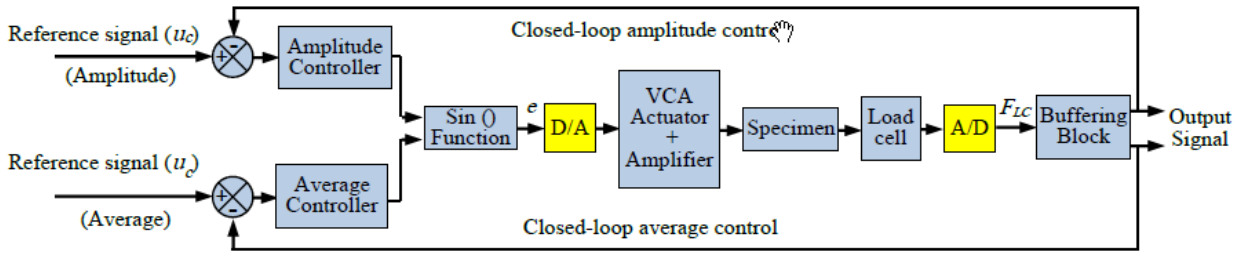


Fig. 6 Control block diagram of VCA fatigue testing machine as a MIMO

شکل 6 بلوک دیاگرام کنترل دستگاه آزمون خستگی VCA به صورت MIMO

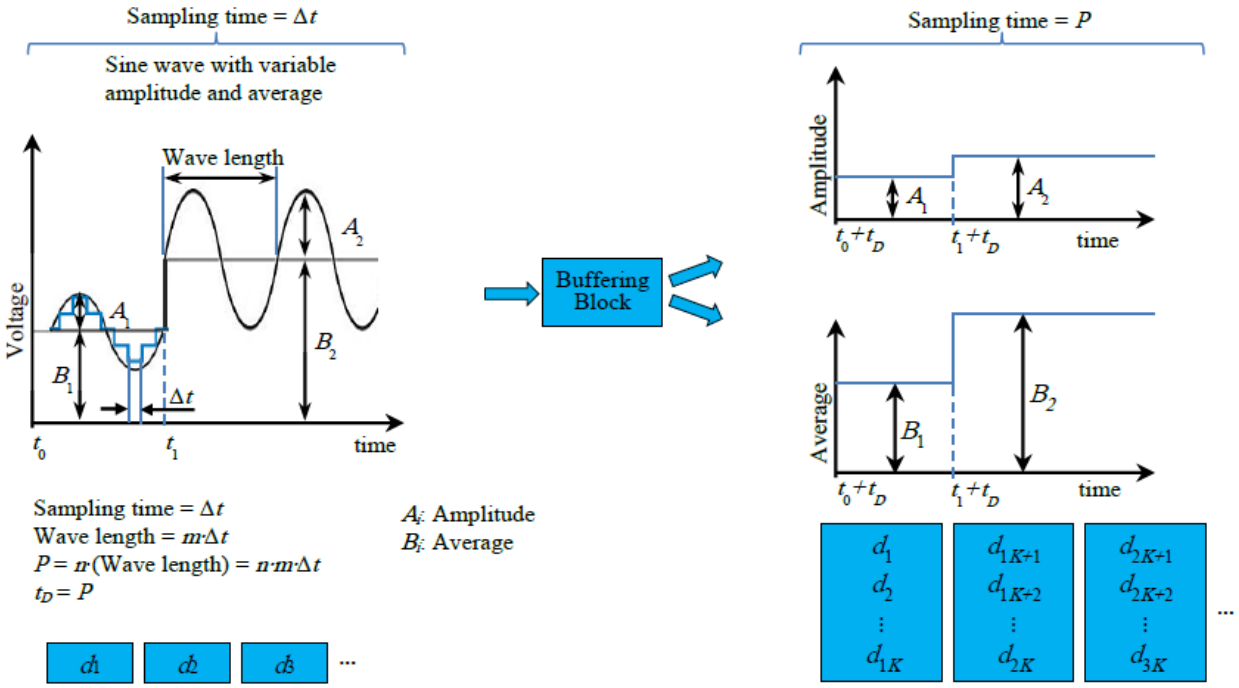


Fig. 7 The performance of buffering block in Fig. 6, on load cell output

شکل 7 نحوه‌ی عملکرد بلوک بافر در شکل 6، بر روی نمونه‌های خروجی نیروسنج

4-5- کنترل مقدماتی دستگاه توسط کنترلر PI

در مقاله‌ی حاضر، با ترکیب[1] دو کنترلرِ PI و کنترلر تطبیقی STR، به وسیله‌ی فرایند کنترل کلیدزنی، از مزایای دو کنترلر استفاده شده است [19]. کلیدزنی در کمترین زمان ممکن و به میزان طول یک زمان نمونه‌برداری، Δt، است. این حالت به عنوان چترینگ[2] شناخته می‌شود. از کاربردهای کلیدزنی در این مقاله، ایجاد پایداری مجانبی و بهبود پاسخ‌گذرا می‌باشد [20]. ساختار سیگنال کلیدزنی به نحوی در نظر گرفته شده است که اندازه‌ی زمان سکون[3]، زمان کافی برای حذف اثرات گذار را فراهم می‌آورد. این مسئله موجب پایداری مجانبی سیستم می‌شود که در عمل، نتایج آزمایش‌ها، مؤید این مطلب است [21]. در این مقاله زمان سکون برای کلیدزنی از کنترلر PI به کنترلر تطبیقی، با t_s نشان داده شده است، (شکل 13).

در ابتدا، کنترل هر حلقه توسط کنترلر PI انجام می‌شود. اما پس از گذشت زمان سکون کافی، کنترل دستگاه از حالت PI به کنترل تطبیقی کلیدزنی خواهد شد [22]، (شکل 11). کنترل مقدماتی دستگاه توسط کنترلر PI، علاوه بر شروع یک بارگذاری نرم، زمان لازم برای تکمیل شناسایی در کنترل تطبیقی را فراهم می‌آورد. این مسئله علاوه بر تضمین سلامت آزمون، مانع از تحریک دینامیک‌های مختلف دستگاه می‌شود.

5-5- استفاده از بلوک نمونه بردار، بلوک تبدیل پله به شیب و بلوک اشباع دینامیکی

کنترل جداگانه دامنه و میانگین، نیازمند استفاده از بلوک بافر با عملکرد نمایش داده شده در "شکل 7" است. استفاده از این بلوک عامل تغییراتی در نرخ داده‌برداری برنامه‌ی کنترل است. سازگار نمودن کنترلرها با نرخ داده‌برداری بعد از بلوک بافر، توسط بلوک نمونه‌بردار[4] انجام می‌شود، (شکل 11).

در فرایند کنترل یک سیستم الکترومکانیکی، بی‌شک با عدم قطعیت‌ها و دینامیک‌های به حساب نیامده‌ی مختلفی روبرو هستیم. یکی از فاکتورهای قابل توجه در طراحی کنترلر مناسب، عدم تحریک دینامیک‌های مختلف سیستم و پوشش عدم قطعیت‌ها است [23]. در ادامه دو مورد برای مقاوم‌سازی کنترلر دستگاه ارائه شده که نمود این موارد در بلوک دیاگرام کنترلی دستگاه در "شکل 11" آمده است. این موارد عبارتند از:

[1] Hybrid
[3] Chattering
[4] Dwell Time
[4] Sampler Block (SB)

[Downloaded from mme.modares.ac.ir on 2024-03-28]
[DOR: 20.1001.1.10275940.1396.17.7.49.1]

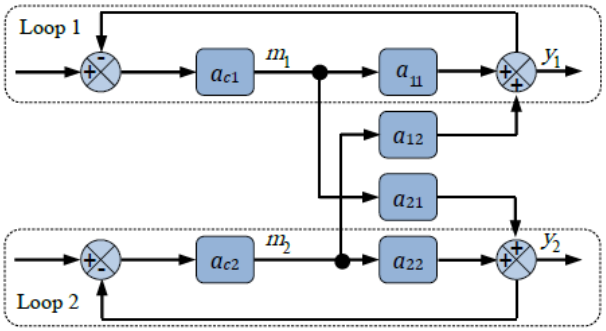


Fig. 8 The simplest MIMO system

شکل 8 نمایش یک سیستم دو ورودی-دو خروجی

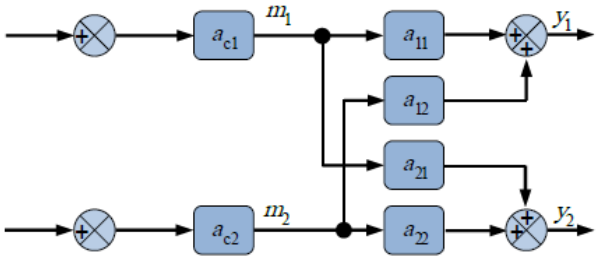


Fig. 9 Removing feedback to investigate the effect of input m_1 on output y_1 in experiment 1 for calculating RGA

شکل 9 حذف پس‌خوردها برای مشاهده‌ی تاثیر ورودی m_1 بر خروجی y_1 در آزمایش یک محاسبه‌ی ماتریس RGA

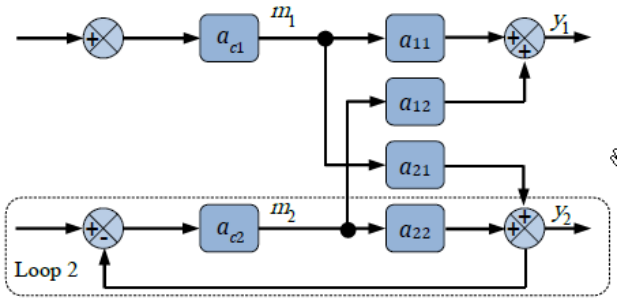


Fig. 10 Investigation of the effect of input m_2 on output y_1 after opening loop 1 in experiment 2 for calculating RGA

شکل 10 بررسی تاثیر متغیر ورودی m_2 بر خروجی y_1 با حذف حلقه‌ی 1 در آزمایش دو برای محاسبه‌ی ماتریس RGA

- طراحی بلوک تبدیل پله به شیب (بلوک‌های « خطی‌ساز[1]» در شکل 11)
- طراحی بلوک اشباع دینامیکی در خروجی کنترلرها (بلوک‌های «اشباع دینامیکی[2]» در "شکل 11")

5-5-1- بلوک نمونه‌بردار

همان‌طور که در مورد "شکل 7" توضیح داده شد، زمان نمونه‌برداری برای داده‌های ورودی به بلوک بافر به میزان Δt و زمان نمونه‌برداری داده‌ها خروجی از آن به میزان $P=n\cdot m\cdot\Delta t$ است. در طول بازه‌ی زمانی Δt، برای داده‌های ورودی به بلوک بافر و طول بازه‌ی زمانی P، برای داده‌های خروجی از بلوک بافر، مقدار سیگنال ثابت است. در کنترل تطبیقی STR، ورودی و خروجی دستگاه آزمون خستگی VCA وارد بلوک شناسایی می‌شود. در این حالت بلوک شناسایی کنترلر تطبیقی، در هر بازه‌ی زمانی P، به ازای تغییرات در داده‌های ورودی، با نرخ داده‌برداری Δt، تغییری در سیگنال خروجی، با نرخ داده‌برداری P، مشاهده نمی‌کند. در چنین حالتی بلوک شناسایی، صورت تابع تبدیل سیستم (B/A) را صفر تخمین می‌زند (B=0). برای حل این مشکل باید نرخ داده‌برداری ورودی با نرخ داده‌برداری خروجی در کنترلرها، برابر شود. به همین منظور، بلوک کنترل تطبیقی STR، به گونه‌ای طراحی شده است که در مدت زمان P، تنها یک داده وارد بلوک کنترلی شود. همچنین روش مذکور در مورد کنترلر PI اعمال شده است.

بلوک نمونه‌بردار، SB، در هر بازه‌ی زمانی P تنها یک لحظه اجازه‌ی اجرا شدن به بلوک‌های کنترلی می‌دهد و پس از آن لحظه تا لحظه‌ی اجرای مجدد بلوک، خروجی بلوک کنترلی مقدار ثابتی خواهد بود.

برای پیاده‌سازی این مطلب از شرط «بررسی باقیمانده‌ی[3] تقسیم زمان آزمایش، time، بر بازه‌ی زمانی P، » در رابطه‌ی (13) استفاده شده است.

$$\text{If Remainder } \left(\frac{time}{P}\right)=0 \rightarrow$$

(اجرای بلوک کنترلر تطبیقی STR در حلقه‌ی کنترل دامنه)،

(اجرای بلوک کنترلر تطبیقی STR در حلقه‌ی کنترل میانگین)،

(اجرای بلوک کنترلر PI دامنه) و (اجرای بلوک کنترلر PI میانگین) (16)

لذا به صورت خلاصه می‌توان گفت:

5-5-2- بلوک تبدیل پله به شیب

همان‌طور که در بخش قبل توضیح داده شد، خروجی کنترلر در هر بازه‌ی زمانی P، تنها یک بار تغییر می‌کند. لذا خروجی کنترلرها به صورت پله خواهد بود. به‌منظور جلوگیری از تحریک دینامیک‌های دیگر سیستم و تعیین یک مسیر[4] مناسب [24] برای سیگنال فرمان، از بلوک تبدیل پله به شیب تحت عنوان بلوک «خطی‌ساز» استفاده شده است. شماتیک عملکرد این بلوک در "شکل 12" نشان داده شده است.

5-5-3- بلوک اشباع دینامیکی

به محض کلیدزنی از کنترلر PI به کنترلر تطبیقی، حدود سیگنال کنترلی (u) توسط بلوک اشباع دینامیکی کنترل می‌شود. پیش از این کلیدزنی، علی‌رغم قرار داشتن بلوک اشباع دینامیکی در مسیر خروجی کنترلر PI، "شکل 11"، این بلوک هیچ تاثیری در خروجی کنترلر PI ندارد.

در هر کدام از حلقه‌های کنترلِ میانگین و دامنه، به محض کلیدزنی به حالت کنترلر تطبیقی، ممکن است کنترلر تطبیقی در سیستم فراجهش ایجاد نماید. این مسئله به‌دلیل کامل نبود شناسایی سیستم در کنترلر STR، محتمل است. در بلوک شناسایی کنترلر تطبیقی، روش RLS پیاده‌سازی شده‌است. در ابتدای فرایند شناسایی، درایه‌های ماتریس کوواریانس دارای مقادیری بزرگ هستند. لذا ماتریس مذکور باعث بزرگ‌نمایی خطا در بخش شناسایی و به تبع آن عامل ایجاد فراجهش در سیگنال کنترلی (u) می‌شود. لذا برای اطمینان بیشتر از عدم بروز فراجهش در نیروی حاصل از عملگر VCA، بلوک اشباع دینامیکی در مسیر خروجی سیگنال کنترلی (u) از کنترلر تطبیقی قرار گرفته است، (شکل 11). همچنین در صورت ممانعت از به‌وجود آمدن فراجهش در سیستم، دینامیک‌های فرکانس بالای سیستم تحریک نمی‌شوند و سیستم حلقه‌بسته پایدار خواهد ماند. تجربه‌ی عملی استفاده از کنترلر تطبیقی بر روی مدل دستگاه نشان می‌دهد که فراجهش ممکن است برای مدت زمان کوتاهی بروز کند و در صورت مهار مقطعی آن، سیستم پایدار می‌ماند. نکته‌ی برجسته در مورد بلوک اشباع دینامکی، آن

[1] Linearize Block
[2] Dynamic Saturation
[3] Remainder
[4] Trajectory

[Downloaded from mme.modares.ac.ir on 2024-03-28]
[DOR: 20.1001.1.10275940.1396.17.7.49.1]

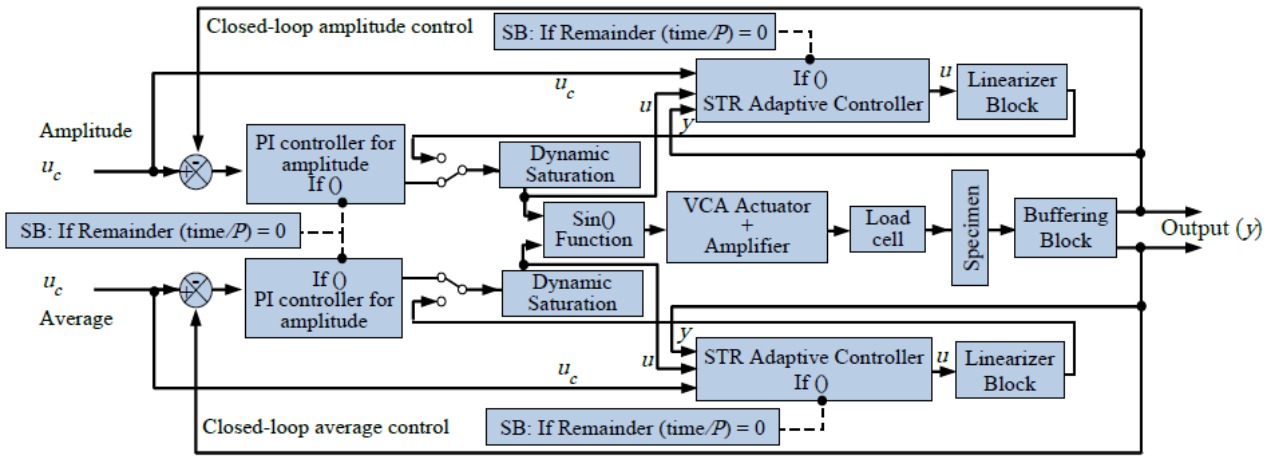


Fig. 11 The block diagram of developed control method in this paper

شکل 11 بلوک دیاگرام روش کنترلی توسعه یافته در مقاله

است که حد بالای بلوک اشباع به‌صورت دینامیکی و خطی با زمان تغییر می‌کند تا به تدریج سیگنال کنترلی (u) به میزان تعیین شده توسط کنترلر تطبیقی برسد. نحوه‌ی محدودسازی سیگنال ورودی توسط بلوک اشباع دینامیکی در "شکل 13" نشان داده شده است. در این شکل باند بالا و باند پایین و همچنین شیب افزایش باند بالا، m'، قابل تنظیم هستند.

6- نتایج آزمایش‌ها

6-1- محاسبه‌ی ماتریس RGA برای دستگاه آزمون خستگی VCA

در دستگاه آزمون خستگی VCA سیگنال ورودی به تقویت‌کننده از جنس ولتاژ و خروجی دستگاه یا همان مقادیر خوانده شده از نیروسنج، به صورت ولتاژ است. ساده‌ترین شکل یک سیستم MIMO به صورت دو-ورودی-دو-خروجی است. با توجه به خواص حاکم بر سیستم دو ورودی-دو خروجی برای تعیین پارامترهای ماتریس RGA، تنها تعیین یکی از درایه‌های ماتریس، در اینجا λ_{11}، کافی است. در تعیین ماتریس RGA، ورودی 1 (m_1) همان میانگین و ورودی 2 (m_2) دامنه‌ی سیگنال سینوسی است. در خلال آزمایش‌ها برای محاسبه‌ی λ_{11}، فرکانس سیگنال هارمونیک 25 Hz و دامنه‌ی سیگنال (m_2) به میزان 0.25 بوده است. براساس متن تئوری مقاله، محاسبه‌ی درایه‌ی λ_{11} طی دو آزمایش انجام می‌شود.

در آزمایش یک، تمامی حلقه‌های کنترلی باید باز باشند. متغیر ورودی m_1 به صورت پله‌ای از، $m_1^{(1)}=1$ به مقدار $m_1^{(2)}=2.5$ تغییر داده شد. به تبع این تغییر خروجی y_1 از $y_1^{(1)}=0.400$ به $y_1^{(2)}=2.620$ تغییر نمود. لذا براساس رابطه‌ی (12) مقدار g_{11} به صورت رابطه‌ی (19) خواهد بود،

$$g_{11}=\frac{\Delta y_1(\text{all}-\text{loops}-\text{open})}{\Delta m_1(\text{all}-\text{loops}-\text{open})}=\frac{2.625-0.445}{2.500-1.000}=1.453 \quad (17)$$

در آزمایش دو، مطابق شکل 10، باید حلقه‌ی 1 باز بماند اما تمامی حلقه‌های دیگر بسته شوند. مجددا متغیر ورودی m_1 به صورت پله‌ای از، $m_1^{(1)}=1$ به مقدار $m_1^{(2)}=2.5$ تغییر داده شد. به تبع این تغییر خروجی y_1 از $y_1^{(1)}=0.400$ به $y_1^{(2)}=2.620$ تغییر نمود. لذا بر اساس رابطه‌ی (13) مقدار g_{11}^* به صورت رابطه‌ی (20) خواهد بود،

$$g_{11}^*=\frac{\Delta y_1(\text{only}-\text{loop}-1-\text{open})}{\Delta m_1(\text{only}-\text{loop}-1-\text{open})}=\frac{2.620-0.400}{2.500-1.000}=1.507 \quad (18)$$

در نهایت براساس رابطه‌ی (14) مقدار λ_{11} به‌صوت رابطه‌ی (21) محاسبه خواهد شد،

$$\lambda_{11}=\frac{g_{11}}{g_{11}^*}=\frac{\left(\frac{\delta y_1}{\delta m_1}\right)_{\text{all-loops-open}}}{\left(\frac{\delta y_1}{\delta m_1}\right)_{\text{only-loop-1-open}}}=\frac{1.453}{1.507}\cong 0.96 \quad (19)$$

با توجه به این مسئله که مجموع درایه‌ها در هر سطر و یا ستون ماتریس RGA برابر با یک است، ماتریس RGA طبق رابطه‌ی (22) برابر است با،

$$\text{RGA}=\begin{bmatrix}\lambda_{11} & \lambda_{21}\\ \lambda_{12} & \lambda_{22}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0.96 & 0.06\\ 0.06 & 0.96\end{bmatrix} \quad (20)$$

هر چقدر λ_{ij} به عدد یک نزدیک‌تر باشد، آنگاه خروجی i تاثیرپذیری بیشتری از ورودی j خواهد داشت. لذا از رابطه‌ی (22) نتیجه می‌شود که هر کدام از حلقه‌های کنترلی میانگین و دامنه تقریبا مستقل هستند.

6-2- عملکرد کنترلر توسعه‌یافته

در این بخش عملکرد کنترلر توسعه یافته، بررسی شده‌است. شرایط عمومی بیان شده در زیر، برای تمامی آزمایش‌ها یکسان است. شرایط خاصِ هر آزمایش در جدولِ مربوطه، به صورت جداگانه اشاره شده‌است. آزمون‌های 1 الی 5 با نمونه فیلم فلزیِ آهنی و آزمون 6 با الیاف پلیمری انجام شده‌است.

6-2-1- شرایط عمومی برای تمامی آزمایش‌ها

در جدول‌های 2 و 3 شرایط عمومیِ حاکم بر آزمایش‌ها بیان شده است. در "شکل‌های 14 الی 23"، u_c و y به ترتیب معرف سیگنال مرجع و سیگنال خروجی است.

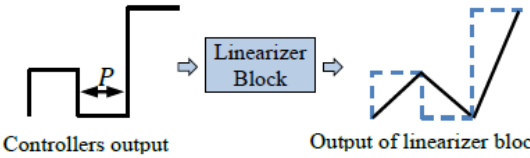


Fig. 12 Performance of linearizer block in Fig. 9

شکل 12 عملکرد بلوک خطی‌ساز شکل 9، در تبدیل سیگنال پله به شیب

جدول 2 شرایط عمومیِ حاکم بر آزمایش‌ها

Table 2 General condition for all experiments

زمان نمونه‌برداری قبل بلوک بافر	$\Delta t = 10\ e^{-4}$ Sec
تعداد طول موج‌های بافر شده	$n = 1$

[Downloaded from mme.modares.ac.ir on 2024-03-28]
[DOR: 20.1001.1.10275940.1396.17.7.49.1]

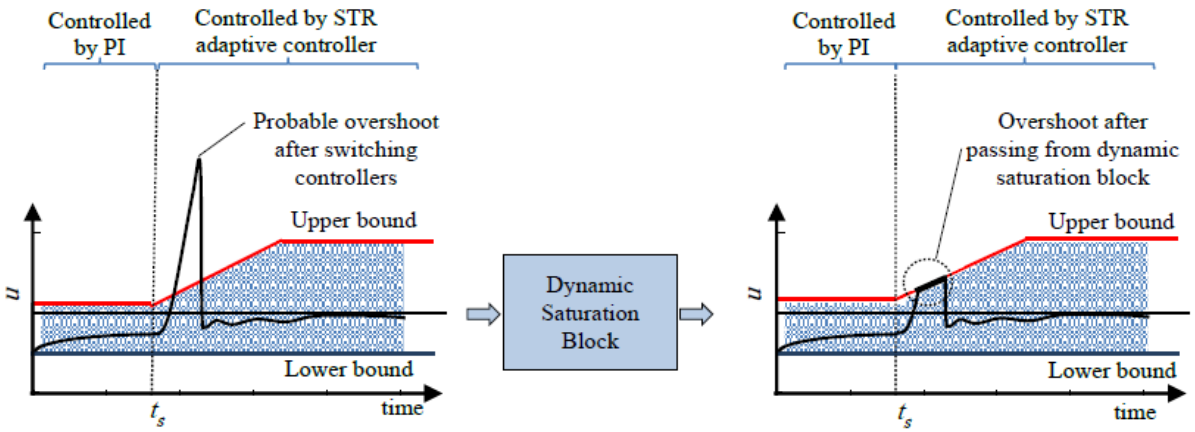


Fig. 13 schematic of impact of dynamic saturation block on probable overshoot of control signal (u)

شکل 13 شماتیک تاثیر بلوک اشباع دینامیکی بر روی فراجهش احتمالی سیگنال کنترلی (u)

جدول 3 مدل‌های مرجع تعیین شده برای حلقه‌های کنترلی میانگین و دامنه در کنترلر تطبیقی STR

Table 3 Reference models for average and amplitude control loops in STR adaptive control

حلقه‌ی کنترلی میانگین	$\frac{B_m}{A_m}=\frac{1}{(0.02s+1)}$
حلقه‌ی کنترلی دامنه	$\frac{B_m}{A_m}=\frac{1}{(0.02s+1)}$

6-2-2- آزمایش 1، آزمون در فرکانس 50 Hz

در جدول 4 شرایط مختص آزمایش 1، آزمون دستگاه در فرکانس 50 Hz، آمده است. در این آزمایش مطابق جدول 4، کنترل حلقه‌ی میانگین به مدت 2 ثانیه، $t_s = 2$ Sec، و کنترل حلقه‌ی میانگین به مدت 5 ثانیه، $t_s = 5$ Sec، توسط کنترلر PI انجام می‌شود. در خلال این مدت خروجی به نرمی به مقدار مطلوب میل می‌کند. پس از این زمان، کنترل دستگاه توسط کنترلر تطبیقی انجام می‌شود که زمان نشست در آن به مراتب از کنترلر PI کوتاه‌تر است. به علاوه در جدول 4 نرخ افزایش باند بالا، m'، در بلوک اشباع، برای حلقه‌های کنترلی میانگین و دامنه آمده است.

6-2-3- آزمایش 2، آزمون دستگاه در فرکانس 25 Hz

در جدول 5 شرایط مختص آزمایش 2 شامل آزمون دستگاه در فرکانس 25 Hz آمده است. آزمایش‌های 1 و 2 در شرایط یکسان برای فرکانس‌های مختلف انجام شده است. نتیجه‌ی دو آزمایش در پاسخ به ورودی پله در هر حلقه، مؤید عملکرد مناسب کنترلر توسعه یافته است. "شکل‌های 14 و 15" نتیجه‌ی کنترل میانگین بارگذاری و "شکل‌های 16 و 17" نتیجه‌ی کنترل دامنه‌ی بارگذاری، به ترتیب در فرکانس‌های 50 Hz و 25 Hz می‌باشند. همان‌طور که در "شکل‌های 14 و 15" دیده می‌شود، شروع با کنترلر PI دارای پیشرفتی نرم و آهسته است. اما پس از سوئیچ شدن بر روی کنترلر تطبیقی، پاسخ کنترلر به تغییرات سیگنال مرجع در عین مقاوم بودن، سریع می‌باشد. در چنین حالتی امکان پیاده‌سازی یک بارگذاری بلوکی به سهولت توسط دستگاه، میسر است. بدلیل کنترل صحیح فراجهش‌ها، حداکثر 1.5%، احتمال آسیب نمونه و مخدوش شدن نتیجه‌ی آزمون به حداقل رسیده است.

در تمامی آزمایش‌ها، زمان‌نمونه‌برداری قبل از بلوک بافر، Δt، مطابق جدول 2 در مدت اجرای برنامه مقدار ثابتی است. همچنین تعداد طول‌موج‌های بافر شده، n، برابر با 1 است. هنگامی که فرکانس کاری دستگاه بالاتر انتخاب شود، آنگاه تعداد نمونه در یک طول موج، m، مقدار کمتری است. لذا زمان نمونه‌برداری بعد از بلوک بافر، P، طبق رابطه‌ی $P=n\cdot m\cdot\Delta t$، بیان‌شده در "شکل 7"، مقدار کمتری خواهد بود. به بیان دیگر طبق رابطه‌ی (18)، با کاهش مقدار P، نمونه‌برداری برای کنترلرها با فرکانس بالاتری انجام می‌شود. این مسئله باعث افزایش سرعت عمل کنترلر می‌شود.

تغییرات ناگهانی میانگین، باعث به وجود آمدن اغتشاش در دامنه می‌شود. تغییر میانگین در ثانیه‌ی 8، به صورت نشان داده شده در "شکل‌های

جدول 4 شرایط مختص آزمایش 1

Table 4 Special setting for experiment 1

آزمون خستگی فیلم آهنی	حلقه‌ی کنترل میانگین	حلقه‌ی کنترل دامنه
شیب افزایش (m') در بلوک اشباع	0.5	0.1
لحظه سوئیچ کنترلرها (t_s)	2 Sec	5 Sec
فرکانس بارگذاری آزمون	50 Hz	

جدول 5 شرایط مختص آزمایش 2

Table 5 Special setting for experiment 2

آزمون خستگی فیلم آهنی	حلقه‌ی کنترل میانگین	حلقه‌ی کنترل دامنه
شیب افزایش (m') در بلوک اشباع	0.5	0.1
لحظه سوئیچ کنترلرها (t_s)	2 Sec	5 Sec
فرکانس بارگذاری آزمون	25 Hz	

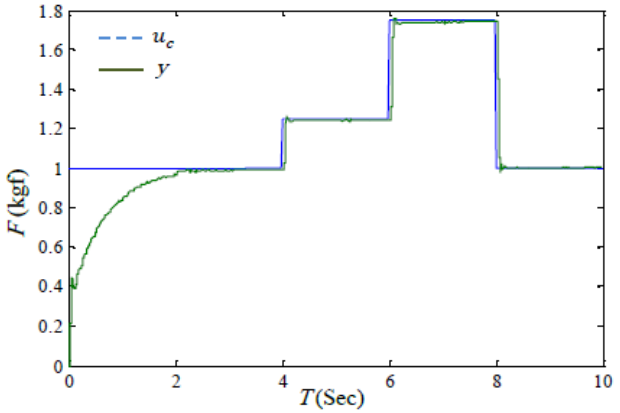


Fig. 14 Regulation control of average in experiment 1 (at 50 Hz)

شکل 14 کنترل رگلاتوری میانگین در آزمایش 1 (فرکانس 50 Hz)

[Downloaded from mme.modares.ac.ir on 2024-03-28]
[DOR: 20.1001.1.10275940.1396.17.7.49.1]

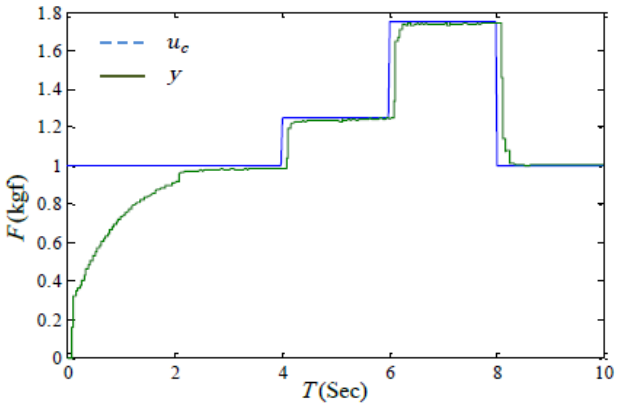


Fig. 15 Regulation control of average in experiment 2 (at 25 Hz)

شکل 15 کنترل رگلاتوری میانگین در آزمایش 2 (فرکانس 25 Hz)

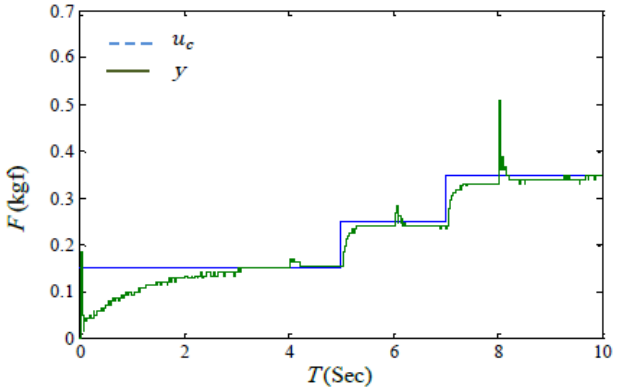


Fig. 16 Regulation control of amplitude in experiment 1 (at 50 Hz)

شکل 16 کنترل رگلاتوری دامنه در آزمایش 1 (فرکانس 50 Hz)

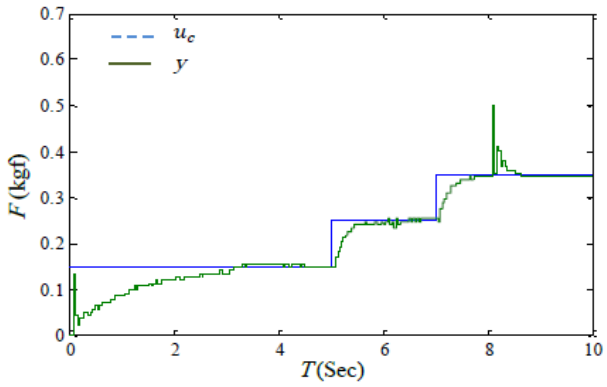


Fig. 17 Regulation control of amplitude in experiment 2 (at 25 Hz)

شکل 17 کنترل رگلاتوری دامنه در آزمایش 2 (فرکانس 25 Hz)

14 و 15"، عامل ایجاد اغتشاش در حلقه‌ی کنترلی دامنه، که در "شکل‌های 16 و 17" نشان داده شده، می‌باشد. این اغتشاش توسط کنترلر تطبیقی حلقه‌ی دامنه حذف شده است. در "شکل 18"، بارگذاری هارمونیک ایجاد شده توسط دستگاه آزمون خستگی VCA، متناسب با تغییرات میانگین و دامنه‌ی در "شکل‌های 14 و 16" نشان داده شده است. در "شکل 19" نمای متمرکزتری از بارگذاری "شکل 18" نمایش داده شده است.

6-2-4- آزمایش 3، بررسی تاثیر کنترلر مقدماتی دستگاه، توسط کنترلر PI

در جدول 6 شرایط مختص آزمایش 3 آمده است. در این آزمایش نسبت به آزمایش‌های 1 و 2، کلیدزنی از کنترلر PI به کنترلر تطبیقی، زودتر انجام شده است، $t_s = 2 \rightarrow 0.2$ Sec . نتیجه‌ی آزمایش 3، در "شکل 20" برای حلقه‌ی کنترلی میانگین آمده است. نتایج، نشان‌دهنده‌ی بروز نوسانات در هنگام کلیدزنی کنترلرها می‌باشد. در این آزمایش تاثیر مثبت کنترل مقدماتی دستگاه توسط کنترلر PI، برای زمان‌دهی به فرایند شناسایی کنترلر تطبیقی قابل مشاهده است. مقایسه‌ی آزمایش‌های 3 و 1 نشان می‌دهد، چون در آزمایش 1، بخش شناسایی سیستم در کنترلر تطبیقی، زمانی نسبتا مکفی نسبت به آزمایش 3 داشته است، کلیدزنی از کنترلر PI به کنترلر تطبیقی با نوسانات کمتری صورت پذیرفته است. به بیان دیگر زمان سکون در آزمایش 3 برای بهبود پاسخ گذرا کافی نبوده است.

6-2-5- آزمایش 4، بررسی تاثیر شیب افزایش، m'، در بلوک اشباع

در جدول 7 شرایط مختص آزمایش 4 آمده‌است. در این آزمایش نسبت به آزمایش‌های 1 و 2، شیبِ افزایش، m'، در بلوک اشباع در حلقه‌ی میانگین افزایش یافته است، $m' = 0.5 \rightarrow 10$. نتیجه‌ی آزمایش نشان‌دهنده‌ی بروز نوسانات در لحظات ابتدایی کلیدزنی کنترلرها است. در "شکل 21" تغییرات میانگین در آزمایش 4 نشان داده شده است.

افزایش سریع باندِ بالایِ بلوکِ اشباعِ دینامیکی و یا به بیان دیگر انتخاب مقادیر بالا برای m'، دارای تاثیری مشابه با حذف بلوک اشباع است. لذا در این آزمایش تاثیر وجود بلوک اشباع در روش کنترلی توسعه یافته، بررسی شده است.

جدول 6 شرایط مختص آزمایش 3

Table 6 Special setting for experiment 3

آزمون خستگی فیلم آهنی	حلقه‌ی کنترل میانگین	حلقه‌ی کنترل دامنه
شیب افزایش (m') در بلوک اشباع	0.5	0.1
لحظه سوئیچ کنترلرها (t_s)	0.2 Sec	5 Sec
فرکانس بارگذاری آزمون	50 Hz	

جدول 7 شرایط مختص آزمایش 4

Table 7 Special setting for experiment 4

آزمون خستگی فیلم آهنی	حلقه‌ی کنترل میانگین	حلقه‌ی کنترل دامنه
شیب افزایش (m') در بلوک اشباع	10	0.1
لحظه سوئیچ از کنترلرها (t_s)	2 Sec	5 Sec
فرکانس بارگذاری آزمون	50 Hz	

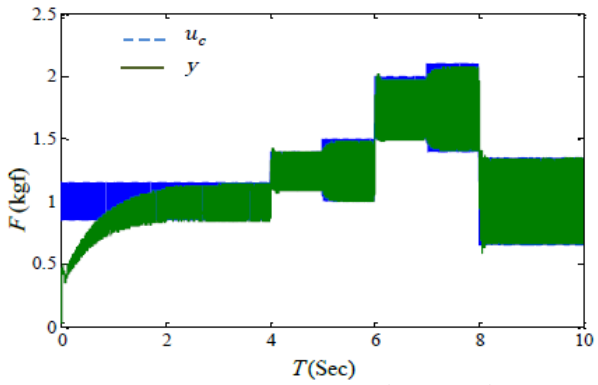


Fig. 18 Harmonic loading in experiment 1 at frequency of 50 Hz

شکل 18 بارگذاری هارمونیک ایجاد شده طی آزمایش 1 در فرکانس 50 Hz

[Downloaded from mme.modares.ac.ir on 2024-03-28]

[DOR: 20.1001.1.10275940.1396.17.7.49.1]

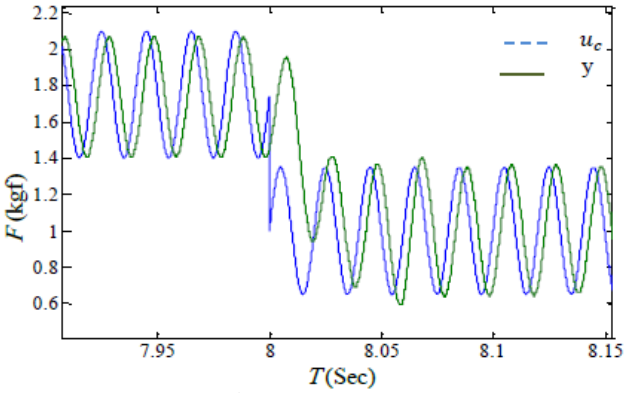


Fig. 19 A zoomed view of harmonic loading shown in Fig. 18

شکل 19 نمای متمرکزتری از بارگذاری نمایش داده شده در شکل 18

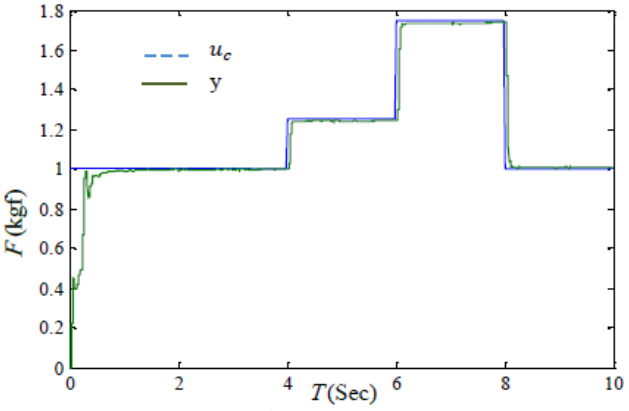


Fig. 20 Regulation control of average in experiment 3 (at 50 Hz)

شکل 20 کنترل رگلاتوری میانگین در آزمایش 3 (فرکانس 50 Hz)

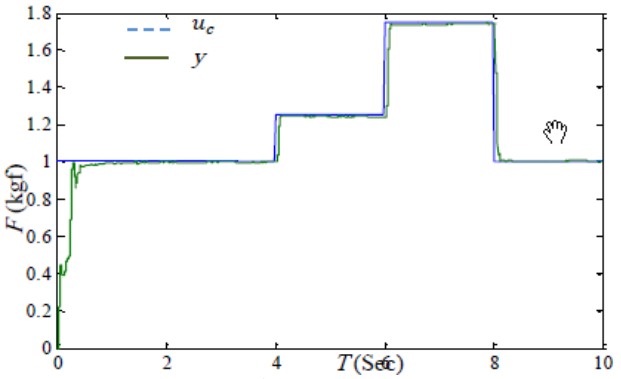


Fig. 21 Regulation control of average in experiment 4 (at 50 Hz)

شکل 21 کنترل رگلاتوری میانگین در آزمایش 4 (فرکانس 50 Hz)

6-2-6- آزمایش 5، تکرار آزمون 4 در فرکانس 25 Hz

در جدول 8 شرایط مختص آزمایش 5 آمده است. همچنین نتایج این آزمایش، در "شکل 22" برای حلقه‌ی کنترلی میانگین نشان داده شده است. با حفظ شرایط حاکم بر آزمایش 4، آزمایش 5 در فرکانس 25 Hz انجام شده است. فرکانس آزمون در آزمایش 5 با آزمایش 2 یکسان است. در آزمایش 5 به دلیل حفظ شرایط آزمون 4، مقدار شیبِ افزایش، m'، در بلوک اشباع به میزانی بالا نسبت به آزمایش 1 در نظر گرفته شده است. لذا می‌توان، از قابلیت بلوک اشباع برای مهار فراجهش سیگنالِ کنترلی، صرف نظر نمود. از طرف دیگر، در آزمایش 5 به دلیل سرعت پایین نمونه‌برداری کنترلر تطبیقی، P، در فرکانس 25 Hz نسبت به آزمایش 4 با فرکانس 50 Hz، سرعت شناسایی و پاسخ کنترلر کاهش یافته است. لذا چون فراجهش سیگنال کنترلی توسط بلوک اشباع به‌صورت مقطعی مهار نشده و در عین حال سرعت نمونه‌برداری در آزمایش 5 کمتر بوده است، آنگاه در آزمایش 5، پاسخ نوسانی است.

7-2-6- آزمایش 6، تکرار آزمون 1، بارگذاری تصادفی الیاف پلیمری

در جدول 9 شرایط مختص آزمایش 6 آمده است. همچنین نتیجه این آزمایش، در "شکل 23" برای حلقه‌ی کنترلی میانگین نشان داده شده است. با حفظ شرایط حاکم بر آزمایش 1، آزمایش 6 بر روی نمونه‌ای از الیاف پلیمری انجام شده است.

هدف از آزمایش 6، نمایش توانایی کنترلر پیشنهادی برای پیاده‌سازی بارگذاری‌های بلوکی بر روی الیاف پلیمری می‌باشد. همان‌طور که در جدول 9 بیان شده است، تا دو ثانیه‌ی اولِ بارگذاری، کنترل دستگاه توسط کنترلر PI انجام می‌شود و پس از این زمان بر روی کنترلر تطبیقی STR کلیدزنی می‌شود. سختی نمونه در آزمایش 6 نسبت به آزمون‌های پیشین کمتر است و ضریب میرایی آن قابل صرف‌نظر نیست. نتایج آزمایش نشان می‌دهد که زمان

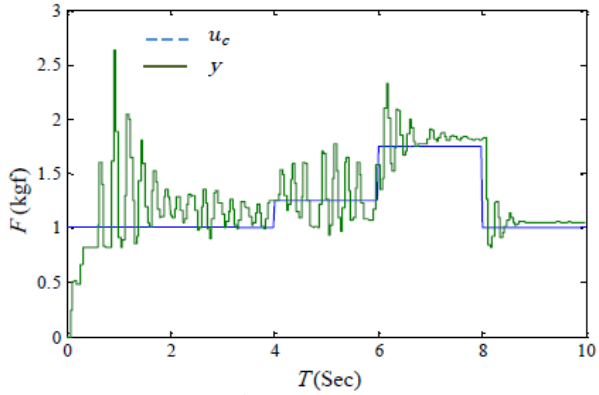


Fig. 22 Regulation control of average in experiment 5 (at 25 Hz)

شکل 22 کنترل رگلاتوری میانگین در آزمایش 5 (فرکانس 25 Hz)

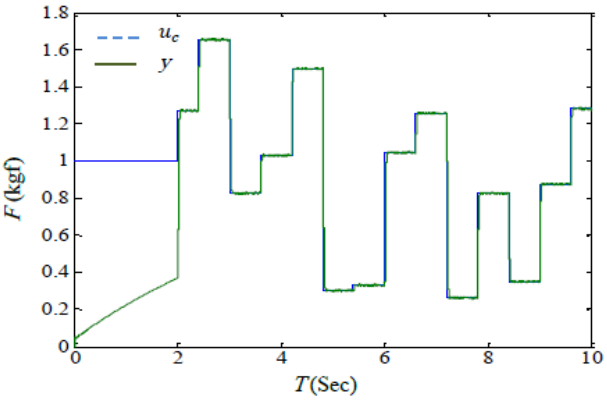


Fig. 23 Regulation control of average in experiment 6 (at 50 Hz)

شکل 23 کنترل رگلاتوری میانگین در آزمایش 6 (فرکانس 50 Hz)

جدول 8 شرایط مختص آزمایش 5

Table 8 Special setting for experiment 5

آزمون خستگی فیلم آهنی	حلقه‌ی کنترل میانگین	حلقه‌ی کنترل دامنه
شیب افزایش (m') در بلوک اشباع	10	0.1
لحظه سوئیچ از کنترلرها (t_s)	2 Sec	5 Sec
فرکانس بارگذاری آزمون	25 Hz	

[Downloaded from mme.modares.ac.ir on 2024-03-28]
[DOR: 20.1001.1.10275940.1396.17.7.49.1]

جدول 9 شرایط مختص آزمایش 6

Table 9 Special setting for experiment 6

آزمون خستگی الیاف پلیمری	حلقه‌ی کنترل میانگین	حلقه‌ی کنترل دامنه
شیب افزایش (m') در بلوک اشباع	0.5	0.1
لحظه سوئیچ از کنترلرها (t_s)	2 Sec	5 Sec
فرکانس بارگذاری آزمون	50 Hz	

نشست به واسطه‌ی کنترلر PI، در هنگام آزمون مواد با ضریب سختی پایین، مانند الیاف پلیمری استفاده شده در آزمون 6، کند می‌باشد. این نقص توسط کنترلر پیشنهادی برطرف شده است. در این آزمایش دیده می‌شود که علاوه بر سرعت بالا در پاسخ یا همان زمان نشست کوتاه، حدود 0.1 ثانیه، فراجهش در بارگذاری کنترل شده است. همچنین پاسخ کنترلر پیشنهادی، در حضور نمونه‌ای با میرایی، مناسب بوده است.

7- نتیجه‌گیری

در این مقاله روشی برای کنترل سیستم‌های خطی تغییرپذیر با زمان که در آن‌ها سیگنال مرجع، یک تابع هارمونیک با دامنه و میانگین متغیر است، توسعه یافته است. روش بر روی دستگاه آزمون خستگی VCA آزموده شده است. این روش با شرایط مختلف و متغیرِ آزمایش، تطبیق‌پذیری است. همچنین به دلیل ایجاد پاسخ سریع به سیگنال مرجع، امکان بارگذاری‌های دامنه و میانگین متغیر را به صورت بارگذاری بلوکی به سهولت فراهم می‌سازد. شایان ذکر است که مراحل طراحی، ساخت و کنترل دستگاه، توسط نویسندگان انجام شده است.

در این مقاله برای کنترل هر کدام از مشخصات سیگنال هارمونیک ورودی، اعم از دامنه و میانگین، حلقه‌ی کنترلیِ جداگانه‌ای طراحی شده است. کنترلر به‌کار رفته در هر حلقه از نوع تطبیقی STR غیرمستقیم است. مطالعه‌ی دستگاه نشان می‌دهد در محدوده‌ای از فرکانس‌ها، تابع تبدیل تخمین زده شده برای مدل دستگاه، یک تابع مرتبه‌ی چهار است. همچنین بررسی‌های عملی نشان می‌دهد، در نظر گرفتن دستگاه از یک مدل تک‌ورودی-تک‌خروجی مرتبه‌ی چهار، به یک مدل دو وروی-دو خروجی جداسازی شده که هر ورودی-خروجی مرتبط، مرتبه یک باشند، فرایند کنترل را تسریع و ساده نموده است. جدا بودن ورودی-خروجی‌ها توسط ماتریس RGA صحت‌سنجی شده است.

برای تضمین مقاوم بودن کنترلر، بخش‌های: کنترل مقدماتی دستگاه توسط کنترلر PI، استفاده از بلوک اشباع دینامیکی و استفاده از بلوک خطی‌ساز، در برنامه‌ی کنترل دستگاه لحاظ شده‌است. این بخش‌ها مکمل عملکرد کنترلر تطبیقی می‌باشند. یکی از ضروریات مهم در آزمون‌های خستگی، جلوگیری از ضربه، یا همان فراجهش نیرو، در هنگام آزمون است. در این راستا کنترلر PI و کنترلر تطبیقی STR در قالب کنترل کلیدزنی، ترکیب شده‌اند. در کنترل کلیدزنی، کنترل مقدماتی دستگاه توسط کنترلر PI انجام می‌شود. در نتیجه شروع بارگذاری به صورت یک بارگذاری نرم است. در عین حال کنترل مقدماتی توسط کنترلر PI، زمان لازم برای شناسایی را در کنترلر STR تامین می‌کند. این مسئله به نحوی تضمین‌کننده‌ی سلامت آزمون خستگی و پرهیز از ضربه در بارگذاری است. به علاوه استفاده از بلوک اشباع دینامیکی، علاوه بر مهار ضربه در هنگام کنترل بارگذاری، مانع از تحریک دینامیک‌های مختلف دستگاه می‌شود. همچنین بلوک خطی‌ساز در عملکردی مشابه با بلوک اشباع دینامیکی، با تعیین مسیر سیگنال فرمان، مانع از بروز دینامیک‌های مختلف دستگاه می‌شود.

دستگاه آزمون خستگی موردنظر مقاله‌ی حاضر برای بازه‌ی وسیعی از انواع نمونه‌های آزمایش، اعم از فلزی، پلیمری، کامپوزیتی و غیره طراحی و آزموده شده است. در بررسی‌های عملیِ نمونه‌هایی که دارای ضریب سختی پایین هستند، دیده می‌شود که زمان نشست کنترلر PI، زمان‌بر می‌باشد. لذا در این مقاله انتخاب کنترلر تطبیقی STR و تنظیم مناسب آن به عنوان روشی تطبیقی و مقاوم برای دریافت پاسخی سریع، در بارگذاری‌های بلوکی به ازای نمونه‌های مختلف، کارآمد و مفید بوده است.

8- مراجع

[1] R. Talreja, *Modeling Damage, Fatigue and Failure of Composite Materials*, pp. 25-40, Cambridge, Woodhead Publishing, 2016.

[2] S. Stanzl-Tschegg, Very high cycle fatigue measuring techniques, *International Journal of 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. Bustan, N. Pariz, S. K. H. Sani, Spacecraft fault tolerant attitude control design under control input saturation and uncertainty in fault information, *Amirkabir Journal Science and Technology*, Vol. 48, No. 2, pp. 37-40, 2016. (in Persian فارسی)

[5] 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.

[6] 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.

[7] 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.

[8] 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.

[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, *International Journal of Fatigue*, Vol. 31, No. 4, pp. 736-742, 2009.

[11] L. Kasprzyczak, E. Macha, Selection of settings of the PID controller by automatic tuning at the control system of the hydraulic fatigue stand, *Mechanical Systems and Signal Processing*, Vol. 22, No. 6, pp. 1274-1288, 2008.

[12] 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.

[13] P. Hessling, Linear Calibration of Axial Load Fatigue Testing Machines, *SP Swedish National Testing and Research Institute: Norway Report*, pp. 4-35, 2006.

[14] 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)

[15] J. Park, S. Mackay, *Practical Data Acquisition for Instrumentation and Control System*, pp. 136-140, Great Britain, Elsevier, 2003.

[16] J. Carey, B. v. Kuiken, C. Longcore, A. Yeung, *Chemical Process Dynamics and Controls, Book II*, pp. 299-311, Cambridge, University of Michigan, 2009.

[17] P. A. Ioannou, J. Sun, *Robust Adaptive Control*, pp. 384-395, New York, Dover Publications, 2012.

[18] K. J. Åström, B. Wittenmark, Adaptive Control, pp 101-108, New York, Dover publication, 2008.

[19] P. R. Ouyang, W. J. Zhang, M. M. Gupta, An adaptive switching learning control method for trajectory tracking of robot manipulators, *Mechatronics*, Vol. 16, No. 1, pp. 51-61, 2006.

[20] K. S. Narendra, J. Balakrishnan, Adaptive control using multiple models, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 42, No. 2, pp. 171-187, 1997.

[21] D. Liberzon, A. S. Morse, Basic problems in stability and design of switched systems, *IEEE Control Systems*, Vol. 19, No. 1, pp. 59-70, 1999.

[22] Q. Bi, W. J. Cai, Q. G. Wang, C. C. Hang, L. Eng-Lock, Y. Sun, et al., Advanced controller auto-tuning and its application in HVAC systems, *Control Engineering Practice*, Vol. 8, No. 6, pp. 633-644, 2000.

[23] S. H. Ghorashi, B. M. Imani, Design and implementation of a 2DOF robust controller for servo-hydraulic table, *Modares Mechanical Engineering*, Vol.14, No. 15, pp. 207-217, 2014. (in Persian فارسی)

[24] M. Salehi, A. Nikoobin, Optimal trajectory planning of flexible joint manipulator: Maximuum laod carrying capacity- minimum vibration, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 13, No. 14, pp. 68-80, 2014. (in Persian فارسی)

[Downloaded from mme.modares.ac.ir on 2024-03-28]

[DOR: 20.1001.1.10275940.1396.17.7.49.1]