

طراحی یک روند ساده برای کنترل مد تحریک و تخمین سرعت

زاویه‌ای در یک ژيروسکوپ MEMS

امیرعلی نیک‌خواه^۱، ساحل سهیلی^۲، مهران زارع^۳

دانشکده مهندسی هوافضا

دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

(تاریخ دریافت: ۹۲/۱۱/۱۷؛ تاریخ پذیرش: ۹۲/۰۲/۱۰)

چکیده

در مقاله حاضر رویکردی جدید برای کنترل فرآیند تحریک یک ژيروسکوپ ارتعاشی MEMS به طوری که تخمین سرعت دورانی ورودی را ممکن سازد، مورد توجه قرار گرفته است. با استفاده از این الگوریتم، علاوه بر تخمین سرعت زاویه‌ای، ضرایب میرایی و فنریت سامانه به صورت زمان حقیقی در اختیار خواهد بود. این فن، بسیار ساده بوده و در مواردی که نویز اندازه‌گیری سنسورها کوچک باشد به خوبی قابلیت پیاده‌سازی خواهد داشت. نتایج شبیه‌سازی، مؤثر بودن روش کنترلی مورد نظر را در عدم حضور نویز نشان می‌دهند.

واژه‌های کلیدی: ژيروسکوپ، ژيروسکوپ‌های ارتعاشی MEMS، مود تحریک، تئوری تخمین

Development of a Simple Method for Control of Drive, Mode and Estimation of the Input Rotation Rate in MEMS Vibratory Gyroscope

A.A. Nikkhah, S. Soheili, M. Zare

Aerospace Engineering Department

K.N. Toosi University of Technology

(Received: 06 February 2013; Accepted: 30 April, 2014)

ABSTRACT

In this paper a new approach for control of Drive mode of a MEMS Vibratory gyroscope is developed, which enables estimation of the input rotation rate. Using this algorithm, besides of estimation of the input rotation rate, the spring and damping coefficients of the system will be obtained online. The methodology of the algorithm is very simple, and can be implemented successfully when the noise of the measurements are small. Results of the simulations show effectiveness of the method.

Keywords: Gyroscope, MEMS Vibratory Gyroscope, Drive Mode, Estimation Theory

۱- دانشیار (نویسنده پاسخگو): nikkhah@kntu.ac.ir

۲- دانشجوی کارشناسی ارشد

۳- دانشجوی کارشناسی ارشد

۱- مقدمه

ژیروسکوپ‌های میکروالکترومکانیکی^۱ ژیروسکوپ‌های ارتعاشی کوچک شده هستند که به دلیل اندازه کوچک، قیمت پایین و توان مصرفی کم، در سامانه‌های کنترل و پایداری کاربرد فراوانی پیدا کرده‌اند. ژیروسکوپ MEMS سنسورهای سرعت زاویه‌ای یک یا دو محوره هستند، که با فناوری نیمه‌هادی‌ها و مدارهای مجتمع ساخته می‌شوند. از لحاظ ساختاری شامل تراشه‌هایی هستند با زیرلایه کوارتزی با ابعادی از چند میلی‌متر تا میکرون، که به‌روش‌های فتولیتوگرافی و دیگر روش‌های تولید قطعات میکروالکترونیکی مانند سونش و عملیات سطحی و حجمی دیگر به صورت سازه‌های ارتعاشی صفحه‌ای تهیه می‌شوند [۱].

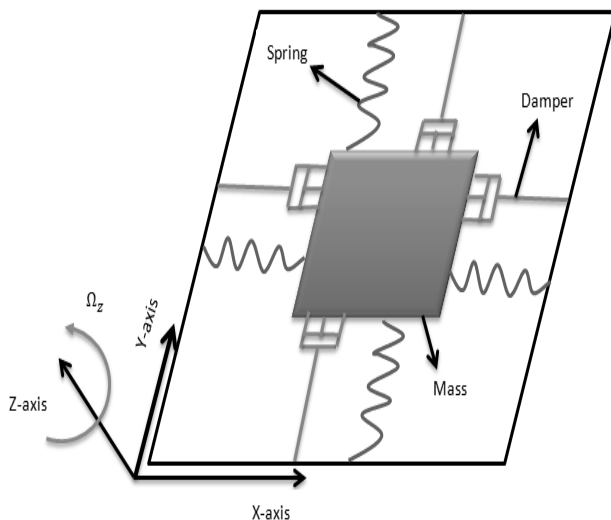
به دلیل عدم امکان استفاده از ساختارهای باتاقانی و موتورهای محرک چنانکه در ژیروسکوپ‌های کلاسیک وجود دارد (به خاطر ابعاد و اندازه‌های کوچک)، در ژیروسکوپ‌های MEMS از ساختارهای ارتعاشی با تکیه‌گاه‌های الاستیک و گیردار استفاده می‌گردد. وجه مشترک این نوع ژیروسکوپ‌ها با اسلاف خود همان استفاده از اندازه حرکت المان حساس^۲ و استفاده از نیروی کوریولیس برای آشکار سازی سرعت زاویه‌ای پایه حاوی ژیروسکوپ است.

طبق بررسی‌های انجام شده، آینده صنایع ژیروسکوپی با ژیروسکوپ‌های MEMS گره خورده و بعد از ژیروسکوپ‌های فیبر نوری، عمده‌ترین گزینه برای کاربردهای هوافضایی خواهند بود. البته می‌بایست چالش‌های پیش روی توسعه این سنسورها مرتفع گردد [۲]. عمده‌ترین چالش که هنوز به صورت مطلوب برطرف نشده است، تأمین دقت‌های موردنیاز در کاربردهای هوافضایی مانند ناوبری میان برد و برد بلند می‌باشد. البته تحقیقات نشان می‌دهد از ابتدای پیدایش ژیروسکوپ‌های MEMS تاکنون هر دو سال دقت این سنسورها ۱۰ برابر شده است [۲]. با توجه به دقت‌های نسبتاً پایین، امروزه اصلی‌ترین مسئله در فناوری ژیروسکوپ‌های MEMS، توسعه ساختارهای موجود و ابداع ساختارهای جدید جهت ارتقاء مشخصات عملکردی، به‌ویژه دقتی آنها می‌باشد. در تحقیق حاضر سعی شده کنترل فرآیند تحریک به‌نحوی انجام شود که خروجی ژیروسکوپ براساس تئوری تخمین برآورد شده و به نوعی دقت کلی سنسور ارتقاء یابد.

با توجه به هدف ذکر شده، ابتدا مدل دینامیکی مناسب با استفاده از مراجع انتخاب و توسعه داده شده است. سپس روش کنترلی موردنظر پیاده‌سازی و اعمال شده است. در نهایت شبیه‌سازی‌های لازم انجام شده که مؤثر بوده و روش فوق را تأیید می‌کند.

۲- مدل دینامیکی ژیروسکوپ ارتعاشی MEMS با جرم متمرکز

یک ژیروسکوپ MEMS محور z در شکل ۱ نمایش داده شده است. هدف این ژیروسکوپ اندازه‌گیری سرعت زاویه‌ای بیرونی Ω^* می‌باشد. ژیروسکوپ ارتعاشی MEMS با جرم متمرکز مانند آنچه در شکل نشان داده شده است، شامل یک جرم معلق به همراه چند فنر، یک سازوکار عملگر و حسگر الکترواستاتیکی برای ایجاد حرکت نوسانی و تعیین موقعیت و سرعت جرم متمرکز می‌باشد.



شکل (۱): نمای شماتیک از یک ژیروسکوپ MEMS محور z.

در هر ژیروسکوپ ارتعاشی، دو فرآیند تحریک ۳ و تشخیص ۴ در جریان می‌باشد. با توجه به اینکه ژیروسکوپ‌های ارتعاشی براساس شتاب کوریولیس کار می‌کنند، به جهت تولید شتاب کوریولیس، ایجاد یک حرکت نسبی داخلی (V_{rel}) برای المان حساس لازم است. این حرکت نسبی با اندرکنش با چرخش بیرونی Ω^* شتاب کوریولیس ($2\Omega \times V_{rel}$) را به وجود می‌آورد. کار سامانه تحریک، ایجاد این حرکت نسبی به صورت ارتعاشات با

3- Drive Mode

4- Sense Mode

1- Micro Electromechanical Gyroscopes (MEMS Gyros)

2- Proof Mass

$$q = \begin{bmatrix} x \\ q_0 \\ y \\ q_0 \end{bmatrix}, C^* = \begin{bmatrix} c_{xx} & c_{xy} \\ c_{xy} & c_{yy} \end{bmatrix},$$

$$K_a = \begin{bmatrix} k_{xx} & k_{xy} \\ k_{xy} & k_{yy} \end{bmatrix}, u^* = \begin{bmatrix} u_x \\ u_y \end{bmatrix}, \quad (5)$$

$$\text{and } \Omega^* = \begin{bmatrix} 0 & -\Omega^* \\ \Omega^* & 0 \end{bmatrix}$$

که در آن، q_0 طول مرجع می‌باشد. حال پارامترهای زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$C = \frac{C^*}{m\omega_0}, \quad K_b = \frac{K_a}{m\omega_0^2}$$

$$u = \frac{u^*}{m\omega_0^2}, \quad \Omega = \frac{\Omega^*}{\omega_0}. \quad (6)$$

در نتیجه نمایش معادله‌های بی‌بعد شده (۱ و ۲) به صورت زیر خواهد بود:

$$\ddot{q} + C\dot{q} + K_b q = u(t) - 2\Omega\dot{q}. \quad (7)$$

برای رسیدن به یک مدل فشرده‌تر، معادله (۷) را به صورت فضای حالت و به شرح زیر نمایش داده می‌شود:

$$\dot{X}(t) = AX(t) + Bu(t), \quad (8)$$

که در آن:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\omega_x^2 & -c_{xx} & -\omega_{xy} & -(c_{xy} - 2\Omega^*) \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\omega_{xy} & -(c_{xy} + 2\Omega^*) & -\omega_y^2 & -c_{yy} \end{bmatrix}, \quad (9)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T, \quad X = [x \quad \dot{x} \quad y \quad \dot{y}]^T,$$

$$\omega_x = \sqrt{\frac{k_{xx}}{m\omega_0^2}}, \quad \omega_y = \sqrt{\frac{k_{yy}}{m\omega_0^2}}, \quad \omega_{xy} = \frac{k_{xy}}{m\omega_0^2}. \quad (10)$$

۳- طراحی کنترلر PD برای کنترل موقعیت دومحوره المان حساس ژيروسکوپ

استفاده از کنترلرهای کلاسیک، یکی از متداول‌ترین و قدیمی‌ترین روش‌های کنترل می‌باشد که از قابل اطمینان‌ترین آنها، کنترل PID می‌باشد [۸ و ۹]. این کنترل به‌عنوان پایه‌ای در طراحی انواع کنترل‌های پیشرفته به کار می‌رود.

طراحی کنترلر PID به روش‌های متنوعی صورت می‌پذیرد که روش به کار گرفته شده در این پژوهش، روش پاسخ فرکانسی زیگلر-نیکولز است، که توسط آستروم و هاگلاند [۸] در سال ۱۹۹۵ ابداع شده است.

دامنه و فرکانس مشخص می‌باشد. همچنین سامانه تشخیص با ثبت خروجی ژيروسکوپ، تعیین سرعت زاویه‌ای بیرونی را انجام می‌دهد. هدف رویکرد ذیل ضمن کنترل مناسب فرآیند تحریک، انجام تشخیص براساس یک فرآیند تخمین می‌باشد. فرض می‌شود قابی که جرم متمرکز بر آن واقع است با سرعت ثابت Ω^* می‌چرخد، نیروهای مرکزگرای $m\Omega^{*2}y$ و $m\Omega^{*2}x$ با توجه به جابه‌جایی ناچیز فرض می‌شوند و نیروی کوریولیس در جهت عمود بر محور تحریک و محور چرخش ایجاد می‌شود. با استفاده از [۳، ۴ و ۵] و با فرضیه‌های بالا، معادله دینامیکی ژيروسکوپ به صورت زیر استخراج می‌شود:

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

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

که در آن، m مقدار جرم متمرکز، x و y مختصات جرم نسبت به دستگاه قاب و k_{xx}, k_{yy}, k_{xy} ضرایب ماتریس فنریت هستند. پارامترهای c_{xx}, c_{yy}, c_{xy} نشان دهنده ضرایب میرایی $u_x(t)$ و $u_y(t)$ نیروهای تحریک الکترواستاتیکی، Ω^* سرعت زاویه‌ای نامعین ورودی است که می‌بایست تعیین گردد و $2m\Omega^*\dot{x}$ و $2m\Omega^*\dot{y}$ نیروهای تداخلی ایجاد شده در اثر نیروی کوریولیس هستند. چند فرض که برای استخراج معادله دینامیکی (۱ و ۲) به کار رفته‌اند عبارتند از:

$$\Omega_x^{*2} \approx \Omega_y^{*2} \approx \Omega_z^{*2} \cong 0, \quad \Omega_z^* = \Omega^* \cong 0. \quad (3)$$

فریدلند و هوتون [۴] و پینتر و شیکل [۵] رفتار این سامانه تداخلی را به صورت جامع بررسی نموده‌اند. برای کاهش اثر تداخل بین محور تحریک x و محور تشخیص y ، یک سامانه چهار درجه آزادی (دو درجه برای تحریک و دو درجه برای تشخیص) توسط آکار و شیکل [۶] پیشنهاد شد. از اولین طرح‌ها برای کنترل ژيروسکوپ MEMS می‌توان از کار شیکل نام برد [۷]. با استفاده از زمان بی‌بعد $\tau = \omega_0 t$ و تقسیم دو طرف معادله (۳) بر $m\omega_0^2$ که در آن فرکانس مبنا است، فرم بی‌بعد معادله‌ها به شرح زیر خواهد بود:

$$\ddot{q} + \frac{C^* \dot{q}}{m\omega_0} + \frac{K_a q}{m\omega_0^2} = \frac{u^*(t)}{m\omega_0^2} - \frac{2\Omega^* \dot{q}}{\omega_0}. \quad (4)$$

پارامترهای معادله (۴) به صورت زیر تعریف می‌شوند:

- 1- Friedland and Hutton
- 2- Painter and Shkel
- 3- Acar and Shkel

$$P(t) = \sum_{i=1}^t (\phi^T(i)\phi(i)). \quad (15)$$

با تعریف خطا به شرح زیر:

$$\varepsilon(t) = y(t) - \hat{y}(t) = y(t) - \phi^T \theta, \quad (16)$$

$$V(\theta, t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^t (\varepsilon(i))^2, \quad (17)$$

نشان داده می‌شود در صورتی که تابع فوق حداقل گردد، پارامترها در هر لحظه به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\hat{\theta} = P(t) \sum_{i=1}^t \phi(i) y(i). \quad (18)$$

می‌توان از معادله (۱۵) استفاده نمود و به یک رابطه بازگشتی رسید. براساس این ایده از رابطه (۱۵)، رابطه (۱۹) به شرح زیر است:

$$P^{-1}(t) = P^{-1}(t-1) + \phi(t)\phi^T(t). \quad (19)$$

با انجام یک سری عملیات ریاضی، رابطه بازگشتی زیر حاصل می‌شود:

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t)(y(t) - \phi^T(t)\hat{\theta}(t-1)), \quad (20)$$

$$K(t) = P(t)\phi^T(t) = P(t-1)\phi^T(t) \quad (21)$$

$$(I + \phi^T(t)P(t-1)\phi(t))^{-1},$$

$$P(t) = (I - K(t)\phi^T(t))P(t-1). \quad (22)$$

با انجام این عملیات ریاضی، یک روش بازگشتی برای روش حداقل مربعات به دست آمده است که روش حداقل مربعات بازگشتی نامیده می‌شود. برای استفاده از این روش در تخمین برخط، یک سامانه پیوسته نیاز است تا تغییراتی در تعاریف تابع هزینه و نیز رگرورها حاصل آید. حال سامانه پیوسته مانند معادله (۸) در نظر گرفته می‌شود. برای تخمین پارامترهای چنین سامانه‌ای، از رابطه زیر استفاده می‌شود:

$$\dot{X}(t) = \hat{\theta}^T \varphi. \quad (23)$$

که در آن، $\hat{\theta} = [\hat{A}\hat{B}]^T$ و $\varphi = [X U]^T$ می‌باشد. ملاحظه می‌شود که اگر سامانه به درستی همگرا شود، آنگاه مدل تخمین زده شده با مدل واقعی یکسان خواهد بود تخمین زده شده با مدل واقعی یکسان خواهد بود. $\hat{\theta} = [\hat{A}\hat{B}]^T = [A B]^T$ تعریف تابع هزینه‌ای به صورت زیر می‌باشد:

$$V(\hat{\theta}) = \int_0^t (\dot{X}(t) - \hat{\theta}^T \varphi)^2 dt. \quad (24)$$

در ادامه براساس روش پاسخ فرکانسی زیگلر- نیکولز، یک کنترلر PD برای کنترل موقعیت ژيروسکوپ ارتعاشی MEMS طراحی می‌گردد. هدف از طراحی کنترلر برای ژيروسکوپ MEMS این است که جرم متمرکز یک حرکت پیوسته و هماهنگ را دنبال کند. بدین منظور، کنترلی به شرح زیر انتخاب می‌شود:

$$u_x(t) = K_{px}(x_c - x) + K_{dx}(\dot{x}_c - \dot{x}), \quad (11)$$

$$u_y(t) = K_{py}(y_c - y) + K_{dy}(\dot{y}_c - \dot{y}), \quad (12)$$

که در آن، K_{px} و K_{py} به ترتیب ضرایب تناسبی محورهای x و y ، K_{dx} و K_{dy} نیز ضرایب مربوط به مشتق این محورها می‌باشد. x_c و y_c موقعیت مطلوب تعیین شده برای مرکز جرم جسم می‌باشد. این موقعیت‌ها به صورت حرکت نوسانی در بخش‌های بعدی تعریف خواهند شد.

حال پس از اینکه از کنترل سامانه اطمینان حاصل گردید، نیاز است تا پارامترهای سامانه تخمین زده شوند تا از روی این پارامترها بتوان سرعت دورانی را مشخص نمود. در ادامه یک روش برای تخمین پارامترها پیشنهاد می‌شود.

۴- تخمین پارامترها به روش حداقل مربعات بازگشتی

روش حداقل مربعات، نخستین بار توسط ریاضیدان معروف، فردریش گاوس، ارائه گردید. هدف اصلی او یافتن یک تابع پیوسته از روی جدولی از داده‌های ورودی و خروجی بود. در این روش، پارامترهای مجهول یک مدل ریاضی باید طوری تعیین گردند که مجموع مربعات اختلاف بین مقدار واقعی و مقدار محاسبه شده از مدل را حداقل کند. این روش به صورت زیر مدل سازی می‌گردد [۱۰ و ۱۱]:

$$y(t) = \phi_1(t)\theta_1 + \phi_2(t)\theta_2 \quad (13)$$

$$+ \dots + \phi_n(t)\theta_n = \phi^T(t)\theta,$$

که در آن، $y(t)$ و θ بردار می‌باشند. $\phi_i(t)$ متغیرهای رگرورها نامیده می‌شوند و معادله (۱۳) مدل رگرسیون نامیده می‌شود. پارامترهای θ_i باید به نحوی انتخاب گردند که تابع هزینه زیر را حداقل سازد:

$$V(\theta, t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^t (y(i) - \phi^T(i)\theta)^2. \quad (14)$$

تابع کواریانس به صورت زیر تعریف می‌شود:

یک شبیه‌سازی انجام گرفته در نرم‌افزار SIMULINK محقق می‌شود. هدف سامانه کنترل در اینجا طراحی یک کنترلر تطبیقی مد لغزشی است [۱۵]، به طوری که بتوان با استفاده از آن Ω^* را تخمین زد. پارامترهای انتخاب شده از مرجع [۱۳] برای یک زیروسکوپ MEMS نمونه به صورت زیر آورده شده است:

$$\begin{aligned} m &= 0.57e - 8 \text{ kg}, \\ c_{xx} &= 0.429e - 6 \text{ Ns/m}, \\ c_{xy} &= 0.0429e - 6 \text{ Ns/m}, \\ c_{yy} &= 0.687e - 6 \text{ Ns/m}, \\ k_{xx} &= 80.98 \text{ N/m}, \\ k_{xy} &= 5 \text{ N/m}, \\ k_{yy} &= 71.62 \text{ N/m}, \\ \omega_0 &= 1 \text{ kHz}, \\ q_0 &= 10^{-6} \text{ m}. \end{aligned}$$

ورودی ثابت $\Omega^* = 5 \text{ rad/sec}$ به عنوان ورودی محرک سامانه انتخاب شده است. مسیر فرمان داده شده به سامانه به صورت $x_c = \sin(\omega_1 t)$ و $y_c = 1.2 \sin(\omega_2 t)$ می‌باشد که در آن، $\omega_1 = 4.17 \text{ kHz}$ و $\omega_2 = 5.11 \text{ kHz}$ می‌باشد. روابط (۲۷ و ۲۸) به شرح زیر است:

$$K_{PD} = \begin{bmatrix} K_{px} & K_{dx} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_{py} & K_{dy} \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BK_{PD}(X_c - X) \quad (28)$$

که در آن، $X_c = [x_c \quad \dot{x}_c \quad y_c \quad \dot{y}_c]^T$ می‌باشد. با استفاده از روش زیگلر-نیکولز و کمی تغییر در پارامترها، ماتریس $K_{PD} = \begin{bmatrix} 100000 & 80000 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 100000 & 80000 \end{bmatrix}$ به دست می‌آید. نتایج حاصل از این کنترلر در شکل‌های ۵-۲ نمایش داده شده است. مقادیر اولیه ماتریس‌های $P(0) = 100I$ و $\theta(0) = 0$ انتخاب شده‌اند. شکل ۶ و ۷ تخمین و خطای ناشی از آن را برای \ddot{x} و شکل ۸ و ۹ نیز تخمین خطای ناشی از آن را برای \ddot{y} نمایش می‌دهند. بررسی این دو شکل نشان می‌دهد که عملکرد تخمین بسیار مناسب بوده است. همچنین شکل ۱۰ تخمین به دست آمده برای Ω^* را نمایش می‌دهد. از بررسی این شکل‌ها به خوبی می‌توان نشان داد که عملکرد سامانه کنترل و تخمین همگرایی بسیار مناسبی را نتیجه داده است.

با استفاده از مراجع [۱ و ۴] و در صورتی که تخمین پارامترها از رابطه (۲۵) به دست آید:

$$\frac{d\hat{\theta}}{dt} = P(t)\varphi(t) \left(\dot{X}(t) - \hat{\theta}^T(t)\varphi(t) \right), \quad (25)$$

T پارامتر $P(t)$ از رابطه (۲۶) به دست خواهد آمد و تابع هزینه معادله (۱۷) به حداقل مقدار خود خواهد رسید و یا در واقع نرم خطای تخمین $e = \dot{X}(t) - \hat{\theta}^T(t)\varphi(t)$ حداقل می‌شود:

$$\frac{dP}{dt} = -P(t)\varphi(t)\varphi^T(t)P(t) \quad (26)$$

توجه ۱: با گسسته‌سازی معادلات (۲۴-۲۷) به معادلات (۱۷، ۲۰ و ۲۲) رسیده می‌شود. برای اینکه شرط همگرایی به صفر برای $e \rightarrow 0$ برقرار باشد، می‌بایست تحریک پایا صورت پذیرد. توضیح جامعی از این قضیه در مرجع [۱۰] آورده شده است. در اینجا با اندکی تغییر بیان این قضیه بدون اثبات آورده می‌شود.

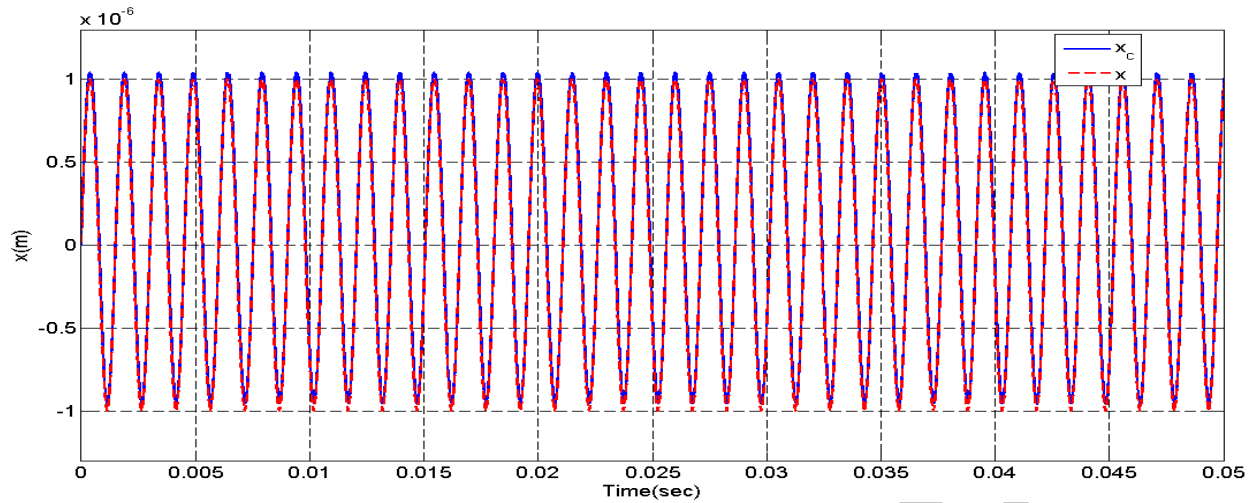
قضیه تحریک پایا: ماتریس زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$X^T X = \begin{bmatrix} \dot{x}_1^2 & x_1 \dot{x}_1 & x_1 x_2 & x_1 \dot{x}_2 \\ \dot{x}_1 x_1 & \dot{x}_1^2 & \dot{x}_1 x_2 & \dot{x}_1 \dot{x}_2 \\ x_2 x_1 & x_2 \dot{x}_1 & x_2^2 & x_2 \dot{x}_2 \\ \dot{x}_2 x_1 & \dot{x}_2 \dot{x}_1 & \dot{x}_2 x_2 & \dot{x}_2^2 \end{bmatrix}$$

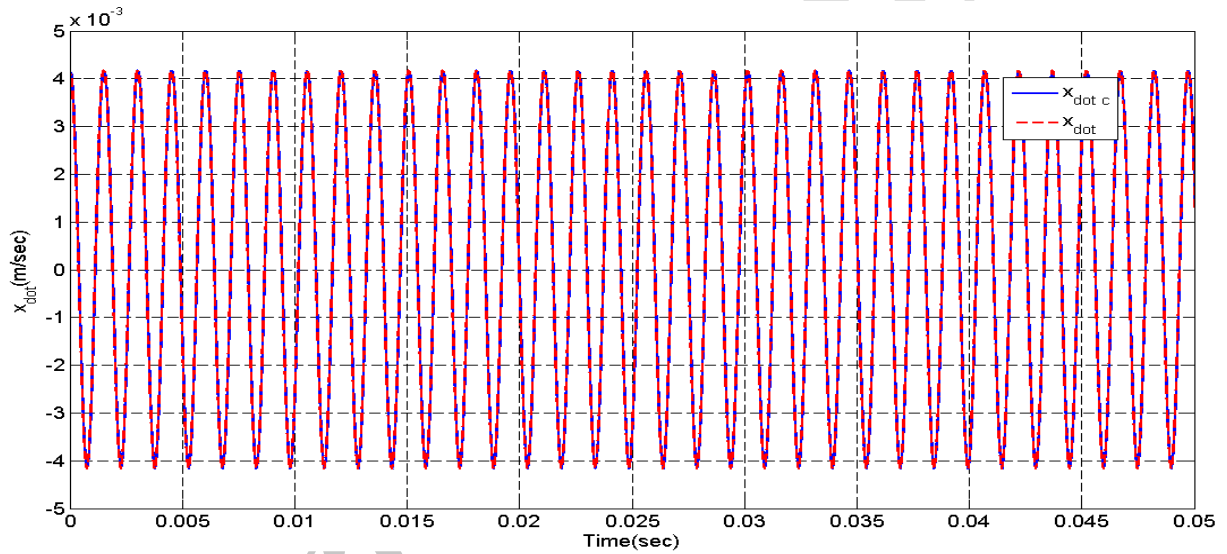
اگر این ماتریس دارای مرتبه کامل باشد، آنگاه تحریک پایا [۱۱] وجود دارد. با بیانی ساده‌تر می‌توان گفت در صورتی که سیگنال تحریک کننده پایا نباشد، همه مودهای سامانه تحریک نخواهند شد. با توجه به تئوری تحریک پایا می‌توان ذکر نمود که اگر X سیگنال پایا باشد، آنگاه می‌توان گفت که خطای تخمین $\lim_{t \rightarrow \infty} e = 0$ می‌باشد. با توجه به مرجع [۱۲]، در صورتی که $\omega_1 \neq \omega_2$ باشد، آنگاه تحریک پایا صورت می‌گیرد و سرعت زاویه‌ای نیز همانند سایر پارامترهای نامعین می‌تواند تعیین شود. سرعت زاویه‌ای از رابطه $\hat{\Omega} = \frac{1}{4}(\hat{A}_{2,4} - \hat{A}_{4,2})$ محاسبه می‌شود. به طور خلاصه اگر سیگنال‌های $x_m = A_1 \sin(\omega_1 t)$ و $y_m = A_2 \sin(\omega_2 t)$ مورد استفاده قرار گیرند، آنگاه $e(t)$ به صورت مجانبی به صفر میل خواهند نمود و بنابراین سرعت زاویه‌ای می‌تواند تعیین گردد.

۵- شبیه‌سازی

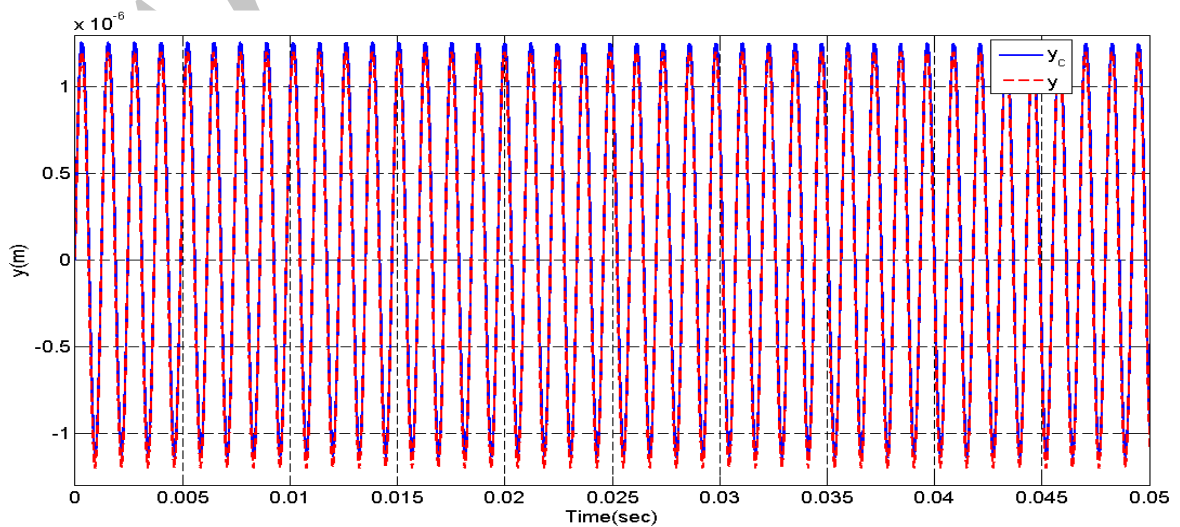
در این قسمت با استفاده از مرجع [۱۳ و ۱۴] به ارزیابی عملکرد کنترلر به دست آمده در بخش قبلی پرداخته می‌شود. این کار در



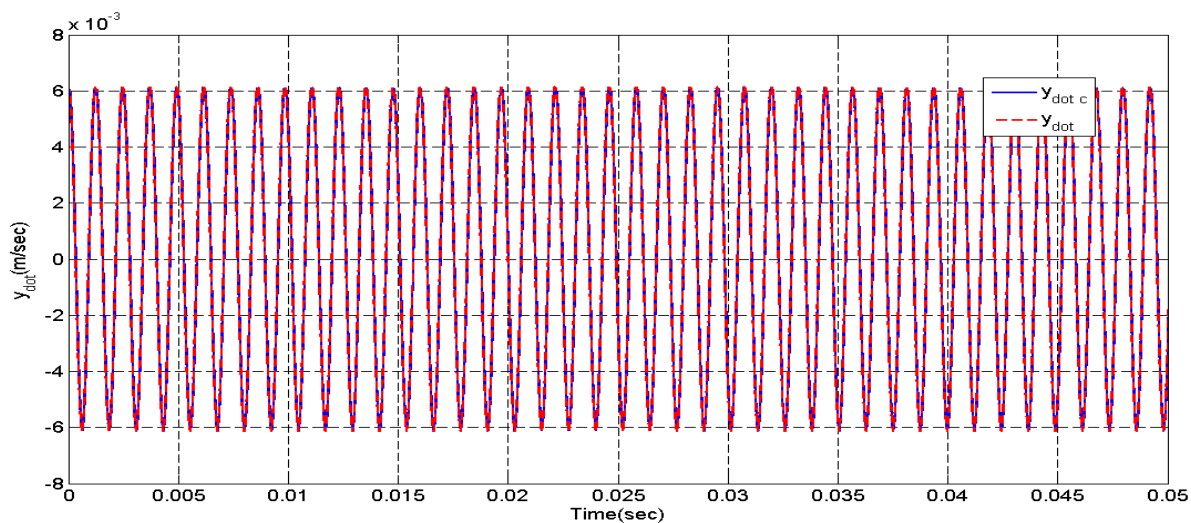
شکل (۲): ردگیری پارامتر موقعیت x در برابر x_c .



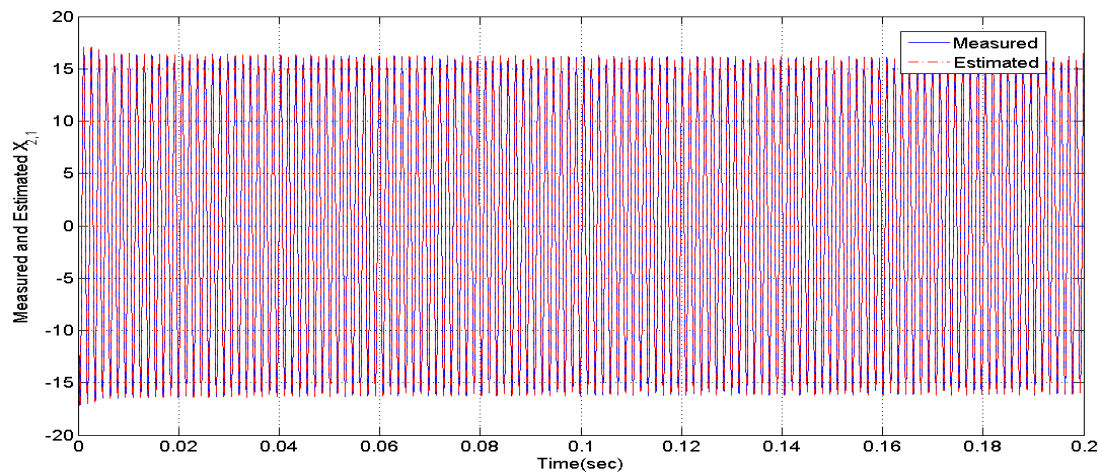
شکل (۳): ردگیری پارامتر سرعت \dot{x} در برابر \dot{x}_c .



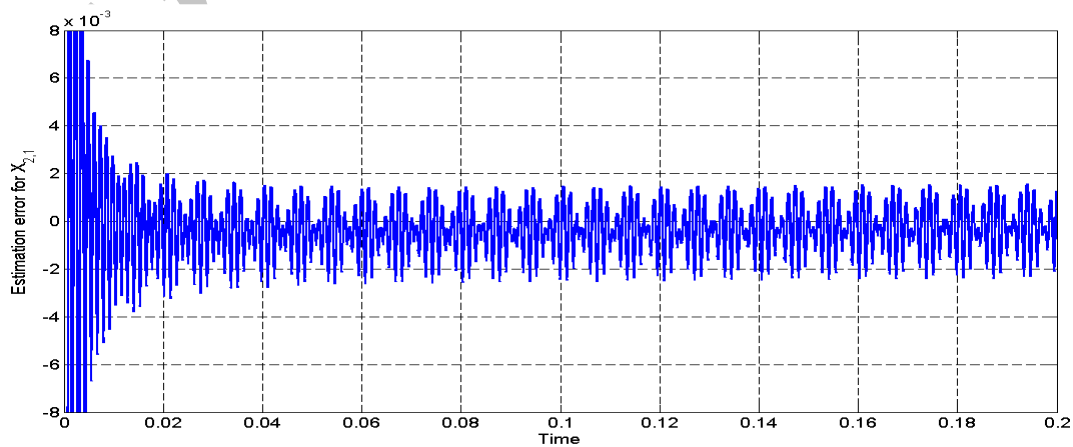
شکل (۴): ردگیری پارامتر موقعیت y در برابر y_c .



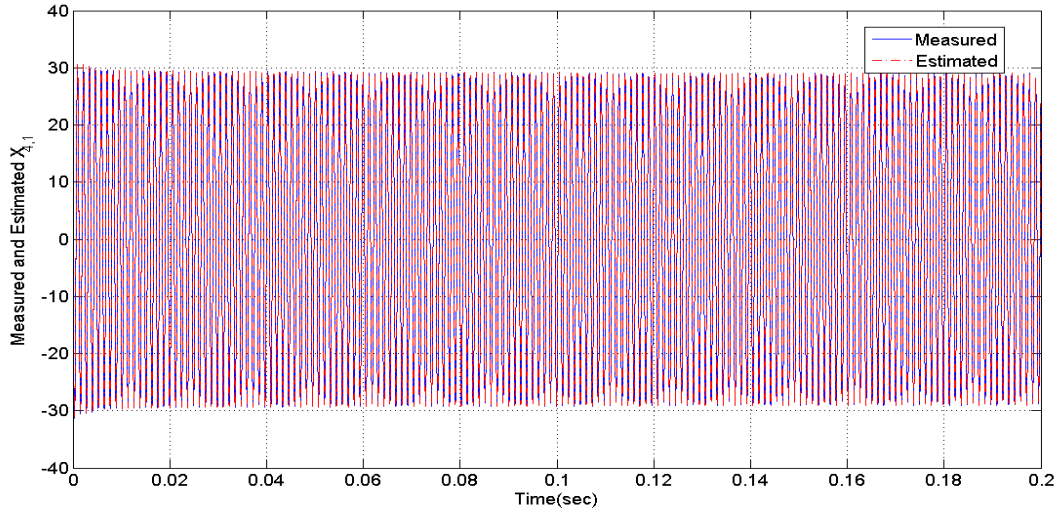
شکل (۵): ردگیری پارامتر سرعت \dot{y} در برابر \dot{y}_c .



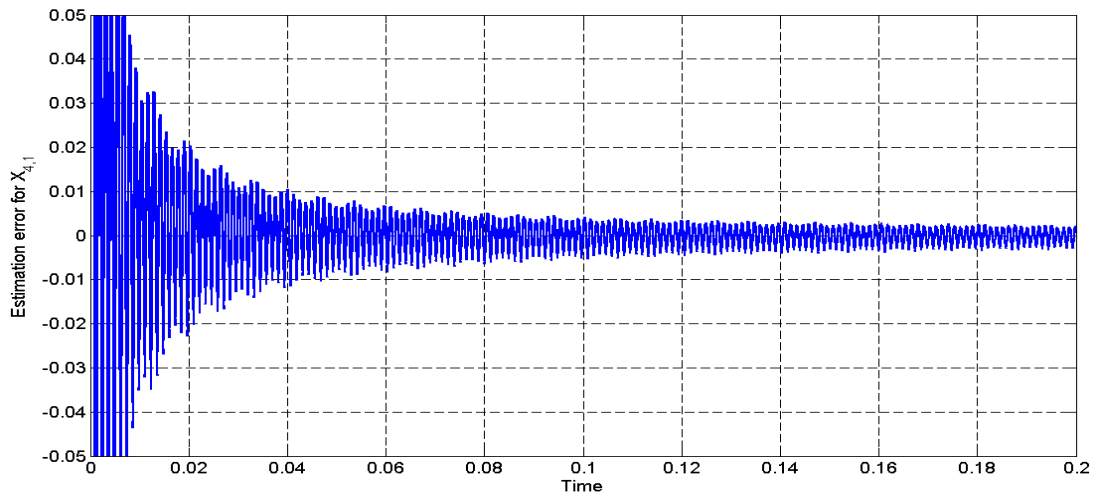
شکل (۶): تخمین و مقدار واقعی \dot{x} .



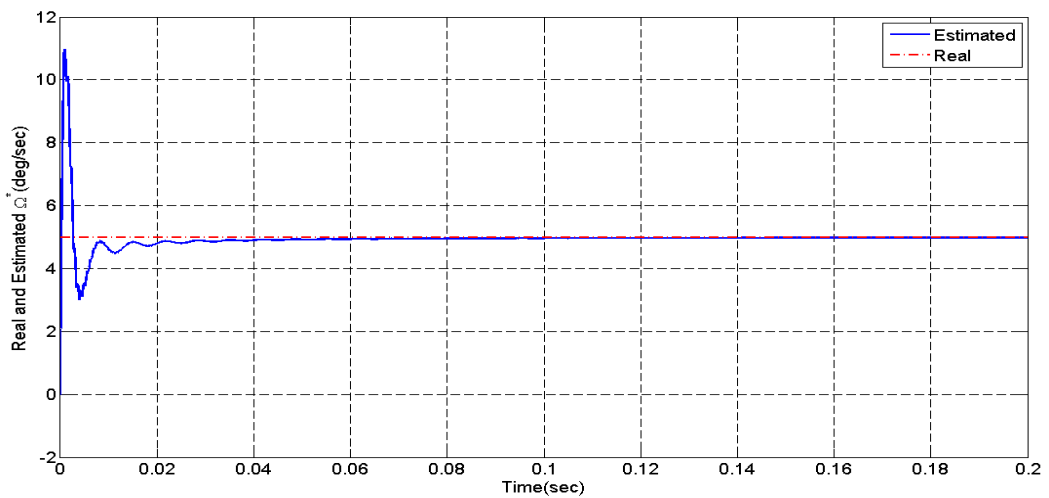
شکل (۷): خطای تخمین \dot{x} .



شکل (۸): تخمین و مقدار واقعی $X_{4,1}$.



شکل (۹): خطای تخمین $X_{4,1}$.



شکل (۱۰): تخمین و مقدار واقعی Ω^* .

۶- نتیجه گیری

در مقاله حاضر یک کنترلر PD دومحوره برای کنترل ژيروسکوپ MEMS با در نظر گرفتن دینامیک چندورودی و چندخروجی آن طراحی گردید و روش حداقل مربعات بازگشتی برای تخمین سرعت زاویه‌ای ورودی اعمال شد. فرض شده است که کلیه متغیرهای حالت سامانه قابل اندازه‌گیری باشد. بین دو محور عمود بر هم ژيروسکوپ ارتعاشی MEMS تداخل اجتناب‌ناپذیری وجود دارد. الگوریتم پیشنهادی یک رویکرد جدید برای تخمین سرعت زاویه‌ای ورودی ارائه می‌دهد. نشان داده شده است که استفاده از کنترلر PD جبران‌سازی مناسبی را در برابر نامعینی‌ها و اغتشاشات نشان خواهد داد. اما با حضور نویز اندازه‌گیری عملکرد سامانه دچار مشکل می‌شود. بنابراین، می‌توان گفت در صورت دانستن این نکته که نویز اندازه‌گیری ناچیز باشد، این روش می‌تواند تخمین مناسبی از اندازه سرعت زاویه‌ای وسیله حامل ژيروسکوپ در اختیار قرار دهد.

۷- مراجع

- Trans. Automatic Control, AC-23, No. 4, pp. 545 - 556, Aug 1978.
5. Painter, C.C. and Shkel, A.M. "Active Structural Error Suppression in MEMS Vibratory Rate Integrating Gyroscopes", IEEE Sens. J. Vol. 3, No. 5, pp.595 -606 2003.
6. Acar, C. and Shkel, A.M. "Non Resonant Micromachine Gyroscopes with Structural Mode-Decoupling", IEEE Sens. J. Vol. 3, No. 4, pp. 497-506, 2003.
7. Shkel, A.M., Horowitz, R., Seshia, A.A., Park, S., and Howe, T.R. "Dynamics and Control of Micromachined Gyroscopes", Proc. the American Control Conf. San Diego, TM-05, pp. 2119-2174, 1999.
8. Astrom, K.J. and Agglund, T.H. "PID Controllers: Theory, Design and Tuning", ISA Press. Research Triangle Park, USA, 1995.
9. Visioli, A., "Practical PID Control, Springer, 2006.
10. Astrom, K.J. and Wittenmark, B. "Adaptive Control, Addison-Wesley, the Netherlands, 1995.
11. Tao, G. "Adaptive Control Design and Analysis", London, England: John Wiley Andsons Inc.; 2003.
12. Ljung, L. SYSTEM IDENTIFICATION, Prentice Hall, 1987.
13. Fei, J. and Batur, C. "Adaptive Sliding Mode Control with Sliding Mode Observer Design for a MEMS Vibratory Gyroscope", In: 2007 ASME Int. Mech. Eng. Congress and Exposition, pp. 759-765, 2007.
14. Batur, C., Sreeramreddy, T., and Khasawneh, Q. "Sliding Mode Control of a Simulated MEMS Gyroscope", ISA Transactions, Vol. 45, No. 1, pp. 99-108, 2006.
15. Zahiripour S. and Jalali A. "Improving Hybrid Model Reference Sliding Mode Control of a Car Active Suspension System Using Optimum Turn of Sliding Surfaces and Fuzzy Logic", Aero. Mech. J. Vol. 9, No. 2, pp. 79-87, 2013 (In Persian).
1. Acar, C. and Shkel, A., "MEMS Vibratory Gyroscopes: Structural Approaches to Improve Robustness", Springer, 2008.
2. Barbour, N. and Schmidt, G. "Inertial Sensors Technology Trends", in Proceeding of IEEE Workshop on Autonomous Underwater Vehicles, pp. 55-62, August 1998.
3. Acar, C. "Four Degrees of Freedom Micromachined Gyroscope", Technical Report, No. MSL-01003, University of California, 2001.
4. Friedland, B. and Hutton, M. "Theory and Error Analysis of Vibrating Member Gyroscope", IEEE