

# 基于 VTOL 飞行器的滑模控制器设计

王元超, 孙 辉

(中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所, 长春 130033)

**摘要:** 垂直起降 (Vertical takeoff and landing, VTOL) 飞行器是具有 3 个自由度、2 个控制输入的非线性欠驱动控制系统, 为了解决严重耦合的 VTOL 欠驱动系统的输出跟踪问题, 首先将 VTOL 动力学模型解耦成一个最小相位系统和一个非最小相位系统, 然后分别针对这两个解耦系统设计滑模控制器, 并通过 Lyapunov 理论证明系统的稳定性, 最后仿真结果表明所设计的滑模控制器实现了对轨迹的无稳态误差跟踪, 具有较好的鲁棒性, 能够为此类欠驱动系统的输出跟踪问题提供设计参考。

**关键词:** 垂直起降飞行器; 欠驱动; 输出跟踪; 非最小相位系统; 滑模控制; 李雅普诺夫稳定

## Sliding Mode Controller Design for VTOL Aircraft

Wang Yuanchao, Sun Hui

(Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences,  
Changchun 130033, China)

**Abstract:** The Vertical takeoff and landing aircraft is a nonlinear underactuated control system with three degrees of freedom and two control inputs. In order to solve the problem of output tracking of the serious coupling VTOL system, firstly, the VTOL dynamic model is decoupled into a minimum phase system and a nonminimum phase system. And then, the sliding mode controllers are designed respectively for the two decoupling system, meanwhile, the system's stability is proved by Lyapunov function. Finally, the simulation results show that the proposed sliding mode controller can achieve the tracking of the trajectory without steady-state error and has strong robustness. The method proposed in this paper can also provide design reference for the output tracking problem of this kind of underactuated system.

**Keywords:** VTOL aircraft; underactuated; output tracking; nonminimum phase system; sliding mode control; Lyapunov stability

## 0 引言

垂直起降 (Vertical takeoff and landing, VTOL) 飞行器对起降地点要求低, 能够突破跑道的限制, 适用于狭小的空间和复杂的地形环境中使用, 可实现飞行器的自由降落, 从而具有重要的军用价值和广泛的应用前景<sup>[1-2]</sup>。

垂直起降飞行器可以弥补固定翼无人机起降应用问题, 从而受到越来越多研究者的重视。垂直起降飞行器实际上是一种典型的控制数量少于系统自由度的欠驱动控制系统, 此类系统控制输入与系统状态之间存在严重的耦合关系, 当系统内部的零动态不稳定时, 限制了非线性控制技术的直接应用。文献 [3] 明确指出对于满足强惯性耦合条件的欠驱动非线性系统可以通过部分反馈线性化的方法来简化系统分析和控制器设计过程。除了部分反馈线性化之外, 很难找到一种对一般欠驱动非线性系统普遍适用的控制方法。但是, 反馈线性化对模型误差和外界干扰的鲁棒性不强, 因而在实际中很难得到真正应用。目前对于欠驱动非线性系统控制的研究往往是针对某一类特定的系统, 其中最常见的系统有垂直起降飞行器、柔性机械臂和船舶等。文献 [4-5] 利用后推法 Backstepping 的设计思想, 实现了全局轨迹的跟踪控制, 但是需要控制模型直接或间接变化为严格反馈形式, 且存在“微分爆炸”现象。文献 [6] 采

用动态面控制策略消除 Backstepping 设计法存在的“微分爆炸”现象, 简化了设计过程, 但其稳态跟踪误差不能收敛到零。文献 [7] 提出一种级联观测器的鲁棒容错控制方案来使得故障系统的输出渐近跟踪给定的期望轨迹。文献 [8] 引入输入补偿的线性辅助系统, 解决了 VTOL 轨迹跟踪输入饱和的问题。

滑模控制器具有鲁棒性好和全局指数收敛稳定等优点, 在飞行器<sup>[8-10]</sup>和多关节机器人<sup>[11]</sup>的轨迹控制已经得到了应用。苏善伟等人在文献 [12] 中详细综述了非线性非最小相位系统的控制研究问题。本文在以上文献的基础上, 将 VTOL 飞行器欠驱动模型解耦成一个最小相位系统和一个非最小相位系统, 分别对这两个子系统设计滑模控制器, 并通过 Lyapunov 理论证明了系统的稳定性, 能够实现无稳态误差的指数收敛。

## 1 VTOL 飞行器动力学模型

本文采用研究 VTOL 飞行器输出控制问题领域普遍采用的一种理论模型。用 6 个物理量来描述飞行器的状态, 分别为质心两个方向的横向位移  $X$  和垂直位移  $Y$ , 与之相对应的速度分量  $\dot{X}$  和  $\dot{Y}$ , 滚转角  $\phi$  和滚转角速度  $\omega$ ; 用两个物理量来描述飞行器的控制输入, 分别为推力  $T$  和绕飞行器纵轴的滚转力矩  $l$ , 其中滚转力矩由发动机翼尖的反作用喷嘴提供, 飞行器作航迹机动时, 操纵面的偏转使横侧向滚转力矩产生一个改变飞行器横侧向位移的寄生力  $\epsilon_0 l$ 。

只考虑 VTOL 飞行器的起降过程, 在 OXY 平面上对飞行器进行受力分析, 如图 1 所示。

根据受力分析图, 可以建立 VTOL 飞行器的动力学模型为:

收稿日期:2015-12-01; 修回日期:2015-12-25。

基金项目:中国科学院三期知识创新工程资助项目(YYYJ-1122)。

作者简介:王元超(1986-),男,湖北武汉人,硕士,助理研究员,主要从事飞行器飞行控制方向的研究。

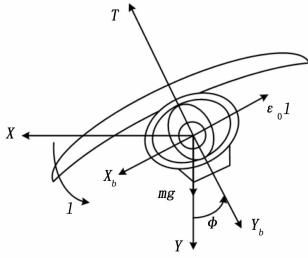


图 1 VTOL 飞行器受力分析图

$$\begin{cases} -m\ddot{X} = -T\sin\phi + \varepsilon_0 l \cos\phi \\ -m\ddot{Y} = T\cos\phi + \varepsilon_0 l \sin\phi - mg \\ I_{xx}\ddot{\phi} = l \end{cases} \quad (1)$$

其中:  $m$  为飞行器的质量,  $T$  为飞行器的推力,  $l$  为飞行器的滚转力矩,  $g$  为重力加速度,  $I_{xx}$  为惯量,  $\varepsilon_0$  表示由滚转力矩产生横侧向位移寄生力一个比例因子。

取  $x = -X, y = -Y, u_1 = \frac{T}{m}, u_2 = \frac{l}{I_{xx}}, \varepsilon = \frac{\varepsilon_0 I_{xx}}{m}$ , 则 VTOL 动力学模型式 (1) 变换成:

$$\begin{cases} \ddot{x} = -u_1 \sin\phi + \varepsilon u_2 \cos\phi \\ \ddot{y} = u_1 \cos\phi + \varepsilon u_2 \sin\phi - g \\ \ddot{\phi} = u_2 \end{cases} \quad (2)$$

再取  $x_1 = x, x_2 = \dot{x}, y_1 = y, y_2 = \dot{y}, \omega = \dot{\phi}$ , 则 VTOL 飞行器动力学模型可化为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -u_1 \sin\phi + \varepsilon u_2 \cos\phi \\ \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = u_1 \cos\phi + \varepsilon u_2 \sin\phi - g \\ \dot{\phi} = \omega \\ \dot{\omega} = u_2 \end{cases} \quad (3)$$

由式 (3) 可以看出, VTOL 飞行器动力学模型有 3 个状态输出, 分别为飞行器的横纵位置  $x_1(t), y_1(t)$  和滚转角速度  $\phi(t)$ , 向量形式为  $y(t) = [x_1(t) y_1(t) \phi(t)]^T$ ; 以及有与推力  $T$  和滚转力矩  $l$  相关的两个控制输入  $u_1(t), u_2(t)$ , 向量形式即  $u(t) = [u_1(t) u_2(t)]^T$ 。

## 2 模型解耦变换

由式 (3) 可以看出, VTOL 飞行器动力学模型是一个典型的欠驱动控制系统, 而且控制输入与系统状态, 以及两个输入之间存在严重的耦合关系, 这些问题限制了滑模控制的直接应用。这里为了解决 VTOL 欠驱动系统的输出跟踪控制问题, 将对 VTOL 飞行器动力学进行解耦。定义飞行器横纵坐标的期望值分别为  $x_{1d}$  和  $y_{1d}$ , 控制目标为飞行器的位置能够跟踪期望指令, 并且保证滚转角  $\phi$  镇定。则系统跟踪误差模型为:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = -u_1 \sin\phi + \varepsilon u_2 \cos\phi - \dot{x}_{1d} \\ \dot{e}_3 = e_4 \\ \dot{e}_4 = u_1 \cos\phi + \varepsilon u_2 \sin\phi - g - \dot{y}_{1d} \\ \dot{\phi} = \omega \\ \dot{\omega} = u_2 \end{cases} \quad (4)$$

其中:  $e_1 = x_1 - x_{1d}, e_2 = \dot{x}_1 - \dot{x}_{1d}, e_3 = y_1 - y_{1d}, e_4 = \dot{y}_1 - \dot{y}_{1d}$ 。

将式 (4) 中第二个和第 4 个微分方程写成矩阵形式,

可得:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_2 \\ \dot{e}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin\phi & \varepsilon \cos\phi \\ \cos\phi & \varepsilon \sin\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\ddot{x}_d \\ -g - \ddot{y}_d \end{bmatrix} \quad (5)$$

令  $v_1 = \dot{e}_2, v_2 = \dot{e}_4$ , 将式 (5) 变换为:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin\phi & \varepsilon \cos\phi \\ \cos\phi & \varepsilon \sin\phi \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_1 + \ddot{x}_d \\ v_2 + g + \ddot{y}_d \end{bmatrix} \quad (6)$$

求出:

$$u_2 = \frac{1}{\varepsilon} (v_1 \cos\phi + v_2 \sin\phi + g \sin\phi + \ddot{x}_d \cos\phi + \ddot{y}_d \sin\phi) \quad (7)$$

结合式 (4)、(6) 和 (7) 可得:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = v_1 \\ \dot{e}_3 = e_4 \\ \dot{e}_4 = v_2 \\ \dot{\phi} = \omega \\ \dot{\omega} = \frac{1}{\varepsilon} (v_1 \cos\phi + v_2 \sin\phi + g \sin\phi + \ddot{x}_d \cos\phi + \ddot{y}_d \sin\phi) \end{cases} \quad (8)$$

为了消除中间控制变量  $v_1$  和  $v_2$ , 引入新的状态变量  $\lambda$ 。令:

$$\lambda = \varepsilon\omega - e_2 \cos\phi - e_4 \sin\phi \quad (9)$$

考虑式 (9), 当  $e_2 \rightarrow 0$  且  $e_4 \rightarrow 0$  时, 则  $\lambda \rightarrow \varepsilon\omega$ 。因此可以用  $\lambda$  代替  $\omega$ 。

由式 (9) 可得:

$$\omega = \frac{1}{\varepsilon} (\lambda + e_2 \cos\phi + e_4 \sin\phi) \quad (10)$$

由式 (8~10) 可得:

$$\dot{\phi} = \frac{1}{\varepsilon} (\lambda + e_2 \cos\phi + e_4 \sin\phi) \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \dot{\lambda} = \varepsilon\dot{\omega} - \dot{e}_2 \cos\phi + e_2 \dot{\phi} \sin\phi - \dot{e}_4 \sin\phi - e_4 \dot{\phi} \cos\phi = \\ \frac{1}{\varepsilon} (e_2 \sin\phi - e_4 \cos\phi) (\lambda + e_2 \cos\phi + e_4 \sin\phi) + \\ g \sin\phi + \ddot{x}_d \cos\phi + \ddot{y}_d \sin\phi \end{aligned} \quad (12)$$

VTOL 飞行器轨迹跟踪的目标为实现位置的跟踪期望指令  $x_{1d}$  和  $y_{1d}$ , 且滚转角  $\phi$  镇定。即实现  $e_1 \rightarrow 0, e_2 \rightarrow 0, e_3 \rightarrow 0, e_4 \rightarrow 0, \phi \rightarrow 0, \omega \rightarrow 0$ 。

由式 (11~12) 可将 VTOL 飞行器跟踪控制系统写成:

$$\dot{\bar{\lambda}} = q(e_1, e_2, e_3, e_4, \bar{\lambda}, Y_d) \quad (13)$$

其中:  $\bar{\lambda} = [\varphi, \lambda], Y_d = [\ddot{x}_d, \ddot{y}_d], q(e_1, e_2, e_3, e_4, \bar{\lambda}, Y_d) =$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{\varepsilon} (\lambda + e_2 \cos\phi + e_4 \sin\phi) \\ \frac{1}{\varepsilon} (e_2 \sin\phi - e_4 \cos\phi) (\lambda + e_2 \cos\phi + e_4 \sin\phi) + g \sin\phi + \ddot{x}_d \cos\phi + \ddot{y}_d \sin\phi \end{bmatrix}$$

考察系统的零动态:

$$\left. \frac{\partial q(e_1, e_2, e_3, e_4, \bar{\lambda}, Y_d)}{\partial [e_1 e_2]} \right|_o \neq O_{2 \times 2} \quad (14)$$

$$\left. \frac{\partial q(e_1, e_2, e_3, e_4, \bar{\lambda}, Y_d)}{\partial [e_3 e_4]} \right|_o = O_{2 \times 2} \quad (15)$$

可见, 对于式 (13) 在零动态  $q(\cdot)$  与  $[e_1 e_2]$  相关, 而与  $[e_3 e_4]$  不相关。

由以上分析, 可以将 VTOL 飞行器跟踪控制系统解耦成

一个垂直方向的动态方程最小相位系统:

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = e_4 \\ \dot{e}_4 = v_2 \end{cases} \quad (16)$$

以及一个横侧向与滚转耦合的非最小相位系统:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = v_1 \\ \dot{\phi} = \frac{1}{\epsilon}(\lambda + e_2 \cos\phi + e_4 \sin\phi) \\ \dot{\lambda} = \frac{1}{\epsilon}(e_2 \sin\phi - e_4 \cos\phi)(\lambda + e_2 \cos\phi + e_4 \sin\phi) + g \sin\phi + \ddot{x}_d \cos\phi + \ddot{y}_d \sin\phi \end{cases} \quad (17)$$

### 3 滑模控制器设计

#### 3.1 最小相位系统的滑模控制器设计

针对式 (16) 的最小相位系统, 选取滑模面函数为:

$$\sigma_1 = ce_3 + e_4 \quad (18)$$

设计滑模控制器为:

$$v_2 = -ce_4 - k \text{sign}(\sigma_1) \quad (19)$$

其中:  $k > 0$ 。

下面证明最小相位系统的稳定性, 取 Lyapunov 函数  $V_1 =$

$\frac{1}{2}\sigma_1^2$ , 则:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \sigma_1 \dot{\sigma}_1 = \sigma_1 (\dot{ce}_3 + \dot{e}_4) = \sigma_1 (ce_4 + v_2) = \\ &\sigma_1 [ce_4 + (-ce_4 - k \text{sign}(\sigma_1))] = \\ &-k\sigma_1 \text{sign}(\sigma_1) = -k|\sigma_1| \leq 0 \end{aligned} \quad (20)$$

表明最小相位系统是一致渐近稳定的。

#### 3.2 非最小相位系统的滑模控制器设计

针对式 (17) 的非最小相位系统, 定义  $\delta_1 = e_2, \delta_2 = [e_1 \ \phi \ \lambda]$ , 则式 (17) 可化为:

$$\begin{cases} \dot{\delta}_1 = v_1 \\ \dot{\delta}_2 = \chi(e_1, e_2, e_3, e_4, \phi, \lambda, Y_d) \end{cases} \quad (21)$$

其中:

$$\begin{aligned} \chi(e_1, e_2, e_3, e_4, \phi, \lambda, Y_d) &= \\ &\begin{bmatrix} e_2 \\ \frac{1}{\epsilon}(\lambda + e_2 \cos\phi + e_4 \sin\phi) \\ \frac{1}{\epsilon}(e_2 \sin\phi - e_4 \cos\phi)(\lambda + e_2 \cos\phi + e_4 \sin\phi) + g \sin\phi + \ddot{x}_d \cos\phi + \ddot{y}_d \sin\phi \end{bmatrix} \end{aligned}$$

利用泰勒公式将式 (21) 中第二式写成:

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_2 &= \frac{\partial \chi}{\partial e_2} \Big|_{e_2} + \frac{\partial \chi}{\partial [e_1 \ \phi \ \lambda]} \Big|_o [e_1 \ \phi \ \lambda]^T + \\ &o(e_1, e_2, e_3, e_4, \phi, \lambda, Y_d) = \\ &A_{21}\delta_1 + A_{22}\delta_2 + o(e_1, e_2, e_3, e_4, \phi, \lambda, Y_d) \end{aligned} \quad (22)$$

其中,

$$A_{21} = \frac{\partial \chi}{\partial e_2} \Big|_o = [1 \ \frac{1}{\epsilon} \ 0]^T \quad (23)$$

$$A_{22} = \frac{\partial \chi}{\partial [e_1 \ \phi \ \lambda]} \Big|_o = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon^{-1} \\ 0 & g & 0 \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} &o(e_1, e_2, e_3, e_4, \phi, \lambda, Y_d) = \\ &\chi(e_1, e_2, e_3, e_4, \phi, \lambda, Y_d) - A_{21}\delta_1 - A_{22}\delta_2 \end{aligned} \quad (25)$$

取滑模面函数为:

$$\sigma_2 = \delta_1 - \alpha\delta_2 \quad (26)$$

其中:  $\alpha = [\alpha_1 \ \alpha_2 \ \alpha_3]$ , 并且使  $A_{21}\alpha + A_{22}$  满足 Hurwitz 判定条件。

由滑模面函数满足  $\sigma_2 = \delta_1 - \alpha\delta_2 = 0$ , 可得  $\delta_1 = \alpha\delta_2$ , 因此由式 (21) 和 (25), 得:

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_2 &= \chi(e_1, e_2, e_3, e_4, \phi, \lambda, Y_d) = \\ &A_{21}\delta_1 + A_{22}\delta_2 + o(e_1, e_2, e_3, e_4, \phi, \lambda, Y_d) = \\ &A_{21}\alpha\delta_2 + A_{22}\delta_2 + o(e_1, e_2, e_3, e_4, \phi, \lambda, Y_d) = \\ &(A_{21}\alpha + A_{22})\delta_2 + o(e_1, e_2, e_3, e_4, \phi, \lambda, Y_d) \end{aligned} \quad (27)$$

由于  $(A_{21}\alpha + A_{22})$  满足 Hurwitz 判定条件, 式 (21) 表示的系统是一致渐近稳定的。因此, 有  $\delta_2 \rightarrow 0$  且  $\delta_1 = \alpha\delta_2 \rightarrow 0$ , 则由定义式  $\delta_1 = e_2, \delta_2 = [e_1 \ \phi \ \lambda]$ , 有  $e_1 \rightarrow 0, e_2 \rightarrow 0, \phi \rightarrow 0, \omega \rightarrow 0$ 。

设计滑模控制器为:

$$v_1 = \alpha\chi - \xi \text{sign}(\sigma_2) \quad (28)$$

其中:  $\xi > 0$ 。

下面证明系统的稳定性, 取 Lyapunov 函数为:

$$V_2 = \frac{1}{2}\sigma_2^2 \quad (29)$$

则:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \sigma_2 \dot{\sigma}_2 = \sigma_2 (\dot{\delta}_1 - \alpha\dot{\delta}_2) = \sigma_2 (v_1 - \alpha\dot{\delta}_2) = \\ &\sigma_2 [\alpha\chi - \xi \text{sign}(\sigma_2) - \alpha\chi] = \\ &-\xi|\sigma_2| \leq 0 \end{aligned} \quad (30)$$

表明非最小相位系统是一致渐近稳定的。

下面给出系数阵  $\alpha = [\alpha_1 \ \alpha_2 \ \alpha_3]$  的求取过程。因为  $\alpha = [ \alpha_1 \ \alpha_2 \ \alpha_3 ]$  使  $A_{21}\alpha + A_{22}$  满足 Hurwitz 判定条件, 则有:

$$\begin{aligned} A_{21}\alpha + A_{22} &= \begin{bmatrix} 1 \\ \epsilon^{-1} \\ 0 \end{bmatrix} [ \alpha_1 \ \alpha_2 \ \alpha_3 ] + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon^{-1} \\ 0 & g & 0 \end{bmatrix} = \\ &\begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 & \alpha_3 \\ \epsilon^{-1}\alpha_1 & \epsilon^{-1}\alpha_2 & \epsilon^{-1}\alpha_3 + \epsilon^{-1} \\ 0 & g & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (31)$$

$sI - (A_{21}\alpha + A_{22})$  的行列式为:

$$\begin{aligned} sI - (A_{21}\alpha + A_{22}) &= \\ &s^3 - (\alpha_1 + \epsilon^{-1}\alpha_2)s^2 - g\epsilon^{-1}(1 + \alpha_3)s + g\epsilon^{-1}\alpha_3 \end{aligned} \quad (32)$$

由劳斯判据得:

$$\begin{cases} \alpha_1 > 0 \\ \alpha_2 < -\epsilon\alpha_1 \\ \alpha_3 < -\frac{\alpha_2}{\epsilon\alpha_1 + \alpha_2} \end{cases} \quad (33)$$

因此, 只要  $\alpha = [\alpha_1 \ \alpha_2 \ \alpha_3]$  满足式 (33), 即可保证非最小相位系统的一致渐近稳定性。

### 4 仿真分析

对 VTOL 垂直起飞过程进行仿真, 假设期望跟踪轨迹指令为  $x_{1d} = 0, y_{1d} = \frac{1}{2}t^2$ , 并保证滚转角镇定, 即  $\theta_d = 0$ 。取  $g = 9.80, \epsilon = 0.50$ , 控制参数  $c = 25, k = 1, \xi = 2, \alpha_1 = 5, \alpha_2 = -17.5, \alpha_3 = -6$ , 系统的初始状态为  $[x_0, v_{x0}, y_0, v_{y0}, \theta_0, \omega_0] = [1, 0, 1, 0, 0.05, 0]$ , 仿真结果如图 2。

从图 2 可以看出, 系统在所设计的控制器下能够很好的实现对位置的无稳态误差跟踪, 同时能保证滚转角姿态的镇定, 且当初始状态存在一定误差的情况下能够快速响应跟踪。

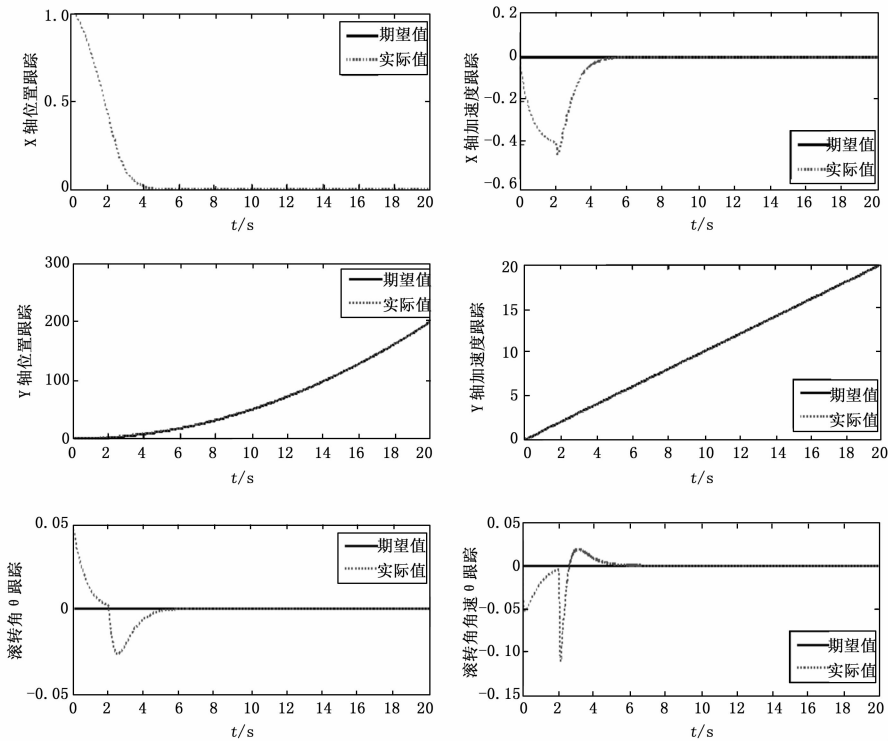


图 2 仿真结果图

## 5 结论

本文建立了 VTOL 飞行器动力学模型, 并通过系统模型零动态的分析, 将其解耦成一个最小相位系统和一个非最小相位系统, 利用理想内模将输出跟踪问题转化为状态跟踪误差, 分别对解耦的两个系统分别设计了滑模控制器, 利用 Lyapunov 理论证明了系统的稳定, 并且具有一致渐近稳定, 同时给出了控制参数的求取过程。最后通过仿真验证了设计的滑模控制器能够实现位置的无稳态误差跟踪控制, 具有较强的鲁棒性。

### 参考文献:

[1] 刘凯, 叶赋晨. 垂直起降飞行器的发展动态和趋势分析 [J]. 航空工程进展, 2015, 6 (2): 127-138.  
 [2] 王冠林, 武哲. 垂直起降无人机总体方案分析及控制策略综合研究 [J]. 飞机设计, 2006 (3): 25-30.  
 [3] Spong M W. Partial Feedback linearization of underactuated mechanical systems [A]. Proceedings of the IEEE/RSJ/GI International Conference on Intelligent Robots and Systems [C]. Munich, Germany, 1994: 314-321.

[4] 刘盛平, 陆震, 吴立成. 垂直起降飞机的全局轨迹跟踪控制 [J]. 控制与决策, 2007, 22 (8): 899-902.  
 [5] 贾鹤鸣, 王璐. 欠驱动垂直起降 UAV 的全局 K 指数轨迹跟踪 [J]. 中南大学学报 (自然科学版), 2013, 44 (8): 3231-3239.  
 [6] 袁瑞侠, 刘金琨. 欠驱动 VTOL 飞行器的位置反馈动态面控制 [J]. 系统工程与电子技术, 2014, 36 (11): 2266-2271.  
 [7] 蒋元庆, 杨浩, 姜斌. 基于级联观测器的垂直起降飞机鲁棒容错控制 [J]. 信息与控制, 2015, 44 (1): 76-82.  
 [8] 刘金琨, 龚海生. 有输入饱和的欠驱动 VTOL 飞行器滑模控制 [J]. 机电与控制学报, 2013, 17 (3): 92-97.  
 [9] 常琳, 金光, 范国伟. 基于 terminal 滑模控制的小卫星机动方法 [J]. 光学精密工程, 2015, 23 (2): 485-496.  
 [10] 李迪, 陈向坚, 续志军. 增益自适应滑模控制器在微型飞行器飞行姿态控制中的应用 [J]. 光学精密工程, 2013, 21 (5): 1183-1191.  
 [11] 邵克勇, 马千惠, 邹运, 等. 基于径向基函数神经网络的多关节机器人滑模控制器 [J]. 计算机测量与控制, 2014, 22 (5): 1385-1387.  
 [12] 苏善伟, 朱波, 向锦武, 等. 非线性非最小相位系统的控制研究综述 [J]. 自动化学报, 2015, 41 (1): 9-21.

(上接第 83 页)

[3] 刘晓英, 徐志刚, 焦学磊, 等. 植物照明的研究和应用现状及发展策略 [J]. 照明工程学报, 2013, 24 (4): 1-7.  
 [4] 江天, 张潇. 智能 LED 植物生长系统 [J]. 照明工程学报, 2013, (Z1): 168-172.  
 [5] 赵启蒙, 周小丽, 周明琦, 等. LED 植物补光照明系统对拟南芥萌发生率的效用探究 [J]. 照明工程学报, 2012, 23 (3): 64-68.  
 [6] 徐秀知, 王淑凡, 王巍, 等. 全数字智能 LED 植物补光灯控制系统 [J]. 天津工业大学学报, 2011, 31 (4): 57-60.

[7] 岑益超, 余桂英, 季杭峰, 等. 新型智能 LED 植物组培光照系统设计 [J]. 中国农机化, 2014, 35 (5): 91-93.  
 [8] 经纬, 许堃, 余建波. 基于 GPRS 和 Zigbee 的节能型 LED 路灯智能控制系统 [J]. 计算机测量与控制, 2015, 5 (11): 1538-1541.  
 [9] 李琦, 李梅. 基于 RT-Thread 的工业远程控制器设计 [J]. 实验室研究与探索, 2013, 32 (9): 61-64.  
 [10] 吕虹, 段颖妮, 管必聪. 一种非线性最大长度伪随机序列发生器的设计 [J]. 电子器件, 2008, 31 (3): 898-900.