



طراحی یک کنترل کننده مقاوم برای سکوی مکان یاب با شش درجه آزادی و دقت بالا

امین جاجرمی^۱، علی کریم پور^۲، رضا شهنازی^۳ و محسن داوری نژاد^۴

گروه برق - کنترل، دانشگاه فردوسی مشهد
am_ja80@stu-mail.um.ac.ir

چکیده

تولّد تکنولوژی نانو در ابتدای قرن جدید، کاربرد تکنولوژی کنترل حرکت با دقت های بسیار بالا (در ابعاد میکرومتر و نانومتر) را در صنعت، نسبت به گذشته، به مراتب بیشتر کرده است. در مقایسه با ابزارهای متداول مکان یابی با دقت بالا، می توان به سکوهای چند بعدی که در آنها از موتورهای مسطح مغناطیس دائم سنکرون (SPMPM)، موتورهای مسطح رلوکتانس متغیر (Sawyer) و موتورهای مسطح القائی (Induction-Planar) به عنوان محرک استفاده شده اشاره کرد. در این مقاله، برای کنترل سکوی مکان یاب چند بعدی که در آن از موتورهای SPMPM استفاده شده است از یک کنترل مد لغزشی تطبیقی استفاده می گردد که توانایی مقابله با عدم قطعیت‌های سازگار و ناسازگار را دارد. نتایج شبیه سازی عملکرد موثر این کنترل کننده را در جهت کنترل سکوی مکان یاب چند بعدی با وجود عدم قطعیت‌های سازگار و ناسازگار نشان می دهد.

واژه‌های کلیدی: تکنولوژی نانو- سکوی مکان یاب چند بعدی - کنترل کننده مد لغزشی تطبیقی- عدم قطعیت‌های سازگار و ناسازگار

۱- مقدمه

تولّد تکنولوژی نانو در ابتدای قرن جدید، کاربرد تکنولوژی کنترل حرکت با دقت های بسیار بالا (در ابعاد میکرومتر و نانومتر) را در صنعت، نسبت به گذشته، به مراتب بیشتر کرده است. امروزه در بسیاری از زمینه ها، ساخت و کنترل سیستم های در ابعاد نانو با دقت های بسیار بالا مورد نیاز است و ابزارهای مربوطه، شدیداً به تکنولوژی کنترل حرکت با دقت بالا تکیه دارند. اما از طرفی، تکنیک های پیاده سازی و مونتاژ در ابعاد نانو هنوز در دوره های اولیه رشد خود می باشند. در صنعت میکروالکترونیک در کارخانجات نیمه هادی، کنترل حرکت با دقت های بسیار بالا، حیاتی است. در این کارخانجات تعداد ترانزیستورهای بکار رفته در مدارهای مجتمع، بر اساس قانون مور، هر سال دو برابر می شود [۱]. همچنین با توجه به افزایش مداوم تقاضای جهانی جهت در اختیار داشتن تراشه هایی با تکنولوژی بالا و ظرفیت زیاد، هم اکنون از تکنولوژی تراشه در ابعاد ۱۹۳ نانومتر در صنایع تراشه سازی، بهره برداری می شود [۲] که این، بیانگر نیاز به داشتن سیستم هایی با دقت بسیار بالا برای مکان یابی دقیق و توانایی در کنترل چنین سیستم هایی است.

۱- دانشجوی دکتری - گروه برق دانشگاه فردوسی مشهد

۲- استادیار - گروه برق دانشگاه فردوسی مشهد

۳- دانشجوی دکتری - گروه برق دانشگاه فردوسی مشهد

۴- دانشجوی کارشناسی ارشد - گروه برق دانشگاه فردوسی مشهد



سکوهای مکان یاب با دقت بالا که در گذشته در صنایع نیمه هادی مورد استفاده قرار می گرفتند معمولاً دارای ساختارهای روی هم انباشته شده و سنگین بودند، که فراهم کردن تجهیزات دقیق صنعتی برای قسمتهای مکانیکی این سکوهای قدیمی، بسیار طاقت فرسا بوده است [۳]. از دیگر ابزارهای مکان یابی با دقت بالا، می توان به موتور های پیزو الکتریک (PZT) و موتورهای بوبین صدا (Voice-Coil Motor) اشاره کرد [۴]، [۵]. از مهمترین مزایای این موتور ها، دستیابی آسان به دقت بسیار بالا (در حد زیر میکرومتر) در مکان یابی است. با این وجود، استفاده از موتور PZT در سکوی مکان یاب، دارای این عیب است که حداکثر جابجایی ایجاد شده با موتور PZT بسیار محدود است و از مرتبه چند میکرومتر تا چند ده میکرومتر تجاوز نمی کند [۶]. در مقایسه با موتورهای PZT، موتورهای بوبین صدا دارای محدوده کاری بزرگ تر و فرکانس طبیعی کوچکترند [۷]. در عمل در بسیاری از کاربردهای صنعتی، موتورهای بوبین صدا و موتورهای PZT را در کنار همدیگر به عنوان یک سیستم محرک دوتایی مورد استفاده قرار می دهند [۸]-[۱۴].

در مقایسه با ابزارهای متداول مکان یابی با دقت بالا، سکوهای چند بعدی که از موتورهای مسطح (Planar) به عنوان محرک استفاده می کنند، دارای مزایایی نظیر دقت بالا، راه اندازی آسان، عدم وجود پس زنی (backlash)، اصطکاک پایین و غیره می باشند. با توجه به اساس کار، اکثر موتورهای مسطح می توانند به سه کلاس مختلف، دسته بندی شوند: موتورهای مسطح رلوکنانس متغیر (Sawyer) که در عین داشتن دقت بالا، دارای معایبی هستند که در [۱۵] بررسی شده است. موتورهای مسطح القایی (Induction-Planar) که هنوز در مرحله رشد و پیشرفت خود قرار دارند [۱۶]-[۱۷] و موتورهای مسطح مغناطیس دائم سنکرون (SPMPM).

سکوی مکان یاب چند بعدی بکار گرفته شده در این مقاله که در [۱۸] پیشنهاد شده است، از سه موتور سه فاز SPMPM که به قسمت پایین سطح متحرک متصل شده اند، استفاده می کند. بدین طریق، این سیستم قادر خواهد بود تمام نیازهای حرکتی کوچک و دقیق در سه جهت x ، y و z و حرکتهای دورانی حول این سه محور را انجام دهد. با تغییر دامنه و جهت جریان فازها، سه موتور SPMPM قادر به تولید هر دو نیروی تعلیق و حرکتی می باشند. از آنجایی که این سکوی مکان یاب معلق است، بنابراین هیچ نیروی اصطکاکی بین قسمتهای متحرک و ثابت سیستم وجود ندارد. این سیستم به طور مستقل در دو حالت افقی و قائم مورد تحلیل و کنترل قرار می گیرد.

در [۱۸] برای حالت افقی، کنترلر LQR به همراه انتگرال گیر برای دستیابی به ردیابی سریع موقعیت با دقت بالا پیشنهاد شده است. اما کار خوب این کنترلر در گرو وجود قطعیت یا در بدترین شرایط عدم قطعیت سازگار می باشد. با توجه به اینکه عدم قطعیت ناسازگار در عمل بسیار وجود دارد برای داشتن ردیابی خوب در شرایط مختلف کاری، به یک کنترل کننده مقاوم نیاز می باشد.

در این مقاله، برای کنترل سکوی مکان یاب چند بعدی از یک کنترلر مد لغزشی تطبیقی که تئوری آن ابتدا در [۱۹] مطرح شده استفاده می گردد. این کنترلر کننده توانایی مقابله با عدم قطعیتهای سازگار و ناسازگار را دارد. نتایج شبیه سازی عملکرد موثر این کنترلر کننده را در جهت مقابله با عدم قطعیتهای سازگار و ناسازگار نشان می دهد.

این مقاله به صورت زیر تنظیم شده است: قسمت ۲ به بیان مدل سیستم می پردازد. کنترلر کننده پیشنهادی در قسمت ۳ و نتایج شبیه سازی آن روی سیستم مکان یاب چند بعدی در قسمت ۴ بیان می گردند. در نهایت قسمت ۵ نتایج و پیشنهادات را شامل می گردد.

۲- مدل سیستم

سیستم مورد مطالعه، از سه سیستم پیچ سه فاز SPMPM تشکیل شده است که به قسمت انتهایی سطح متحرک متصل گردیده است. موتورهای I و II دو نیروی f_{1y} و f_{2y} را در راستای محور y تولید می کنند. موتور III قابلیت تولید نیرو در جهت x یعنی f_{1x} را دارا می باشد و هر سه موتور می توانند در جهت محور z ، نیروهای f_{1z} ، f_{2z} و f_{3z} را تولید کنند. در



نتیجه بوسیله تغییر دامنه و جهت جریان در سیم پیچها، نیروهای وارد شده به سیستم به گونه‌ای آرایش می‌یابند که سیستم قابلیت جابجایی در سه جهت X، Y و Z و همچنین قابلیت چرخش حول این سه محور را دارا خواهد بود. رابطه بین جریان الکتریکی ورودی و نیروی تولید شده برای سیم پیچ‌های سه فاز I و II در رابطه ۱ قابل مشاهده است:

$$\begin{bmatrix} f_y \\ f_z \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \mu_0 M_0 \eta_0 N_m G e^{-\gamma_1 z_0} \times \begin{bmatrix} \cos \gamma_1 y & \sin \gamma_1 y \\ -\sin \gamma_1 y & \cos \gamma_1 y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (1)$$

در این رابطه، f_y و f_z نیروهای وارد شده در جهت Y و Z و i_A ، i_B و i_C نیز جریانه‌های ورودی هر فاز می‌باشند. ثابت G نیز از رابطه (۲) بدست می‌آید که به توپولوژی موتور وابسته است و برابر $1.072 \times 10^{-5} \text{ m}^3$ می‌باشد. در این رابطه γ بیانگر جابجایی نسبی در موتورهای I و II است.

$$G = \frac{\sqrt{2} w l^2}{\pi^2} (1 - e^{-\gamma_1 \Gamma}) (1 - e^{-\gamma_1 \Delta}) \quad (2)$$

مقادیر و عناوین پارامترهای بکار رفته در روابط (۱) و (۲) در جدول شماره ۱ بیان شده اند:

جدول شماره ۱. مقادیر و عناوین پارامترهای بکار رفته در روابط (۱) و (۲)

Magnet remanence	$\mu_0 M_0 = 0.71T$
Effective spatial period	$N_m = 2$
Pitch	$l = 50.98mm$
Absolute value of the fundamental wave number	$\gamma_1 = \frac{2\pi}{l} = 123.25m^{-1}$
Nominal motor air gap	$z_0 = 2.32$
Magnet array thickness	$\Delta = \frac{l}{4} = 12.7mm$
Winding thickness	$\Gamma = \frac{l}{5} = 10.16mm$

همانگونه که ذکر شد، رابطه (۱) بیانگر نیروهای تولید شده ناشی از هریک از موتورهای سه فاز I و II می‌باشد که در راستاهای Y و Z قرار گرفته اند. موتور III دارای رابطه مشابهی است و قابلیت تولید نیرو در جهت‌های X و Z را دارد. جهت ساده کردن مساله از روش جداسازی DQ بهره گرفته شده است. این اصل در رابطه زیر قابل مشاهده است [۲۰].

$$\begin{bmatrix} i_Q \\ i_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma_1 y & \sin \gamma_1 y \\ -\sin \gamma_1 y & \cos \gamma_1 y \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (3)$$

این اصل سیستم را قادر می‌سازد که جریانهایی که باعث ایجاد نیرو در راستاهای Y و Z می‌شوند را از هم جدا سازد. بدین ترتیب سیستم از لحاظ حرکتی قابل تجزیه به دو مؤلفه حرکت در صفحه افق و حرکت در صفحه قائم خواهد بود. با بهره‌گیری از این رابطه، رابطه (۱) به رابطه (۴) تبدیل می‌گردد.

$$\begin{bmatrix} f_y \\ f_z \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \mu_0 M_0 \eta_0 N_m G e^{-\gamma_1 z_0} \begin{bmatrix} i_Q \\ i_D \end{bmatrix} \quad (4)$$



از آنجایی که حداکثر جابجایی در راستای Z برابر $20 \mu\text{m}$ می‌باشد و با توجه به اینکه فاصله هوایی در این راستا برابر 2.32 mm است، بنابراین می‌توان Z_0 را یک عدد ثابت در نظر گرفت. در اینصورت همانطوریکه از رابطه (۴) دیده می‌شود، رابطه بین f_y و i_Q و همچنین f_z و i_D به یک رابطه خطی تبدیل می‌شود. از آنجایی که سکو معلق است و هیچ اصطکاک مکانیکی بین سکو و صفحه پایه وجود ندارد، بنابراین معادلات دینامیکی سکو در حالت افقی می‌توانند به فرم زیر بیان شوند:

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} = f_x \quad (5)$$

$$m \frac{d^2 y}{dt^2} = f_y \quad (6)$$

$$m \frac{d^2 \varphi}{dt^2} = \tau \quad (7)$$

که m جرم قسمت متحرک است و برابر 5.91 kg می‌باشد f_x و f_y نیز نیروهای مغناطیسی تولید شده با موتورهای سه فاز هستند. در اینصورت معادلات فضای حالت سیستم در حالت افقی بصورت رابطه (۸) بدست می‌آیند:

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{\varphi} \\ \dot{h} \\ \dot{u} \\ \dot{v} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \\ \varphi \\ h \\ u \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{c}{m} \\ \frac{c}{m} & \frac{c}{m} & 0 \\ -\frac{c}{I_{zz}} l_{1y} & \frac{c}{I_{zz}} l_{2y} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1q} \\ i_{2q} \\ i_{3q} \end{bmatrix} \quad (8)$$

در این رابطه، x و y به ترتیب نشان دهنده جابجایی در جهت محورهای x و y می‌باشند و φ نشان دهنده چرخش حول محور Z است. i_{1q}, i_{2q}, i_{3q} هم جریانهای جاری شده در موتورهای I و II و III می‌باشند که باعث حرکت سیستم در راستاهای مختلف در حالت افقی می‌شوند. در این رابطه I_{zz} ، ممان اینرسی حول محور Z می‌باشد و برابر 0.054 kgm^2 است. همچنین l_{1y} و l_{2y} به ترتیب طول بازو از مرکز موتور I و II به مرکز جرم سیستم می‌باشند و مقادیر آنها برابر 49.745 mm و 52.719 mm است.

۳- کنترل کننده مقاوم پیشنهادی

سیستم غیر قطعی زیر را در نظر بگیرید:

$$\dot{x} = Ax + Bu + f(x, t) \quad (9)$$

که در آن $x \in R^n$ ، $A \in R^{n \times n}$ ، $B \in R^{n \times m}$ همگی معلوم و $u \in R^m$ تابع پیوسته $f(x, t)$ جمله مربوط به عدم قطعیتها می‌باشد.

تعریف ۱: برای سیستم (۱) عدم قطعیت $f(x, t)$ سازگار گفته می‌شود اگر

$$\text{rank}[B | f(x, t)] = \text{rank}[B] \quad (10)$$

عدم قطعیتی که سازگار نباشد ناسازگار است.



کنترل مد لغزشی مرسوم در مقابل عدم قطعیت‌های سازگار مقاوم است، که کلاس بزرگی از عدم قطعیت‌ها را می‌توان جز عدم قطعیت‌های سازگار طبقه بندی نمود. این در حالی است که بعضی از سیستم‌ها را باید با عدم قطعیت ناسازگار مدل نمود که در مورد این نوع از سیستم‌ها کنترل مد لغزشی مرسوم دچار مشکل می‌گردد.

حال فرض کنید که $f(x,t) = \Delta Ax + Bd(t)$ که در آن $Bd(t)$ عدم قطعیت از نوع سازگار و ΔAx عدم قطعیت از نوع ناسازگار می‌باشند. همچنین $d(t)$ یک اغتشاش ناشناس کراندار بوده که کران آن نیز نامشخص است و $M \in R^{n \times n}$ معلومی وجود دارد که $(\Delta A)(\Delta A)^T \leq MM^T$. در این صورت سیستم غیرقطعی زیر را خواهیم داشت:

$$\dot{x} = Ax + \Delta Ax + B(u + d(t)) \quad (11)$$

را برای سیستم (۱۱) نشان می‌دهد [۱۹]:
 $A \in R^{n \times n}$, $A \in R^{n \times m}$ همگی معلوم و $u \in R^m$. قضیه زیر مراحل طراحی کنترل کننده مقاوم مد لغزشی تطبیقی

قضیه ۱: اگر در سیستم غیرقطعی (۱۱) K_1 را به گونه‌ای انتخاب کنیم تا $A - BK_1$ هروبتز گشته و C به گونه‌ای انتخاب شود تا CB معکوس پذیر باشد آنگاه کنترل کننده مدل لغزشی تطبیقی

$$u = -K_1 x - K_0 (CB)^{-1} \text{sgn}(S)$$

$$S = Cx - \int C(A - BK_1)x dt \quad (12)$$

$$K_0 = \hat{D}$$

$$\dot{\hat{D}} = -\gamma_1 \hat{D} + \gamma_2 \|S\|$$

پایداری مجانبی سیستم حلقه بسته را تضمین می‌کند، که در آن S بردار سطوح لغزش، γ_1 و γ_2 اعداد حقیقی مثبت می‌باشند.

۴- نتایج شبیه سازی

همانطور که مشاهده می‌شود سیستم (۸) جزء کلاس سیستم‌های (۱۱) می‌باشد. با توجه به کنترل کننده بیان شده در قضیه ۱ باید K_1 را به گونه‌ای انتخاب کرد تا تمامی مقادیر ویژه ماتریس $A - BK_1$ در سمت چپ محور موهومی قرار گیرند. چون (A, B) کنترل پذیر هستند K_1 ‌های مختلفی وجود دارد که در اینجا K_1 را می‌توان با استفاده از تابع $\text{lqr}(\cdot)$ از نرم افزار MATLAB به صورت زیر به دست آورد:

$$K_1^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 3.1623 \\ 2.2905 & 2.1803 & 0 \\ -2.1803 & 2.2905 & 0 \\ 0 & 0 & 3.4431 \\ 2.4367 & 2.3183 & 0 \\ -2.2063 & 2.3165 & 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

بدون از دست دادن عمومیت فرض می‌کنیم بردار شرایط اولیه به صورت $x(0) = [0.5 \ 0.3 \ -0.5 \ 2 \ 1 \ 2]^T$ و ماتریس C به صورت زیر انتخاب گردند،

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

که در این حالت CB معکوس پذیر است. بدون از دست دادن عمومیت فرض می‌کنیم:

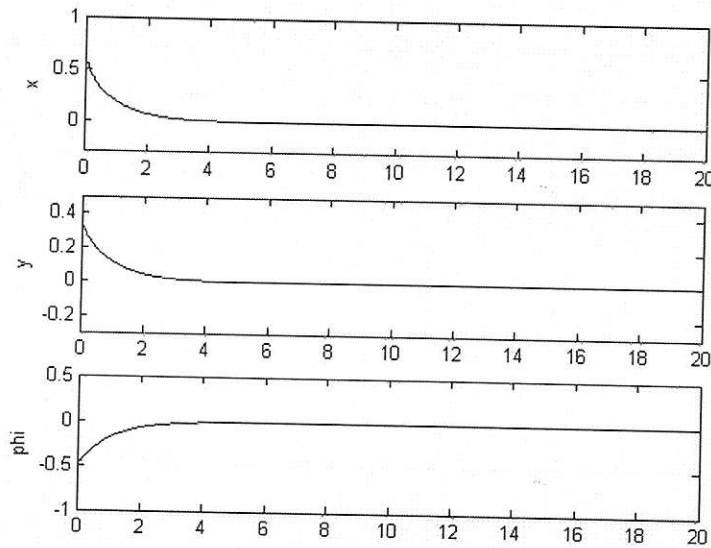


$$\Delta A = \begin{bmatrix} 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \quad (15)$$

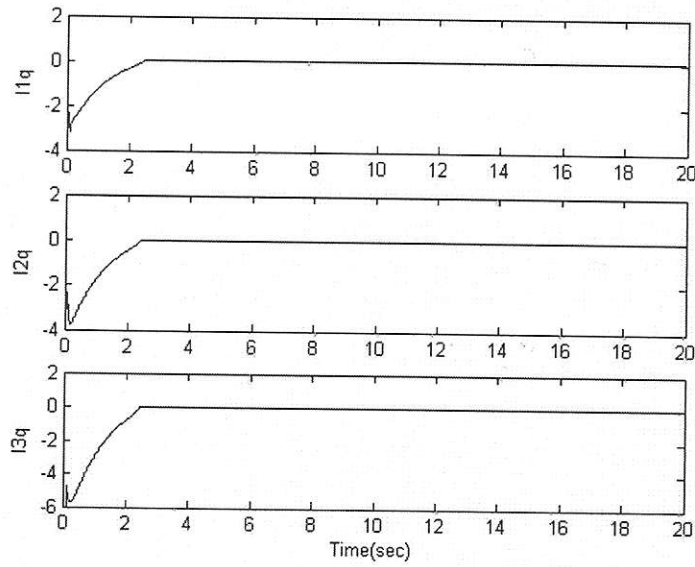
$$d(t) = 0.2 \sin(t)$$

واضح است که ΔA شرط $(\Delta A)(\Delta A)^T \leq MM^T$ را برآورده می‌سازد. $\gamma_1 = 1$ و $\gamma_2 = 80$ انتخاب شده‌اند. برای مقابله با ارتعاشات خود برانگیخته (Chattering) در شبیه‌سازیها به جای $\text{sgn}(S)$ از $\tan^{-1}(S/0.001)$ استفاده شده است. دو حالت را در نظر می‌گیریم:

حالت اول: هیچ گونه عدم قطعیتی نداشته باشیم، به عبارت دیگر ΔA و $d(t)$ در (۱۵) صفر باشند. در این صورت نمودار ۱ حالت‌های x ، y و φ و نمودار ۲ جریانهای i_{1q} ، i_{2q} و i_{3q} را نشان می‌دهند.

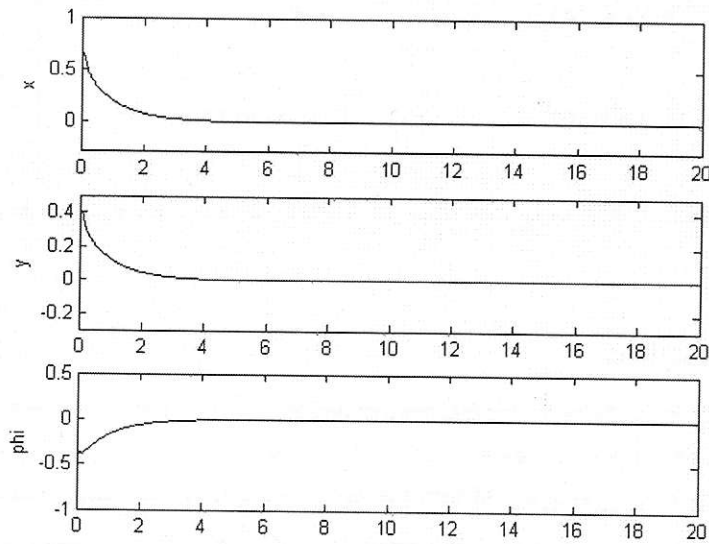


نمودار ۱. حالت‌های x ، y و φ (موقعیت)

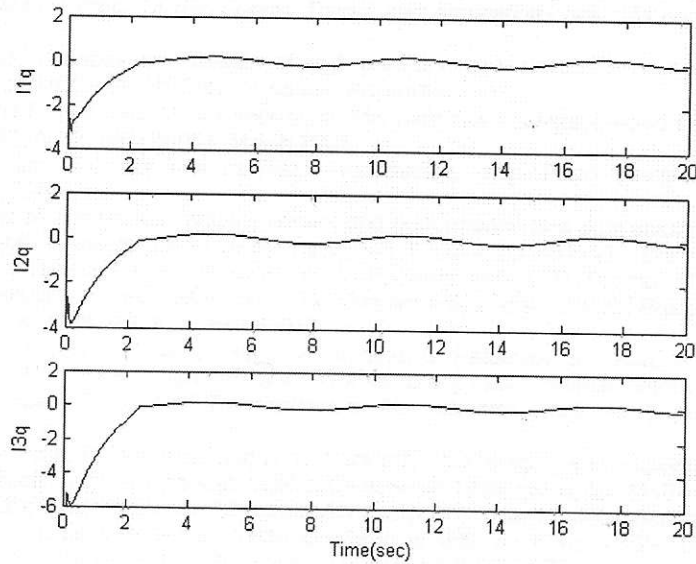


نمودار ۲. جریانهای i_{1q} ، i_{2q} و i_{3q} (سیگنالهای کنترل)

حالت دوم: هم عدم قطعیت از نوع سازگار و هم از نوع ناسازگار که در (۱۵) بیان شدند وجود داشته باشند. در این صورت نمودار ۳ حالت‌های x ، y و φ و نمودار ۴ جریانهای i_{1q} ، i_{2q} و i_{3q} را نشان می‌دهند.



نمودار ۳. حالت‌های x ، y و φ (موقعیت)



نمودار ۴. جریانهای i_{1q} ، i_{2q} و i_{3q} (سیگنالهای کنترل)

خطای موقعیت در دو حالت فوق نیز در جدول شماره ۲ نمایش داده شده اند:

جدول شماره ۲. خطای موقعیت حالتها در دو حالت فوق

	حالت اول (بدون وجود عدم قطعیت)	حالت دوم (با وجود عدم قطعیت)
e_x	$1/0041 \times 10^{-9}$	$4/6004 \times 10^{-4}$
e_y	$6/2227 \times 10^{-11}$	$0/0010$
e_φ	$1/0379 \times 10^{-9}$	$3/7521 \times 10^{-4}$

مشاهده می شود که کنترل کننده مقاوم معرفی شده در قضیه (۱) توانایی مقابله با هر دو نوع عدم قطعیت‌های سازگار و ناسازگار را دارا می باشد.

۵- نتیجه گیری و پیشنهادات

به علت افزایش کاربرد کنترل حرکت با دقت های بسیار بالا (در ابعاد میکرومتر و نانومتر) در صنعت، نسبت به گذشته، طراحی کنترل کننده هایی که بتوانند به این مهم دست یابند یکی از مسایل مهم به شمار می رود. در این مقاله، برای کنترل سکوی مکان یاب چند بعدی که در آن موتورهای SPMPM به کار گرفته شده است از یک کنترل کننده مد لغزشی تطبیقی استفاده گردید. مشاهده شد که کنترل کننده با وجود عدم قطعیت‌های سازگار و ناسازگار در سیستم، عملکرد مطلوبی داشته است. در کارهای آتی می توان کنترل کننده های مقاوم را برای مدل قائم سکوی مکان یاب چند بعدی مورد بررسی قرار داد.

مراجع

- 1- F. Schellenberg, "A little light magic [Optical lithography]," *IEEE Spectrum*, vol. 40, no. 9, pp.34-39, September 2003.
- 2- Semiconductor Industry Association 2004 Annual Report, pp. 50, 2004.



- 3- Z. Z. Liu, F. L. Luo, and M. H. Rashid, "Robust high speed and high precision linear motor direct-drive xy-table motion system," *Proc. Of IEE Control Theory and Applications*, vol. 151, no. 2, pp. 166-173, March 2004.
- 4- S. Salapaka and A. Sebastian, "Design of high precision high bandwidth and reliable nanopositioning systems," *Proc. of IMECE'03, IMECE2003-55554*, November 2003.
- 5- M. Kobayashi and R. Horowitz, "Track seek control for hard disk dual-stage servo systems," *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 37, no. 2, pp. 949-954, March 2001.
- 6- Piezo Systems, Inc, "Introductions to Piezo Transducers," <http://Piezo Systems - piezo actuators & transducers.htm>, 2005.
- 7- H. Numasato and M. Tomizuka, "Settling control and performance of a dual-actuator system for hard disk drives," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 8, no. 4, pp. 431-433, December 2003.
- 8- D. A. Horsley, D. Hernandez, R. Horowitz, A. K. Packard, and A. P. Pisano, "Closedloop control of a micofabricated actuator for dual-stage hard disk drive servo systems," In *IEEE Proceedings of the American Control Conference*, 1998, vol. 5, pp. 3028-3032.
- 9- T. Hirano, L. S. Fan, W. Y. Lee, J. Hong, W. Imano, S. Pattanaik, S. Chan, P. Webb, R. Horowitz, S. Aggarwal, and D. A. Horsley, "High-bandwidth high-accuracy rotary microactuators for magnetic hard disk drive tracking servos," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 3, no. 3, pp. 156-165, September 1998.
- 10- D. Hernandez, S. Park, R. Horowitz, and A. K. Packard, "Dual-stage track-following servo design for hard disk drives," in *Proceedings of American Control Conference*, 1999, vol. 6, pp. 4116-4121.
- 11- S. J. Schorreck and W. C. Messner, "On controller design for linear time-invariant dual-input single-output systems," in *Proceedings of American Control Conference*, 1999, vol. 6, pp. 4122-4126.
- 12- X. Hu, W. Guo, T. Huang, and B. M. Chen, "Discrete-time LQG/LTR dual-stage controller design and implementation for high track density hdds," in *Proceedings of American Control Conference*, 1999, vol. 6, pp. 4111-4115.
- 13- J. Ding, M. Tomizuka, and H. Numasato, "Design and robustness analysis of dual stage servo system," in *Proceedings of American Control Conference*, 2000, vol. 4, pp. 2605-2609.
- 14- Y. Li and R. Horowitz, "Analysis and self-tuning control of dual stage servos with MEMS micro-actuators," in *Proceedings of American Control Conference*, 2000, vol. 4, pp. 2627-2632.
- 15- T. Hu, *Design and control of a 6-degree-of-freedom levitated positioner with high precision*, PhD Dissertation.
- 16- J. Cao, Y. Zhu, J. Wang, W. Yin, and G. Duan, "Analysis and comparison of two-dimensional permanent-magnet arrays for planar motor," *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 40, no. 6, pp. 3490-3494, November 2004.
- 17- H.-S. Cho, C.-H. Im, and H.-K. Jung, "Magnetic field analysis of 2-D permanent magnet array for planar motor," *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 37, no. 5, pp. 3762-3766, September 2001.
- 18- Tiejun Hu and Won-jong Kim "Modeling and Multivariable Control of a Novel Multi-Dimensional Levitated Stage with High Precision" *International Journal of Control, Automation, and Systems*, vol. 4, no. 1, pp. 1-9, February 2006
- 19- J. B. Hu, M. H. Shi and Y. C. Tian "A new switching function for variable structure control," *Proceeding of the 5th World Congress on Intelligent Control and Automation*, P. R. China, June 15-19, 2004.
- 20- M. Konghirun and L. Xu, "A DQ-axis current control technique for fast transient response in vector controlled drive of permanent magnet synchronous motor," *Proc. of IEEE Power Electronics and Motion Control Conference*, pp. 1316-1320, August 2004.