

doi: 10.3969/j.issn.1006-1576.2012.05.001

基于动态逆的无人机飞行控制律设计

李春涛, 胡盛华

(南京航空航天大学自动化学院, 南京 210016)

摘要: 针对无人机机动飞行时系统呈现为非线性和高耦合的特点, 提出一种采用动态逆控制无人机内回路的设计方法。通过数学解析的方法直接解算出逆模型, 消除系统的非线性因素和实现各通道解耦, 并结合无人机飞行控制时频域控制需求, 给出了样例无人机过载和滚转角控制外回路设计结果。样例无人机非线性环境中的仿真结果表明: 基于动态逆的滚转角和过载控制器的时频域品质能满足无人机的飞行控制需求。

关键词: 动态逆; 过载控制; 无人机; 控制律

中图分类号: TJ02 **文献标志码:** A

Design of UAV Maneuvering Control Law Based on Dynamic Inversion

Li Chuntao, Hu Shenghua

(College of Automation, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: According to the properties such as nonlinear and coupling in UAV flight maneuver, the inner-loop consisted of pitch rate and roll rate controller based on dynamic inversion method is proposed. Directly calculate inversion model through mathematics analysis method to cancel the system nonlinearity and realize path coupling. Combination with the requirements of frequency and time domain, the normal acceleration and roll angle outer-loop controller is designed by root locus method. UAV nonlinear simulation results show that the roll angle based on dynamic inversion and time frequency quality of overload controller meets flight control requirements of UAV.

Key words: dynamic inversion; overload control; UAV; control law

0 引言

无人机改变速度、飞行高度和飞行方向所需的时间越短, 其机动性就越好。无人机机动飞行时, 由于飞行迎角、侧滑角和飞行空速的急剧变化, 使其纵横向动力学特性表现为一个高耦合的非线性时变系统。基于稳态飞行条件下的线性小扰动方法, 获取的线性模型不能准确描述无人机机动飞行状态下的纵横向动力学特性, 无法满足机动控制律设计的需求。近年来, 非线性动态逆控制方法能够很好地解决无人机大迎角飞行和超机动飞行时产生的非线性问题, 被广泛应用到各种类型无人机的飞行控制中^[1]。

美国学者 Snell, Enns 和 Garrard 通过对比非线性动态逆控制器与常规的 PID 控制器的仿真结果发现: 动态逆控制器在横向加速、侧滑等控制等方面效果较好^[2]。Singh S.N.和 Steinberg M.针对空气动力学参数不确定情况下, 设计了基于状态反馈线性化模型的自适应控制律, 并进行了仿真验证^[3]。国内祝恩、郭锁凤等人采用非线性动态逆控制方法设计了超机动飞行控制律^[4]。徐军等人提出了一种具有鲁棒稳定的非线性动态逆控制方案, 用来克服飞机气动参数等不确定性和外干扰对系统稳定性的影

响^[5]。苏丙未、万胜等人设计出一种在线神经网络的新型动态逆控制器, 利用神经网络在线逼近无人机非线性不确定模型及其逆模型, 该方案能够解决精确的航迹跟随问题^[6]。笔者利用数学解析的方法直接解算出逆模型, 消除系统的非线性因素和实现各通道解耦, 以解决无人机机动飞行时系统的非线性耦合问题。

1 无人机角动力学模型

无人机质点运动和角运动的动力学方程可以表示为:

$$\begin{cases} \dot{x} = F(x, u) \\ y = H(x) \end{cases} \quad (1)$$

式中: $u = [\delta_a, \delta_e, \delta_r, \delta_T]$; $x = [P, Q, R, \phi, \theta, \psi, U, V, W, X_e, Y_e, Z_e]$; $y = [P, Q, R, \phi, \theta, V_t, H, \alpha, \beta, N_z]$ 。

无人机质点运动是通过改变无人机气流角, 产生气动力, 控制无人机按照预定轨迹飞行^[7]。因此, 无人机角运动是质点运动的基础。无人机角动力学模型可描述为:

$$\begin{cases} \dot{p} = (c_1 r + c_2 p)q + c_3 L + c_4 N \\ \dot{q} = c_5 pr - c_6 (p^2 - r^2) + c_7 M \\ \dot{r} = (c_8 p - c_2 r)q + c_4 L + c_9 N \end{cases} \quad (2)$$

收稿日期: 2011-12-25; 修回日期: 2012-01-16

作者简介: 李春涛(1975—), 男, 山东人, 博士, 副研究员, 从事无人机飞行控制技术研究。

式 (2) 中各物理参数定义为:

$$\begin{aligned} c_1 &= ((I_y - I_z)I_z - I_{xz}^2) / \Sigma, \quad c_2 = (I_x - I_y + I_z)I_{xz} / \Sigma, \\ c_3 &= I_z / \Sigma, \quad c_4 = I_{xz} / \Sigma, \quad c_5 = (I_z - I_x) / I_y, \quad c_6 = I_{xz} / I_y, \\ c_7 &= 1 / I_y, \quad c_8 = (I_x(I_x - I_y) + I_{xz}^2) / \Sigma, \quad c_9 = I_x / \Sigma, \quad \Sigma = I_x I_z - I_{xz}^2 \end{aligned} \quad (3)$$

式中: I_x , I_y 和 I_z 分别为绕 X 轴、 Y 轴和 Z 轴的转动惯量, 笔者选用欧美坐标系, 由于无人机对称于 Oxz 平面, 所以 I_{xy} , I_{yz} 为零, 因此角动力学模型简化为:

$$\begin{aligned} \dot{p} &= \frac{I_z L + I_{xz} N}{I_x I_z - I_{xz}^2} + \frac{I_{xz}(I_x - I_y + I_z)pq}{I_x I_z - I_{xz}^2} + \frac{[I_z(I_y - I_z) - I_{xz}^2]qr}{I_x I_z - I_{xz}^2} \\ \dot{q} &= \frac{I_z - I_x}{I_y} pr + \frac{1}{I_y} M + \frac{I_{xz}}{I_y} (r^2 - p^2) \\ \dot{r} &= \frac{I_x L + I_x N}{I_x I_z - I_{xz}^2} + \frac{I_{xz}(I_x - I_y + I_z)pq}{I_x I_z - I_{xz}^2} + \frac{[I_x(I_x - I_y) - I_{xz}^2]pq}{I_x I_z - I_{xz}^2} \end{aligned} \quad (4)$$

式 (4) 中滚转力矩 L , 俯仰力矩 M 和偏航力矩 N 为:

$$\begin{cases} L = \frac{1}{2} \rho v^2 S b [C_L^\beta \beta + \frac{b}{2v} (C_L^p p + C_L^r r) + C_L^{\delta_a} \delta_a + C_L^{\delta_r} \delta_r] \\ M = \frac{1}{2} \rho v^2 S c [C_{M_0} + \frac{c}{2v} (C_M^q q + C_M^\alpha \dot{\alpha}) + C_M^\alpha \alpha + C_M^{\delta_e} \delta_e] \\ N = \frac{1}{2} \rho v^2 S b [C_N^\beta \beta + \frac{b}{2v} (C_N^p p + C_N^r r) + C_N^{\delta_a} \delta_a + C_N^{\delta_r} \delta_r] \end{cases} \quad (5)$$

由式 (4)、(5) 可得出, 无人机的角动力学运动方程式 (1) 变为:

$$\begin{bmatrix} \dot{p} \\ \dot{q} \\ \dot{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_p(x) \\ f_q(x) \\ f_r(x) \end{bmatrix} + g(x) \begin{bmatrix} \delta_a \\ \delta_e \\ \delta_r \end{bmatrix} \quad (6)$$

式 (6) 中 $f_p(x)$, $f_q(x)$, $f_r(x)$ 分别为:

$$\begin{aligned} f_p(x) &= \frac{1}{2} \frac{\rho v^2 S b}{I_x} [C_L^\beta \beta + \frac{b}{2v} (C_L^p p + C_L^r r)] \\ f_q(x) &= \frac{1}{2} \frac{\rho v^2 S c}{I_y} [C_{M_0} + C_M^\alpha \alpha + \frac{c}{2v} (C_M^q q + C_M^\alpha \dot{\alpha})] \\ f_r(x) &= \frac{1}{2} \frac{\rho v^2 S b}{I_z} [C_N^\beta \beta + \frac{b}{2v} (C_N^p p + C_N^r r)] \end{aligned}$$

式 (6) 中 $g(x)$ 的表达式为:

$$g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \frac{\rho v^2 S b}{I_x} C_L^{\delta_a} & 0 & \frac{1}{2} \frac{\rho v^2 S b}{I_x} C_L^{\delta_e} \\ 0 & \frac{1}{2} \frac{\rho v^2 S c}{I_y} C_M^{\delta_e} & 0 \\ \frac{1}{2} \frac{\rho v^2 S b}{I_z} C_N^{\delta_a} & 0 & \frac{1}{2} \frac{\rho v^2 S b}{I_z} C_N^{\delta_e} \end{bmatrix}$$

式 (6) 中 $f_p(x)$, $f_q(x)$ 和 $f_r(x)$ 为非线性动态方程, $g(x)$ 为非线性控制输入分配方程。要使样例无人机中 $g(x)$ 的逆存在, 即行列式 $|g(x)| \neq 0$, 因此当 $C_L^{\delta_a} \cdot C_N^{\delta_e} \neq C_L^{\delta_e} \cdot C_N^{\delta_a}$, 控制分配矩阵 $g(x)$ 对任意状态变量 x 是可逆的。

2 控制律设计

样例无人机内外控制回路如图 1 和图 2 所示, 采用俯仰角速率和滚转角速率为内回路, 以法向过载或滚转角为外回路的控制结构。

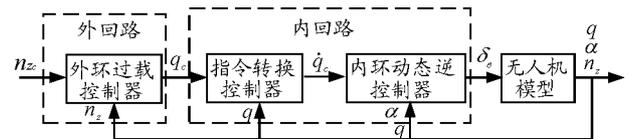


图 1 纵向控制回路结构图

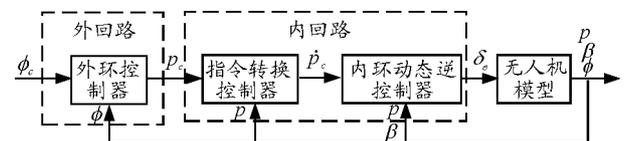


图 2 横向控制回路结构图

2.1 角速率回路控制律设计

动态逆控制方法的本质是用非线性逆消除原系统的非线性因素, 使整个系统呈现为一个线性系统, 动态逆控制律结构如图 3 所示。

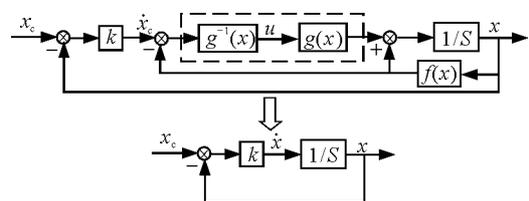


图 3 动态逆控制原理图

通过以上分析, 可以由式 (6) 可得控制输入量的表达式为:

$$\begin{bmatrix} \delta_a \\ \delta_e \\ \delta_r \end{bmatrix} = g^{-1}(x) \left[\begin{bmatrix} \dot{p} \\ \dot{q} \\ \dot{r} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} f_p(x) \\ f_q(x) \\ f_r(x) \end{bmatrix} \right] \quad (7)$$

将式 (7) 中 $(\dot{p}, \dot{q}, \dot{r})'$ 替换为 $(\dot{p}_c, \dot{q}_c, \dot{r}_c)'$, 即可得到内回路动态逆控制律为:

$$\begin{bmatrix} \delta_a \\ \delta_e \\ \delta_r \end{bmatrix} = g^{-1}(x) \begin{bmatrix} \dot{p}_c \\ \dot{q}_c \\ \dot{r}_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} f_p(x) \\ f_q(x) \\ f_r(x) \end{bmatrix} \quad (8)$$

式 (8) 中内回路动态逆控制器的输入 $(\dot{p}_c, \dot{q}_c, \dot{r}_c)'$ 由指令生成器生成。

假设误差信号 ε 为:

$$\varepsilon = x_c - x$$

其中 x_c 为常值, \dot{x}_c, \ddot{x}_c 均为零。考虑方程:

$$\ddot{\varepsilon} + 2\xi\omega_n\dot{\varepsilon} + \omega_n^2\varepsilon = 0$$

方程的解 $\varepsilon = x_c - x = (1/\sqrt{1-\xi^2})e^{-\xi\omega_n t} \sin(\omega_n\sqrt{1-\xi^2}t + \arctan\sqrt{1-\xi^2}/\xi)$, 误差 ε 趋近于 0, 则 $\xi\omega_n > 0$ 。分别用 k_i 和 k_p 替换 ω_n^2 和 $2\xi\omega_n$ 后可得指令模型 $x/x_c = K_i/(s^2 + K_p s + K_i)$, 指令控制器结构如图 4 所示。

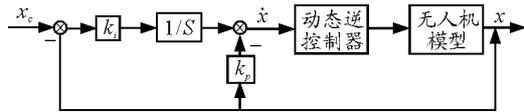


图 4 指令控制器结构图

根据以上分析, 将俯仰角速率 q 替换指令模型中的状态量 x , 即可得到纵向内回路指令模型为:

$$\dot{q} = K_i \int (q_c - q) - K_p q$$

俯仰角速率回路指令模型的自然频率 $\omega_n = 5 \text{ rad/s}$, 阻尼比 $\xi = 0.707$, 根据设计要求可得到指令模型的各个参数, 其中 $K_p = 7$, $K_i = 25$ 。纵向通道的幅值裕度和相角裕度如图 5 所示, 俯仰角速率回路的相角裕度 $PM = 70^\circ$, 幅值裕度 $GM = \infty$, 内环带宽 $\omega_b = 5 \text{ rad/s}$ 。

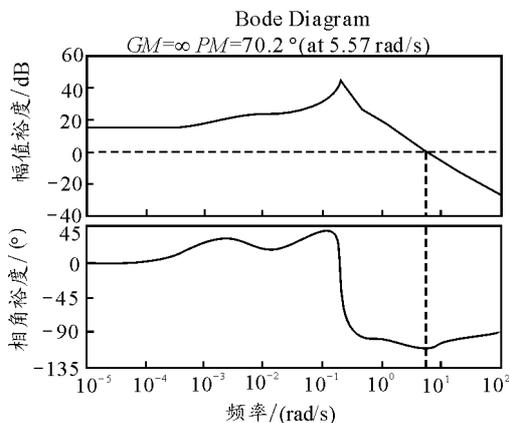


图 5 纵向内回路的幅值裕度和相角裕度曲线

将滚转角速率 p 替换指令模型中的状态量 x , 即可得到横向内回路指令模型为:

$$\dot{p} = K_i \int (p_c - p) - K_p p$$

滚转角速率回路指令模型的自然频率 $\omega_n = 5 \text{ rad/s}$, 阻尼比 $\xi = 0.707$, 根据设计要求可得到指令模型的各个参数, 其中 $K_p = 7$, $K_i = 25$ 。横向通道的幅值裕度和相角裕度如图 6 所示, 滚转角速率回路的相角裕度 $PM = 77^\circ$, 幅值裕度 $GM = \infty$, 内环带宽 $\omega_b = 4.9 \text{ rad/s}$ 。

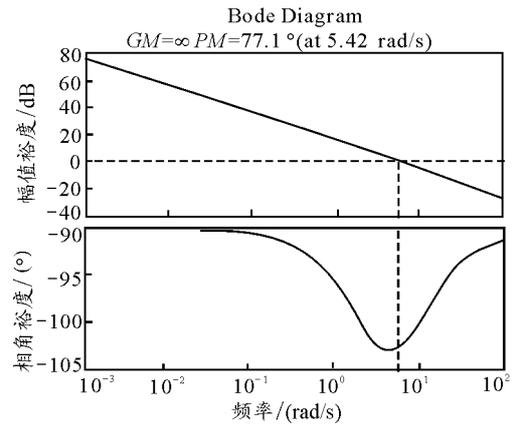


图 6 横向内回路幅值裕度和相角裕度曲线

2.2 过载和滚动角外回路控制律设计

外回路采用过载信号作为指令信号, 过载指令通过指令生成器内回路指令信号, 其中过载指令到角速率指令转换采用经典 PID 控制器。其中, 纵向外回路控制律结构如下:

$$q_c = K_i \int (n_z - n_z) + K_p (n_z - n_z)$$

其中: q_c 为俯仰角速率指令; n_z 为过载指令。根据根轨迹方法选取 $K_p = 3$, $K_i = 10$, 阻尼比 $\xi = 0.707$ 。开环根轨迹、幅值裕度和相角裕度见图 7 和图 8, 过载回路相角裕度 $PM = 76^\circ$, 幅值裕度 $GM = 18.7 \text{ dB}$, 带宽 $\omega_b = 1.2 \text{ rad/s}$ 。

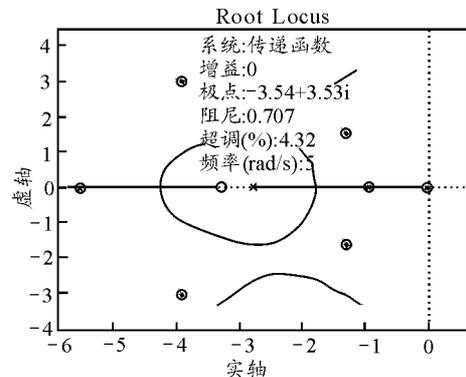


图 7 纵向外回路开环根轨迹图

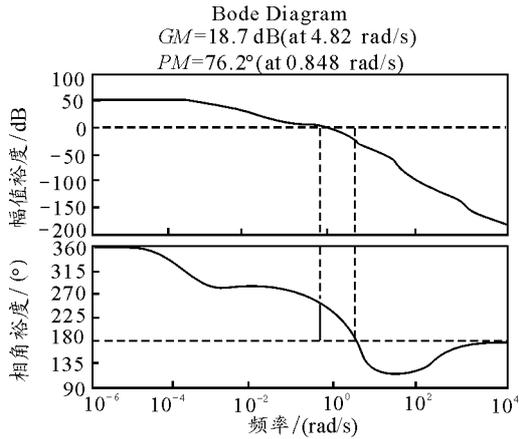


图 8 纵向外回路的幅值裕度和相角裕度曲线

横向外回路控制律结构如下:

$$p_c = K_i \int (\phi_c - \phi) + K_p (\phi_c - \phi)$$

其中 p_c 为俯仰角速率指令, ϕ_c 为滚转角指令。根据根轨迹方法选取 $K_p = 0.6$, $K_i = 0.05$, 阻尼比 $\zeta = 0.8$ 。开环根轨迹、幅值裕度和相角裕度见图 9 和图 10, 滚转角回路的相角裕度 $PM = 71^\circ$, 幅值裕度 $GM = 20\text{ dB}$, 带宽 $\omega_b = 1.2\text{ rad/s}$ 。

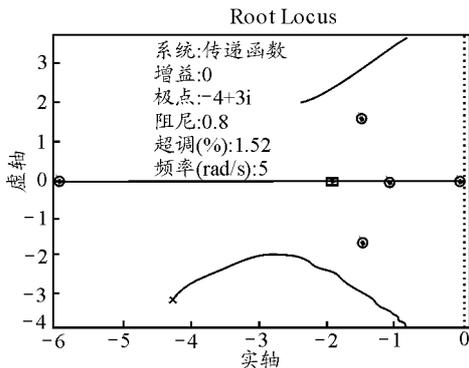


图 9 横向外回路开环根轨迹图

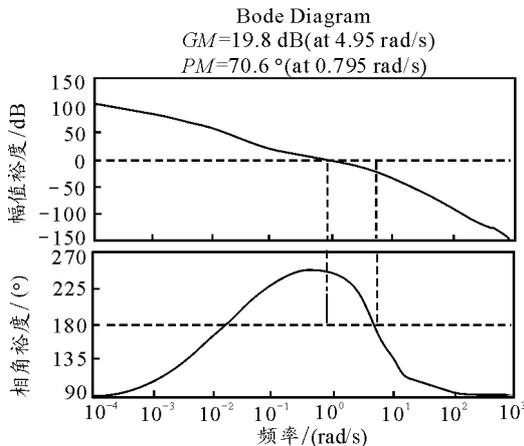


图 10 横向外回路幅值裕度和相角裕度曲线

3 仿真验证

样例无人机仿真初始条件: $H = 1000\text{ m}$, $\alpha = 1^\circ$, $V_i = 43\text{ m/s}$ 。通过给定的指令考察控制器的品质。给定指令 $p_c = 10\text{ (}^\circ\text{/s)}$, $q_c = 10\text{ (}^\circ\text{/s)}$, 仿真曲线如图 11 和图 12 所示, 俯仰角速率指令阶跃响应调节时间 $t_s = 1\text{ s}$, 超调量 $\sigma = 5\%$, 滚转角速率阶跃响应调节时间 $t_s = 1\text{ s}$, 超调量 $\sigma = 5\%$ 。内环动态逆控制器能够很好的跟踪俯仰角速率和滚转角速率指令, 实现各通道间的解耦。

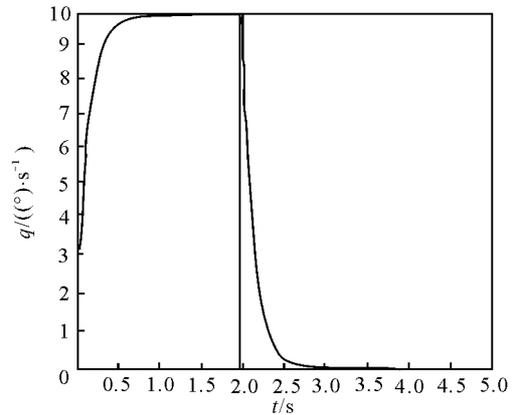


图 11 俯仰角速率响应曲线

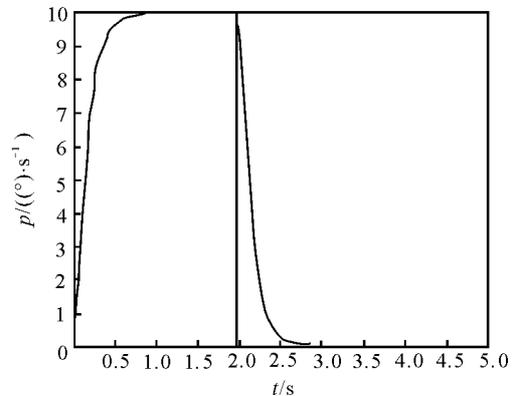


图 12 滚转角速率响应曲线

给定法向过载指令 $n_z = 1g$ 和滚转角指令 $\phi_c = 10^\circ$, 过载指令跟踪仿真曲线如图 13 和图 14 所示, 过载回路指令阶跃响应调节时间 $t_s = 9\text{ s}$, 无超调量。滚转角通道指令阶跃响应调节时间 $t_s = 15\text{ s}$, 超调量 $\sigma = 8\%$, 无人机能够跟踪过载指令和滚转角指令, 时频域品质满足了设计要求。

(下转第 8 页)