

کنترل موقعیت عملگر سرو نیوماتیک آزمایشگاهی به روش مد لغزشی

فرید نجفی^۱ و مرتضی فتاحی^۲

آزمایشگاه تحقیقاتی عملگرها، دانشکده مهندسی مکانیک، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

چکیده

در این مقاله، دو کنترلر ردیابی موقعیت بر اساس روش مدولاسیون پهنای باند برای عملگر نیوماتیکی متشکل از یک سیلندر دوطرفه کنترل شده به وسیله شیرهای سلنوییدی دو وضعیتی و سه‌راهه قطع/وصل ارائه شده است. کنترلر اول یک کنترلر PID معمولی است که بهره‌های آن از روش زیگلر-نیکولز تعیین شده‌اند. کنترلر دوم، یک کنترلر مد لغزشی است که بر پایه مدل ریاضی ارائه شده و بر اساس الگوریتم PWM خاصی برای غلبه بر برخی عوامل غیرخطی‌کننده، مثل زمان مرده در اثر تأخیر زمانی به هنگام باز و بسته‌شدن شیرها و باند مرده به علت چسبندگی پیستون با جداره سیلندر، طراحی شده است. نتایج کنترلر PID در تست‌های تجربی سیستم حلقه‌بسته نشان‌دهنده مناسب بودن الگوریتم PWM در کنترل سیستم‌های سرونیوماتیک با دقت بالاست. مقادیر خطاهای حالت ماندگار در پاسخ کنترلر PID به ورودی‌های پله، نزدیک به میزان دقت قابل اندازه‌گیری برای موقعیت پیستون در سیستم سرونیوماتیک ساخته شده (0.12 mm) می‌باشد. مقایسه مقادیر خطای ماکزیمم و جذر میانگین مربعات خطا (RMS) در نتایج تست‌های حلقه‌بسته سیستم، در پاسخ به ورودی‌های سینوسی با فرکانس‌های مختلف، نشان می‌دهد کنترلر مد لغزشی نسبت به کنترلر PID توانایی و دقت بالاتری دارد. این روند، در جایی که فرکانس مسیر ورودی افزایش می‌یابد، بیشتر محسوس است. این روش در مقایسه با سایر کارهایی هم که در آنها از ریشه‌های تناسبی استفاده شده، نتایج بهتری را نشان می‌دهد.

واژه‌های کلیدی: عملگر، سرو نیوماتیک، کنترل موقعیت، کنترلر مد لغزشی، مدولاسیون پهنای پالس

Position Control of an Experimental Servo Pneumatic Actuator, Using Sliding Mode Control

F. Najafi and M. Fathi

Actuators Research laboratory, of Mech. Eng. Dep't., K.N. Toosi University of Tech.

ABSTRACT

In this paper, two position controllers have been developed for a double-acting pneumatic cylinder with two 3/2 on/off solenoid valves, using PWM method. The first one is a PID controller, whose gains have been obtained by Ziegler-Nicolts method. The second one - a Sliding Mode Controller (SMC) - has been designed based on a specific mathematical model, where an appropriate PWM method has been applied to overcome non-linearities such as time delay, during opening or closing of valves, and deadband due to stiction. The results of experimental tests on the closed loop system with the PID controller illustrate that the PWM method is suitable for servo control purposes with high accuracy. Furthermore, high accuracy was also achieved in experimental results in response to step inputs. Small values of maximum and Root Mean Square (RMS) positioning errors in response to sinusoidal inputs with various frequencies show better accuracy of SMC controller in comparison with the PID one. Good performance of the developed SMC is even more evident as frequency increases. These results also show considerable improvements in accuracy in comparison with the results of previous works on costly proportional valves.

Key Words: Actuator, Servo Pneumatic, Position Control, Sliding Mode Control, Pulse Width Modulation

۱-استادیار (نویسنده پاسخگو): fnajafi@kntu.ac.ir

۲-کارشناس ارشد: morteza.fathi@gmail.com

۱- مقدمه

از دیر باز نیوماتیک نقش مهمی در اجرای کارهای مکانیکی داشته است. اما به طور معمول، اولین گزینه برای به کارگیری در سیستم‌های سرو نیست. عوامل غیرخطی کننده‌ای مثل اصطکاک، تراکم‌پذیری هوا و زمان تأخیر در شیرهای فرمان‌دهنده، رسیدن به اهداف کنترلی در نیوماتیک را مشکل ساخته‌اند؛ اما مزایایی از قبیل هزینه پایین، نسبت نیرو به وزن بالا، نگهداری راحت، تمیزی و ایمنی بالاتر در محیط‌های اشتعال پذیر سبب شده است که از عملگرهای نیوماتیکی به طور گسترده در صنایع مختلف استفاده شود. اگر به این عملگرها توانایی ردیابی موقعیت داده شود، می‌توان در بسیاری از کاربردهای اتوماسیون، رباتیک، پزشکی و واسطه‌های لامسه‌ای از آنها بهره برد. در دهه ۹۰ میلادی با افزایش سرعت کامپیوترهای دیجیتال، امکان به کارگیری تکنیک‌های کنترل غیرخطی مهیا شد و در نتیجه آن، قدرت کنترلرها افزایش یافت. در سالهای ۱۹۹۱ و ۱۹۹۳ از کنترلرهای تطبیقی برای اعمال نیرو و ردیابی موقعیت مسیر عملگرهای نیوماتیکی استفاده گردید [۱-۲]. در بیشتر کارهای صورت گرفته برای کنترل سیستم‌های سرو نیوماتیکی، از شیرهای گران قیمت سرو و تناسبی استفاده شده است. سرچر و وان^۱ با استفاده از این نوع شیرها، موقعیت سیلندر دوطرفه نیوماتیکی را با دقتی در حدود ± 0.2 mm در مسیرهای پله کنترل نموده و نشان دادند که کنترلر مود لغزشی نسبت به افزایش جرم سیستم، در مقایسه با کنترلر معمولی (فیدبک موقعیت و اختلاف فشار محفظه‌های سیلندر) بسیار مقاوم‌تر است [۳]. در سال ۲۰۰۱، وانگ و همکارانش^۲ توانستند با استفاده از راهبرد کنترل مقاوم با خطای حداکثر ۸ mm، موقعیت سیلندر نیوماتیکی را در مسیر S شکل (به مدت زمان ۱/۵ ثانیه) کنترل نمایند [۵،۴]. ریچر و هرمزلو^۳ در بررسی خود از دو کنترلر غیرخطی نیرو بر پایه تئوری کنترل مود لغزشی، یکی با مرتبه کامل و دیگری با مرتبه کاهش یافته استفاده نمودند [۶،۷].

لی و همکارانش^۴ یک روش کنترل موقعیت جدید، شامل یک حلقه کنترل فشار داخلی که از یک کنترلر PID بر پایه خطی‌سازی فیدبک استفاده می‌نمود و یک حلقه کنترل موقعیت بیرونی متشکل از یک کنترلر PID با جبران‌سازی اصطکاک، برای یک سیستم نیوماتیکی شامل یک عملگر و یک شیر تناسبی پنج‌راهه ارائه نمودند [۸]. نتایج کنترل آنها به ورودی سینوسی با فرکانس ۰/۲ Hz و دامنه ۳۰ mm، حداکثر خطای ۶/۶ mm و RMS خطا ۲/۱ mm را به همراه داشت. استفاده از شیرهای سلنوییدی قطع/وصل^۵ هزینه نهایی در سیستم‌های سرو نیوماتیک را به طور چشمگیری کاهش می‌دهد. بنابراین برخی محققان به روشهایی چون مدولاسیون پهنای پالس^۶ (PWM) که قابلیت کنترل سرو عملگرهای نیوماتیکی را با استفاده از این شیرها فراهم می‌آورد، روی آوردند. ون‌وارسولد و بونه^۷ از طرحی خاص برای تبدیل مقدار سیگنال کنترلی به مقادیر نسبت وظیفه^۸ هر یک از شیرها در روش PWM بهره گرفتند که در نتیجه آن مشکل غیرخطی بودن پاسخ سیستم و وجود باند مرده در آن حل می‌شد. نتایج کنترلر به کار برده شده توسط آنها (کنترلر PID گسسته با عمل انتگرالی محدود) برای تعقیب مسیر S شکل ۶۴ میلی‌متری (به مدت زمان ۱ ثانیه) دقتی در حدود ۲mm را به همراه داشت [۹]. کار تقریباً مشابهی برای کنترل سیلندر نیوماتیکی قرار گرفته به صورت عمودی، توسط جنتایل و همکاران^۹ انجام گرفت که در آن اثرات نیروی جاذبه در نظر گرفته می‌شد [۱۰]. آهن و یوکوتا^{۱۱} یک روش کنترل سوئیچ‌کننده هوشمند برای کنترل موقعیت یک سیلندر نیوماتیکی بدون میله، با استفاده از شیرهای سلنوییدی قطع/وصل از نوع ۲/۲، که نسبت به تغییرات مقادیر بارهای خارجی اعمالی روی پیستون مقاوم بود، ارائه نمودند [۱۱]. آرون و همکارانش^{۱۱} از یک کنترلر مود

5-Lee et al. 2002

6-On/Off Valves

7-Pulse Width Modulation (PWM)

8- Varseveld and Bone 1997

9- Duty Cycle

10 - Gentile et al. 2002

11- Ahn and Yokota 2005

12 - Arun et al. 1994

1-Surgenor & Vaughan 1997

2-Wang et. al. 1999, 2001

3-Richer and Hurmuzlu 2000a, 2000b

دلیل تأخیر زمانی به هنگام باز و بسته شدن شیرها جست و جو کرد.

در این مقاله، برای برطرف کردن این ضعف، از الگوریتم تبدیل خاصی در روش PWM [۹] که توانایی غلبه بر عوامل غیرخطی‌کننده مذکور را دارد، بهره گرفته شده است. ضمناً با توجه به عدم قطعیت‌های موجود در مدل ارائه شده، از قبیل نوع فرآیند ترمودینامیکی سپری‌شده به هنگام پر و خالی شدن محفظه‌های سیلندر از هوا، مدل ساده شده اصطکاک، میزان دقت در تعیین ثوابت نرخ جریان شیرها و صرف‌نظر کردن از دینامیک‌های فرکانس بالای سیستم، از کنترلر مود لغزشی که توانایی غلبه بر هر دو دسته عدم قطعیت‌های پارامتری و غیرساختاری مذکور را دارد، استفاده شده است.

برای هماهنگ سازی کنترلر مود لغزشی با الگوریتم PWM مذکور روابط ریاضی مفصل و پیچیده‌ای استخراج گردید و روی مجموعه آزمایشگاهی سرو نیوماتیک ساخته شده به کار گرفته شد. همچنین در این مقاله، دو کنترلر ردیابی موقعیت بر اساس روش PWM مذکور، برای مجموعه سرو نیوماتیک ساخته شده، متشکل از یک سیلندر دوطرفه کنترل شده به وسیله شیرهای سلنوییدی دو وضعیتی و سه راهه قطع/ وصل ارائه شده است. کنترلر اول، یک کنترلر PID معمولی می‌باشد که بهره‌های آن از روش زیگلر- نیکولز تعیین شده است. کنترلر دوم، کنترلر مود لغزشی است که روابط آن بر اساس الگوریتم PWM مذکور و بر پایه مدل ریاضی ارائه شده در قسمت اول این مقاله که صحت آن توسط تست‌های حلقه باز مجموعه آزمایشگاهی تأیید گردیده، استخراج شده است. این کنترلرها، کارایی بالایی را هم در نتایج شبیه‌سازی عددی و هم در نتایج تست‌های تجربی، از خود نشان داده‌اند. مقایسه مقادیر خطای حداکثر و RMS^۴ خطا در نتایج تست‌های حلقه بسته سیستم در پاسخ به ورودی‌های سینوسی با فرکانس‌های مختلف، نشان از توانایی و دقت بالاتر کنترلر مود لغزشی نسبت به کنترلر PID دارد. این مسئله، وقتی فرکانس مسیر ورودی افزایش می‌یابد، بیشتر محسوس است. همچنین نتایج این کنترلر بهتر از نتایج ارائه شده در مرجع [۷].

لغزشی^۱ کاهش مرتبه یافته، برای تعقیب مسیرهای پله توسط سیلندر نیوماتیکی استفاده نمودند که برخی فرضیات ساده کننده در ساختار کنترلر آنها، سبب کاهش توانایی آن در از بین بردن اثرات غیرخطی کننده سیستم نیوماتیک می‌شد [۱۲].

کلیه کارهای صورت گرفته مذکور، دارای ضعف‌هایی می‌باشند که در زیر فهرست شده‌اند:

۱- کارایی اغلب این کنترلرها فقط با ورودی‌های پله سنجیده شده‌اند [۳ و ۱۰-۱۲]؛ حال این که در بسیاری از کاربردها نیاز به تعقیب مسیرهای هارمونیک توسط عملگر نیوماتیکی می‌باشد.

۲- در مواردی هم که پاسخ کنترلر به ورودی‌های سینوسی مورد بررسی قرار گرفته است، از شیرهای گران قیمت و نسبتاً بزرگ و سنگین تناسبی استفاده شده است [۸-۶].

۳- تنها در مرجع ۹ پاسخ سیستم کنترلی که از شیرهای قطع/ وصل استفاده می‌نماید، به ورودی S-Curve آن هم فقط با یک دامنه و زمان مشخص مورد ارزیابی قرار گرفته است. ضمن آن که کنترلر آن‌ها ساده بوده و توانایی بالایی در غلبه بر عدم قطعیت‌های ساختاری و غیرساختاری، همچنین اغتشاشات خارجی این گونه سیستم‌ها ندارد.

هدف این مقاله، کنترل موقعیت سیلندر دوطرفه نیوماتیکی با استفاده از شیرهای قطع/ وصل، به طوری که بتواند مسیرهای هارمونیک با دامنه و فرکانس‌های مختلف را تعقیب نماید، می‌باشد. بارس و همکارانش^۲ و همچنین شن و همکارانش^۳ برای اولین بار توانستند به کمک روش میانگین‌گیری، از کنترلرهای مود لغزشی و روش PWM برای کنترل سیلندر دوطرفه نیوماتیکی در مسیرهای سینوسی استفاده نمایند [۱۴-۱۳]؛ اما دقت کنترلر آن‌ها چندان چشمگیر نبود که علت آن را می‌توان در ضعف الگوریتم PWM مورد استفاده آنها در حذف عوامل غیرخطی‌کننده‌ای چون باند مرده به دلیل چسبندگی پیستون با جداره سیلندر و زمان مرده به

1-Sliding Mode

2-Barth et al. 2002

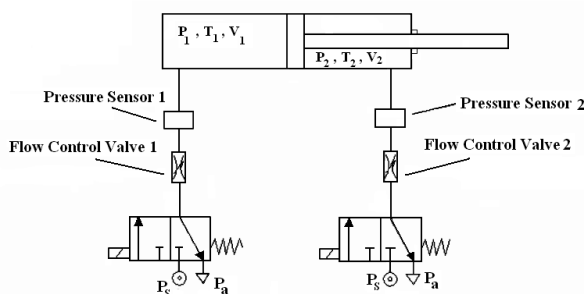
3-Shen et al. 2004

4-Root Mean Square (RMS)

که در آن، P_u و P_d به ترتیب فشار پایین دست و بالا دست جریان، T_o دمای سکون هوا، A_v سطح مقطع مؤثر اریفیس (در اینجا شیرهای کنترلی قطع/وصل)، C_d ثابت تخلیه و b نسبت حرارتی ویژه می‌باشند. چگونگی محاسبه مقدار A_v در رابطه (۵) بر حسب شکل ولتاژ اعمالی به سلنویید شیرهای فرمان‌دهنده، با توجه به زمان‌های تأخیر، برخاست و نشست شیرها صورت می‌گیرد.

۳- الگوریتم PWM

عموماً در کاربردهای موقعیت دهی (مانند کنترل موقعیت یا نیرو در سیلندره‌های دوطرفه نیوماتیکی) باید بتوان دبی‌های جرمی متفاوتی را به صورت پیوسته در داخل المان‌های نیوماتیکی عبور داد؛ از شیرهای سرو یا تناسبی در چنین سیستم‌هایی استفاده می‌گردد؛ اما در برخی موارد نیاز به کنترل المان نیوماتیکی در زمان‌های کوتاه و با صرف هزینه پایین می‌باشد که با توجه به ارزانتر بودن شیرهای قطع/وصل نسبت به شیرهای مذکور، از آنها استفاده می‌گردد.



شکل (۱): مدار نیوماتیکی سیستم.

از آنجایی که شیرهای سلنوییدی قطع/وصل، فقط دو مقدار دبی صفر یا ماکزیمم را در دو حالت کاملاً بسته یا باز از خود عبور می‌دهند؛ به همین دلیل از روش مدلاسیون پهنای پالس (PWM) بهره گرفته می‌شود. در این روش، با توجه به مقدار ورودی کنترلی u ، برای هر بازه زمانی نمونه‌برداری از سیستم، مدت زمان باز و بسته بودن شیر تعیین می‌شود و معادل با این زمان‌ها، دستور باز یا بسته بودن (پالس الکتریکی) به شیر ارسال می‌شود

که بهترین نتایج را نسبت به محققان دیگر کسب نموده بودند و ضمناً از شیرهای توان‌تر و گران‌تر تناسبی بهره برده‌اند (بیشترین خطای ۶/۶ mm و RMS خطای ۲/۱ mm در فرکانس ۰/۲ Hz و دامنه ۳۰ mm)، می‌باشد.

۲- مدل سیستم

شکل شماتیک سیستم نیوماتیکی مورد مطالعه، در شکل ۱ نشان داده شده است و معادلات حالت عملگر نیوماتیکی با روابط (۱) تا (۴) بیان می‌گردد [۱۵].

$$\dot{x} = v \quad (1)$$

$$(2)$$

$$\dot{v} = \frac{P_1 A_1 - P_2 A_2 - P_a A_{rod} - F_f - \beta v - F_{load}}{m} \quad (3)$$

$$\dot{P}_k(t) = \frac{P_k K}{V_k} (\dot{m}_{in_k} \frac{T_{in} R}{P_k} - \dot{m}_{out_k} \frac{RT_k}{P_k} - \dot{V}_k) \quad k=1,2 \quad (4)$$

$$\dot{T}_k(t) = (KT_{in} - T_k) \frac{R\dot{m}_{in_k}}{P_k V_k} T_k - (K-1) \frac{R\dot{m}_{out_k}}{P_k V_k} T_k^2 - (K-1) \frac{\dot{V}_k}{V_k} T_k \quad k=1,2$$

در روابط فوق، x و v موقعیت و سرعت پیستون، m مجموع جرم قسمت‌های متحرک دستگاه، P_1 و P_2 فشار محفظه‌های سیلندر، T_1 ، T_2 دمای این محفظه‌ها، A_1 و A_2 سطوح مقطع دو طرف پیستون، A_{rod} سطح مقطع میله پیستون، R ثابت عمومی گاز، K نسبت حرارتی ویژه، F_f نیروی اصطکاک کولمب، β ثابت اصطکاک ویسکوز، F_{load} نیروی ناشی از بار خارجی، P_s فشار هوای تغذیه، T_{in} دمای هوای ورودی و P_a و T_a نیز دما و فشار محیط می‌باشند. \dot{m}_{in_k} و \dot{m}_{out_k} نیز، مقادیر دبی‌های جرمی ورودی و خروجی به و از محفظه شماره k ام (برابر ۱ یا ۲) سیلندر می‌باشند.

برای محاسبه دبی‌های ورودی به و خروجی از محفظه‌های سیلندر، از تئوری اریفیس واقعی [۱۷] استفاده می‌شود که رابطه آن در زیر ارائه شده است:

$$(5)$$

$$\dot{m} = C_d A_v \begin{cases} \frac{P_u}{\sqrt{RT_o}} & \text{If } 0 < r \leq b \text{ Choked Flow} \\ \frac{P_u}{\sqrt{RT_o}} \sqrt{1 - \left(\frac{r-b}{1-b}\right)^2} & \text{If } b < r \leq 1 \text{ Subsonic Flow} \end{cases}$$

$$r = P_d/P_u$$

گرفته است. همچنین برای جلوگیری از افزایش میزان فرجهش^۱ و کاهش خطای حالت ماندگار از عمل انتگرالی محدود^۲ استفاده شده که پیش از این هم توسط محققین دیگر به کار رفته است [۹]. در این روش، تنها وقتی که قدرمطلق خطا ($e(k)$) درون محدوده کوچک ($|e(k)| < \delta$) قرار داشته باشد، عمل انتگرالی صورت می‌گیرد. مقادیر نهایی بهره‌های کنترلر PID و مقدار δ به کار رفته در شبیه‌سازی‌های عددی و تست‌های تجربی در جدول ۱ ارائه شده‌اند.

جدول (۱): مقادیر نهایی بهره‌های کنترلر PID و مقدار δ .

	Proportional gain: k_p	Bounded integration gain: k_i	Derivative gain: k_d	δ
Simulation value	246	492	4.15	3
Experimental value	264	377	4.45	1

۵- کنترلر مود لغزشی

به منظور ارزیابی سیستم کنترل مود لغزشی برای کنترل موقعیت پیستون، در این قسمت به طراحی کنترلر مود لغزشی می‌پردازیم. برای این کار نیاز است که معادله سیستم سرو نیوماتیک به فرم رابطه (۶) استخراج گردد.

$$x^{(n)} = f(\bar{X}) + b(\bar{X})u \quad (6)$$

در رابطه فوق، x خروجی سیستم (موقعیت پیستون)، u ورودی کنترلی و \bar{x} بردار متغیرهای حالت به فرم $\bar{x} = [x \ \dot{x} \ \dots \ x^{(n-1)}]^T$ می‌باشد. برای رسیدن به این منظور، با مشتق‌گیری از طرفین رابطه (۲) و قراردادی مقادیر نرخ تغییرات فشار محفظه‌ها از رابطه (۳) در معادله حاصل و پس از مرتب‌سازی، رابطه (۷) حاصل می‌شود.

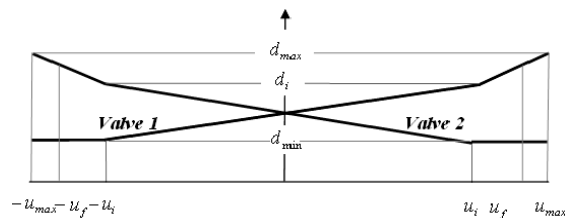
$$\ddot{x} = \frac{A_1 P_1 k}{m v_1} \left[\dot{m}_{in_1} \frac{T_{in} R}{P_1} - \dot{m}_{out_1} \frac{T_1 R}{P_1} - A_1 \dot{x} \right] - \frac{A_2 P_2 k}{m v_2} \left[\dot{m}_{in_2} \frac{T_{in} R}{P_2} - \dot{m}_{out_2} \frac{T_2 R}{P_2} \right] - \frac{\beta}{m} \ddot{x} \quad (7)$$

از آنجایی که باید مقدار ورودی کنترلی u در هر دوره PWM (هر ۱۶ میلی‌ثانیه) به روز^۳ شود، مقدار متغیرهای

و از این طریق می‌توان به سرعت‌های مختلف پیستون دست یافت.

طرح‌های مختلفی برای تبدیل مقدار سیگنال u به مقادیر نسبت وظیفه شیرها (نسبت زمان روشن بودن شیر به دوره PWM) معرفی شده‌اند [۱۱-۹ و ۱۴-۱۳]. الگوریتم به کار برده شده توسط بارس و شن همکارانش [۱۳-۱۴] توانایی از بین بردن اثر غیرخطی‌کننده زمان مرده و باند مرده را نداشت. اما وان‌وارسولد [۹] برای رفع اشکالاتی چون باند مرده، غیرخطی بودن رابطه ورودی-خروجی و پایین بودن سرعت سیستم در الگوریتم‌های موجود PWM، طرح جدیدی معرفی نمود. در این مقاله نیز، از این روش بهره گرفته شده است و دیاگرام آن در شکل ۲ دیده می‌شود.

در این طرح، مقدار نسبت وظیفه هر شیر، مجاز به کمتر شدن از مقدار مینیمم d_{min} ، که برابر نسبت زمان پاسخ شیر به دوره PWM است، نمی‌باشد. برای حفظ نسبت خطی بین ورودی-خروجی سیستم، در زمان‌هایی که مقدار نسبت وظیفه یکی از شیرها برابر d_{min} است، مقدار نسبت وظیفه شیر دیگر با شیب دو برابر نسبت به تغییرات u افزایش می‌یابد.



شکل (۲): چگونگی اعمال پالس به شیرها در مقابل

ورودی کنترلی u در الگوریتم PWM.

در این روش، دوره PWM برابر ۱۶ ms در نظر گرفته شده است و مقدار d_{min} از تقسیم زمان پاسخ شیر (۳/۴ ms) بر مقدار این زمان، به دست آمده است.

۴- کنترلر PID

در این قسمت، به طراحی کنترلر کلاسیک از نوع PID برای کنترل عملکرد سیستم نیوماتیک مورد بررسی می‌پردازیم. مقادیر بهره‌های کنترلر PID به روش زیگلر-نیکولز تعیین شده که پس از انجام چند نمونه شبیه‌سازی و تست‌های تجربی، تصحیحات نهایی روی آنها صورت

1-Overshoot

2-Bounded Integration

3-Update

در روابط فوق، k_{val} ثابت عبور جریان هوا از شیر، در یک دوره PWM است. از آنجایی که مقدار این عامل به ازای مقادیر مختلف u ثابت نمی‌باشد و تعیین تابعی از u برای مقدار k_{val} ، کار مشکل و بی‌نتیجه است؛ به همین دلیل برای محاسبه مقدار توابع $f(\bar{x})$ و $b(\bar{x})$ ، از مقادیر متوسط دبی‌های جرمی در یک دوره PWM استفاده می‌نماییم. از آنجایی که به ازای پنج بازه تغییرات u پنج رابطه برای تبدیل مقدار u به مقدار نسبت وظیفه هر شیر وجود دارد، به همین دلیل پنج رابطه برای این توابع به دست می‌آید (روابط ۲۲-۳۱).

$$\text{If } -u_i \leq u \leq u_i$$

$$f(\bar{x}) = \frac{A_1 k}{m} \left[\frac{RT_{in}}{V_1} \cdot \frac{\bar{m}_{in_i}}{1+u} - \frac{RT_1}{V_1} \cdot \frac{\bar{m}_{out_i}}{1-u} - \frac{P_1}{V_1} \dot{V}_1 \right] - \frac{A_2 k}{m} \left[\frac{RT_{in}}{V_2} \cdot \frac{\bar{m}_{in_2}}{1-u} - \frac{RT_2}{V_2} \cdot \frac{\bar{m}_{out_2}}{1+u} - \frac{P_2}{V_2} \dot{V}_2 \right] - \frac{\beta}{m} \ddot{x} \quad (22)$$

$$b(\bar{x}) = \frac{A_1 k}{m} \left[\frac{RT_{in}}{V_1} \cdot \frac{\bar{m}_{in_i}}{1+u} + \frac{RT_1}{V_1} \cdot \frac{\bar{m}_{out_i}}{1-u} \right] - \frac{A_2 k}{m} \left[\frac{RT_{in}}{V_2} \cdot \frac{\bar{m}_{in_2}}{1-u} - \frac{RT_2}{V_2} \cdot \frac{\bar{m}_{out_2}}{1+u} \right] \quad (23)$$

$$\text{else If } u_i < u \leq u_f \quad (24)$$

$$f(\bar{x}) = \frac{A_1 k}{m} \left[\frac{RT_{in}}{V_1} \cdot \frac{d_{min} \bar{m}_{in_i}}{d_{min} + u} - \frac{RT_1}{V_1} \cdot \frac{d_i \bar{m}_{out_i}}{d_i - u} - \frac{P_1}{V_1} \dot{V}_1 \right] - \frac{A_2 k}{m} \left[\frac{RT_{in}}{V_2} \cdot \frac{\bar{m}_{in_2}}{d_{min} + u} - \frac{RT_2}{V_2} \cdot \frac{\bar{m}_{out_2}}{d_i - u} - \frac{P_2}{V_2} \dot{V}_2 \right] - \frac{\beta}{m} \ddot{x} \quad (25)$$

$$b(\bar{x}) = \frac{A_1 k}{m} \left[\frac{RT_{in}}{V_1} \cdot \frac{\bar{m}_{in_i}}{d_{min} + u} + \frac{RT_1}{V_1} \cdot \frac{\bar{m}_{out_i}}{d_{min} - u} \right] - \frac{A_2 k}{m} \left[\frac{RT_{in}}{V_2} \cdot \frac{\bar{m}_{in_2}}{d_{min} + u} - \frac{RT_2}{V_2} \cdot \frac{\bar{m}_{out_2}}{d_i - u} \right] \quad (26)$$

$$f(\bar{x}) = \frac{A_1 k}{m} \left[\frac{RT_{in}}{V_1} \cdot \frac{d_{min} \bar{m}_{in_i}}{d_{min} + u} - \frac{P_1}{V_1} \dot{V}_1 \right] - \frac{A_2 k}{m} \left[\frac{RT_{in}}{V_2} \cdot \frac{\bar{m}_{in_2}}{d_{min} + u} - \frac{RT_2}{V_2} \cdot \frac{\bar{m}_{out_2}}{d_i - u} - \frac{P_2}{V_2} \dot{V}_2 \right] - \frac{\beta}{m} \ddot{x} \quad (27)$$

$$b(\bar{x}) = \frac{A_1 k}{m} \cdot \frac{RT_{in}}{V_1} \cdot \frac{\bar{m}_{in_i}}{d_{min} + u}$$

$$\text{else If } -u_f \leq u < -u_i$$

حالت در رابطه (۷)، مقدار میانگین آن‌ها در یک دوره می‌باشند. مقدار میانگین دبی‌های جرمی در هر دوره با توجه به الگوریتم PWM به کار برده شده، از روابط (۸) تا (۲۱) به دست می‌آیند.

$$\text{If } -u_i \leq u \leq u_i$$

$$\bar{m}_{in_i} = f(P_1).k_{val}.dc_1 = f(P_1).k_{val} \cdot (0.5u + 0.5) \quad (8)$$

$$\bar{m}_{out_i} = f(P_1, T_1).k_{val} \cdot (1 - dc_1) = f(P_1, T_1).k_{val} \cdot (-0.5u + 0.5) \quad (9)$$

$$\bar{m}_{in_2} = f(P_2).k_{val}.dc_2 = f(P_2).k_{val} \cdot (-0.5u + 0.5) \quad (10)$$

$$\bar{m}_{out_2} = f(P_2, T_2).k_{val} \cdot (1 - dc_2) = f(P_2, T_2).k_{val} \cdot (0.5u + 0.5) \quad (11)$$

$$\text{else If } u_i \leq u \leq u_{max}$$

$$\bar{m}_{in_i} = f(P_1).k_{val}.dc_1 = f(P_1).k_{val} \cdot (u + d_{min}) \quad (12)$$

$$\bar{m}_{out_i} = f(P_1, T_1).k_{val} \cdot (1 - dc_1) = f(P_1, T_1).k_{val} \cdot (-u + d_i) \quad (13)$$

$$\bar{m}_{in_2} = f(P_2).k_{val}.dc_2 = f(P_2).k_{val} \cdot d_{min} \quad (14)$$

$$\bar{m}_{out_2} = f(P_2, T_2).k_{val} \cdot (1 - dc_2) = f(P_2, T_2).k_{val} \cdot d_i \quad (15)$$

$$\text{else If } -u_{max} \leq u \leq -u_i$$

$$\bar{m}_{in_i} = f(P_1).k_{val}.dc_1 = f(P_1).k_{val} \cdot d_{min} \quad (16)$$

$$\bar{m}_{out_i} = f(P_1, T_1).k_{val} \cdot (1 - dc_1) = f(P_1, T_1).k_{val} \cdot d_i \quad (17)$$

$$\bar{m}_{in_2} = f(P_2).k_{val}.dc_2 = f(P_2).k_{val} \cdot (-u + d_{min}) \quad (18)$$

$$\bar{m}_{out_2} = f(P_2, T_2).k_{val} \cdot (1 - dc_2) = f(P_2, T_2).k_{val} \cdot (u + d_i) \quad (19)$$

اگر مقدار $u > u_f$ یا $u < -u_f$ باشد، در آن صورت زمان فرمان ارسالی برای خاموش شدن شیر، کمتر از زمان پاسخ شیر به هنگام خاموش شدن می‌باشد و عملاً اجازه خروج جریان هوا از محفظه‌ها داده نمی‌شود. بنابراین در روابط (۱۳) و (۱۹) مقادیر \bar{m}_{out_2} ، \bar{m}_{out_1} برابر صفر می‌شوند.

$$\text{If } u > u_f = 0.63125$$

$$\bar{m}_{out_1} = 0 \quad (20)$$

$$\text{If } u < -u_f = -0.63125$$

$$\bar{m}_{out_2} = 0 \quad (21)$$

در رابطه فوق، Φ ضخامت لایه مرزی می‌باشد و sat نیز تابع اشباع است.

به منظور ارضای شرط لغزش در رابطه (۳۴) $(\frac{1}{2} \frac{d}{dt} s^2 \leq -\eta |s|)$ ، تا سیستم از هر شرایط اولیه‌ای، مخالف شرایط اولیه مطلوب، بتواند خود را به سطح لغزش برساند، مقدار k از رابطه (۳۵) بدست می‌آید.

$$k = \beta(F + \eta) + (\beta - 1) \hat{b} \hat{u} \quad (35)$$

در رابطه فوق، β حاشیه بهره کنترلی و F نیز بزرگترین مقدار عدم قطعیت روی f می‌باشد. مقدار \hat{b} در روابط (۳۴) و (۳۵)، میانگین هندسی حد بالا و پایین تخمین از مقدار b (بهره کنترلی) می‌باشد و از رابطه (۳۶) به دست می‌آید.

$$\hat{b} = (b_{\min} \cdot b_{\max})^{1/2} \quad (36)$$

در رابطه (۳۵)، η کمیتی همواره مثبت است و تضمین می‌نماید، سیستم در هر شرایط اولیه‌ای در زمانی کمتر از $t_{reach} \leq \frac{|s(t=0)|}{\eta}$ به صفحه لغزشی برسد. بنابراین، متناسب

در نظر گرفتن این ترم با خطای سیستم، باعث کوتاه‌تر شدن این زمان و در نتیجه کاهش خطای سیستم می‌گردد و چون s ، تابعی وزن دار از خطای موقعیت، سرعت، شتاب و انتگرال خطای موقعیت می‌باشد و مؤید فاصله از صفحه لغزشی است، مقدار η را در هر لحظه از رابطه (۳۷) محاسبه می‌شود.

$$\eta = \alpha s^2 \quad (37)$$

در رابطه فوق ترم α کمیتی همواره مثبت است و پس از بررسی چندین نمونه شبیه‌سازی و تست تجربی برابر $\alpha = 0.1$ تعیین گردید. در رابطه (۳۴)، Φ ضخامت لایه مرزی از رابطه (۳۸) به دست می‌آید.

$$\Phi = \varepsilon \lambda^{n-1} \quad (38)$$

در رابطه فوق، ε پهنای لایه مرزی بوده و با توجه به حداکثر مقدار s در شبیه‌سازی‌ها و تست‌های تجربی برابر ۰/۱ تعیین شده است.

در رابطه (۳۵)، β از رابطه (۳۹) و F نیز از رابطه (۴۰) تعیین می‌شوند:

$$\beta = \left(\frac{b_{\max}}{b_{\min}} \right)^{1/2} \quad (39)$$

(۲۸)

$$f(\bar{x}) = \frac{A_1 k}{m} \left[\frac{RT_{in} \bar{m}_{in}}{V_1} - \frac{RT_1 \bar{m}_{out}}{V_1} - \frac{P_1 \dot{V}_1}{V_1} \right] - \frac{A_2 k}{m} \left[\frac{RT_{in} \bar{m}_{in_2} d_{\min}}{V_2} - \frac{RT_2 \bar{m}_{out_2} d_i}{V_2} - \frac{P_2 \dot{V}_2}{V_2} \right] - \frac{\beta}{m} \ddot{x} \quad (29)$$

$$b(\bar{x}) = \frac{A_2 k}{m} \left[\frac{RT_{in} \bar{m}_{in_2}}{V_2} d_i + u + \frac{RT_2 \bar{m}_{out_2}}{V_2} d_i + u \right] \quad (30)$$

else If $u < -u_f$

$$f(\bar{x}) = \frac{A_1 k}{m} \left[\frac{RT_{in} \bar{m}_{in}}{V_1} - \frac{RT_1 \bar{m}_{out}}{V_1} - \frac{P_1 \dot{V}_1}{V_1} \right] - \frac{A_2 k}{m} \left[\frac{RT_{in} \bar{m}_{in_2} d_{\min}}{V_2} - \frac{P_2 \dot{V}_2}{V_2} \right] - \frac{\beta}{m} \ddot{x} \quad (31)$$

$$b(\bar{x}) = \frac{A_2 k}{m} \left[\frac{RT_{in} \bar{m}_{in_2}}{V_2} d_{\min} - u \right]$$

با در نظر گرفتن خطای موقعیت سیستم به فرم $\tilde{x} = x - x_d$ که x_d موقعیت مطلوب پیستون است، و در نظر گرفتن انتگرال خطای موقعیت به عنوان متغیر مورد نظر، سطح متغیر با زمان $s(t)$ در فضای متغیرهای حالت به شکل رابطه (۳۲) تعریف می‌شود [۱۶].

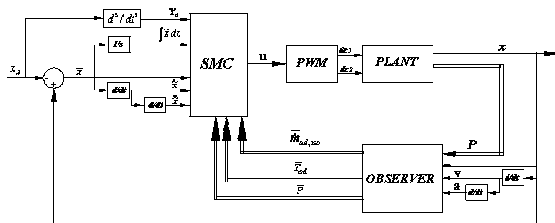
$$s(\bar{x}, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{-1} \left(\int_0^t \tilde{x} d\tau \right) \quad (32)$$

در رابطه فوق، λ ثابت پهنای باند کنترل (همواره مثبت) است. از آنجایی که روی صفحه لغزشی، مطلوب است تغییرات فاصله از این صفحه برابر صفر گردد (قضیه فیلیپاف $s=0$) [۱۶]. در این صورت با توجه به عدم قطعیت‌های موجود در توابع f و b ، بهترین تخمین از قانون کنترلی معادل \hat{u} از رابطه (۳۳)، به دست می‌آید.

$$\hat{u} = \hat{b}^{-1} \left\{ \hat{f} + \ddot{x}_d - (3\lambda \ddot{x} + 3\lambda^2 \dot{x} + \lambda^3 x) \right\} \quad (33)$$

در رابطه فوق، \hat{f} و \hat{b} بهترین تخمین ما از توابع f و b هستند، اما به دلیل عدم قطعیت در سیستم، و برای جلوگیری از ایجاد پدیده حرکت نوسانی^۱، مقدار نهایی ورودی کنترلی u ، از روی قانون کنترلی غیرپیوسته ملایم شده به شکل رابطه (۳۴) به دست می‌آید.

$$u = \hat{u} - k \hat{b}^{-1} sat(s/\Phi) \quad (34)$$



شکل (۳): بلوک- دیاگرام کنترلر مود لغزشی (SMC).

مقادیر موقعیت، سرعت و شتاب پیستون نیز با استفاده از سنسور موقعیت و دوار مشتق‌گیری متوالی از آن به دست می‌آیند.

۶- معرفی مجموعه آزمایشگاهی

تصویر مجموعه آزمایشگاهی به کار گرفته شده در این تحقیق در شکل ۴ دیده می‌شود. عملگر سیستم از یک سیلندر دو طرفه نیوماتیکی تشکیل شده است. کورس پیستون ۱۲۵ mm و قطر داخلی آن ۲۵ mm می‌باشد. پیستون به یک پتانسیومتر خطی (از نوع GEFRAN LT-M-175-P) متصل شده تا موقعیت آن را بتوان اندازه‌گیری نمود. شیرهای قطع/وصل مورد استفاده دارای زمان پاسخ کوتاه (در حدود ۲ ms) و نرخ جریان بالا بوده و می‌توانند در فرکانس‌های بالا (۳۳۰ Hz) کار نمایند. برای سوئیچ نمودن ولتاژ ۲۴ VDC روی سلنویید شیرها به هنگام ارسال پالس دیجیتال ۵ volt از کامپیوتر، از دو رله حالت جامد^۲ که توانایی سوئیچ شدن با فرکانس بالا را دارند، استفاده شده است. از دو سنسور فشار (از نوع BD 26.600-1002-1-100-300-500) برای فیدبک کردن فشار محفظه‌ها استفاده می‌شود. برای تبدیل خروجی آنالوگ سنسورهای فشار و سنسور موقعیت به سیگنال دیجیتال برای ورود به کامپیوتر، از کارت اکتساب داده‌ها (از نوع ADVANTECH- PCI 1710HG) با دقت ۱۲ بیت استفاده شده است.

$$\hat{f} = \frac{f_{\max} + f_{\min}}{2}; \quad F = f_{\max} - \hat{f} \quad (40)$$

مقدار λ نیز، با توجه به بیشترین تأخیر زمانی سیستم (تأخیر زمانی در عملگر در حدود $t_A = 4 \text{ msec}$) می‌باشد و از رابطه (۴۱) برابر ۸۵ در نظر گرفته شده است [۱۶].

$$\lambda \leq \lambda_A = \frac{1}{3T_A} \approx 85 \quad (41)$$

اما، تعیین مقادیر f_{\max} , f_{\min} , b_{\min} , b_{\max} در روابط (۳۹) و (۴۰) با توجه به میزان عدم قطعیت‌های موجود در مدل‌سازی سیستم انجام می‌گیرد. اگر بخواهیم عدم قطعیت‌های پارامتری موجود در مدل‌سازی را دسته‌بندی نماییم، با سه مورد زیر روبه‌رو خواهیم بود:

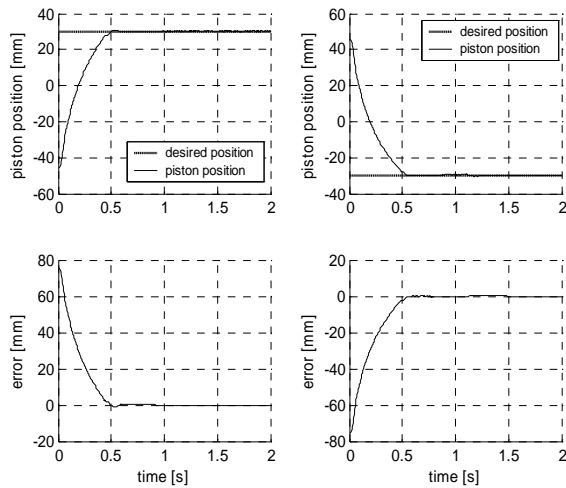
- عدم دقت در اندازه‌گیری ثوابت نرخ جریان شیرها،
- عدم دقت در تعیین مقادیر ترم‌های اصطکاکی،
- سپری شدن فرآیندی مابین حالت آدیاباتیک و ایزوترمال، به هنگام پر و خالی شدن محفظه‌های سیلندر از هوا.

با توجه به مقاوم بودن کنترلر مود لغزشی و کوچک‌تر بودن عدم قطعیت پارامتری، از عدم دقت در اندازه‌گیری ثوابت نرخ جریان شیرها و ترم‌های اصطکاکی در مقابل عدم قطعیت ناشی از فرآیند ترمودینامیکی سپری شده در سیستم، صرف‌نظر می‌نماییم.

برای محاسبه میزان عدم قطعیت ناشی از فرآیند ترمودینامیکی سپری شده در سیستم، مقادیر f, b را در روابط (۲۲) تا (۳۱) برای دو فرآیند آدیاباتیک (f_{ad}, b_{ad}) و ایزوترمال (f_{iso}, b_{iso}) با قراردادی مقدار k را در روابط مذکور، به ترتیب برابر $1/4$ و 1 محاسبه می‌گردند و به این ترتیب مقادیر ماکزیمم و مینیمم این پارامترها در هر دوره PWM به دست می‌آیند.

به این ترتیب، بلوک- دیاگرام کنترلر مود لغزشی به حالت نشان داده شده در شکل ۳ می‌باشد که در آن در بلوک SMC، مقدار u با استفاده از رابطه (۳۴) محاسبه می‌گردد. بلوک مشاهده‌گر^۱ نیز برای محاسبه مقادیر میانگین متغیرهای حالت سیستم در یک دوره PWM در نظر گرفته شده است.

ورودی‌های باقی نمی‌ماند. شکل ۸ پاسخ شبیه‌سازی کنترلر PID را به ورودی‌های سینوسی با دامنه و فرکانس‌های متفاوت نشان می‌دهد.



شکل ۴: تصویر مجموعه آزمایشگاهی ساخته‌شده.

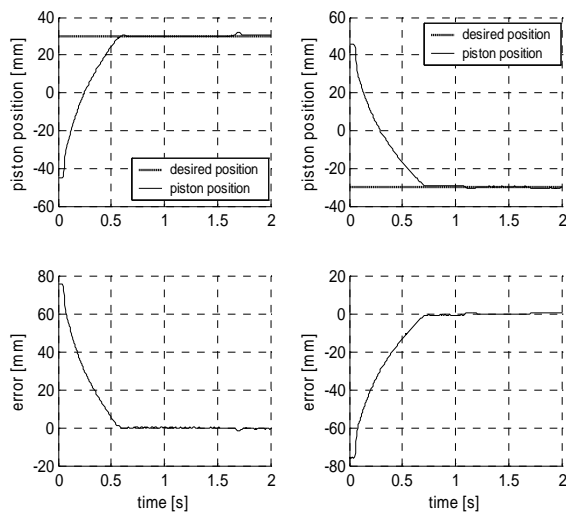
۷- نتایج شبیه‌سازی و ارزیابی تجربی

شکل ۵ پاسخ شبیه‌سازی کنترلر PID را به ورودی‌های پله مثبت و منفی با دامنه ۷۵ mm نشان می‌دهد. در شکل ۶ نیز، پاسخ تست‌های تجربی در ازای این ورودی‌ها دیده می‌شود. مقادیر زمان فرونشینی، خطای حالت ماندگار، زمان برخاست و میزان فراجش این پاسخ‌ها در جدول ۱ ارائه شده‌اند.

برای در نظر گرفتن اثر نویز سنسور موقعیت در شبیه‌سازی‌ها، یک متغیر اتفاقی با توزیع گوسی که دارای مقدار متوسط صفر و واریانس ۰/۰۴ می‌باشد و به مانند نویز اندازه‌گیری پتانسیومتر خطی استفاده شده است، به مقدار سیگنال x (موقعیت پیستون) اضافه گردیده است. برای نشان دادن توانایی کنترلر PID در پاسخ به ورودی‌های پله با دامنه‌های متفاوت و در جهات مختلف نیز، نتایج شبیه‌سازی و تجربی سیستم به ورودی چندپله^۱ در شکل ۷ نشان داده شده است. بالاترین خطای حالت ماندگار در پاسخ‌های شبیه‌سازی و تجربی سیستم به ورودی چندپله، به ترتیب برابر ۰/۲ mm و ۰/۳ mm است.

از آنجایی که مقادیر خطای حالت ماندگار به دست آمده در پاسخ کنترلر PID در کلیه تست‌ها، بسیار کم و نزدیک به حد دقت قابل اندازه‌گیری سیستم تشخیص موقعیت می‌باشد، دیگر جایی برای طراحی کنترلرهای غیرخطی پیچیده‌تر و توان‌تر در پاسخ به چنین

شکل (۵): نتایج شبیه‌سازی کنترلر PID به ورودی‌های پله مثبت و منفی.

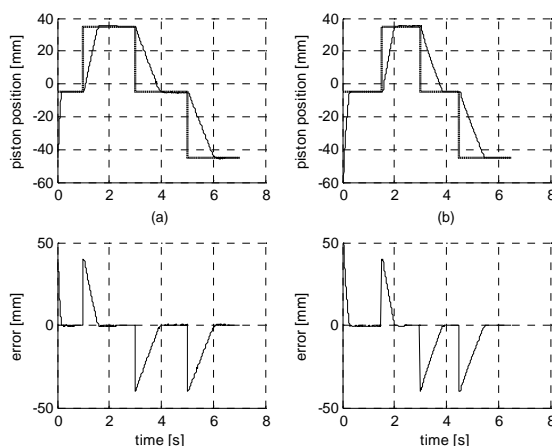
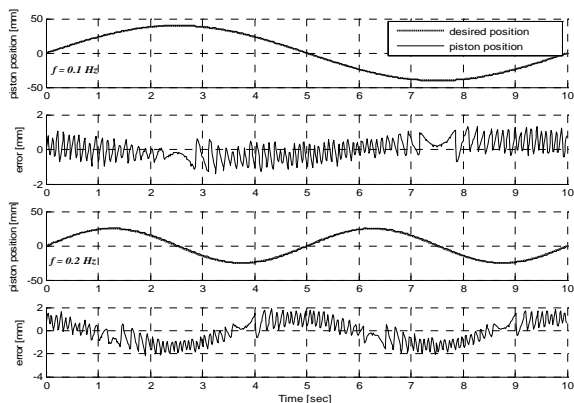


شکل (۶): نتایج تجربی کنترلر PID به ورودی‌های پله مثبت و منفی.

نتایج تجربی پاسخ این کنترلر به چنین ورودی‌هایی در شکل ۹ ارائه شده است.

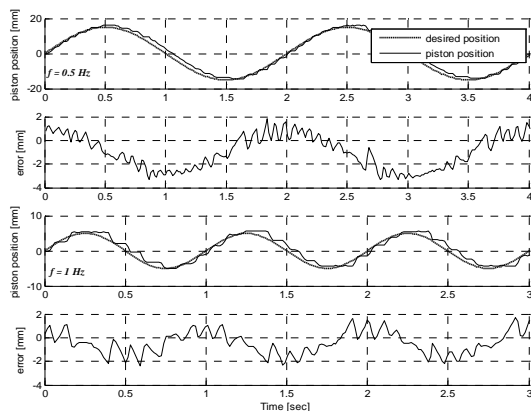
برای بررسی کارایی کنترلر PID به ورودی‌های سینوسی نیز، شبیه‌سازی‌های اولیه صورت گرفته است.

متوسط مربع (RMS) خطا در پاسخ شبیه‌سازی عددی و تست‌های تجربی کنترلرهای *SMC* و *PID* در جداول ۲ و ۳ ارائه شده‌اند.

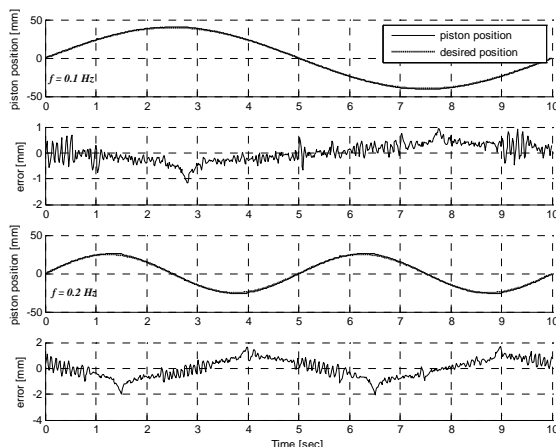


شکل (۷): نتایج تجربی کنترلر PID به ورودی‌های چندپله

(a): نتایج شبیه‌سازی (b) نتایج تجربی.



شکل (۹): نتایج تجربی کنترلر PID به ورودی‌های سینوسی.



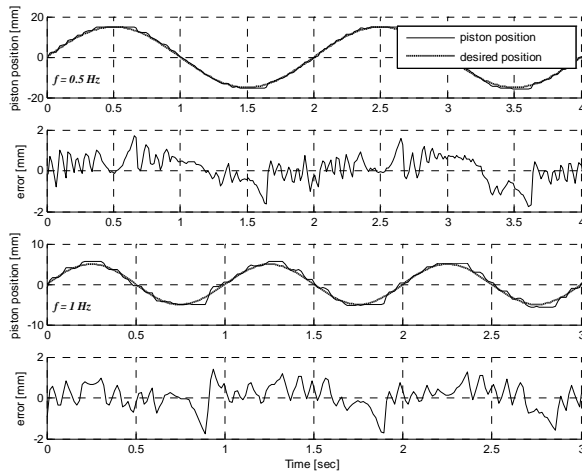
شکل (۸): نتایج شبیه‌سازی کنترلر PID به ورودی‌های سینوسی.

برای اطلاع از چگونگی تغییرات ترم‌های f, F, β, \bar{b}, S ، مقادیر به‌دست آمده آن‌ها از تست‌های تجربی به ازای پاسخ سیستم به ورودی سینوسی با فرکانس 0.1 Hz و دامنه 40 mm در شکل ۱۲ نشان داده شده است.

برای اعمال اثر نویز سنسورهای فشار در شبیه‌سازی‌های عددی، یک متغیر اتفاقی با توزیع گوسی که دارای مقدار متوسط $0 = \bar{0}$ و $0.0001 \text{ bar}^2 = \sigma^2$ واریانس^۲ می‌باشد، به مقدار سیگنال فشار اضافه گردیده است تا شرایط دستگاه واقعی تا حد زیادی رعایت گردد.

نتایج شبیه‌سازی و تجربی کنترلر مود لغزشی در پاسخ به ورودی‌های سینوسی با دامنه و فرکانس‌های متفاوت در شکل‌های ۱۰ و ۱۱ نشان داده شده است. برای اختصار در نمودارهای حاصل از شبیه‌سازی‌های عددی، فقط پاسخ سیستم به فرکانس‌های 0.1 Hz و 0.2 Hz ارائه شده است. دلیل انتخاب کاهش مقدار دامنه در ازای افزایش فرکانس به ورودی‌های مرجع، آن است که سیستم حلقه‌باز توانایی تعقیب چنین مسیری را از لحاظ دینامیکی داشته باشد. مشخصات ورودی‌های سینوسی اعمال شده و مقادیر خطای ماکزیمم، انتگرال قدرمطلق خطا و مقدار مجذور

1-Mean Value
2-Variance



شکل (۱۱): نتایج تجربی کنترلر SMC به ورودی‌های سینوسی.

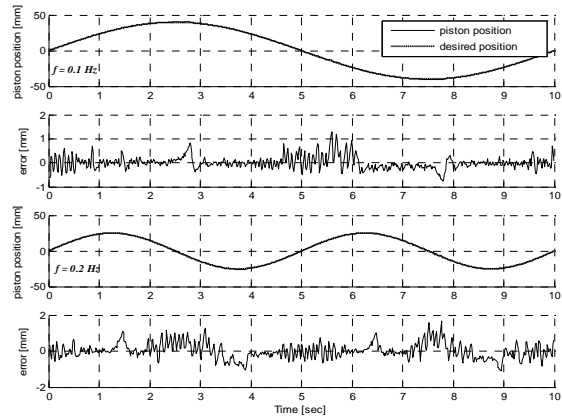
نتایج تست‌های تجربی ارائه شده در جدول ۳ بر توانای PID بودن کنترلر مود لغزشی نسبت به کنترلر PID صحه می‌گذارند؛ به طوری که مقادیر RMS خطای این کنترلر در مقایسه با کنترلر PID، به ازای ورودی‌های سینوسی با فرکانس‌های ۰/۱، ۰/۲، ۰/۵ و ۱ هرتز، به ترتیب کاهش ۲۹٪، ۶۰٪، ۶۶٪ و ۴۴٪ را نشان می‌دهد. هر چند که این کاهش، برای مقادیر خطای ماکزیمم چندان درخشان نیست؛ اما به هر حال، این نتایج نشان می‌دهد که کنترلر مود لغزشی، باعث تعقیب بهتری در کل مسیر حرکت می‌شود.

جدول (۲): نتایج شبیه‌سازی کنترلرهای PID و SMC

به ورودی‌های سینوسی.

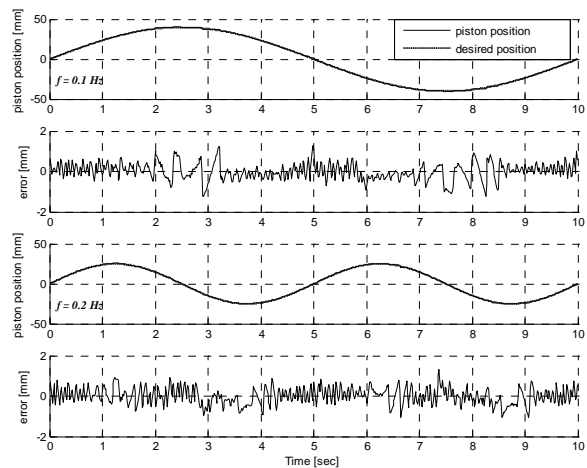
Characteristic Input		maximum error [mm]		RMS error [mm]	
Frequency [Hz]	Amplitude [mm]	PID	SMC	PID	SMC
0.1	40	1	1.3	0.36	0.26
0.2	25	1.7	1.6	0.71	0.42
0.5	15	3.5	2.4	2.24	1.08

با نگاهی به نتایج شبیه‌سازی در جدول ۲ می‌بینیم که برای ورودی سینوسی با فرکانس ۰/۱ Hz و دامنه ۴۰ mm، اگرچه مقدار ماکزیمم خطا از حدود ۰/۹۵ mm در کنترلر PID به حدود ۱/۲۸ mm در کنترلر SMC افزایش یافته، ولی مقدار RMS خطا، برعکس یک کاهش ۲۷٪ را در پاسخ کنترلر SMC نشان می‌دهد. یعنی کنترلر SMC در کل مسیر حرکت، تعقیب بهتری انجام داده است. اما کارایی کنترلر مود لغزشی در فرکانس‌های بالاتر بهتر مشخص می‌شود، به طوری که برای ورودی سینوسی با فرکانس ۰/۲ Hz، کنترلر مود لغزشی مقدار RMS خطا را، در حدود ۴۰٪ کاهش داده است. این افزایش کارایی در نتایج شبیه‌سازی به ورودی سینوسی با فرکانس ۰/۵ Hz نیز دیده می‌شود.



شکل (۱۰): نتایج شبیه‌سازی کنترلر SMC

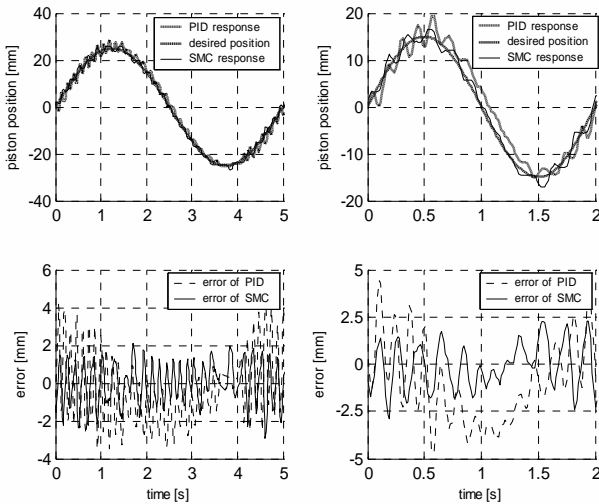
به ورودی‌های سینوسی.



جدول (۳): نتایج تجربی کنترلرهای PID و SMC به ورودی‌های سینوسی.

Characteristic Input		maximum error[mm]		RMS error[mm]	
Frequency [Hz]	Amplitude [mm]	PID	SMC	PID	SMC
0.1	40	1.3	1.2	0.56	0.4
0.2	25	1.9	1.3	0.98	0.4
0.5	15	1.8	1.7	1.73	0.58
1	5	1.7	1.6	1.09	0.61

برای بررسی میزان مقاوم بودن کنترلرها به افزایش بار در سیستم، پاسخ این کنترلرها به ورودی‌های سینوسی با فرکانس‌های ۰/۲ و ۰/۵ Hz، در ازای افزایش بار تا حدود ۶ برابر (از ۳۳۵ gr به حدود ۱۸۰۰ gr) با یکدیگر مقایسه گردید. پاسخ این کنترلرها در شکل ۱۳ نشان داده شده است. در جدول ۴ نیز، مقدار خطای ماکزیمم و RMS خطا در این پاسخ‌ها، ارائه شده است.

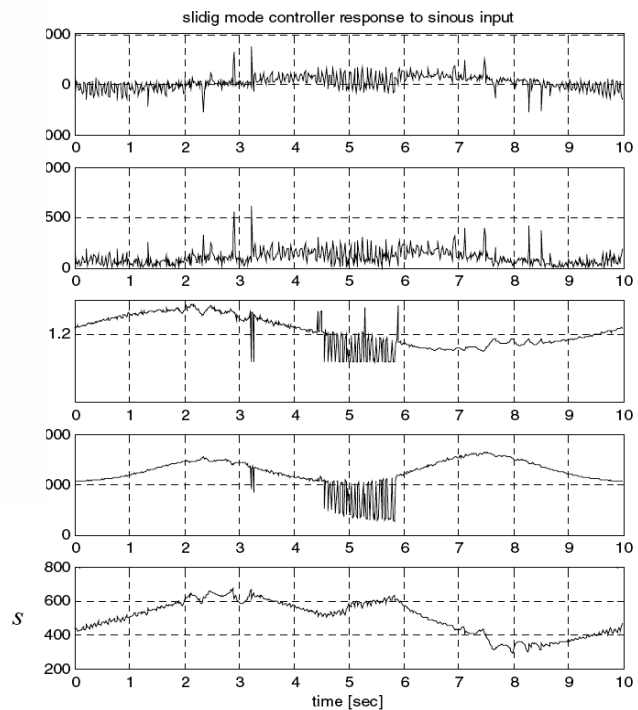


شکل (۱۳): مقایسه پاسخ دو کنترلر PID و SMC، در مقابل افزایش جرم سیستم.

جدول (۴): مقایسه نتایج تجربی کنترلرهای PID و SMC در مقابل افزایش بار سیستم.

Input Characteristic		Maximum error [mm]		RMS error [mm]	
Frequency [Hz]	Amplitude [mm]	PI D	SMC	PID	SMC
0.2	25	4.6	3.0	1.79	1.07
0.5	15	4.5	2.9	2.35	1.09

همانطور که از این نتایج پیداست، کنترلر مود لغزشی، نسبت به افزایش بار در سیستم، مقاوم‌تر می‌باشد. از آنجایی که با افزایش بار در سیستم، مقدار نیروی اصطکاک افزایش می‌یابد، این آزمایش معیاری از مقاوم بودن کنترلر به تغییر در مقدار اصطکاک نیز در اختیار ما قرار می‌دهد.



شکل (۱۲): چگونگی تغییرات ترمهای $S, \hat{b}, \beta, F, \hat{f}$ به هنگام پاسخ سیستم به ورودی سینوسی با دامنه ۴۰ mm و فرکانس ۰/۱ Hz (مقادیر تجربی).

همچنین، مقایسه این نتایج (بیشترین خطای ۱/۳ mm و RMS خطای ۰/۴ mm در فرکانس ۰/۲ Hz و دامنه ۲۵ mm) با نتایج لی و همکارانش (بیشترین خطای ۰/۲ Hz و ۶/۶ mm و RMS خطای ۲/۱ mm در فرکانس ۰/۲ Hz و دامنه ۳۰ mm) که بهترین نتایج را نسبت به بقیه محققان گرفته‌اند [۸]، کاهش بسیار مطلوبی را در مقادیر خطای ماکسیمم و RMS خطا نشان می‌دهد، هر چند که آنها از شیرهای قوی‌تر و گران‌تر تناسبی استفاده نمودند.

- and Control, Vol. 113, No. 2, pp. 267-272, 1991.
2. McDonell, B.W. and Bobrow, J.E. "Adaptive Tracking Control of an Air Powered Robot Actuator" J. Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 115, No. 1, pp. 427- 433, 1993.
 3. Surgenor, B.W. and Vaughan, N.D., "Continuous Sliding Mode Control of a Pneumatic Actuator", J. Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 119, No. 9, pp. 578-581, 1997.
 4. Wang, J., Pu J., and Moore P. "A Practical Control Strategy for Servo-pneumatic Actuator Systems", Control Eng. Practice, Vol. 7, No. 2, pp. 1483-1488, 1999.
 5. Wang, J., Wang, D.J.D., Pu J., and Moore, P. "Modeling Study, Analysis and Robust Servo-Control of Pneumatic Cylinder Actuator Systems", IEE Proc. Control Theory Appl., Vol. 148, No. 1, 2001.
 6. Richer, E. and Hurmuzlu, Y. "A High Performance Pneumatic Force Actuator System, Part 1- Non-linear Mathematical Model", J. Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 122, No.3, pp. 416-425, 2000.
 7. Richer, E. and Hurmuzlu, Y. "A High Performance Pneumatic Force Actuator System, Part 2- Non-linear Controller Design", J. Dynamic Systems Measurement, and Control, Vol. 122, No.3, pp. 426-434, 2000.
 8. Lee, H.K., Choi, G.S., and Choi, G.H. "A Study on Tracking Position Control of Pneumatic Actuators", J. Mechatronics, Vol. 12, No. 1, pp. 813-831, 2002.
 9. Varseveld, R.B. and Bone, G.M. "Accurate Position Control of a Pneumatic Actuator, Using On/Off Solenoid Valves", IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol. 2, No. 3, pp. 195-204, 1997.
 10. Gentile, A., Giannoccaro, N.I., and Reina, G., 2002, "Experimental Tests on Position Control of a Pneumatic Actuator, Using On/Off Solenoid Valves", IEEE/ICIT Conf., Bangkok, Thailand, pp. 555-559, 2002.
 11. Ahn, K. and Yokota, Sh., "Intelligent Switching Control of Pneumatic Actuator, Using On/Off Solenoid Valves", J. Mechatronics, Vol. 15, No. 3, pp. 683-702, 2005.
 12. Arun, P.K., Mishra, J.K., and Radke, M.G. "Reduced Order Sliding Mode Control for Pneumatic Actuator", IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 2, No. 3, pp. 271-276, 1994.

۷- نتیجه گیری

در این مقاله، دو کنترلر PID و مود لغزشی بر اساس روش PWM خاصی به منظور کنترل موقعیت سیلندر دوطرفه نیوماتیکی کنترل شده به وسیله شیرهای سلنوییدی قطع/وصل طراحی شده است. شبیه سازی عددی و تست تجربی برای مقایسه کارایی دو کنترلر انجام گرفته است. الگوریتم PWM مورد استفاده به گونه ای است که باعث حذف زمان مرده به دلیل زمان تأخیر شیرها و باند مرده در اثر وجود چسبندگی بین پیستون و جداره سیلندر می شود. برای آگاهی از کارایی این الگوریتم، تست های پله و چندپله سیستم حلقه بسته با استفاده از کنترلر PID صورت گرفته است. بالاترین خطای حالت ماندگار دیده شده در نتایج تجربی به ازای این ورودی ها، ۰/۳ میلی متر بود که از دقت بسیار خوب این الگوریتم و کنترلر PID حکایت داشت. دقت های خوب به دست آمده در این پاسخ ها که نزدیک به حد دقت قابل اندازه گیری توسط سنسور موقعیت بود، نیاز به طراحی کنترلر قوی تر را در ازای چنین ورودی هایی از بین می برد.

اما پاسخ این کنترلر به ورودی های سینوسی دقت های نسبتاً ضعیفی را به همراه داشت که با توجه به غیرخطی بودن بالای سیستم های نیوماتیک و عدم قطعیت های موجود در مدل سازی سیستم، از کنترلر مودلغزشی برای رسیدن به دقت های بالاتر استفاده شد. نتایج حاصل از این کنترلر، دقت های بالاتری را نسبت به کنترلر PID نشان داد. این افزایش کارایی، وقتی که فرکانس ورودی مرجع افزایش می یافت، بیشتر دیده شد. همچنین، در مقایسه مقادیر ماکزیمم خطا و RMS خطا با نتایج محققان قبلی، افزایش دقت چشمگیری مشاهده شد؛ در عین حالی که آنها از شیرهای گران تر و البته توانا تر تناسبی استفاده نمودند. همچنین نتایج حاصل از کنترل سیستم، وقتی جرم آن تا ۶ برابر افزایش داده شد، از مقاوم تر بودن کنترلر مودلغزشی حکایت دارد.

مراجع

1. Bobrow, J.E. and Jabbari, F. "Adaptive Pneumatic Force Actuation and Position Control", J. Dynamic Systems, Measurement,

13. Barth, J.E., Zhang, J., and Goldfarb, M. "Sliding Mode Approach to PWM-Controlled Pneumatic Systems", The American Control Conf., Anchorage, AK, USA, pp. 2362-2367, 2002.
14. Shen, X., Barth, J.E., Zhang, J., and Goldfarb, M. "Non-linear Averaging Applied to the Control of Pulse Width Modulated (PWM) Pneumatic Systems", The American Control Conf., Boston, Massachusetts, USA, pp. 4444-4448, 2004.
15. Messina, A., Giannocaro, N.I., and Gentile A., "Experimenting and Modelling the Dynamics of Pneumatic Actuators Controlled by the Pulse Width Modulation (PWM) Technique", J. Mechatronics, Vol. 8, No. 1, pp.421-444, 2005.
16. Slotine, J.E. "Applied Non-linear Control", Prentice-Hall, New Jersey, 1995.
17. "ISO6358, 1989, Pneumatic Fluid Power – Components, Using Compressible, Fluids-Determination of Flow-Rate Characteristics", SMC JAPAN Co., Ltd., 2004.