



کنترل مد لغزشی مقاوم تطبیقی کوادروتور در حضور اغتشاش باد

علی متحدی¹، علی اکبرزاده کلات^{2*}

1- دانشجوی کارشناسی ارشد، مهندسی کنترل، دانشگاه صنعتی شاهرود، شاهرود

2- استادیار، مهندسی کنترل، دانشگاه صنعتی شاهرود، شاهرود

* شاهرود، صندوق پستی 36199-95161، akbarzadeh@shahroodut.ac.ir

اطلاعات مقاله

مقاله پژوهشی کامل

دریافت: 06 شهریور 1395

پذیرش: 02 آبان 1395

ارائه در سایت: 06 آذر 1395

کلید واژگان:

کنترل لغزشی

قانون تطبیق

کوادروتور

چکیده

در این مقاله، یک سیستم کنترل ردگیری مقاوم تطبیقی برای یک کوادروتور بدون سرنشین طراحی شده است. کوادروتور در دسته هواپیماهای بال-چرخان قرار می‌گیرد و یک سیستم کم عملگر و ذاتاً ناپایدار است، همچنین مدل دینامیکی سیستم غیرخطی و همراه با عدم قطعیت می‌باشد، پس به منظور پایدارسازی و ردگیری مسیر نیازمند طراحی یک سیستم کنترل مقاوم است. این سیستم باید توانایی حفظ تعادل کوادروتور در حضور اغتشاش باد، نیروهای آیرودینامیکی نامطلوب و خطا در اندازه‌گیری پارامترهای ثابت را داشته باشد. مدل دینامیکی کوادروتور با استفاده از روش نیوتن اویلر استخراج شده است. کنترل‌کننده پیشنهادی در این مقاله شامل دو حلقه کنترل داخلی و خارجی است. حلقه داخلی حرکت چرخشی و زوایای اویلر کوادروتور را کنترل می‌کند و حلقه خارجی مربوط به کنترل موقعیت و حرکت انتقالی کوادروتور و محاسبه زوایای مطلوب برای ردگیری مسیر مرجع است. در این مقاله با بکارگیری روش مد لغزشی تطبیقی، کنترل‌کننده‌ای طراحی شده است که در آن نیاز به معلوم بودن محدوده عدم قطعیت نبوده و حد بالای اندازه آن به صورت یک عدد اسکالر تخمین زده می‌شود. برای جلوگیری از واگرایی پارامترها در قوانین تطبیق از روش اصلاحی سیگما استفاده شده است و بعلاوه به منظور عملکرد مناسب سیستم در بار محموله‌های متفاوت، جرم کل مجموعه نیز به صورت تطبیقی تخمین زده می‌شود. طراحی کنترل بر اساس تئوری پایداری لیپانوف انجام شده و پایداری مقاوم سیستم در حضور اغتشاش نشان داده شده است.

Adaptive robust sliding mode control of quadrotor in the presence of wind/ disturbance

Ali Mottahedi, Ali Akbarzadeh Kalat*

Department of Control Engineering, Shahrood University of Technology, Shahrood, Iran

* P.O.B. 36199-95161, Shahrood, Iran, akbarzadeh@shahroodut.ac.ir

ARTICLE INFORMATION

Original Research Paper

Received 27 August 2016

Accepted 23 October 2016

Available Online 26 November 2016

Keywords:

Sliding mode control

Adaptation law

Quadrotor

ABSTRACT

In this paper, an adaptive robust tracking control system for an unmanned quadrotor is designed. Quadrotor is placed in category of rotary wing aerial vehicle, and is an under-actuated and inherently unstable system. Also, the dynamic model of system is nonlinear and uncertain, is required to design a robust control system for stabilization and tracking the desired path. This system must be able to retain the quadrotor balance in the presence of the disturbance, undesired aerodynamical forces and Measurement error of constant parameters. The suggested controller in this paper consists of two inner and outer control loops. Inner loop controls the Euler angles and outer loop is for controlling the quadrotor position and translational motion, and calculating the desired angles for trajectory tracking. In this paper by utilizing the adaptive sliding mode, a controller has been designed in which there is no need for the uncertainty range to be given and its upper bound is estimated as a scalar number. In order to prevent diverging adaptive parameters, the sigma-modification is used in adaption laws and also, to achieve suitable performance in various load, the total mass is estimated adaptively. The control design is based on the Lyapunov theory and the robust stability of system in the presence of the disturbance have been shown.

1- مقدمه

قابلیت شناور ماندن در هوا و همچنین قابلیت مانور دهی بالا دارای محبوبیت بیشتری هستند. عمود پروازها خود به چند دسته تقسیم می‌شوند: از جمله هلیکوپترهای معمولی، هلیکوپترهای هم محور و نیز انواع چند گردنده‌ها با پیکره‌بندی مختلف می‌باشند، در این بین کوادروتورها به دلیل ساختار ساده و عدم نیاز به اتصالات مکانیکی پیچیده از اهمیت بیشتری برخوردار هستند و می‌توان تنها از طریق تغییر دور گردنده‌ها هر گونه حرکت دلخواهی را در آنها

امروزه پرنده‌های بدون سرنشین به دلیل عدم استفاده مستقیم از نیروی انسانی در کاربردهایی چون جستجو و نجات در مناطق خطرناک و دور از دسترس، نقشه‌برداری، کاربردهای نظامی و مرزبانی مورد توجه بسیار قرار گرفته‌اند. به طور عمده پرنده‌های بدون سرنشین را می‌توان به دو دسته بال ثابت و عمود پروازها تقسیم بندی کرد، در این بین عمود پروازها به دلیل

Please cite this article using:

A. Mottahedi, A. Akbarzadeh Kalat, Adaptive robust sliding mode control of quadrotor in the presence of wind/ disturbance, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 16, No. 12, pp. 95-102, 2016 (in Persian)

برای ارجاع به این مقاله از عبارت ذیل استفاده نمایید:

A. Mottahedi, A. Akbarzadeh Kalat, Adaptive robust sliding mode control of quadrotor in the presence of wind/ disturbance, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 16, No. 12, pp. 95-102, 2016 (in Persian)

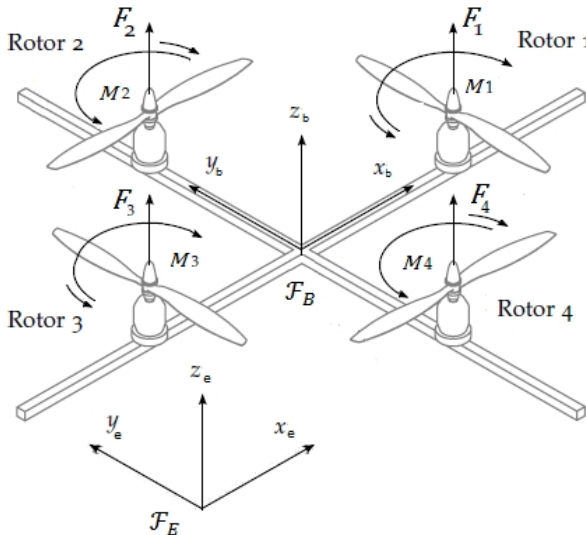


Fig. 1 The simple structure of a quadrotor

شکل 1 ساختار ساده یک کوادروتور

$$F_i = b\Omega_i^2 \quad (1)$$

$$M_i = d\Omega_i^2 \quad (2)$$

2-2- استخراج معادلات

برای مدل سازی کوادروتور فرضیات زیر مطرح می شود:

فرض 1: کوادروتور یک جسم صلب است.

فرض 2: کوادروتور دارای تقارن در محورهای خود می باشد.

فرض 3: دینامیک موتورها نسبتاً سریع می باشد، پس قابل صرف نظر کردن می باشند [16].

برای بدست آوردن معادلات دینامیکی و سینماتیکی ابتدا دو چارچوب مرجع معرفی می شود، چارچوب مرجع متصل به زمین $\mathcal{F}_E = \{x_e, y_e, z_e\}$ و چارچوب مرجع متصل به بدنه $\mathcal{F}_B = \{x_b, y_b, z_b\}$ که مرکز این چارچوب بر مرکز جرم کوادروتور منطبق می باشد.

موقعیت خطی کوادروتور در چارچوب زمین به وسیله $\xi = [x \ y \ z]^T$ و موقعیت زاویه ای آن را با زوایای سه گانه اوایلر $\eta = [\varphi \ \theta \ \psi]^T$ نمایش داده شده است. همچنین سرعت خطی و زاویه ای در دستگاه متصل به جسم را به ترتیب با $\omega = [p \ q \ r]^T$ ، $V = [u \ v \ w]^T$ نمایش داده می شود:

معادلات سینماتیکی که ارتباط بین دو چارچوب مرجع را نشان می دهند به وسیله روابط (3) و (4) تعریف می شوند:

$$\dot{\xi} = RV \quad (3)$$

$$\dot{\eta} = T\omega \quad (4)$$

R ماتریس چرخشی تبدیل چارچوب بدنه نسبت به چارچوب مرجع ثابت زمین می باشد که به وسیله سه دوران متوالی بر حسب زوایای اوایلر حول محورهای چارچوب متصل به بدنه T و ماتریس انتقال سرعت زاویه ای از دستگاه مرجع ثابت زمین به دستگاه متصل به بدنه می باشد، به صورت رابطه (5) به دست می آیند. ماتریس چرخشی R دارای خاصیت متعامد بودن می باشد [16] به گونه ای که:

$$R = \begin{bmatrix} C_\psi C_\theta & C_\psi S_\theta S_\phi - S_\psi C_\theta & S_\psi S_\phi + C_\psi S_\theta C_\phi \\ S_\psi C_\theta & C_\psi C_\phi + S_\psi S_\theta S_\phi & S_\psi S_\theta C_\phi - C_\psi S_\phi \\ -S_\theta & C_\theta S_\phi & C_\theta C_\phi \end{bmatrix}$$

ایجاد کرد. در زمینه مدل سازی و کنترل کوادروتور کارهای متنوعی صورت گرفته است. در مرجع [1] برای اولین بار مدل کوادروتور به وسیله روش لاگرانژ استخراج شده است. در مرجع [2] با استفاده از فیدبک بینایی سعی در کنترل کوادروتور شده است. از تئوری لیپانوف به دلیل حصول اطمینان از پایداری مجانبی سیستم در [3] استفاده شده است. در مرجع [4] کنترل یک کوادروتور با ساختار جدید، شامل یک ملخ اضافه در مرکز کوادروتور، بررسی شده است. مرجع [5] از روش کنترل مقاوم H_∞ غیرخطی جهت پایداری سازی و کنترل کوادروتور در برابر عدم قطعیت بهره برده است. در [6] کنترل سیستم با روش خطی سازی پس خورد و در [7] با روش تطبیقی به جهت کارایی خوب در تقابل با عدم قطعیت پارامتری مورد استفاده قرار گرفته است. در [8] با ترکیب روش های فازی، تطبیقی و لغزشی سعی در کنترل کوادروتور شده است. روش LQR به دلیل ارائه قانون کنترل بهینه مورد توجه برخی از محققین قرار گرفته است [9]. با توجه به توانایی روش مد لغزشی در مقابله با عدم قطعیت و ترکیب آن با روش پسگام در کارهای زیادی مورد استفاده قرار گرفته است [10, 11]. مرجع [12] از روش تطبیقی جهت تخمین بعضی از پارامترهای ثابت سیستم و از روش کنترل لغزشی برای دفع اثر اغتشاش با محدوده معلوم استفاده کرده است. مرجع [13] ترکیب روشهای پسگام تطبیقی و مد لغزشی جهت کنترل کوادروتور و غلبه بر عدم قطعیت را بکار گرفته است. اگر چه در تحقیق اخیر از روش مد لغزشی نهایی برای رسیدن زمان محدود خطا به صفر در سیستم استفاده شده است ولی باید علاوه بر خود اغتشاش، مشتق آن نیز محدود با مقدار معلوم باشد و بعلاوه قانون تطبیق به صورت غیر کاهشی بوده و تضمینی برای محدود ماندن پارامترهای تطبیق در آن وجود ندارد. [14] با استفاده از تعریف سطح لغزش تنها به کنترل تطبیقی سیستم با پارامترهای ثابت نامعلوم پرداخته و دینامیک مدل نشده و اغتشاش در آن لحاظ نشده است.

در این مقاله یک روش کنترل لغزشی مقاوم تطبیقی برای کنترل وضعیت و موقعیت یک کوادروتور در حضور اغتشاش ارائه می شود. در روش پیشنهادی جرم کل مجموعه و حد بالای نرم بردار عدم قطعیت تخمین زده می شود و جهت تضمین محدود ماندن پارامترها در قوانین تطبیق از روش اصلاحی سیگما استفاده شده است.

2- مدل سازی سیستم کوادروتور

1- توصیف کوادروتور

کوادروتور وسیله ای پرنده با شش درجه آزادی حرکت دارای ساختاری شبه صلیبی یا به صورت علامت ضربدر می باشد، که چهار گردنده در انتهای هر گوشه آن نصب شده است، نحوه حرکت این وسیله به گونه ای است که گردنده های روبروی یکدیگر به صورت دو به دو در یک جهت و مخالف جهت جفت ملخ دیگر می چرخند، هر ملخ نیرو و گشتاوری متناسب با مجذور سرعتش تولید می کند که جهت نیرو به سمت بالا و جهت گشتاور خلاف چرخش ملخ می باشد. با تغییر دور ملخ ها اندازه ی نیروی بالابر تغییر می کند که این عمل باعث حرکت پرنده می شود. از آنجا که کوادروتور وسیله ای با شش درجه آزادی و چهار عملگر می باشد، در نتیجه کوادروتور جزو پرنده های کم عملگر محسوب می شود، به طوریکه کنترل چهار متغیر به صورت مستقیم و کنترل دو متغیر باقی مانده (x, y) به صورت غیر مستقیم انجام می شود. شکل 1 ساختار ساده یک کوادروتور را نمایش می دهد. نیروی رانش و گشتاور پسای تولید شده توسط هر ملخ به صورت روابطه (1) و (2) می باشد. b ضریب نیروی رانش و d ضریب گشتاور پسای می باشد [15].

K_t, K_r شامل ضرایب ثابت اصطکاک و نیروی مقاوم آئرو دینامیکی می باشد [18].

$$F_f = \begin{bmatrix} S_\psi S_\phi + C_\psi S_\theta C_\phi \\ S_\psi S_\theta C_\phi - C_\psi S_\phi \\ C_\theta C_\phi \end{bmatrix} \left(\sum_{i=1}^4 F_i \right)$$

$$F_a = -K_t \dot{\xi}$$

$$F_g = [0 \quad 0 \quad -mg]^T, \quad g = 9.81$$

$$M_m = \begin{bmatrix} l(F_2 - F_4) \\ l(F_3 - F_1) \\ M_1 - M_2 + M_3 - M_4 \end{bmatrix}$$

$$M_g = I_r (\Omega_1 - \Omega_2 + \Omega_3 - \Omega_4) \begin{bmatrix} -\dot{\theta} \\ \dot{\phi} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$M_a = -K_r \dot{\eta} \quad (15)$$

3-2- محاسبه سرعت ملخ ها

بردار ورودی کنترل را به صورت رابطه (16) تعریف می شود:

$$U_t = [U \quad \tau_\phi \quad \tau_\theta \quad \tau_\psi]^T \quad (16)$$

با ترکیب روابط (1)، (2)، (15) ورودی های کنترل بدست می آیند:

$$U = b(\Omega_1^2 + \Omega_2^2 + \Omega_3^2 + \Omega_4^2)$$

$$\tau_\phi = lb(-\Omega_2^2 + \Omega_4^2)$$

$$\tau_\theta = lb(\Omega_1^2 - \Omega_3^2)$$

$$\tau_\psi = d(\Omega_1^2 - \Omega_2^2 + \Omega_3^2 - \Omega_4^2) \quad (17)$$

فرم ماتریسی روابط بالا به صورت رابطه (18) می باشد:

$$U_t = K \Omega^2 \quad (18)$$

ماتریس K به صورت زیر تعریف می شود:

$$K = \begin{bmatrix} b & b & b & b \\ 0 & -lb & 0 & lb \\ lb & 0 & -lb & 0 \\ d & -d & d & -d \end{bmatrix} \quad (19)$$

اکنون سرعت مرجع جهت اعمال به موتورها به صورت رابطه (20)

بدست می آید [18].

$$\Omega^2 = K^{-1} U_t \quad (20)$$

3- طراحی سیستم کنترل

همان طور که قبلاً اشاره شد حرکت در راستای محورهای افقی وابسته به زوایای اوایلر و همچنین شناور ماندن در هوا از وظایف کوادروتور می باشد، بدین منظور طراحی کنترل کننده ای که پایداری سیستم را تضمین و به خوبی مسیر مطلوب را ردگیری کند یک اصل مهم است. در عمل به علت وجود عدم قطعیت نیاز به یک روش کنترلی مقاوم ضروری است. در این مقاله اثرات آیرودینامیکی نامطلوب مانند اصطکاک و اثر جابروسکوپی را به عنوان دینامیک مدل نشده در نظر گرفته و فرض بر این است که سیستم دارای خطای اندازه گیری و محاسبه و تحت اغتشاش باد می باشد. با استفاده از کنترل مد لغزشی و به همراه داشتن حد بالای عدم قطعیت مجتمع می توان یک سیستم کنترل مقاوم مناسب طراحی کرد.

$$T = \begin{bmatrix} 1 & S_\phi t_\theta & -S_\theta \\ 0 & C_\phi & C_\theta S_\phi \\ 0 & -S_\phi & C_\theta C_\phi \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$R^{-1} = R^T \quad (6)$$

در ماتریس های (5) و (6) ساده سازی نمادی زیر انجام شده است:

$$C_\alpha = \cos \alpha, \quad S_\alpha = \sin \alpha, \quad t_\alpha = \tan \alpha$$

معادلات دینامیکی یک جسم صلب با شش درجه آزادی با روش نیوتن اوایلر بر اساس قانون دوم نیوتن به صورت روابط (7) و (8) می باشد. رابطه مربوط به حرکت انتقالی کوادروتور و معادله (8) مربوط به حرکت چرخشی کوادروتور می باشد [17].

$$m\dot{V} + \omega \times mV = F_b \quad (7)$$

$$I\dot{\omega} + \omega \times I\omega = M_b \quad (8)$$

F_b و M_b نیرو و گشتاور کلی اعمال شده به کوادروتور از دیدگاه چارچوب متصل به بدنه می باشند، $m[kg]$ جرم کوادروتور و I ماتریس لختی در دستگاه بدنه جسم می باشد و به دلیل متقارن بودن کوادروتور به صورت قطری بدست می آید.

$$I = \begin{bmatrix} I_{XX} & 0 & 0 \\ 0 & I_{YY} & 0 \\ 0 & 0 & I_{ZZ} \end{bmatrix} \quad (9)$$

برای ساده شدن طراحی قوانین کنترل زوایای اوایلر و موقعیت کوادروتور، معادلات فوق با استفاده از روابط (3)، (4) و (10) به دستگاه مرجع ثابت زمین منتقل می شود [17].

$$\dot{R} = R \cdot S(\omega) \quad (10)$$

در رابطه (10) $S(\omega)$ به صورت رابطه (11) تعریف می شود:

$$S(\omega) = \begin{bmatrix} 0 & -r & q \\ r & 0 & -p \\ -q & p & 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

در نتیجه معادلات حرکت انتقالی به صورت رابطه (12) بدست می آید:

$$m\ddot{\xi} = F_g + F_a + F_f \quad (12)$$

در معادلات حرکت چرخشی اگر زوایای اوایلر تقریباً کوچک فرض شود، ماتریس انتقال T تقریباً با ماتریس واحد برابر می شود و نرخ تغییرات زوایای در دستگاه مرجع بدنه با مشتق زوایای اوایلر برابر خواهد شد [12]. این تقریب با دقت خوبی نیاز به استفاده از مدل کامل در طراحی قوانین کنترل را برطرف می سازد:

$$\dot{\eta} \cong \omega \implies \ddot{\eta} \cong \dot{\omega} \quad (13)$$

در نتیجه معادله دینامیکی سیستم چرخشی به صورت رابطه (13)

بدست می آید:

$$I\ddot{\eta} + \dot{\eta} \times I\dot{\eta} = M_g + M_a + M_m \quad (14)$$

به طوریکه در روابط (12) و (14):

F_f بردار نیروی رانش تولید شده توسط گردنده ها از دید دستگاه مرجع متصل به زمین و F_a بردار نیروی مقاوم آیرودینامیکی می باشد. این نیرو وابسته به جهت سرعت و شکل هندسی کوادروتور می باشد و خلاف جهت حرکت به کوادروتور اعمال می شود و F_g بردار نیروی گرانشی زمین ناشی از شتاب جاذبه زمین می باشد. M_m بردار گشتاور تولید شده توسط ملخ ها است به طوری که l طول هر بازوی کوادروتور می باشد. M_g معرف بردار گشتاور جابروسکوپی ناشی از چرخش ملخ های دو به دو در جهت عکس یکدیگر و I_r ممان اینرسی حول محور هر ملخ می باشد و در نهایت M_a بردار گشتاور اصطکاک آیرودینامیکی هوا می باشد. در مجموعه روابط (15) ماتریس های

1-3- کنترل مد لغزشی - تطبیقی حرکت چرخشی

مدل سیستم را به صورت رابطه (21) در نظر گرفته می‌شود:

$$I\ddot{\eta} + F(\eta) + G(\eta, \Omega) + B_r(\eta) + d_1(t) = \tau \quad (21)$$

که در آن:

$d_1(t)$ بردار اغتشاش خارجی و D_1 حد بالای آن می‌باشد:

$$\|d_1(t)\| < D_1$$

$$F(\eta) = \dot{\eta} \times I \dot{\eta} = \begin{bmatrix} (I_{ZZ} - I_{YY})\dot{\theta}\dot{\psi} \\ (I_{XX} - I_{ZZ})\dot{\phi}\dot{\psi} \\ (I_{YY} - I_{XX})\dot{\theta}\dot{\phi} \end{bmatrix}$$

$$G(\eta, \Omega) = -M_g$$

$$B_r(\eta) = -M_a$$

$$\tau = M_m$$

مدل در دسترس ما به صورت رابطه (22) می‌باشد:

$$\hat{I}\ddot{\eta} + \hat{F}(\eta) = \tau \quad (22)$$

در رابطه (22)، $\hat{F}(\eta)$ و $\hat{I}$ تخمین $F(\eta)$ و I می‌باشند، ابتدا بردار خطا و سطح لغزش s_1, e_1 به ترتیب با روابط (22) و (23) تعریف می‌شوند:

$$\begin{aligned} e_1 &= \eta_d - \eta \\ s_1 &= \dot{e}_1 + \Lambda_1 e_1 \end{aligned} \quad (23)$$

به طوری که:

$$\lambda_{ii}^1 > 0, \quad \lambda_{ij}^1 = 0, i \neq j$$

با توجه به اینکه ماتریس Λ_1 مثبت معین می‌باشد، پس مؤلفه‌های بردار s_1 هرویتز می‌باشند و s_1, e_1 هر یک به صورت نمایی به سمت صفر همگرا می‌شوند، یعنی:

$$e_1, \dot{e}_1 \Rightarrow 0 \quad \text{as } t \Rightarrow \infty$$

از s_1 مشتق گرفته می‌شود:

$$\begin{aligned} \dot{s}_1 &= \ddot{e}_1 + \Lambda_1 \dot{e}_1 \\ \dot{s}_1 &= \ddot{\eta}_d - \ddot{\eta} + \Lambda_1 \dot{e}_1 \end{aligned} \quad (24)$$

مسیر مرجع جدید $\ddot{\eta}_r$ را به صورت رابطه (25) معرفی می‌شود و در رابطه (24) قرار می‌گیرد:

$$\ddot{\eta}_r = \ddot{\eta}_d + \Lambda_1 \dot{e}_1 \quad (25)$$

در نتیجه:

$$\dot{s}_1 = \ddot{\eta}_r - \ddot{\eta} \implies \ddot{\eta} = \ddot{\eta}_r - \dot{s}_1 \quad (26)$$

از رابطه (26)، $\ddot{\eta}$ را در رابطه (21) قرار داده و رابطه (27) بدست می‌آید:

$$\begin{aligned} I(\ddot{\eta}_r - \dot{s}_1) + F + G + B_r + d_1(t) &= \tau \\ I\dot{s}_1 = I\ddot{\eta}_r + F + G + B_r + d_1(t) - \tau \end{aligned} \quad (27)$$

قانون کنترلی بر اساس روش مد لغزشی [19] به صورت رابطه (28)

معرفی می‌گردد:

$$\tau = \hat{\tau} + \tau_d \quad (28)$$

که در آن:

$$\hat{\tau} = \hat{I}\ddot{\eta}_r + \hat{F} + k_{d1}s_1$$

$$\tau_d = k_1 \frac{s_1}{\|s_1\|}$$

قانون کنترل پیشنهادی در رابطه (28) به رابطه (27) اعمال می‌شود، تا رابطه (29) بدست آید:

$$I\dot{s}_1 = \Gamma_1 - k_1 \frac{s_1}{\|s_1\|} - k_{d1}s_1 \quad (29)$$

که در آن Γ_1 بردار عدم قطعیت مجتمع شامل عدم قطعیت پارامتری،

دینامیک مدل نشده و اغتشاش به صورت رابطه (30) می‌باشد:

$$\Gamma_1 = (I - \hat{I})\ddot{\eta}_r + (F - \hat{F}) + G + B_r + d_2(t) \quad (30)$$

همچنین k_1 حد بالای بردار عدم قطعیت می‌باشد.

$$k_1 > \|F_1\|$$

اما در صورتی که دسترسی به حد بالای عدم قطعیت به سادگی امکان‌پذیر نباشد، می‌توان با استفاده از روش کنترل تطبیقی مقدار مطلوب k_1 جهت داشتن عملکرد مطلوب سیستم کنترل را بدست آورد، بدین منظور تابع لیاپانوفی به صورت رابطه (31) تعریف می‌شود:

$$V_1(s_1, \hat{k}_1) = 0.5s_1^T I s_1 + 0.5\gamma_1^{-1} \hat{k}_1^2 \quad (31)$$

که در آن $\hat{k}_1$ تخمین k_1 می‌باشد.

$$\dot{\hat{k}}_1 = k_1 - \hat{k}_1 \quad (32)$$

اگر از $V_1(s_1, \hat{k}_1)$ مشتق گرفته شود رابطه (33) بدست می‌آید:

$$\dot{V}_1(s_1, \hat{k}_1) = (s_1^T I \dot{s}_1 - \gamma_1^{-1} \hat{k}_1 \dot{\hat{k}}_1) \quad (33)$$

رابطه (29) را در رابطه (33) قرار داده تا رابطه (34) بدست آید:

$$\dot{V}_1(s_1, \hat{k}_1) = s_1^T \left(-k_{d1}s_1 + \Gamma_1 - \hat{k}_1 \frac{s_1}{\|s_1\|} \right) - \gamma_1^{-1} \hat{k}_1 \dot{\hat{k}}_1 \quad (34)$$

با ساده‌سازی رابطه (34)، رابطه (35) بدست می‌آید:

$$\dot{V}_1(s_1, \hat{k}_1) = -s_1^T k_{d1}s_1 + (s_1^T \Gamma_1 - \hat{k}_1 \|s_1\|) - \gamma_1^{-1} \hat{k}_1 \dot{\hat{k}}_1 \quad (35)$$

$s_1^T \Gamma_1$ به صورت رابطه (36) ساده می‌شود:

$$s_1^T \Gamma_1 \leq \|s_1\| \| \Gamma_1 \| \leq \|s_1\| k_1 \quad (36)$$

نتیجه بالا در رابطه (35) قرار داده می‌شود و با ساده‌سازی رابطه (37)

بدست می‌آید:

$$\dot{V}_1(s_1, \hat{k}_1) = -s_1^T k_{d1}s_1 + \hat{k}_1 (\|s_1\| - \gamma_1^{-1} \dot{\hat{k}}_1) \quad (37)$$

قسمت دوم رابطه (37) را برابر صفر قرار داده تا قانون تطبیق بدست آید:

$$\dot{\hat{k}}_1 = \gamma \|s_1\| \quad (38)$$

برای جلوگیری از واگرا شدن پارامتر از روش اصلاحی سیگما [20] به

صورت رابطه (39) استفاده می‌شود:

$$\dot{\hat{k}}_1 = \gamma \|s_1\| - \sigma_1 k_1 \quad (39)$$

که در آن σ_1 یک ثابت مثبت قابل تنظیم است.

2-3- کنترل لغزشی - تطبیقی حرکت انتقالی

روال کار در این قسمت کاملاً مشابه حالت قبل می‌باشد، با این تفاوت که در این بخش جرم کوادروتور به طور مستقیم با استفاده از قانون تطبیق محاسبه و در قانون کنترل قرار می‌گیرد. رابطه (12) به صورت رابطه (30) بدست می‌آید:

$$m\ddot{\xi} + mg_z + B_t(\xi) + d_2(t) = RUe_z \quad (40)$$

به طوری که:

$$\|d_2(t)\| < D_2$$

$$B_t = -F_a$$

$$g_z = -F_g$$

$$e_z = [0 \ 0 \ 1]^T$$

مدل سیستم در دسترس به صورت رابطه (41) تعریف می‌شود.

$$\hat{m} \quad \text{تخمین جرم کوادروتور می‌باشد:}$$

$$\hat{m}(\ddot{\xi} + g_z) = RU \quad (41)$$

ابتدا قبل از طراحی کنترل‌کننده چگونگی محاسبه زوایای چرخش

(φ_d) و فراز (θ_d) شرح داده می‌شود. ورودی مجازی U_v به صورت روابط

(42) تعریف می‌شوند:

$$U_v = RUe_z = \begin{bmatrix} u_x \\ u_y \\ u_z \end{bmatrix} \quad (42)$$

به طوری که:

$$\begin{aligned} u_x &= f_1 U = (S_{\psi_d} S_{\varphi_d} + C_{\psi_d} S_{\theta_d} C_{\varphi_d}) U \\ u_y &= f_2 U = (S_{\psi_d} S_{\theta_d} C_{\varphi_d} - C_{\psi_d} S_{\varphi_d}) U \\ u_z &= f_3 U = (C_{\theta_d} C_{\varphi_d}) U \end{aligned} \quad (43)$$

از رابطه (43)، U به صورت رابطه (44) به دست می آید:

$$U = \frac{u_z}{f_3} \quad (44)$$

با جایگذاری رابطه (44) در (43) رابطه (45) بدست می آید:

$$u_x = \frac{f_1}{f_3} u_z = \left(\frac{S_{\psi_d} S_{\varphi_d} + C_{\psi_d} S_{\theta_d} C_{\varphi_d}}{C_{\theta_d} C_{\varphi_d}} \right) u_z \quad (45)$$

 u_x, u_y, u_z را به توان 2 رسانده و با هم جمع می شوند:

$$\begin{aligned} (f_1^2 + f_2^2 + f_3^2) U^2 &= u_x^2 + u_y^2 + u_z^2 \\ (f_1^2 + f_2^2 + f_3^2) &= 1 \end{aligned} \quad (46)$$

اگر ψ_d برابر صفر در نظر گرفته شود، در نتیجه u_x و u_y به صورت

$$u_x = \tan(\theta_d) u_z \quad (47)$$

$$u_y = -\sin(\varphi_d) U \quad (48)$$

در نهایت ورودی کنترلی U و زوایای مطلوب جهت ردگیری مسیر مرجع

به صورت مجموعه روابط (49) بدست می آید:

$$U = \sqrt{u_x^2 + u_y^2 + u_z^2}$$

$$\theta_d = \arctan\left(\frac{u_x}{u_z}\right)$$

$$\varphi_d = \arcsin\left(\frac{-u_y}{\sqrt{u_x^2 + u_y^2 + u_z^2}}\right)$$

$$\psi_d = 0 \quad (49)$$

اکنون به طراحی کنترل کننده موقعیت با ورودی مجازی U_v پرداخته

می شود. کلیه مراحل مشابه طراحی کنترل کننده حرکت چرخشی می باشد.

خطای ردگیری e_2 ، سطح لغزشی s_2 ، مسیر مرجع ξ_r و ξ_2 به صورت

مجموعه روابط (50) بدست می آیند:

$$\begin{aligned} e_2 &= \xi_d - \xi \\ s_2 &= \dot{e}_2 + \Lambda_2 e_2 \\ \xi_r &= \xi_d + \Lambda_2 \dot{e}_2 \\ \dot{s}_2 &= \dot{\xi}_r - \dot{\xi} \end{aligned} \quad (50)$$

با استفاده از روابط فوق رابطه (51) حاصل می شود:

$$m \dot{s}_2 = (\xi_r + g_z - \dot{s}_2) = U_v \quad (51)$$

قانون کنترل U_v بر اساس مد لغزشی به صورت رابطه (52) معرفی می -

شود:

$$U_v = \hat{U}_v + U_{vd} \quad (52)$$

به طوری که:

$$\begin{aligned} \hat{U}_v &= \hat{m}(\xi_r + g_z) + k_{d2} s_2 \\ U_{vd} &= k_2 \frac{s_2}{\|s_2\|} \end{aligned}$$

با اعمال رابطه (52) به رابطه (51) نتیجه می شود:

$$m \dot{s}_2 = \hat{m}(\xi_r + g_z) - k_{d2} s_2 + \Gamma_2 - k_2 \frac{s_2}{\|s_2\|} \quad (53)$$

به طوری که Γ_2 عدم قطعیت مجتمع و k_2 حد بالای Γ_2 می باشد:

$$\Gamma_2 = B_t(\xi) + d_2(t), \quad k_2 > \|\Gamma_2\| \quad (54)$$

اکنون با معرفی تابع لیپانوفی به صورت (55) جرم جسم $\hat{m}$ و همین طورحد بالای عدم قطعیت $\hat{k}_2$ تخمین زده می شود.

$$V_2(s_2, \tilde{k}_2, \tilde{m}) = 0.5(m s_2^T s_2 + \gamma_m^{-1} \tilde{m}^2 + \gamma_2^{-1} \tilde{k}_2^2) \quad (55)$$

 $\tilde{m}, \tilde{k}_2$ خطای تخمین حد بالای عدم قطعیت و جرم کوادروتور

می باشند:

$$\tilde{m} = m - \hat{m}, \quad \tilde{k}_2 = k_2 - \hat{k}_2 \quad (56)$$

از رابطه (55) مشتق گرفته می شود:

$$\dot{V}_2(s_2, \tilde{k}_2, \tilde{m}) = s_2^T m \dot{s}_2 - \gamma_m^{-1} \tilde{m} \dot{\tilde{m}} - \gamma_2^{-1} \tilde{k}_2 \dot{\tilde{k}_2} \quad (57)$$

رابطه (53) را در رابطه (57) قرار داده و با ساده سازی رابطه (58) بدست

می آید:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(s_2, \tilde{k}_2, \tilde{m}) &= -s_2^T k_{d2} s_2 + \tilde{m}[s_2^T(\xi_r + g_z) + \\ &\gamma_m^{-1} \dot{\tilde{m}}] + \tilde{k}_2(\|s_2\| - \gamma_2^{-1} \dot{\tilde{k}_2}) \end{aligned} \quad (58)$$

قوانین تطبیق به صورت روابط (59) بدست می آیند:

$$\dot{\tilde{m}} = \gamma_1 s_2^T(\xi_r + g_z), \quad \dot{\tilde{k}_2} = \gamma_2 \|s_2\| \quad (59)$$

برای جلوگیری از واگرا شدن پارامترهای تطبیق به صورت زیر عمل می -

شود:

$$\dot{\tilde{m}} = \gamma_m s_2^T(\xi_r + g_z) - \sigma_m \tilde{m} \quad (60)$$

$$\dot{\tilde{k}_2} = \gamma_2 \|s_2\| - \sigma_2 \tilde{k}_2$$

لازم به توضیح است که همگرایی پارامترهای تطبیق (از جمله تخمین

جرم) به مقدار واقعی، نیازمند آن است که سیگنال اعمالی به فرایند که در

اینجا همان سیگنال کنترل است از نوع تحریک کامل (PE) باشد. اما با توجه

به اینکه در سیستم کنترل حلقه بسته انتخاب سیگنال کنترل با تحریک

کامل میسر نیست عبارتی سیگنال کنترل در حلقه با توجه به طرح کنترلی

تولید میشود، بنابراین تضمینی برای همگرایی پارامترهای تطبیق به مقدار

واقعی وجود ندارد. آنچه مسلم است پایداری سیستم با توجه به قوانین تطبیق

تضمین شده و عملکرد مناسب سیستم نیز با انتخاب بهره های تطبیق قابل

حصول است.

قوانین کنترل (28) و (52) دارای لرزش در سیگنال کنترل می باشند، که

موجب ناپایداری سیستم می شود. برای حل این مشکل در حالت کلی برای

هر دو قانون کنترل می توان قسمت U_{vd} و τ_d را به صورت زیر تغییر داد. بهطوری که ϵ_1 و ϵ_2 عددی کوچک و مثبت می باشد.

$$U_{vd} = k_1 \frac{s_1}{\|s_1\| + \epsilon_1}, \quad \epsilon_1 > 0 \quad (61-الف)$$

$$\tau_d = k_2 \frac{s_2}{\|s_2\| + \epsilon_2}, \quad \epsilon_2 > 0 \quad (61-ب)$$

4- اثبات پایداری

با توجه به اینکه $\dot{V}_2(s_2, \tilde{k}_2) \leq 0$ و $\dot{V}_1(s_1, \tilde{k}_1) \leq 0$ است می توان گفت

که در تمام زمان ها:

$$V_1(s_1, \tilde{k}_1) \leq V_1(s_1(0), \tilde{k}_1(0)) \quad (62-الف)$$

$$V_2(s_2, \tilde{k}_2, \tilde{m}) \leq V_2(s_2(0), \tilde{k}_2(0), \tilde{m}(0)) \quad (62-ب)$$

در نتیجه می توان گفت که $\tilde{k}_2, \tilde{k}_1, s_2, s_1$ محدود می باشند. لذامی توان ادعا کرد که $e_2, \dot{e}_2, e_1, \dot{e}_1$ و ξ_d و η_d اینک محدود بوده و با فرض اینکه ξ_d و η_d

محدود و مشتق مرتبه اول و دوم آنها موجود می باشد، در نتیجه تمام

متغیرهای سیستم محدود می باشند و سیستم پایدار می باشد.

5- شبیه سازی

برای اعتبار سنجی قوانین کنترلی ارائه شده سیستم یک کوادروتور به همراه

کنترل کننده لغزشی مقاوم طراحی شده در نرم افزار متلب با موارد

زیر شبیه سازی شده است. پارامترهای به کار رفته در طراحی کنترل کننده

پیشنهادی به صورت زیر انتخاب شده اند:

$$k_{d1} = \text{Diag}(0.8, 0.8, 0.4)$$

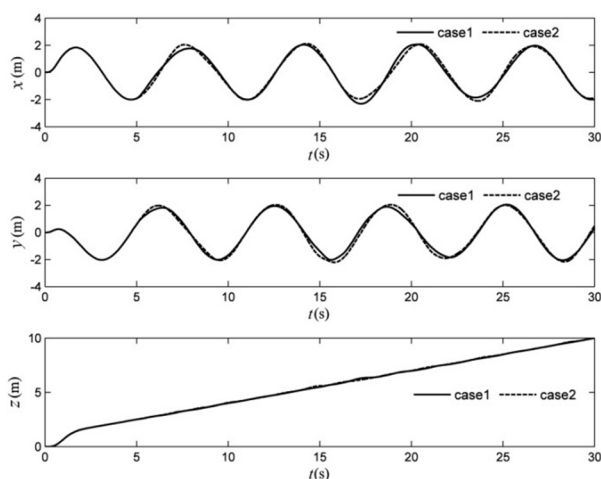


Fig. 2 Position (x, y, z) and trajectory tracking

شکل 2 موقعیت (x, y, z) و ردگیری مسیر مرجع

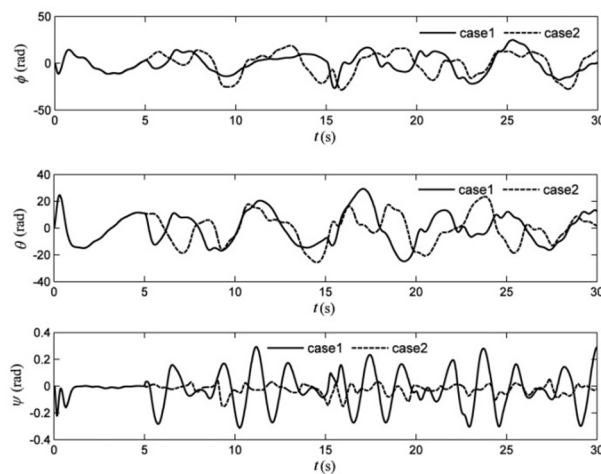


Fig. 3 Tracking of orientation (ϕ, θ, ψ)

شکل 3 جهت گیری زوایای اوایلر

مشاهده می‌شود، به دلیل تقریب استفاده شده جهت جلوگیری از لرزش سیگنال کنترل در رابطه (61) و همچنین قرار گرفتن کوادروتور در معرض باد در بازه زمانی اعمال اغتشاش مقداری خطا در ردگیری مسیر مرجع مشاهده می‌شود که در برابر حفظ تعادل کوادروتور قابل چشم پوشی می‌باشد.

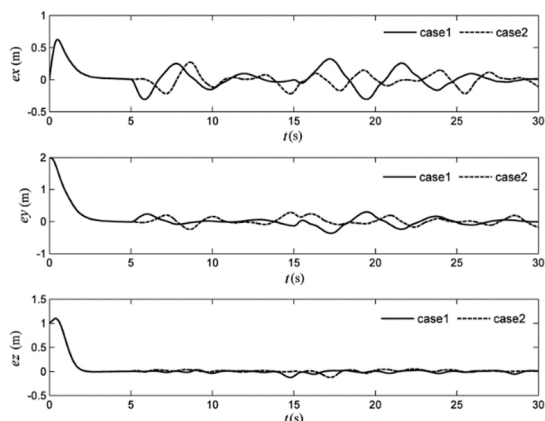


Fig. 4 Error of trajectory tracking

شکل 4 خطای ردگیری مسیر مرجع کوادروتور

$$k_{d2} = \text{Diag}(0.3, 0.3, 0.3)$$

$$\Lambda_1 = \text{Diag}(2.5, 2.5, 2.5)$$

$$\Lambda_2 = \text{Diag}(5, 5, 5)$$

$$\gamma_1 = 0.5, \gamma_2 = 0.5, \gamma_m = 0.1$$

$$\sigma_1 = 0.1, \sigma_2 = 0.08, \sigma_m = 0.05$$

پارامترهای شبیه‌سازی مربوط به کوادروتور در جدول 1 ذکر شده‌اند.

مقادیر اولیه زوایای اوایلر (ϕ, θ, ψ) و موقعیت مکانی (x, y, z) کوادروتور به صورت $\eta(0) = 0$ و $\xi(0) = 0$ در نظر گرفته شده است.

مأموریت کوادروتور ردگیری یک مسیر مرجع مارپیچ به صورت است:

$$x_d = 2\sin(t), y_d = 2\cos(t), z_d = 1 + 0.3t, \psi_d = 0$$

برای راستی آزمایی کنترل کننده طراحی شده، دو اغتشاش با مقاطع

متفاوت زمانی به سیستم اعمال می‌شود و 25 % نامعینی برای مقادیر

ماتریس اینرسی I در نظر گرفته شده است.

$$\begin{cases} W_1 = [0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0] & t < 5 \\ W_1 = [w_{x1} & w_{y1} & 0 & 0 & w_{\theta1} & w_{\psi1}] & 5 \leq t < 15 \\ W_1 = [w_{x2} & w_{y2} & 0 & w_{\phi1} & 0 & w_{\psi2}] & 15 \leq t \leq 30 \end{cases}$$

$$\begin{cases} W_1 = [0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0] & t < 5 \\ W_1 = [w_{x3} & w_{y3} & 0 & w_{\phi2} & w_{\theta2} & 0] & 5 \leq t < 20 \\ W_1 = [w_{x4} & w_{y4} & 0 & w_{\phi3} & 0 & w_{\psi3}] & 20 \leq t \leq 30 \end{cases}$$

به طوری که:

$$\begin{aligned} w_{x1} &= 2.5[\sin(0.4\pi t) + \cos(0.5\pi t)] \\ w_{y1} &= -2.5[\sin(0.5\pi t) + \cos(0.4\pi t)] \\ w_{x2} &= [\sin(0.6\pi t) + \cos(0.5\pi t)] \\ w_{y2} &= -[\sin(0.5\pi t) + \cos(0.6\pi t)] \\ w_{x3} &= 1.2[\sin(0.4\pi t) + \cos(0.3\pi t)] \\ w_{y3} &= -1.2[\sin(0.3\pi t) + \cos(0.4\pi t)] \\ w_{x4} &= 1.6[\sin(0.5\pi t) + \cos(0.4\pi t)] \\ w_{y4} &= 1.6[\sin(0.4\pi t) + \cos(0.5\pi t)] \\ w_{\phi1} &= 5[\sin(5\pi t) + \cos(3.5\pi t)] \\ w_{\theta1} &= -5[\sin(6\pi t) + \cos(4.5\pi t)] \\ w_{\psi1} &= 2.5[\sin(3.5\pi t) + \cos(2.5\pi t)] \\ w_{\phi2} &= 4[\sin(6\pi t) + \cos(5\pi t)] \\ w_{\theta2} &= 4[\sin(4\pi t) + \sin(5\pi t)] \\ w_{\psi2} &= 1.5[\sin(5\pi t) + \cos(6\pi t)] \\ w_{\phi3} &= 5[\sin(5\pi t) + \cos(3\pi t)] \\ w_{\psi3} &= 1.5[\sin(3\pi t) + \cos(4\pi t)] \end{aligned}$$

در شکل 2 مسیر ردگیری شده توسط کوادروتور برای هردو عدم قطعیت

نشان داده شده است. جهت گیری زوایای اوایلر محاسبه شده برای ردگیری

مسیر توسط کوادروتور در شکل 3 نشان داده شده است.

در شکل 4 خطای ردگیری مربوط به موقعیت مکانی کوادروتور و در

شکل 5 خطای ردگیری زوایای سه گانه اوایلر تحت تاثیر هر دو اغتشاش باد

جدول 1 پارامترهای شبیه‌سازی کوادروتور

Table 1 Parameters for simulation of quadrotor

پارامتر	مقدار	واحد
جرم	0.65	kg
طول هر بازو	0.24	m
اینرسی حول محور X	8.1×10^{-3}	Kg.m ²
اینرسی حول محور Y	8.1×10^{-3}	Kg.m ²
اینرسی حول محور Z	14.2×10^{-3}	Kg.m ²
اینرسی حول محور گردنده	104×10^{-6}	Kg.m ²
ضرایب گشتاور اصطکاک (K_r)	Diag(0.045, 0.052, 0.075)	N/rad/s
ضرایب نیروی اصطکاک (K_f)	Diag(0.035, 0.057, 0.046)	N/m/s
ضریب نیروی رانش (b)	54.2×10^{-6}	N.m/rad/s
ضریب گشتاور پسا (d)	1.1×10^{-6}	N.m/rad/s

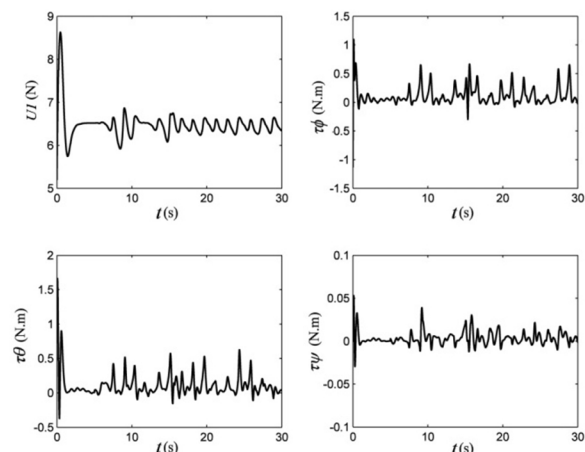


Fig. 7 Control inputs for first disturbance

شکل 7 ورودی‌های کنترل تحت اغتشاش اول

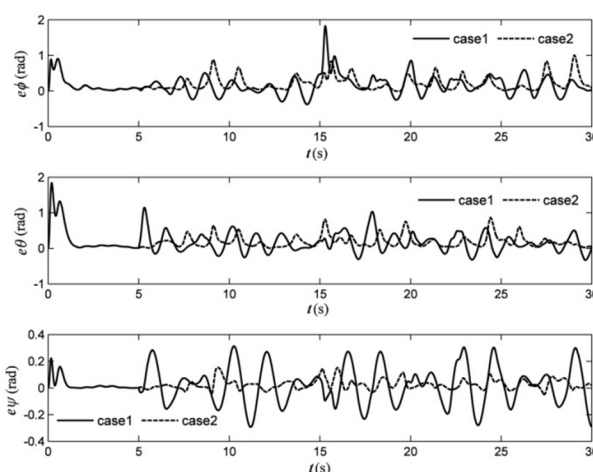


Fig. 5 Error of orientation (\$\phi, \theta, \psi\$)

شکل 5 خطای جهت گیری زوایای اوپلر

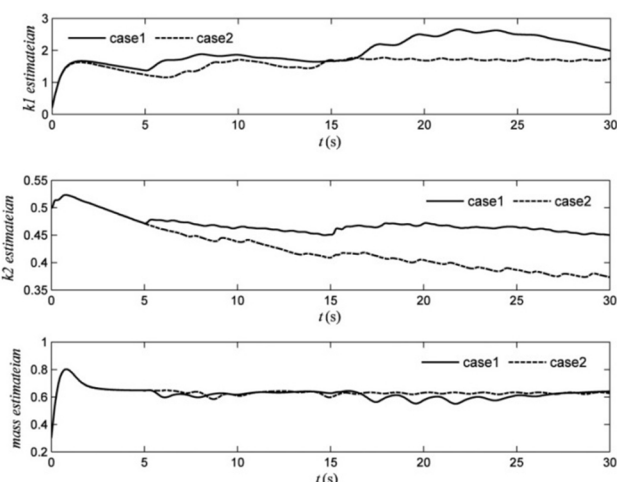


Fig. 8 Mass and uncertainty Estimation

شکل 8 تخمین جرم و عدم قطعیت مجتمع

کامل از ساختار اثرات آیرودینامیکی و سایر عدم قطعیت‌ها به خوبی مقدار مورد نیاز جهت غلبه بر تغییرات ناخواسته را تخمین زده و در قانون کنترل بکار می‌گیرد تا تعادل کوادروتور حفظ شده و از مسیر تعیین شده منحرف نشود. نتایج شبیه‌سازی عملکرد مقاوم سیستم را در حضور اغتشاش نشان می‌دهد.

7- مراجع

- [1] P. Castillo, R. Lozano, A. Dzul, Real-time stabilization and tracking of a four-rotor mini rotorcraft, *Journal of IEEE Transactions on Control systems Technology*, Vol. 12, No. 4, pp. 510-516, 2004.
- [2] E. Altug, J. P. Ostrowski, R. Mahony, Control of a quadrotor helicopter using visual feedback, *Proceedings of the IEEE, International Conference on Robotics and Automation*, United state, WashingtonDC, May, 10-17, 2002.
- [3] S. Bouabdallah, *Design and control of quadrotor with application to autonomous flying*, PhD Thesis, Lausanne Polytechnic University, zürich, 2007.
- [4] M. A. Tofigh, M. Mahjoob, M. Ayati, Modeling and nonlinear tracking control of a novel multi-rotor UAV, *Moades Mechanical Engineering*, Vol. 15, No. 8, pp. 281-290, 2015. (in persian)
- [5] S. Borji Monfared, A. Kalhor, M. Amiri Atashghah, Robust nonlinear H_∞ and MPC control for path tracking of a quadrotor through estimation of system parameters, *Moades Mechanical Engineering*, Vol. 16, No. 7, pp. 32-42, 2016. (in persian)
- [6] A. A. Mian, D. Wang, Dynamic modeling and nonlinear control strategy for an under-actuated quadrotor rotorcraft, *Journal of Zhejiang University SCIENCE*, Vol. 9, No. 4, pp. 539-545, 2008.
- [7] M. Mohammadi, A. Mohammad Shari, Adaptive nonlinear stabilization control for a quadrotor UAV: Theory, Simulation and Experimentation,

شکل‌های 6 و 7 سیگنال‌های کنترلی محاسبه شده توسط کنترل‌کننده تحت اغتشاش اول و دوم را نشان می‌دهند. تلاش کنترلی جهت مقابله با تاثیر اغتشاش در این شکل‌ها مشاهده می‌شود.

در شکل 8 تخمین جرم کوادروتور حد بالای عدم قطعیت‌ها نمایش داده شده است. تاثیر استفاده از روش سیگما برای جلوگیری از واگرا شدن پارامترها مشاهده می‌شود. همچنین در زمان آغاز و پایان اعمال اغتشاش دیده می‌شود که تخمین پارامتر و محدوده اغتشاش متناسب با میزان تاثیر اغتشاش می‌باشد.

6- نتیجه گیری

در این مقاله با استفاده از روش کنترل لغزشی، کنترل‌کننده تطبیقی مقاومی جهت پایداری و ردگیری مسیر مرجع توسط یک کوادروتور در حضور اغتشاش باد و عدم قطعیت مجتمع شده است. مدل استفاده شده در این پژوهش به روش نیوتن اوپلر بدست آمده و شامل اثرات آیرودینامیکی نامطلوب نیز می‌باشد. صرف نظر کردن از اثرات نامطلوب مانند اصطکاک و نیروهای مقاوم در فضای خارج از یک محیط بسته و همچنین شرایط جوی متفاوت موجب ناپایداری و سقوط کوادروتور می‌شود. کنترل‌کننده لغزشی تطبیقی مقاوم طراحی شده، در حضور اغتشاش باد و همینطور عدم اطلاع

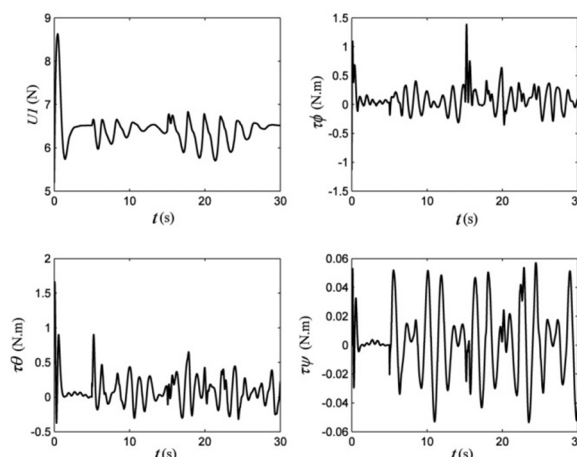


Fig. 6 Control inputs for first disturbance

شکل 6 ورودی‌های کنترل تحت اغتشاش اول

- 51-58, 2015.
- [14] Hakim Bouadi, S. Simoes Cunha, A. Drouin and F. Mora-Camino, Adaptive Sliding Mode Control for Quadrotor Attitude Stabilization and Altitude Tracking, *12th IEEE International Symposium on Computational Intelligence and Informatics*, Hungary, Budapest November, 21-22, 2011.
- [15] A. Ahmad Mian, D. Wang, Modeling and Backstepping-based Nonlinear Control Strategy for a 6 DOF Quadrotor Helicopter *Chinese Journal of Aeronautics*, Vol. 21, No. 3, pp. 261-268, 2008.
- [16] S. Islam, P. X. Liu, A. saddik, Nonlinear Adaptive Control For Quadrotor flying Vehicle, *Nonlinear Dynamics*, Vol. 78, No. 1, pp. 117-133, 2014.
- [17] E. Suicmez, Optimal path tracking control of a quadrotor UAV, *International Conference on Unmanned Aircraft Systems*, United state, Orlando, May 27-30, 2014.
- [18] T. Madani, A. Menallegue, Backstepping Control for a Quadrotor Helicopter, *Proceedings of the IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and System*, China, Beijing, October, 9-15, 2006.
- [19] J.J.E. Slotine, and W. Li, *Applied Nonlinear Control*, pp. 277-307 Prentice Hall, New Jersey, Englewood Cliffs, 1991.
- [20] Ioannou P. and J. Sun. *Robust Adaptive Control*, pp. 555-580, Prentice-Hall, New York, Dover Publication, 1996
- Journal of Intelligent Robot Systems*, Vol. 72, No. 1, pp. 105-122, 2013.
- [8] M. Mirzaie, F. Shabani Nia, H. Mohammadi, Applying Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control to an Underactuated System, *2nd International Conference on control Control, Instrumentation and Automation (ICCIA)*, Iran, Shiraz, Desember, 27-29, 2011
- [9] E. Valeria, R. Caldera, S. Lara, J. Guichard, LQR control for a quadrotor using unit quaternions: Modeling and simulation, *International Conference on Electronics, Communications and Computing*, March, 11-13, 2013.
- [10] M. Basri, A. Husain, K. A. Danapalsingam, Enhanced backstepping controller design with application to autonomous quadrotor unmanned aerial vehicle, *Journal of Intelligent Robot Systems*, Vol. 79, No. 2, pp. 295-321, 2014.
- [11] S. L.K. Runcharoon, V. Srichatrapimuk, Sliding Mode Control of quadrotor, *International Conference on Electronics and Computer Engineering*, 9-11, 2013.
- [12] G. Yong, S. Zhao Qing, L. Xiao, A Robust adaptive sliding mode control method for attitude control of the quad-rotor, *Advanced Materials Research*, Vol. 852, pp. 391-395, 2014.
- [13] Alireza Modirrousta, Mahdi Khodabandeh, Adaptive Second Order Terminal Backstepping Sliding Mode for Attitude Control of Quadrotor with External Disturbances, *Majlesi Journal of Electrical Engineering*, Vol. 9, No. 2, pp.