

طراحی کنترل مودلغزشی فازی تطبیقی با سطح لغزش مجانبی برای سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی MEMS در حضور عدم قطعیت‌ها

سلطانپور، محمدرضا^{۱*}، خاکی، رضا^۲

۱- دانشیار دانشکده برق، دانشگاه علوم و فنون هوایی شهید ستاری

۲- دانشیار دانشکده هوافضا، دانشگاه علوم و فنون هوایی شهید ستاری

(دریافت مقاله: ۱۳۹۶/۰۹/۲۳ تاریخ پذیرش: ۱۳۹۷/۰۸/۱۱)

چکیده

در این مقاله، کنترل مودلغزشی برای سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی MEMS پیشنهاد می‌شود. ابتدا به منظور کاهش عدم قطعیت‌های موجود در معادلات دینامیکی، با استفاده از روش دینامیک وارون، دینامیک‌های معلوم سیستم ژيروسکوپ حذف می‌شوند. سپس برای مقاوم نمودن کنترل کننده در برابر عدم قطعیت‌های باقیمانده، از ترکیب کنترل مودلغزشی استفاده می‌گردد. حضور کنترل مودلغزشی باعث بروز لرزش در ورودی کنترل می‌شود و کاهش عمر محرکه‌های مود تحریک سیستم ژيروسکوپ را به دنبال دارد. برای جلوگیری از بروز مشکل لرزش در ورودی کنترل، دو راه کار پیشنهاد می‌شود. در راه کار اول، با استفاده از تقریب گر فازی تطبیقی، کران عدم قطعیت‌های موجود در معادلات دینامیکی سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی تقریب زده می‌شود که در کاهش پدیده نامطلوب لرزش در ورودی کنترل، بسیار تاثیرگذار است. در راه کار دوم، با اصلاح شیوه طراحی کنترل مودلغزشی فازی تطبیقی، متغیری ارائه می‌شود که در نهایت منجر به طراحی مشتق ورودی کنترل می‌شود. اثبات ریاضی نشان می‌دهد که کنترل پیشنهادی، سطح لغزش را در حضور عدم قطعیت‌های موجود به صورت مجانبی به سمت صفر همگرا می‌نماید. با انتگرال گیری از ورودی کنترل برای پیاده سازی کنترل پیشنهادی، پدیده لرزش در ورودی کنترل به طور کامل از بین می‌رود. برای نمایش عملکرد کنترل کننده‌های پیشنهادی، شبیه سازی‌هایی در چهار مرحله بر روی سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی MEMS پیاده سازی می‌شود. نتایج شبیه سازی‌ها، عملکرد مطلوب کنترل مودلغزشی فازی تطبیقی با سطح لغزش مجانبی را نشان می‌دهند.

کلمات کلیدی: ژيروسکوپ ارتعاشی MEMS، کنترل مودلغزشی، عدم قطعیت، کنترل مودلغزشی فازی تطبیقی با سطح لغزش مجانبی، لرزش در ورودی کنترل.

Adaptive Fuzzy Slide Mode Control Design with Asymptotic Sliding Surface for MEMS Vibrational Gyroscope System in the Presence of Uncertainty

Soltanpour, Mohammad Reza¹, khaki, Reza²

Abstract

Electromechanical Gyroscopes are based on vibrational systems. To control the driving mode of such small vibrational system is of pivotal importance for researchers. A sliding-mode control system is proposed for MEMS gyroscopes. At first, for decreasing the uncertainties existed in dynamical equations, utilizing the Inverse Dynamics method known dynamics of the gyroscope system are eliminated. To make the controller robust against the remaining uncertainties, sliding-mode control is applied. Sliding mode control will add undesired chattering on the control input, which result in a reduction in driving mode actuator's lifetime. In order to preclude the chattering problem in the control input, two approaches are presented. In the first approach, an adaptive fuzzy approximator is used to estimate the uncertainty bound in dynamical equations. The application of proposed adaptive fuzzy sliding mode control in reducing the undesirable chattering in the control input is impressive. In the second approach, by adjusting the Adaptive fuzzy sliding mode control designing process, a new variable is presented, which finally leads to designing the control input derivative. The mathematical proof shows that the proposed control method will cause the sliding surface to converge to zero asymptotically in the presence of uncertainties. Since it is imperative for implementation purposes to take integral from the control input, the chattering phenomenon will disappear completely in practice. To demonstrate the function of the proposed controllers, four simulation steps have been implemented on MEMS gyroscopes. Simulation results indicate desired operation of adaptive fuzzy sliding mode control with the asymptotical sliding surface.

Keywords: MEMS vibration gyroscope, sliding mode control, uncertainty, adaptive fuzzy sliding mode control with asymptotic sliding surface, chattering in control input.

مقدمه

در سال‌های اخیر، محور اصلی تحقیقات بسیاری از محققینی که در زمینه مکانیزم‌های اجسام پرنده پژوهش می‌کنند، مکانیزم‌هایی با ابعاد یک تا پنج سانتی‌متر است. یکی از مشکلات پیش‌روی این محققین، پایداری پرواز اجسام پرنده است. اجسام پرنده پهن‌پیکر نظیر هواپیماهای مسافربری و جنگنده‌ها، به‌طور آیرودینامیکی پایدارند و به‌علت برخورداری از فضای زیاد، امکان بهره‌مندی از سیستم‌های تعیین موقعیت را دارند. اما زمانی که مکانیزم اجسام پرنده کوچک می‌شود و نیازمند به توقف در فضا را دارد، خاصیت مذکور کارایی خود را از دست می‌دهد (نظیر پرواز بالگردها ولی در ابعاد بسیار کوچکتر). راه حل این مسئله، بهره‌گیری از فناوری ژيروسکوپ‌های ارتعاشی MEMS با ابعاد بسیار کوچک است. این نوع از ژيروسکوپ‌ها، ابزار اندازه‌گیری سرعت زاویه‌ای هستند که مبنای عملکردشان مشابه ژيروسکوپ‌های مکانیکی با جرم دوار است. با این تفاوت که به‌جای جرم دوار، از یک جسم الاستیک مرتعش بهره می‌گیرند. ماهیت عملکرد این دسته از ژيروسکوپ‌ها، ویژگی‌های منحصر به فردی را ممکن می‌سازد. به‌عنوان مثال نداشتن قطعه متحرک، آنها را از موتور و یاتاقان بی‌نیاز می‌کند و در برابر اکثر متغیرهای تاثیرگذار محیطی نظیر درجه حرارت و فشار مقاوم می‌سازد و به آنها کارکردی طولانی و بدون نیاز به تعمیر و نگهداری می‌بخشد. از جمله امتیازات دیگر می‌توان به پاسخ زمانی کوتاه، نویز کم، دقت و حساسیت عالی، مصرف انرژی ناچیز و کاهش فوق‌العاده ساینز اشاره نمود. این نوع از ژيروسکوپ‌ها، در مقایسه با ژيروسکوپ‌های مکانیکی و نوری بسیار ارزان‌تر هستند و حجم کمی را اشغال می‌کنند. طراحی و کاربرد این نوع از ژيروسکوپ‌ها، برای نخستین بار از صنایع نظامی در مواردی نظیر پایداری و هدایت موشک‌ها و مهمات هوشمند آغاز شد [۱]. اما اخیراً در صنایع غیرنظامی نظیر اتومبیل‌سازی، دوربین‌های دستی و صنعت رباتیک نیز کاربرد پیدا کرده است [۲-۳]. طبق بررسی‌های انجام‌شده، آینده صنایع ژيروسکوپی با ژيروسکوپ‌های ارتعاشی MEMS گره خورده و بعد از ژيروسکوپ‌های فیبر نوری، عمده‌ترین گزینه برای کاربردهای هوافضا خواهند بود [۴].

در سال‌های گذشته و با رشد چشمگیر علم کنترل، محققین از روش‌های کنترل فیدبکی برای کنترل

ژيروسکوپ‌های میکروالکترومکانیکی استفاده کرده‌اند [۵-۹]. در مرجع [۵]، نویسندگان یک کنترل‌کننده دفع اغتشاش فعال برای کنترل ژيروسکوپ ارتعاشی طراحی نموده‌اند. در مرجع [۶] برای غلبه بر چالش‌های موجود، کنترل‌کننده تطبیقی ارائه گردیده است. در ادامه با ترکیب کنترل تطبیقی و جبران‌ساز فازی، یک کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم برای ارتقای عملکرد ژيروسکوپ‌های میکروالکترومکانیکی طراحی شده است [۷]. همچنین پژوهشگران برای غلبه بر عدم قطعیت‌های ساختاری موجود در معادلات دینامیکی ژيروسکوپ‌ها، از کنترل‌کننده‌های تطبیقی دیگری نیز استفاده نموده‌اند [۸-۱۰]. اگرچه راه کارهای ارائه‌شده، باعث ارتقای دقت و عملکرد این دسته از ژيروسکوپ‌ها گردیده‌اند، اما راه کارهای پیشنهادی در غلبه بر عدم قطعیت‌های ساختاری توانمند هستند و در صورت بروز اغتشاش خارجی یا دینامیک مدل نشده، پایداری سیستم حلقه‌بسته را نمی‌توانند تضمین نمایند.

از طرف دیگر در ساختار کنترل‌کننده‌های پیشنهادی، برای تخمین زدن هر کدام از پارامترهای سیستم، از یک قانون تطبیقی استفاده می‌شود. بنابراین در راه کارهای پیشنهادی، به تعداد پارامترهای سیستم ژيروسکوپ، قوانین تطبیقی وجود دارد که باید در فرایند کنترل، به‌طور همزمان محاسبات مربوط به تخمین پارامترها را انجام دهند. بنابراین در صورت بروز تاخیر در محاسبات ورودی کنترل، تضمین پایداری سیستم حلقه‌بسته امکان‌پذیر نخواهد بود.

در ادامه پژوهشگران با ترکیب کنترل تطبیقی و کنترل‌کننده پس‌گام، راه کارهای دیگری برای کنترل سیستم ژيروسکوپ ارائه نمودند [۱۱-۱۲]. در راه کارهای پیشنهادی، به‌دلیل استفاده از روش پس‌گام، فرایند طراحی کنترل‌کننده مرحله به مرحله انجام می‌شود و این امر روش طراحی کنترل‌کننده را ساده‌تر می‌نماید. از طرف دیگر، در کنترل‌کننده‌های پیشنهادی از تعداد قوانین تطبیقی نیز کاسته شده است. اما مشکل غلبه بر عدم قطعیت‌های غیرساختاری همچنان برقرار است.

در حوزه کنترل سیستم‌های غیرخطی، کنترل فازی یکی از تکنیک‌های قدرتمندی است که در سال‌های اخیر توسط محققین مورد استفاده قرار گرفته است. روش کنترل فازی می‌تواند با اجتناب از پیچیدگی‌های اثبات ریاضی و تنها بر اساس قواعد فازی که با شناخت سیستم فراهم می‌شود،

پایدارسازی یا ردگیری مناسبی را برای سیستم غیرخطی به ارمان آورد. از آنجاکه روش طراحی کنترل فازی فارغ از تحلیل‌های پیچیده ریاضی است، بنابراین یادگیری این تکنیک کنترلی برای محققین و مهندسين کنترل بسیار آسان است. علاوه بر مزایای ذکر شده، یکی از نقاط قوت روش کنترل فازی، مقاوم بودن آن در برابر عدم قطعیت‌های ساختاری و غیرساختاری موجود در معادلات دینامیکی سیستم‌های غیرخطی است [۱۳-۱۶].

کنترل مودلغزشی، یکی از تکنیک‌های کنترل ساختار متغیر است که از آن برای کنترل سیستم‌های غیرخطی دارای عدم قطعیت استفاده می‌شود [۱۷-۱۸]. تاکنون محققین از کنترل مودلغزشی برای کنترل سیستم‌های غیرخطی متعددی استفاده نموده‌اند و نتایج ارائه شده، موفقیت این روش کنترلی در غلبه بر عدم قطعیت‌های ساختاری و غیرساختاری موجود در این سیستم‌ها را نشان می‌دهند [۱۹-۲۱]. در این تکنیک، کنترل کننده با سوئیچ نمودن به موقع از ساختاری به ساختاری دیگر، متغیرهای حالت سیستم را وادار می‌نماید که به سمت سطح لغزش که تابعی از متغیرهای حالت یا خطاهای سیستم است همگرا شوند. در مراحل طراحی کنترل مودلغزشی، تابع *لیاپانوفی* ارائه می‌گردد که پایداری سیستم حلقه بسته را تضمین می‌نماید. زمانی که متغیرهای حالت سیستم به سطح لغزش می‌رسند، درجه سیستم کاهش می‌یابد و به همین دلیل سیستم حلقه بسته در برابر عدم قطعیت‌ها و اغتشاشات موجود مقاوم شده و دینامیک سیستم سریعتر می‌گردد [۲۲]. از آنجاکه پیاده‌سازی عملی این تکنیک کنترلی بسیار ساده است، بنابراین استفاده از کنترل مودلغزشی در بین محققین از جذابیت بالایی برخوردار است.

اخیرا پژوهشگران از کنترل مودلغزشی، برای کنترل سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی MEMS استفاده نموده‌اند [۲۳-۲۴]. در این تحقیقات، راه کار و چگونگی پیاده‌سازی این روش کنترلی بر روی سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی بیان شده است. در ادامه محققین برای ارتقای عملکرد کنترل مودلغزشی، آن را با روشهایی نظیر کنترل فازی ترکیب کرده‌اند [۱۹-۲۲]. حاصل این ترکیب به خلق کنترل مودلغزشی فازی و کنترل مودلغزشی فازی تطبیقی ختم شده است. با مشخص شدن مزایای این دسته از کنترل کننده‌ها، پژوهشگران از این ترکیب کنترلی جدید، برای کنترل سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی

MEMS استفاده نموده‌اند [۲۵-۲۷]. در این مقالات عملکرد مطلوبی از کنترل کننده‌های پیشنهادی نشان داده شده است. اما با این وجود، راه کارهای پیشنهادی دارای نقاط ضعفی هستند که عبارتند از:

- اگرچه در سیستم‌های غیرخطی، طراحی کنترل مودلغزشی دارای اثبات پایداری بسیار قوی است، اما ترکیب این تکنیک کنترلی با سیستم فازی، منجر به پیدایش کنترل مودلغزشی فازی می‌شود که نهایتا پایداری سیستم حلقه بسته را تضعیف می‌نماید.
- به دلیل حضور تابع ناپیوسته در ساختار کنترل مودلغزشی، بروز لرزش در ورودی این کنترل کننده‌ها امری اجتناب ناپذیر است و این امر باعث کوتاه شدن عمر محرکه‌های سیستم می‌شود.
- در روش طراحی کنترل مودلغزشی فازی تطبیقی، برای اجتناب از بروز لرزش در ورودی کنترل و اثبات پایداری سیستم حلقه بسته، از قوانین تطبیقی استفاده می‌گردد. اگرچه راه کار پیشنهادی از بروز لرزش در ورودی کنترل جلوگیری می‌نماید ولی حضور قوانین متعدد تطبیقی، حجم محاسبات ورودی کنترل را افزایش می‌دهد و این امر پیاده‌سازی عملی این روشهای کنترلی را با مشکل مواجه می‌نماید.
- در طراحی سیستم‌های فازی، محققین باید پایگاه قواعد فازی مناسبی را ارائه نمایند. از آنجاکه سیستم‌های فازی ارائه شده چند ورودی- چند خروجی هستند، این امر تعداد قواعد فازی را افزایش می‌دهد و طراحی آنرا برای محققین بسیار مشکل می‌نماید.

در این مقاله، از ترکیب روش دینامیک وارون و کنترل مودلغزشی برای کنترل مود تحریک سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی MEMS استفاده می‌شود. روش ترکیب نمودن این تکنیک‌ها به گونه‌ای است که نقاط ضعف کنترل کننده نهایی را برطرف نموده و در نهایت با استفاده از تئوری فازی، دو راه کار جدید برای جلوگیری از بروز پدیده نامطلوب لرزش در ورودی کنترل نیز ارائه می‌شود.

در ادامه ساختار مقاله به صورتی است که در بخش دوم، معادلات دینامیکی ژيروسکوپ ارتعاشی MEMS ارائه می‌شود. بخش سوم، به ارائه شیوه طراحی کنترل مودلغزشی اختصاص دارد. در بخش چهارم، دو راه کار جدید برای کاهش و یا حذف

(۲) با توجه به مقدار جابه‌جایی، نیروهای جانب مرکز $m\Omega^*x$ و $m\Omega^*y$ ناچیز فرض می‌گردند.

(۳) نیروی کوریولیس در جهت عمود بر محور تحریک و محور چرخش ایجاد می‌شود.

(۴) فرض بر آن است که: $\Omega_x^* \approx \Omega_y^* \approx \Omega_z^* \equiv 0$ ، $\Omega_z^* = \dot{\Omega}^* \equiv 0$.

براساس فرضیات فوق، معادلات دینامیکی ژيروسکوپ به صورت معادله (۱) استخراج می‌گردد [۹-۵]:

$$m\ddot{x} + d_{xx}\dot{x} + d_{xy}\dot{y} + k_{xx}x + k_{xy}y = u_x(t) + 2m\Omega^*\dot{y} \quad (1)$$

$$m\ddot{y} + d_{yy}\dot{y} + d_{xy}\dot{x} + k_{yy}y + k_{xy}x = u_y(t) - 2m\Omega^*\dot{x}$$

که m جرم متمرکز، x و y مختصات جرم نسبت به دستگاه قاب، k_{xx} و k_{yy} و k_{xy} ضرایب ماتریس فنریست هستند. پارامترهای d_{xx} ، d_{yy} و d_{xy} ضرایب میرایی، $u_x(t)$ و $u_y(t)$ نیروهای تحریک الکترواستاتیکی، Ω^* سرعت زاویه‌ای خارجی، $2m\Omega^*\dot{x}$ و $2m\Omega^*\dot{y}$ نیروهای تداخلی ایجادشده در اثر نیروی کوریولیس هستند. با استفاده از زمان بی‌بعد $\tau = \omega_0 t$ و تقسیم دو طرف معادله (۱) بر $m\omega_0^2$ که در آن ω_0 فرکانس مبنا است، فرم بی‌بعد و ماتریسی معادلات عبارت است از [۹-۵]:

$$\ddot{q} + \frac{D^* \dot{q}}{m\omega_0} + \frac{K_a q}{m\omega_0^2} = \frac{u^*(t)}{m\omega_0^2} - \frac{2\Omega^* \dot{q}}{\omega_0} \quad (2)$$

پارامترهای معادله (۲) با روابط (۳) تعریف می‌شوند:

$$q = \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}, D^* = \begin{bmatrix} d_{xx} & d_{xy} \\ d_{xy} & d_{yy} \end{bmatrix}, K_a = \begin{bmatrix} k_{xx} & k_{xy} \\ k_{xy} & k_{yy} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$u^* = \begin{bmatrix} u_x \\ u_y \end{bmatrix}, \Omega^* = \begin{bmatrix} 0 & -\Omega^* \\ \Omega^* & 0 \end{bmatrix}$$

که q_0 طول مرجع است. در ادامه تعریف پارامترها در روابط (۴) ارائه می‌شوند:

$$D = \frac{D^*}{m\omega_0}, K_b = \frac{K_a}{m\omega_0^2}, u = \frac{u^*}{m\omega_0^2 q_0}, \Omega = \frac{\Omega^*}{\omega_0} \quad (4)$$

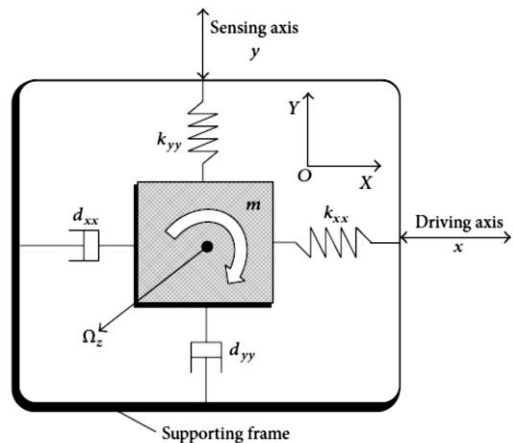
با استفاده از معادلات (۲)، (۳) و (۴) معادلات دینامیکی بی‌بعد ژيروسکوپ با معادله (۵) بیان می‌شود:

$$\ddot{q} + D\dot{q} + K_b q + d(t) = u(t) - 2\Omega\dot{q} \quad (5)$$

پدیده نامطلوب لرزش در ورودی کنترل ارائه می‌شود. در بخش پنجم، با ارائه شبیه‌سازی‌هایی در چهار مرحله، عملکرد کنترل‌کننده‌های پیشنهادی مورد بررسی قرار می‌گیرد و در نهایت جمع‌بندی و نتیجه‌گیری مقاله ارائه می‌شود.

معادلات دینامیکی ژيروسکوپ ارتعاشی MEMS

در این بخش از مقاله، معادلات دینامیکی ژيروسکوپ MEMS محور Z نشان داده شده در شکل ۱، بیان می‌شود. کار این ژيروسکوپ، اندازه‌گیری سرعت زاویه‌ای خارجی Ω^* است. مطابق شکل ۱، ژيروسکوپ MEMS دارای یک جرم معلق به‌همراه چند فنر، یک عملگر و سنسور الکترواستاتیکی برای ایجاد حرکت نوسانی و تعیین موقعیت و سرعت جرم است.



شکل ۱ - نمای شماتیک یک ژيروسکوپ MEMS محور Z.

در هر ژيروسکوپ ارتعاشی، دو فرایند تحریک و تشخیص در حال انجام است. با توجه به اینکه ژيروسکوپ‌های ارتعاشی براساس شتاب کوریولیس کار می‌کنند، برای تولید شتاب کوریولیس، ایجاد یک حرکت نسبی داخلی (V_{rel}) برای المان حساس امری ضروری است. این حرکت نسبی با اندرکنش با چرخش خارجی Ω^* ، شتاب کوریولیس $2\Omega \times V_{rel}$ را به‌وجود می‌آورد. وظیفه سامانه تحریک، ایجاد این حرکت نسبی به‌صورت ارتعاشاتی با دامنه و فرکانسی مشخص است. از طرف دیگر سامانه تشخیص، کار تعیین سرعت زاویه‌ای خارجی را برعهده دارد. برای به‌دست آوردن معادلات دینامیکی، فرضیات در نظر گرفته شده عبارتند از:

(۱) قاب جرم متمرکز، با سرعت ثابت Ω^* می‌چرخد.

نکته ۱: از تعاریف فوق نتیجه می‌شود که η برداری شامل تمامی عدم قطعیت‌های ساختاری و غیرساختاری موجود در معادلات دینامیکی ژيروسکوپ MEMS است. بنابراین در ادامه، بردار کنترل u_s به گونه‌ای طراحی می‌شود که بر این عدم قطعیت‌ها غلبه نماید. لازم به ذکر است که برای طراحی بردار کنترل u_s ، باید کران بالای عدم قطعیت‌ها مشخص باشند. به عبارت دیگر فرض بر آن است که $\|\Delta D\| < D^{\max}$ ، $\|\Delta \Omega\| < \Omega^{\max}$ ، $\|d(t)\| < d^{\max}$ و $\|\Delta K_b\| < K_b^{\max}$ بوده و مقادیر D^{\max} ، Ω^{\max} ، d^{\max} و K_b^{\max} معلوم هستند.

در ادامه معادلات (۱۱) به حوزه فضای حالت انتقال داده می‌شود. برای این کار از تغییر متغیر $e(t) = x_1(t)$ و $\dot{e}(t) = x_2(t)$ استفاده می‌گردد:

$$\dot{x}_1(t) = x_2(t) \quad (12)$$

$$\dot{x}_2(t) = \eta + u_s$$

لازم به ذکر است که $x_1(t), x_2(t) \in R^2$ هستند. در ادامه بردار سطح لغزش بصورت معادله (۱۳) انتخاب می‌شود:

$$S = x_2(t) + \lambda x_1(t) \quad (13)$$

که $\lambda \in R^{2 \times 2}$ یک ماتریس قطری با مولفه‌های مثبت است. از معادله (۱۳) نتیجه می‌گردد که اگر بردار سطح لغزش $S = 0$ شود، آنگاه بردار $x_1(t)$ که بردار خطای ردگیری است، به سمت صفر همگرا می‌شود. برای نیل به این هدف، بردار ورودی کنترل u_s ، به دو بخش $u_s = u_{eq} + u_n$ تقسیم می‌گردد. در این بخش بندی، بردار u_{eq} به گونه‌ای طراحی می‌شود که اگر بردار سطح لغزش برابر با صفر شد، آنرا در مقدار صفر ثابت نماید. اما بردار u_n به صورتی طراحی می‌گردد که بردار سطح لغزش S را به سمت صفر همگرا نماید. برای طراحی بردار u_{eq} فرض می‌نمائیم که بردار سطح لغزش S برابر با صفر است. در این صورت برای اینکه سطح لغزش در این مقدار باقی بماند، مشتق آن نسبت به زمان باید برابر با صفر شود:

$$\dot{S} = \dot{x}_2(t) + \lambda \dot{x}_1(t) = 0 \quad (14)$$

معادله (۱۲) در (۱۴) جایگذاری می‌شود:

$$\dot{S} = \eta + u_{eq} + \lambda \dot{x}_1(t) = 0 \quad (15)$$

که $d(t)$ بردار دینامیک‌های مدل نشده و اغتشاشات متغیر با زمان است. برای طراحی کنترل کننده فرض بر آن است که کران بردار $d(t)$ معلوم و مشخص است.

طراحی کنترل کننده مودلغزشی برای کنترل موقعیت دومحوره المان حساس ژيروسکوپ

در این بخش از مقاله، کنترل کننده‌ای برای ژيروسکوپ ارتعاشی MEMS طراحی می‌شود که جرم متمرکز را وادار نماید تا یک حرکت پیوسته و هماهنگ را دنبال کند. برای این کار معادله (۵) به صورت معادله (۶) بازنویسی می‌شود:

$$\ddot{q} + (D + 2\Omega)\dot{q} + K_b q + d(t) = u(t) \quad (6)$$

که بر اساس بخش قبل می‌دانیم $q, \dot{q}, \ddot{q} \in R^2$ ، $d(t) \in R^2$ و $(D + 2\Omega), K_b \in R^{2 \times 2}$ هستند. بردار خطای موقعیت با معادله (۷) تعیین می‌شود:

$$e(t) = q - q_d \quad (7)$$

که q_d بردار موقعیت مطلوب در راستای محورهای x و y هستند. در ادامه با استفاده از روش دینامیک وارون، بردار ورودی کنترل به صورت معادله (۸) انتخاب می‌گردد:

$$u(t) = (\hat{D} + 2\hat{\Omega})\dot{q} + \hat{K}_b q + \ddot{q}_d + u_s \quad (8)$$

که \hat{D} ، $\hat{\Omega}$ و \hat{K}_b به ترتیب مقادیر معلوم D ، Ω و K_b هستند و \ddot{q}_d مشتق دوم بردار موقعیت نسبت به زمان (بردار شتاب مطلوب) و u_s بردار کنترلی جدیدی است که باید در ادامه طراحی شود. معادله (۸) در (۶) جایگذاری و به صورت معادله (۹) مرتب می‌شود:

$$\ddot{q} - \ddot{q}_d = (\hat{D} + 2\hat{\Omega} - D - 2\Omega)\dot{q} + (\hat{K}_b - K_b)q - d(t) + u_s \quad (9)$$

با تعاریف $\hat{\Omega} - \Omega = \Delta\Omega$ ، $\hat{D} - D = \Delta D$ و $\hat{K}_b - K_b = \Delta K_b$ و با توجه به معادله (۷)، معادله (۹) به صورت معادله (۱۰) بازنویسی می‌شود:

$$\ddot{e}(t) = (\Delta D + 2\Delta\Omega)\dot{q} + \Delta K_b q - d(t) + u_s \quad (10)$$

با تعریف $\eta = (\Delta D + 2\Delta\Omega)\dot{q} + \Delta K_b q - d(t)$ ، معادله (۱۰) به صورت معادله (۱۱) بیان می‌گردد:

$$\ddot{e}(t) = \eta + u_s \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}(S) &= \sum_{i=1}^2 s_i (\eta_i - \rho_i \text{Sign}(s_i)) = \sum_{i=1}^2 (s_i \eta_i - \rho_i s_i \text{Sign}(s_i)) \\ &= \sum_{i=1}^2 (s_i \eta_i - \rho_i s_i \frac{s_i}{|s_i|}) = \sum_{i=1}^2 (s_i \eta_i - \rho_i |s_i|) \end{aligned} \quad (23)$$

از معادله (۲۳) نتیجه می‌گردد که اگر $\rho_i > |\eta_i|$ انتخاب شود، آنگاه $\dot{V}(S) \leq 0$ می‌شود. لازم به ذکر است که اگرچه دینامیک η_i کاملاً معلوم و مشخص نیست، اما کران بالای معلومی دارد. از معادله (۲۳) نتیجه می‌شود که در صورتی $\dot{V}(S) = 0$ است که $s_i = 0$ شود. بنابراین بر اساس قضیه لاسال [۲۸]، سیستم حلقه بسته در حضور عدم قطعیت‌های موجود دارای پایداری مجانبی سراسری می‌شود. نتیجه تمامی مراحل طراحی، به بردار ورودی کنترل (رابطه (۲۴)) منتج می‌شود:

$$\begin{aligned} u(t) &= (\hat{D} + 2\hat{\Omega})\dot{q} + \hat{K}_b q + \hat{q}_d + u_s \\ u_{eq} &= -\lambda \dot{x}_1(t), \quad u_n = -\rho \text{sign}(S(t)) \end{aligned} \quad (24)$$

نکته ۳: اگرچه سیستم حلقه بسته با کنترل پیشنهادی در حضور عدم قطعیت‌های موجود، دارای پایداری مجانبی سراسری است، اما به دلیل حضور تابع علامت در ورودی کنترل بروز لرزش در ورودی کنترل باعث کوتاه شدن عمر مود تحریک سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی MEMS می‌شود. به همین دلیل در بخش بعدی مقاله، راه کارهایی برای کاهش پدیده نامطلوب لرزش در ورودی کنترل ارائه می‌شود.

راه کارهای کاهش لرزش در ورودی کنترل

در این بخش از مقاله، برای کاهش و در صورت امکان حذف لرزش در ورودی کنترل، راه کارهایی ارائه می‌شود. در راه کار اول، با استفاده از یک تقریب‌گر فازی تطبیقی، کران عدم قطعیت‌های موجود در معادلات دینامیکی سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی تقریب زده می‌شود. جزییات راه کار پیشنهادی اول در ادامه مقاله بیان می‌شود.

طراحی کنترل مولدغزشی فازی تطبیقی

در طراحی تقریب‌گر فازی تطبیقی پیشنهادی، از فازی‌ساز تکین، موتور استنتاج ضرب ممدا/نی و غیرفازی‌ساز میانگین

نکته ۲: از آنجاکه فرض بر آن است که بردار سطح لغزش برابر با صفر است، بنابراین بردار $u_n = 0$ بوده و $u_s = u_{eq}$ می‌باشد. از معادله (۱۵) نتیجه می‌شود که:

$$u_{eq} = -\eta - \lambda \dot{x}_1(t) \quad (16)$$

با بررسی معادله (۱۶)، مشاهده می‌شود که برای طراحی بردار u_{eq} باید دینامیک بردار η کاملاً معلوم و مشخص باشد. از آنجاکه η بردار عدم قطعیت‌های موجود است، بنابراین دینامیک آن برای طراحان کاملاً معلوم و مشخص نیست. بنابراین در معادله (۱۶) از بردار η صرف نظر نموده و غلبه بر آنرا به عهده بردار u_n می‌گذاریم. در این صورت معادله (۱۶) به صورت معادله (۱۷) بازنویسی می‌شود:

$$u_{eq} = -\lambda \dot{x}_1(t) \quad (17)$$

برای طراحی بردار u_n ، تابع کاندیدای لیپانوفی پیشنهاد می‌گردد که عبارتست از:

$$V(S) = \frac{1}{2} S^T S \quad (18)$$

که با مشتق گیری از تابع (۱۸) نسبت به زمان:

$$\dot{V}(S) = \frac{1}{2} \dot{S}^T S + \frac{1}{2} S^T \dot{S} = S^T \dot{S} \quad (19)$$

معادلات (۱۲) و (۱۴) در (۱۹) جایگذاری و به صورت معادله (۲۰) مرتب می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{V}(S) &= S^T (\dot{x}_2(t) + \lambda \dot{x}_1(t)) = S^T (\eta + u_s + \lambda \dot{x}_1(t)) \\ &= S^T (\eta + u_{eq} + u_n + \lambda \dot{x}_1(t)) = S^T (\eta - \lambda \dot{x}_1(t) + u_n + \lambda \dot{x}_1(t)) \\ &= S^T (\eta + u_n) \end{aligned} \quad (20)$$

حال بردار u_n به صورت رابطه (۲۱) انتخاب می‌شود:

$$u_n = -\rho \text{Sign}(S) \quad (21)$$

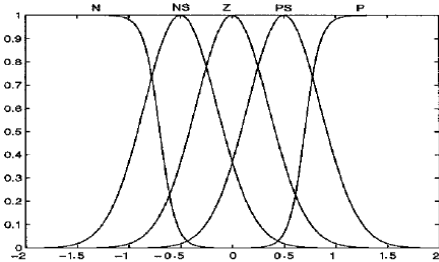
که $\rho \in R^{2 \times 2}$ یک ماتریس قطری با مولفه‌های مثبت و $\text{Sign}(S) \in R^2$ بردار تابع علامت است. معادله (۲۱) در (۲۰) جایگذاری می‌گردد:

$$\dot{V}(S) = S^T (\eta + u_n) = S^T (\eta - \rho \text{Sign}(S)) \quad (22)$$

در ادامه، معادله (۲۲) به فضای اسکالر انتقال داده می‌شود:

جدول ۱- متغیرهای زبانی استفاده شده در متغیرهای ورودی و

خروجی تقریب گر فازی تطبیقی SISO		
N	Negative	منفی
NS	Negative Small	منفی کوچک
Z	Zero	صفر
PS	Positive Small	مثبت کوچک
P	Positive	مثبت



شکل ۲- توابع عضویت استفاده شده در متغیرهای ورودی و خروجی تقریب گر فازی تطبیقی SISO

$$\mu_{A_i^m}(s_i) = \frac{1}{1 + \left[\exp\left(\frac{s_i - \alpha_i^m}{\sigma_i^m}\right) \right]^2} \quad (29)$$

برای طراحی تقریب گر فازی تطبیقی، فرض بر آن است که θ_i^* بردار مراکز توابع عضویتی است که کران عدم قطعیت ρ_i را با دقت بسیار بالایی تقریب می زند، بنابراین $\rho_i = \theta_i^{*T} \Psi_i(s_i)$ است. بر اساس تئوری ونگ [۲۹]، $\delta_i > 0$ وجود دارد که:

$$\eta_i - \rho_i = \eta_i - \theta_i^{*T} \Psi_i(s_i) \leq \delta_i \quad (30)$$

که δ_i خطای تقریب است و می تواند بسیار کوچک باشد. خطای مراکز توابع عضویت با رابطه (۳۱) تعریف می گردد:

$$\tilde{\theta}_i = \theta_i - \theta_i^* \quad (31)$$

از معادلات (۲۵) و (۳۱)، معادله (۳۲) نتیجه می شود:

$$\rho_i = \tilde{\theta}_i^T \Psi_i(s_i) + \theta_i^{*T} \Psi_i(s_i) \quad (32)$$

پس از بیان جزییات طراحی تقریب گر فازی تطبیقی، بردار ورودی کنترل به صورت رابطه (۳۳) اصلاح می شود:

$$u(t) = (\hat{D} + 2\hat{\Omega})\dot{q} + \hat{K}_b q + \ddot{q}_d + u_s$$

$$u_{eq} = -\lambda \dot{x}_1(t), \quad u_n = - \begin{bmatrix} \rho_1 \\ \rho_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} s_1 \xi_1 \\ s_2 \xi_2 \end{bmatrix} \quad (33)$$

$$S(t) = x_2(t) + \lambda x_1(t)$$

$$e(t) = x_1(t), \quad \dot{e}(t) = x_2(t), \quad e(t) = q - q_d, \quad \dot{e}(t) = \dot{q} - \dot{q}_d$$

مراکز استفاده می گردد. با در نظر گرفتن شرایط بیان شده و تک ورودی و تک خروجی بودن تقریب گر فازی تطبیقی، ρ_i را می توان با رابطه (۲۵) بیان نمود:

$$\rho_i = \frac{\sum_{m=1}^M \theta_i^m \prod_{l=1}^n \mu_{A_l^m}(s_l)}{\sum_{m=1}^M \prod_{l=1}^n \mu_{A_l^m}(s_l)} = \theta_i^T \Psi_i(s_i), \quad i=1,2 \quad (25)$$

در معادله (۲۵)، M تعداد قوانین فازی، $\theta_i = [\theta_i^1, \dots, \theta_i^m, \dots, \theta_i^M]^T$ بردار مراکز توابع عضویت، $\mu_{A_l^m}(s_l)$ درجه عضویت و $\Psi_i(s_i) = [\Psi_i(s_i)^1, \dots, \Psi_i(s_i)^m, \dots, \Psi_i(s_i)^M]^T$ بردار ارتفاع مراکز توابع عضویت هستند که مولفه های آن برابر با $\Psi_i(s_i)^m = \prod_{l=1}^n \mu_{A_l^m}(s_l) / \sum_{m=1}^M \prod_{l=1}^n \mu_{A_l^m}(s_l)$ است. در طراحی این تقریب گر از توابع عضویت گوسی (۲۶) استفاده می شود تا ورودی کنترل را مشتق پذیر نماید:

$$\mu_{A_i^m}(s_i) = \exp\left[-\left(\frac{s_i - \alpha_i^m}{\sigma_i^m}\right)^2\right] \quad (26)$$

که α_i^m و σ_i^m به ترتیب مراکز و ارتفاع توابع عضویت A_i^m هستند. در طراحی تقریب گر فازی تطبیقی از قواعد فازی (۲۷) استفاده شد:

$$\text{If } s_i \text{ is } A_i^m, \text{ then } \rho_i \text{ is } B_i^m \quad (27)$$

که A_i^m و B_i^m به ترتیب توابع عضویت بخش فرض و نتیجه این قواعد فازی هستند. لازم به ذکر است که در طراحی تقریب گر فازی تطبیقی، متغیرهای زبانی و توابع عضویت متغیر ورودی S و متغیر خروجی ρ_i به صورت یکسان و مطابق جدول ۱ و شکل ۲ در نظر گرفته می شوند.

بر اساس جدول ۱ و شکل ۲، قواعد فازی موجود در پایگاه قواعد تقریب گر فازی تطبیقی به استفاده از تعاریف (۲۸) تنظیم گردیدند:

$$\begin{aligned} \text{If } s_i \text{ is } N, \text{ then } \rho_i \text{ is } N \\ \text{If } s_j \text{ is } NS, \text{ then } \rho_i \text{ is } NS \\ \text{If } s_i \text{ is } Z, \text{ then } \rho_i \text{ is } Z \end{aligned} \quad (28)$$

$$\text{If } s_i \text{ is } PS, \text{ then } \rho_i \text{ is } PS$$

$$\text{If } s_i \text{ is } P, \text{ then } \rho_i \text{ is } P$$

مطابق شکل ۲، توابع عضویت مربوط به متغیرهای زبانی N و P به صورت رابطه (۲۹) انتخاب شدند:

که γ_i ضریب ثابت و مثبت است. با مشتق‌گیری از تابع (۳۴) نسبت به زمان رابطه (۳۵) به دست می‌آید:

$$\begin{aligned} \dot{V}(S) &= \frac{1}{2} \dot{S}^T S + \frac{1}{2} S^T \dot{S} + \sum_{i=1}^2 \left(\frac{1}{2\gamma_i} \dot{\tilde{\theta}}_i^T \tilde{\theta}_i + \frac{1}{2\gamma_i} \tilde{\theta}_i^T \dot{\tilde{\theta}}_i \right) \\ &= S^T \dot{S} + \sum_{i=1}^2 \frac{1}{\gamma_i} \tilde{\theta}_i^T \dot{\tilde{\theta}}_i \end{aligned} \quad (35)$$

معادلات (۱۲) و (۱۳) در (۳۵) جایگذاری و به صورت معادله (۳۶) مرتب می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{V}(S) &= S^T (\dot{x}_2(t) + \lambda \dot{x}_1(t)) + \sum_{i=1}^2 \frac{1}{\gamma_i} \tilde{\theta}_i^T \dot{\tilde{\theta}}_i = S^T (\eta + u_s + \lambda \dot{x}_1(t)) + \sum_{i=1}^2 \frac{1}{\gamma_i} \tilde{\theta}_i^T \dot{\tilde{\theta}}_i \\ &= S^T (\eta + u_{eq} + u_n + \lambda \dot{x}_1(t)) + \sum_{i=1}^2 \frac{1}{\gamma_i} \tilde{\theta}_i^T \dot{\tilde{\theta}}_i = S^T (\eta - \lambda \dot{x}_1(t) + u_n + \lambda \dot{x}_1(t)) + \sum_{i=1}^2 \frac{1}{\gamma_i} \tilde{\theta}_i^T \dot{\tilde{\theta}}_i \\ &= S^T (\eta + u_n) + \sum_{i=1}^2 \frac{1}{\gamma_i} \tilde{\theta}_i^T \dot{\tilde{\theta}}_i = \sum_{i=1}^2 s_i (\eta_i - \rho_i - \xi_i) + \sum_{i=1}^2 \frac{1}{\gamma_i} \tilde{\theta}_i^T \dot{\tilde{\theta}}_i \\ &= \sum_{i=1}^2 s_i (\eta_i - \theta_i^{*T} \Psi_i(s_i)) - \sum_{i=1}^2 s_i \xi_i + \sum_{i=1}^2 \frac{1}{\gamma_i} \tilde{\theta}_i^T \dot{\tilde{\theta}}_i \\ &= \sum_{i=1}^2 s_i (\eta_i - \theta_i^{*T} \Psi_i(s_i)) - \sum_{i=1}^2 s_i \xi_i + \sum_{i=1}^2 \frac{1}{\gamma_i} \tilde{\theta}_i^T \dot{\tilde{\theta}}_i - \tilde{\theta}_i^T \Psi_i(s_i) s_i \\ &= \sum_{i=1}^2 s_i (\eta_i - \theta_i^{*T} \Psi_i(s_i)) - \sum_{i=1}^2 s_i \xi_i + \sum_{i=1}^2 \tilde{\theta}_i^T \left(\frac{1}{\gamma_i} \dot{\tilde{\theta}}_i - \Psi_i(s_i) s_i \right) \end{aligned} \quad (36)$$

نکته ۴: در طراحی تقریب‌گر فازی تطبیقی پیشنهادی، تلاش گردید که با استفاده از تکنیک مجزاسازی، به جای طراحی یک تقریب‌گر فازی تطبیقی چندورودی-دو خروجی، دو تقریب‌گر مجزای یک‌ورودی-یک‌خروجی طراحی شود. این امر باعث می‌شود که فرایند طراحی قوانین فازی تقریب‌گر پیشنهادی بسیار ساده شود و چون تقریب‌گر پیشنهادی تنها دارای پنج قاعده فازی و یک قانون تطبیقی است، بنابراین حجم محاسبات کنترل پیشنهاد پایین بوده و این امر پیاده‌سازی عملی این کنترل‌کننده را امکان‌پذیر می‌نماید. در راه کار پیشنهادی، نه تنها اثبات پایداری سیستم حلقه‌بسته تضعیف نمی‌شود، بلکه پدیده لرزش در ورودی کنترل را بسیار کاهش می‌دهد. از آنجاکه فناوری ساخت سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی MEMS در حد میکرون است، بنابراین بروز پدیده لرزش در ورودی کنترل با دامنه‌ای بسیار کم نیز می‌تواند به بخش مود تحریک این سیستم آسیب بزند. به همین دلیل در بخش بعدی مقاله، راه کار دومی برای مقابله با پدیده لرزش در ورودی کنترل ارائه می‌شود.

که ξ_1 و ξ_2 ضرایب مثبت هستند. برای اثبات پایداری سیستم حلقه‌بسته و طراحی قانون تطبیقی تقریب‌گر پیشنهادی که بتواند ρ_1 و ρ_2 را تقریب بزند، تابع کاندیدای لیاپانوفی پیشنهاد می‌گردد (معادله (۳۴)):

$$V(S) = \frac{1}{2} S^T S + \sum_{i=1}^2 \frac{1}{2\gamma_i} \tilde{\theta}_i^T \tilde{\theta}_i \quad (34)$$

با توجه به معادله (۳۶)، قانون تطبیقی به صورت رابطه (۳۷) انتخاب می‌گردد:

$$\dot{\tilde{\theta}}_i = \gamma_i \Psi_i(s_i) s_i \quad (37)$$

با انتخاب قانون تطبیقی (۳۷)، معادله (۳۶) ساده می‌شود:

$$\dot{V}(S) = \sum_{i=1}^2 s_i (\eta_i - \theta_i^{*T} \Psi_i(s_i)) - \sum_{i=1}^2 s_i \xi_i \quad (38)$$

از معادلات (۳۰) و (۳۸) نتیجه می‌شود که اگر $\xi_i > \delta_i$ انتخاب شود، آنگاه:

$$\dot{V}(S) = \sum_{i=1}^2 s_i (\eta_i - \theta_i^{*T} \Psi_i(s_i)) - \sum_{i=1}^2 s_i \xi_i \leq \sum_{i=1}^2 s_i \delta_i - \sum_{i=1}^2 s_i \xi_i \leq 0 \quad (39)$$

معادله (۳۹) نشان می‌دهد که با انتخاب مناسب ضریب ξ_i ، $\dot{V}(S) \leq 0$ می‌شود. بنابراین سیستم حلقه‌بسته با کنترل مولدغزشی فازی تطبیقی و در حضور تمامی عدم قطعیت‌های ساختاری و غیرساختاری موجود در معادلات دینامیکی ژيروسکوپ ارتعاشی MEMS دارای پایداری مجانبی سراسری می‌گردد.

طراحی کنترل مودلغزشی فازی تطبیقی با سطح لغزش مجانبی

در این بخش از مقاله، برای ارائه راه کار دوم، مراحل طراحی کنترل مودلغزشی مقاله را تا معادله (۱۳) و با بردار سطح لغزش (۴۰)، تکرار می شود:

$$S = x_2(t) + \lambda x_1(t) \quad (40)$$

در ادامه بردار متغیر (۴۱) تعریف می گردد:

$$Z = \dot{S} + KS \quad (41)$$

که K ماتریسی قطری با مولفه های مثبت است.

نکته ۵: در ادامه مقاله، تلاش بر این است که راه کاری ارائه شود تا بردار متغیر Z به سمت صفر همگرا شود. با صفر شدن بردار متغیر Z ، بردار سطح لغزش S به صورت مجانبی به صفر می رسد و این امر باعث می شود که بردار خطای ردگیری نیز صفر شده و سیستم حلقه بسته، پایدار گردد. حال از معادله (۴۱) نسبت به زمان مشتق گیری می شود:

$$\dot{Z} = \ddot{S} + K\dot{S} \quad (42)$$

از معادلات (۱۲) و (۴۰) مشتق گیری شده و نتیجه در معادله (۴۲) جایگذاری می شود:

$$\begin{aligned} \dot{Z} &= \ddot{x}_2(t) + \lambda \dot{x}_1(t) + K(\dot{x}_2(t) + \lambda \dot{x}_1(t)) \\ &= \dot{\eta} + \dot{u}_s + \lambda \dot{x}_2(t) + K(\dot{x}_2(t) + \lambda \dot{x}_1(t)) \\ &= \dot{\eta} + \dot{u}_s + (\lambda + K)\dot{x}_2(t) + K\lambda \dot{x}_1(t) \end{aligned} \quad (43)$$

با تعریف $\mu = \dot{\eta} + (\lambda + K)\dot{x}_2(t)$ ، معادله (۴۳) به صورت معادله (۴۴) ساده می شود:

$$\dot{Z} = \mu + \dot{u}_s + K\lambda \dot{x}_1(t) \quad (44)$$

نکته ۶: لازم به ذکر است که بردار μ ، شامل مشتق عدم قطعیت های موجود و دینامیک $(\lambda + K)\dot{x}_2(t)$ است. اگرچه ماتریس های قطری λ و K معلوم و مشخص هستند، اما سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی فاقد سنسور شتاب سنج است. به همین دلیل این بخش نیز به باقیمانده عدم قطعیت ها موجود اضافه می شود.

در ادامه بردار \dot{u}_s به گونه ای طراحی می شود که سیستم حلقه بسته را در حضور بردار عدم قطعیت μ ، مقاوم و پایدار نماید. برای نیل به این هدف، مشتق بردار ورودی کنترل \dot{u}_s ،

به دو بخش $\dot{u}_s = \dot{u}_{eq} + \dot{u}_n$ تقسیم می گردد. بر اساس مطالب بیان شده پیشین، \dot{u}_{eq} با معادله (۴۵) به دست می آید:

$$\dot{u}_{eq} = -K\lambda \dot{x}_1(t) \quad (45)$$

برای طراحی \dot{u}_n ، تابع کاندیدای لیاپانف (۴۶) پیشنهاد می گردد:

$$V(Z) = \frac{1}{2} Z^T Z \quad (46)$$

با مشتق گیری از معادله (۴۶) و ادامه روند طراحی مطابق مراحل پیشین، \dot{u}_n به صورت معادله (۴۷) به دست می آید:

$$\dot{u}_n = -\beta \text{Sign}(Z) \quad (47)$$

که $\beta \in R^{2 \times 2}$ ماتریسی قطری با مولفه های $\beta_i \geq |\mu_i|$ است. در ادامه برای تقریب زدن کران عدم قطعیت ها، از تقریب گر فازی تطبیقی پیشنهادی در این مقاله استفاده می شود. بنابراین در یک جمع بندی، بردار ورودی کنترل نهایی به صورت معادله (۴۸) است:

$$\begin{aligned} u(t) &= (\hat{D} + 2\hat{\Omega})\dot{q} + \hat{K}_b q + \hat{q}_d + u_s \\ \dot{u}_s &= \dot{u}_{eq} + \dot{u}_n \\ \dot{u}_{eq} &= -K\lambda \dot{x}_1(t), \quad \dot{u}_n = -\begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} z_1 \xi_1 \\ z_2 \xi_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (48)$$

$$\begin{aligned} S(t) &= x_2(t) + \lambda x_1(t), \quad Z = \dot{S} + KS \\ e(t) &= x_1(t), \quad \dot{e}(t) = x_2(t), \quad e(t) = q - q_d, \quad \dot{e}(t) = \dot{q} - \dot{q}_d \\ \dot{\theta} &= \gamma_i \Psi_i(z_i) z_i, \quad \beta_i = \theta_i \Psi_i(z_i), \quad i = 1, 2 \end{aligned}$$

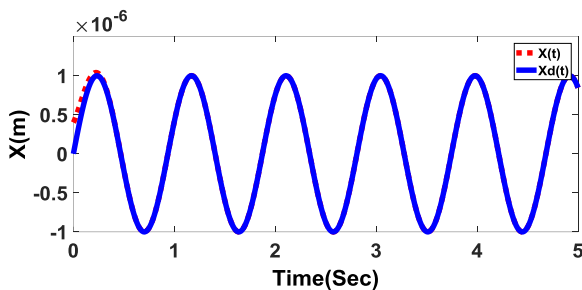
نکته ۷: اگر راه کار پیشنهادی اول و دوم با یکدیگر مقایسه شوند، نتیجه می گردد که در راه کار دوم به جای طراحی بردار ورودی u_s ، مشتق آن طراحی می شود. این امر باعث می شود که تقریب گر فازی تطبیقی تا حد زیادی لرزش در دامنه بردار \dot{u}_s را کاهش دهد. از آنجاکه برای به دست آوردن بردار ورودی u_s ، باید از مشتق آن انتگرال گرفت، عمل انتگرال گیری باقیمانده اثر لرزش در ورودی کنترل را از بین برده و این امر باعث می شود تا بردار ورودی کنترل پیشنهادی دارای دامنه ای بسیار نرم و پیوسته شود.

شبیه سازی

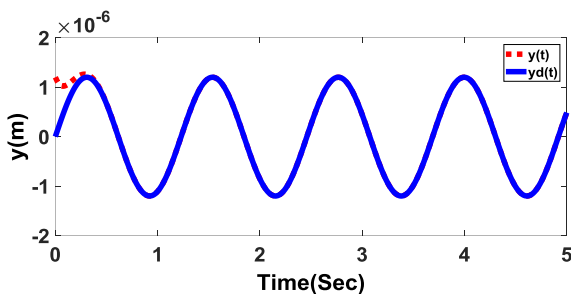
در این بخش برای بررسی عملکرد کنترل کننده های پیشنهادی، شبیه سازی هایی بر روی یک سیستم ژيروسکوپ

مدل‌غزشی پیشنهادی در حضور عدم قطعیت‌های ساختاری و غیرساختاری بررسی می‌شود.

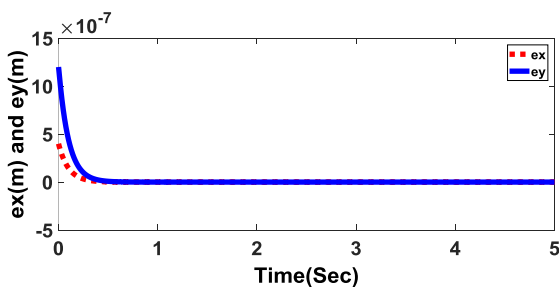
پس از اجرای شبیه‌سازی، مطابق شکل‌های ۳ و ۴ مشاهده می‌شود که موقعیت‌های x و y از شرایط اولیه شروع و در کمتر از 0.5 ثانیه به سمت مقادیر مطلوب خود همگرا شده‌اند. از شکل ۵ نتیجه می‌شود که کنترل‌کننده پیشنهادی به خوبی عمل نموده و خطاهای ردگیری موقعیت e_x و e_y را در زمانی برابر 0.5 ثانیه صفر نموده است. در شکل‌های ۶ و ۷ مشاهده می‌گردد که تغییرات موقعیت یعنی \dot{x} و \dot{y} نیز به خوبی و در زمانی بسیار کوتاه به سمت مقادیر مطلوب خود همگرا شده‌اند. مطابق شکل ۸ عملکرد خوب کنترل مدل‌غزشی، با بروز لرزش شدیدی همراه است که این امر پیاده‌سازی عملی این کنترل‌کننده را غیرممکن می‌سازد.



شکل ۳ - ردگیری دقیق موقعیت x با اعمال کنترل مدل‌غزشی



شکل ۴ - ردگیری دقیق موقعیت y با اعمال کنترل مدل‌غزشی



شکل ۵ - بردار خطاهای ردگیری با اعمال کنترل مدل‌غزشی

ارتعاشی MEMS پیاده‌سازی می‌شود. پارامترهایی که برای سیستم ژيروسکوپ در نظر گرفته شده‌اند در جدول ۲ آمده است [۶-۵]. ورودی متغیر با زمان $\Omega^* = 5 \sin(0.3t)$ به‌عنوان ورودی محرک سامانه انتخاب شده است. موقعیت‌های مطلوب در راستای x و y و به‌صورت $x_d(t) = 10^{-6} \sin(\omega_1 t)$ و $y_d(t) = 1.2 \times 10^{-6} \sin(\omega_2 t)$ با $\omega_1 = 4.17 \text{ Hz}$ و $\omega_2 = 5.11 \text{ Hz}$ تنظیم گردیده‌اند. شرایط اولیه $(x(0), y(0))$ سیستم ژيروسکوپ برابر با $(0.4e^{-6}, 1.1e^{-6})$ انتخاب شد.

جدول ۲ - پارامترهای سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی MEMS

m	$0.57e^{-8} \text{ kg}$
d_{xx}	$0.429e^{-6} \text{ N s/m}$
d_{xy}	$0.0429e^{-6} \text{ N s/m}$
d_{yy}	$0.687e^{-6} \text{ N s/m}$
k_{xx}	80.98 N/m
k_{xy}	5 N/m
k_{yy}	71.62 N/m
ω_0	1 kHz
q_0	10^{-6} m

مرحله اول شبیه‌سازی

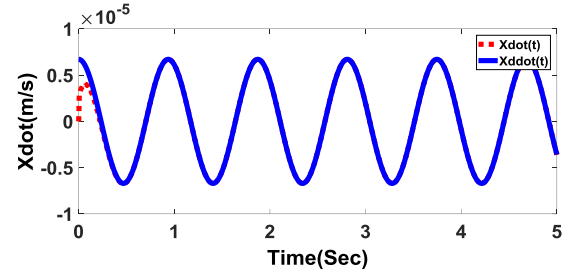
در این بخش از شبیه‌سازی، کنترل مدل‌غزشی به سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی MEMS اعمال گردید. ماتریس ضرایب کنترل‌کننده مدل‌غزشی در روابط (۴۹) آمده است:

$$\lambda = \begin{bmatrix} 10 & 0 \\ 0 & 10 \end{bmatrix}, \quad \rho = \begin{bmatrix} 25 & 0 \\ 0 & 25 \end{bmatrix} \quad (49)$$

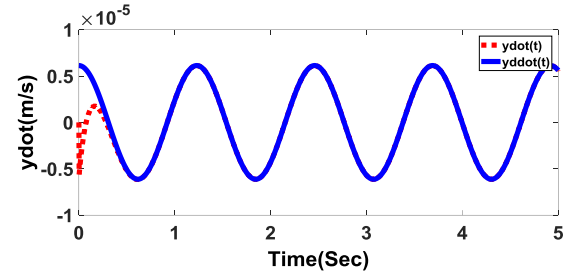
برای اعمال عدم قطعیت‌های ساختاری و غیرساختاری، به ترتیب فرض بر آن است که مقادیر پارامترهای سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی ۸۰ درصد جدول ۲ است و در طراحی کنترل مدل‌غزشی، از ورودی متغیر با زمان سامانه تحریک یعنی Ω^* صرف‌نظر گردیده است.

برای اعمال دینامیک مدل‌نشده و اغتشاشات خارجی، برای اعمال $d_1(t) = d_2(t) = 5 \sin(0.2t) + 3 \sin(0.8t)$ در نظر گرفته شد. بنابراین در این بخش از شبیه‌سازی، عملکرد کنترل

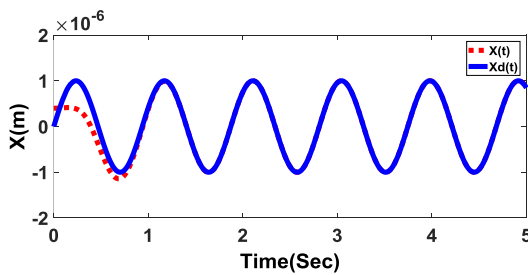
نموده و آنرا در ۰/۵ ثانیه به مقدار مطلوب خود می‌رساند. شکل ۱۱، نتایج شکل‌های ۹ و ۱۰ را تایید نموده و نحوه همگرا شدن بردار خطاهای ردگیری را به خوبی نمایش می‌دهد. در شکل‌های ۱۲ و ۱۳ مشاهده می‌شود که عملکرد کنترل پیشنهادی در برابر عدم قطعیت‌های موجود بسیار خوب بوده و توانسته است که سرعت‌های \dot{x} و \dot{y} را به سمت مقادیر مطلوب خود همگرا نماید. از شکل ۱۴ نتیجه می‌شود که تقریب‌گر فازی تطبیقی به خوبی عمل نموده و در حضور عدم قطعیت‌های موجود، پدیده نامطلوب لرزش در ورودی کنترل را بسیار کاهش داده است. با دقت در شکل ۱۴ می‌بینیم که دامنه ورودی u_x نرم و پیوسته است، اما دامنه ورودی u_y همچنان دارای لرزش است. در شکل ۱۵ مشاهده می‌شود که تقریب‌گر پیشنهادی به خوبی کران عدم قطعیت‌های موجود را تقریب زده است.



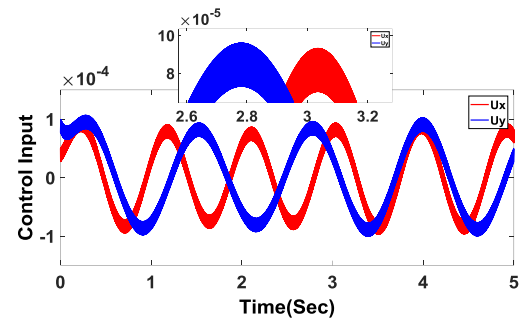
شکل ۶ - ردگیری دقیق سرعت \dot{x} با اعمال کنترل مودلغزشی



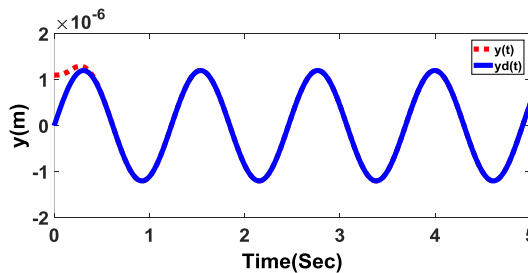
شکل ۷ - ردگیری دقیق سرعت \dot{y} با اعمال کنترل مودلغزشی



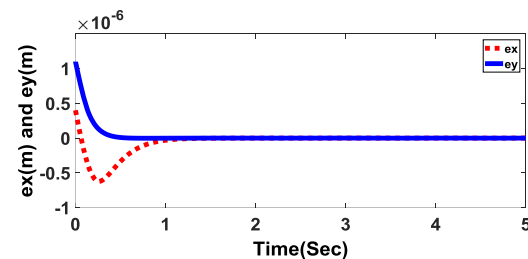
شکل ۹ - ردگیری دقیق موقعیت x با اعمال کنترل مودلغزشی فازی تطبیقی



شکل ۸ - بردار ورودی کنترل مودلغزشی



شکل ۱۰ - ردگیری دقیق موقعیت y با اعمال کنترل مودلغزشی فازی تطبیقی



شکل ۱۱ - بردار خطاهای ردگیری با اعمال کنترل مودلغزشی فازی تطبیقی

مرحله دوم شبیه‌سازی

در این مرحله از شبیه‌سازی، عملکرد کنترل‌کننده مودلغزشی فازی تطبیقی در مواجهه با عدم قطعیت‌های ساختاری و غیرساختاری موجود در معادلات دینامیکی سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی MEMS بررسی می‌شود. شرایط حاکم بر این مرحله از شبیه‌سازی، عینا مطابق مرحله اول شبیه‌سازی است. ضرایب کنترل‌کننده پیشنهادی، مطابق با مقادیر روابط (۵۰) تنظیم شد:

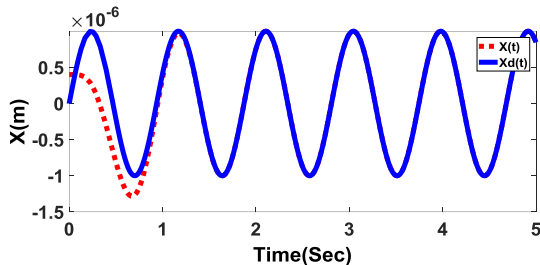
$$\lambda = \begin{bmatrix} 10 & 0 \\ 0 & 10 \end{bmatrix}, \quad \xi = \begin{bmatrix} 1.7 \\ 3.2 \end{bmatrix}, \quad \gamma = \begin{bmatrix} 2.2 \\ 5.1 \end{bmatrix} \quad (50)$$

پس از اجرای شبیه‌سازی، مطابق شکل ۹، موقعیت x از شرایط اولیه شروع و در زمانی برابر با ۱ ثانیه به سمت مقدار مطلوب خود همگرا شده است. از شکل ۱۰ نتیجه می‌شود که عملکرد کنترل پیشنهادی در مورد موقعیت y بهتر عمل

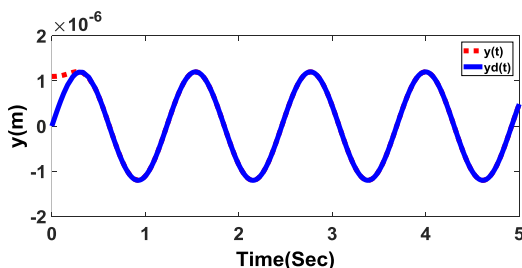
شبیه‌سازی است. ضرایب کنترل‌کننده پیشنهادی، مطابق با مقادیر (۵۱) تنظیم گردید:

$$\lambda = \begin{bmatrix} 10 & 0 \\ 0 & 10 \end{bmatrix}, \xi = \begin{bmatrix} 2.3 \\ 4.1 \end{bmatrix}, \gamma = \begin{bmatrix} 2 \\ 5.5 \end{bmatrix}, K = \begin{bmatrix} 4.2 & 0 \\ 0 & 6 \end{bmatrix} \quad (51)$$

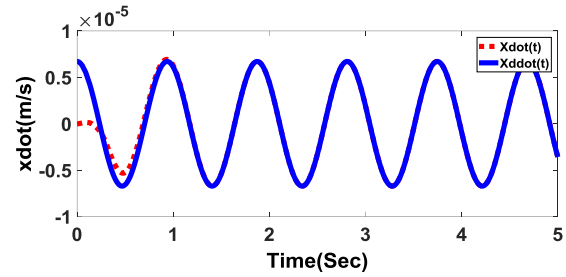
پس از اجرای شبیه‌سازی، مطابق شکل ۱۶، موقعیت x از شرایط اولیه شروع و در زمانی برابر با $1/3$ ثانیه به سمت مقدار مطلوب خود همگرا شده است. از شکل ۱۷ نتیجه می‌شود که عملکرد کنترل پیشنهادی در مورد موقعیت y بهتر عمل نموده و در 0.5 ثانیه آن‌را به مقدار مطلوب خود رسانده است. شکل ۱۸، نتایج شکل‌های ۱۶ و ۱۷ را تایید می‌نماید. در شکل‌های ۱۹ و ۲۰ مشاهده می‌شود که عملکرد کنترل مدل‌غزشی فازی تطبیقی با سطح لغزش مجانبی در برابر عدم قطعیت‌های موجود بسیار خوب بوده و توانسته است که سرعت‌های \dot{x} و \dot{y} را به سمت مقادیر مطلوب خود همگرا نماید. از شکل ۲۱ نتیجه می‌شود که عملکرد تقریب‌گر پیشنهادی و عمل انتگرال‌گیری مناسب بوده و کنترل پیشنهادی با دامنه‌ای نرم، پیوسته و عاری از هرگونه لرزشی همراه است. این امر پیاده‌سازی عملی این کنترل‌کننده را بر روی سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی تضمین می‌نماید.



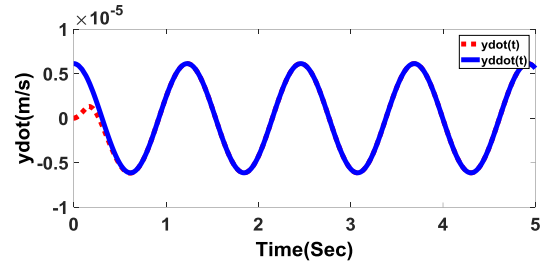
شکل ۱۶ - ردگیری دقیق موقعیت x با اعمال کنترل مدل‌غزشی فازی تطبیقی با سطح لغزش مجانبی



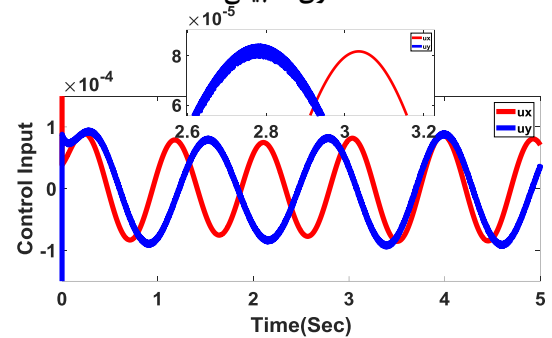
شکل ۱۷ - ردگیری دقیق موقعیت y با اعمال کنترل مدل‌غزشی فازی تطبیقی با سطح لغزش مجانبی



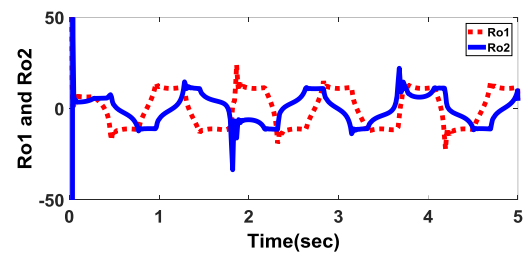
شکل ۱۲ - ردگیری دقیق سرعت \dot{x} با اعمال کنترل مدل‌غزشی فازی تطبیقی



شکل ۱۳ - ردگیری دقیق سرعت \dot{y} با اعمال کنترل مدل‌غزشی فازی تطبیقی



شکل ۱۴ - بردار ورودی کنترل مدل‌غزشی فازی تطبیقی



شکل ۱۵ - عملکرد تقریب‌گرهای فازی تطبیقی در تقریب زدن کران عدم قطعیت‌ها

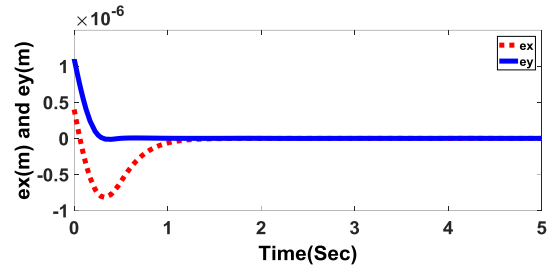
مرحله سوم شبیه‌سازی

در این مرحله از شبیه‌سازی، کنترل‌کننده مدل‌غزشی فازی تطبیقی با سطح لغزش مجانبی بر روی سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی MEMS پیاده‌سازی می‌شود. شرایط حاکم بر این مرحله از شبیه‌سازی، مطابق مراحل اول و دوم

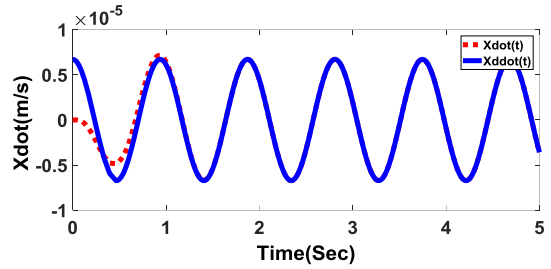
می‌شود. در طراحی کنترل کننده فرض بر آن است که پارامترهای k_{xx} ، k_{xy} و k_{yy} سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی نامعلوم بوده ولی سایر پارامترهای این سیستم کاملاً معلوم و مشخص هستند و سیستم ژيروسکوپ در معرض هیچ گونه اغتشاشات خارجی قرار ندارد. بنابراین می‌توان نتیجه گرفت که در این مرحله از شبیه‌سازی کنترل کننده تطبیقی تنها با حضور عدم قطعیت‌های ساختاری (عدم قطعیت‌های پارامتری) در بعضی از پارامترهای سیستم روبرو است. شرایط اولیه موقعیت‌های سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی عیناً مطابق با شبیه‌سازی‌های مراحل قبل است و شرایط اولیه قوانین تطبیقی کنترل کننده نیز برابر با صفر انتخاب گردیدند. ضرایب این کنترل کننده، مطابق با مقادیر روابط (۵۲) تنظیم شدند:

$$c_1 = c_2 = \begin{bmatrix} 20 & 0 \\ 0 & 20 \end{bmatrix}, \gamma_{k_{xx}} = \gamma_{k_{xy}} = \gamma_{k_{yy}} = 10 \quad (52)$$

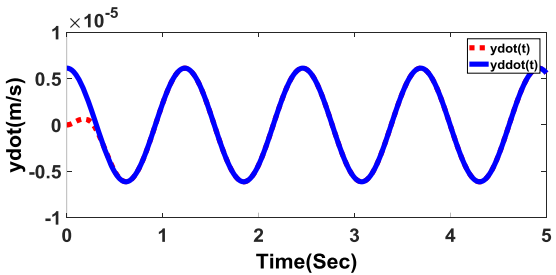
پس از اجرای شبیه‌سازی از شکل ۲۲ نتیجه می‌شود که موقعیت x پس از گذشت زمانی برابر با ۵ ثانیه به سمت مقدار مطلوب خود همگرا شده است. اما عملکرد کنترل کننده تطبیقی در طول زمان همگرایی اصلاً مطلوب نیست و اندازه خطای ردگیری در این بازه زمانی زیاد است. در شکل ۲۳ مشاهده می‌شود که عملکرد کنترل کننده در مورد ردگیری موقعیت y اندکی بهتر است و اندازه خطای ردگیری آن کمتر است. اما زمان صفر شدن خطای ردگیری موقعیت y نیز برابر با ۵ ثانیه است. شکل ۲۴ نیز نتایج شکل‌های ۲۲ و ۲۳ را تایید نموده و نحوه صفر شدن خطاهای ردگیری موقعیت‌های x و y را به خوبی نمایش می‌دهد. از شکل‌های ۲۵ و ۲۶ نتیجه می‌گردد که عملکرد کنترل کننده تطبیقی در برابر عدم قطعیت‌های ساختاری موجود خیلی مطلوب نیست، زیرا سرعت‌های \dot{x} و \dot{y} را با نوسانات زیادی به سمت مقادیر مطلوب خود همگرا می‌نماید. در شکل ۲۷ مشاهده می‌شود که ورودی کنترل کننده تطبیقی بسیار نرم و پیوسته است، اما این دامنه نرم در ۵ ثانیه اول با ماکزیمم دامنه بزرگی همراه است. این مورد ممکن است که باعث به اشباع رفتن محرکه‌های سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی شود و در نهایت این امر طول عمر این محرکه‌ها را بسیار کاهش می‌دهد. در شکل ۲۸ مشاهده می‌شود که قوانین تطبیقی به خوبی عمل نموده و پارامترهای k_{xx} ، k_{xy} و k_{yy} را با دقتی بسیار خوب ولی در زمانی برابر با



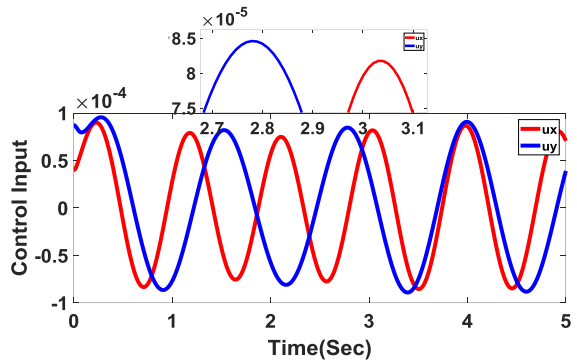
شکل ۱۸ - بردار خطاهای ردگیری با اعمال کنترل مودلغزشی فازی تطبیقی با سطح لغزش مجانبی



شکل ۱۹ - ردگیری دقیق سرعت \dot{x} با اعمال کنترل مودلغزشی فازی تطبیقی با سطح لغزش مجانبی



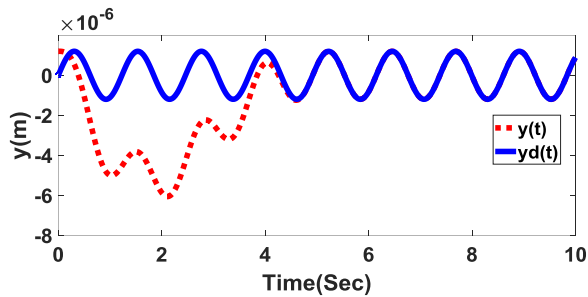
شکل ۲۰ - ردگیری دقیق سرعت \dot{y} با اعمال کنترل مودلغزشی فازی تطبیقی با سطح لغزش مجانبی



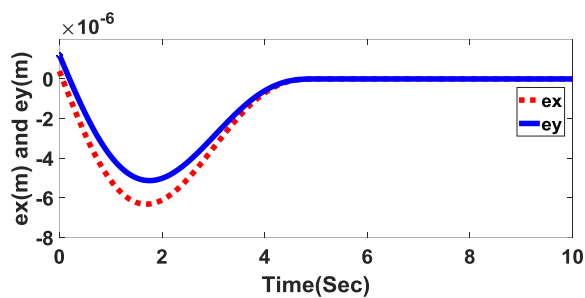
شکل ۲۱ - بردار ورودی کنترل مودلغزشی فازی تطبیقی با سطح لغزش مجانبی

مرحله چهارم شبیه‌سازی

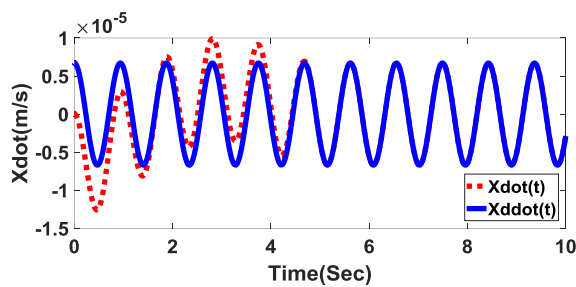
در این مرحله از شبیه‌سازی، برای مقایسه عملکرد کنترل کننده‌های پیشنهادی، کنترل کننده تطبیقی مرجع [۱۱] بر روی سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی MEMS پیاده‌سازی



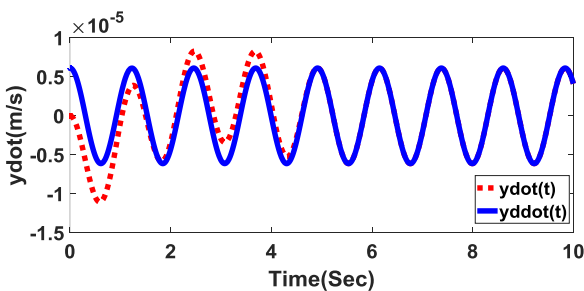
شکل ۲۳ - ردگیری موقعیت y با اعمال کنترل کننده تطبیقی مرجع [۱۱] در حضور عدم قطعیت های ساختاری



شکل ۲۴ - بردار خطاهای ردگیری با اعمال کنترل کننده تطبیقی مرجع [۱۱] در حضور عدم قطعیت های ساختاری



شکل ۲۵ - ردگیری سرعت \dot{x} با اعمال کنترل کننده تطبیقی مرجع [۱۱] در حضور عدم قطعیت های ساختاری



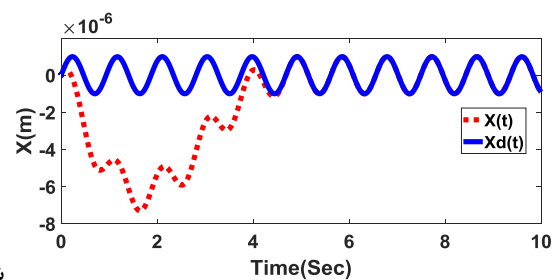
شکل ۲۶ - ردگیری سرعت \dot{y} با اعمال کنترل کننده تطبیقی مرجع [۱۱] در حضور عدم قطعیت های ساختاری

۵ ثانیه تخمین زده اند. این زمان نسبتاً طولانی باعث گردیده است تا عملکرد کنترل کننده تطبیقی در طول فرایند کنترل با نوسانات زیادی همراه باشد.

نکته ۸: ضرایب بردار کنترل کننده تطبیقی و شرایط اولیه قوانین تطبیقی آن با مقادیر یکسانی تنظیم شده اند. این امر باعث گردیده تا عملکرد این کنترل کننده در کنترل موقعیت های x و y از نظر زمان صفر شدن خطاهای ردگیری مشابه باشد.

نکته ۹: در این بخش از شبیه سازی، عملکرد کنترل کننده تطبیقی فقط در حضور عدم قطعیت های ساختاری آن هم فقط برای بعضی از پارامترهای سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی بررسی گردید. اگرچه زمان صفر شدن خطاهای ردگیری و ماکزیمم اندازه آنها زیاد است، اما این کنترل کننده در نهایت توانسته است تا خطاهای ردگیری را در حضور این نوع از عدم قطعیت ها صفر نماید. اما در صورت اعمال عدم قطعیت های غیر ساختاری و اغتشاشات خارجی موجود در شبیه سازی های مرحله اول تا سوم، کنترل کننده تطبیقی نمی تواند پایداری سیستم حلقه بسته را حفظ نماید و خطاهای ردگیری موقعیت با گذشت زمان به سمت بی نهایت میل می نمایند.

با مقایسه نتایج شبیه سازی های مراحل دوم، سوم و چهارم، به روشنی مشخص می شود که عملکرد کنترل کننده های پیشنهادی در برابر تمامی عدم قطعیت های موجود، از نظر زمان صفر شدن خطاهای ردگیری موقعیت، نوسانات و اندازه خطاهای ردگیری موقعیت و ماکزیمم دامنه ورودی کنترل بسیار بهتر از عملکرد کنترل کننده تطبیقی مرجع [۱۱] است.



شکل

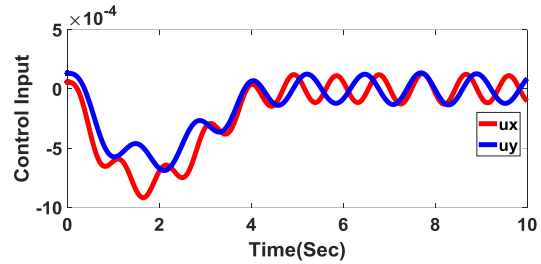
۲۲ - ردگیری موقعیت x با اعمال کنترل کننده تطبیقی مرجع [۱۱] در حضور عدم قطعیت های ساختاری

کنترل مودلغزشی فازی تطبیقی با سطح لغزش مجانبی، سرعت همگرایی خطای ردگیری e_x و سرعت \dot{x} را به اندازه ۰/۸ و ۰/۳ ثانیه به ترتیب نسبت به عملکرد کنترل مودلغزشی و کنترل مودلغزشی فازی تطبیقی افزایش داده است. اما عملکرد آن در مورد خطای e_y و سرعت \dot{y} به خوبی عملکرد این کنترل کننده‌ها است. اما از شکل ۲۱ نتیجه می‌شود که ترکیب تقریب‌گر فازی تطبیقی و عمل انتگرال‌گیری به خوبی عمل نموده و بردار ورودی کنترل دارای دامنه‌ای بسیار نرم و پیوسته است. اگرچه این کنترل کننده، سرعت همگرایی حالت‌های x و \dot{x} را کند نموده است، اما زمانی در حدود ۰/۸ ثانیه برای سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی MEMS، زمان زیادی تلقی نمی‌شود و در عوض کنترل پیشنهادی قابلیت پیاده‌سازی عملی را دارد.

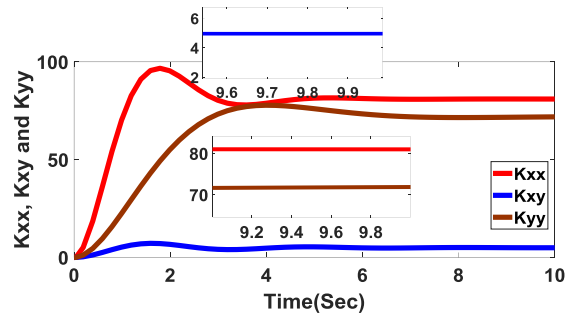
با بررسی نتایج شبیه‌سازی مرحله چهارم نتیجه می‌شود که اگرچه کنترل کننده تطبیقی با حضور عدم قطعیت‌های ساختاری آن هم فقط در بعضی از پارامترهای سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی روبرو است، اما با مقایسه شکل‌های ۹، ۱۶، ۲۲، ۱۰، ۱۷ و ۲۳ نتیجه می‌شود که عملکرد کنترل کننده تطبیقی در مقایسه با عملکرد کنترل کننده‌های پیشنهادی در کنترل موقعیت‌های x و y ضعیف‌تر است. در حالی که عملکرد مطلوب کنترل کننده‌های پیشنهادی در حضور عدم قطعیت‌های ساختاری و غیرساختاری موجود در معادلات دینامیکی سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی اتفاق افتاده است. لازم به ذکر است که این نتایج مطلوب با بررسی شکل‌های ۱۴، ۲۱ و ۲۷ و با مقایسه اندازه دامنه ورودی کنترل کننده‌ها نیز، کاملاً مشهود است.

نتیجه‌گیری

در این مقاله، کنترل مودلغزشی برای سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی MEMS ارائه شد. در راه‌کار ارائه شده از ترکیب روش دینامیک وارون و کنترل مودلغزشی استفاده گردید. روش دینامیک وارون باعث کاهش کران عدم قطعیت‌ها و کنترل مودلغزشی، سیستم حلقه بسته را در برابر عدم قطعیت‌های باقیمانده مقاوم نمود. در راه‌کار پیشنهادی برای جلوگیری از بروز لرزش در ورودی کنترل، دو راه‌کار پیشنهاد گردید. در راه‌کار اول، برای تقریب زدن کران عدم قطعیت‌های موجود، به جای طراحی یک تقریب‌گر فازی تطبیقی چندورودی-



شکل ۲۷ - بردار ورودی کنترل کننده تطبیقی مرجع [۱۱] در حضور عدم قطعیت‌های ساختاری



شکل ۲۸ - تخمین پارامترهای k_{xx} ، k_{xy} و k_{yy} سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی توسط قوانین تطبیقی

جمع‌بندی نتایج شبیه‌سازی‌ها

با دقت در نتایج شبیه‌سازی‌های ارائه شده، نتیجه می‌شود که کنترل مودلغزشی دارای سرعت همگرایی بالایی بوده و بردار خطای ردگیری را در ۰/۵ ثانیه به سمت صفر همگرا نموده است. دقت و سرعت همگرایی این کنترل کننده در نتایج مربوط به سرعت‌های \dot{x} و \dot{y} نیز به خوبی قابل مشاهده است. اما این عملکرد عالی، مطابق شکل ۸ با لرزش بسیار شدیدی در دامنه ورودی کنترل همراه است. این امر باعث کوتاه شدن عمر مود تحریک سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی MEMS می‌شود.

کنترل مودلغزشی فازی تطبیقی، سرعت همگرایی خطای ردگیری e_x و سرعت \dot{x} را به اندازه ۰/۵ ثانیه افزایش داده است. البته عملکرد این کنترل کننده در مورد خطای e_y و سرعت \dot{y} به خوبی عملکرد کنترل مودلغزشی است. نتایج شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهند که تقریب‌گر فازی تطبیقی به خوبی عمل نموده و مطابق شکل ۱۴، دامنه لرزش در بردار ورودی کنترل را به طور قابل ملاحظه‌ای کاهش داده است. با دقت در شکل ۱۴، مشاهده می‌شود که دامنه ورودی u_x بسیار نرم و پیوسته است و تنها در دامنه ورودی u_y بروز لرزش قابل مشاهده است. اما همین لرزش خفیف، می‌تواند به سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی MEMS آسیب بزند.

- Systems Technology, Vol. 17, No. 6, pp. 1432-1438, 2009.
- [6] Leland R P. "Adaptive control of a MEMS gyroscope using Lyapunov methods." IEEE Transaction on Control Systems Technology, Vol. 14, No. 2, pp. 278-283, 2006.
- [7] Fei J, Zhou J. "Robust adaptive control of MEMS triaxial gyroscope using fuzzy compensator." IEEE Transaction on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics), Vol. 42, No. 6, pp. 1599-1607, 2012.
- [8] Song Z, Li H, Sun K. "Adaptive dynamic surface control for MEMS triaxial gyroscope with nonlinear inputs." Nonlinear Dynamics, Vol. 78, No. 1, pp. 173-182, 2014.
- [9] Mehran Zareh and Sahel Soheili. "A modified model reference adaptive control with application to MEMS gyroscope." Journal of Mechanical Science and Technology, Vol. 25, No. 8, pp. 2061-2066, 2011.
- [10] Wenlei LI and Peter X. LIU. "Adaptive tracking control of an MEMS gyroscope with H-infinity performance." Journal of Control Theory and Application, Vol. 9, No. 2, pp. 237-243, 2011.
- [11] Yunmei Fang, Juntao Fei, Yuzheng Yang and Mingang Hua. "Adaptive control of MEMS gyroscope using backstepping approach." International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS 2014).
- [12] Cheng Lu, Juntao Fei. "Backstepping control of MEMS gyroscope using adaptive neural observer." International Journal of Machine Learning and Cybernetics, Vol. 8, No. 6, pp 1863-1873, 2017.
- [13] H.K.Lam, F.H.F.Leung, P.K.S.Tam. "Fuzzy control of a class of multivariable nonlinear systems subject to parameter uncertainties: model reference approach." International Journal of Approximate Reasoning, Vol. 26, No. 2, pp. 129-144, 2001.
- [14] F.Mei, Z.Man, T.Nguyen. "Fuzzy modelling and tracking control of nonlinear systems." Mathematical and Computer Modelling, Vol. 33, No. 6-7, pp. 759-770, 2001.
- [15] Wook Chang, Jin Bae Park, Young Hoon Joo and Guanrong Chen. "Output feedback fuzzy control for uncertain nonlinear systems." Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol. 125, No. 4, pp. 521-530, 2004.
- [16] Jafari, Raheleh, Yu, Wen. "Fuzzy control for uncertainty nonlinear systems with dual fuzzy

دو خروجی، دو تقریب‌گر فازی تطبیقی یک ورودی- یک خروجی ارائه گردید که تنها دارای پنج قاعده فازی و یک قانون تطبیقی می‌باشند. به‌همین دلیل کنترل مودلغزشی فازی تطبیقی پیشنهادی دارای حجم محاسباتی بسیار پائینی است و به‌علت برخورداری از دو تقریب‌گر مناسب، عملکرد آن با کاهش لرزش در دامنه بردار ورودی کنترل همراه است. در راه‌کار دوم، یک بردار متغیر Z ارائه شد. این بردار متغیر باعث می‌شود که مشتق بردار ورودی کنترل در معادلات ظاهر شود. این امر باعث می‌شود که به‌جای بردار ورودی کنترل، به طراحی مشتق بردار ورودی کنترل پرداخته شود. در نهایت برای پیاده‌سازی بردار ورودی کنترل، باید از مشتق آن انتگرال‌گیری گردد. ترکیب تقریب‌گر فازی تطبیقی و عمل انتگرال‌گیری، باعث نرم شدن بردار ورودی کنترل و حذف لرزش در ورودی کنترل می‌شود. اثبات ریاضی نشان می‌دهد که سیستم حلقه‌بسته با کنترل‌کننده‌های پیشنهادی و در حضور عدم قطعیت‌های موجود، دارای پایداری مجانبی سراسری است. در نهایت برای بررسی عملکرد کنترل‌کننده‌های پیشنهادی، شبیه‌سازی‌هایی در چهار مرحله بر روی سیستم ژيروسکوپ ارتعاشی MEMS ارائه گردید. شیوه ارائه شبیه‌سازی‌ها به‌گونه‌ای بود که راه‌کارهای پیشنهادی را به‌چالش بکشد. نتایج شبیه‌سازی‌ها، عملکرد مطلوب کنترل مودلغزشی فازی تطبیقی با سطح لغزش مجانبی را نمایش می‌دهند.

منابع و مراجع

- [1] Barbour, N. and Schmidt, G. "Inertial sensors technology trends" in Proceeding of IEEE Workshop on Autonomous Underwater Vehicles, pp. 55-62, 1998.
- [2] Acar, C. "Four degrees of freedom micromachined gyroscope" Technical Report, No. MSL-01003, University of California, 2001.
- [3] Acar, C. and Shkel, A. "MEMS vibratory gyroscopes: Structural Approaches to Improve Robustness." Springer, 2008.
- [4] Painter, C.C. and Shkel, A.M. "Active structural error suppression in MEMS vibratory rate integrating gyroscopes." IEEE Sensor Journal, Vol. 3, No. 5, pp.595 -606, 2003.
- [5] Zheng Q, Dong L, Lee D H, Gao Z. "Active disturbance rejection control for MEMS gyroscopes." IEEE Transaction on Control

- Journal of Fuzzy Systems, Vol. 19, No. 5, pp. 1430-1443, 2017.
- [23] Juntao Fei, Zhuli Yuan. "Dynamic sliding mode control of MEMS gyroscope." IEEE International Conference on Control Applications, pp. 24-30, 2013.
- [24] C. Batur, T. Sreeramreddy, Q. Khasawneh. "Sliding mode control of a simulated MEMS gyroscope." ISA Transactions, Vol. 45, No. 1, pp. 99-108, 2006.
- [25] Chao-Lin Kuo, Her-Terng Yau, Chia-Hung Lin, Chien-Kuo Tsui. "Fuzzy sliding mode control for a gyroscope system." IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, pp. 45-51, 2012.
- [26] Jianxin Ren, Rui Zhang, and Bin Xu. "Adaptive fuzzy sliding mode control of MEMS gyroscope with finite time convergence." Journal of Sensors, Vol. 12, No. 4, pp. 20-28, 2016.
- [27] Xiao Liang, Juntao Fei, Yuncan Xue. "Adaptive fuzzy control of MEMS gyroscope using global fast terminal sliding mode approach." International Conference on Control and Robotics Engineering, pp. 68-74, 2017.
- [28] Khalil HK. "Nonlinear systems." 3rd edn. Prentice Hall, 2002.
- [29] Wang, L. X. "A course in fuzzy systems and control." Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1997.
- equations." Journal of Intelligent & Fuzzy Systems, Vol. 29, No. 3, pp. 1229-1240, 2015.
- [17] Utkin V. "Sliding modes in control and optimization." Berlin: Springer-Verlag; 1992.
- [18] Utkin V. "Variable structure systems with sliding modes." IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 22, No. 2, pp. 212-22, 1977.
- [19] M. H. Khooban and M. R. Soltanpour. "Swarm optimization tuned fuzzy sliding mode control design for a class of nonlinear systems in presence of uncertainties." Journal of Intelligent and Fuzzy Systems, Vol. 24, No. 2, pp. 383-394, 2013.
- [20] M. R. Soltanpour, B. Zolfaghari, M. Soltani and M. H. Khooban. "Fuzzy sliding mode control design for a class of nonlinear systems with structured and unstructured uncertainties." International Journal of Innovative Computing, Information and Control, Vol. 9, No. 7, pp. 2713-2726, 2013.
- [21] M.R. Soltanpour, M. H. Khooban and Mahmoodreza Soltani. "Robust fuzzy sliding mode control for tracking the robot manipulator in joint space and in presence of uncertainties." Robotica, Vol. 32, No. 3, pp. 433-446, 2014.
- [22] M. Veysi, M. R. Soltanpour, "Voltage-base control of robot manipulator using adaptive fuzzy sliding mode control." International