

文章编号: 1001-0920(2011)10-1530-05

模块化反步自适应大机动飞行控制

孙 勇, 章卫国, 李广文

(西北工业大学 自动化学院, 西安 710072)

摘 要: 针对飞机大机动飞行时模型非线性和参数不确定性的特点, 提出一种输入状态稳定反步自适应控制的模块化设计方法. 基于模块化设计思想, 设计一个输入状态稳定的反步控制器, 保证在输入有界情况下系统状态的有界特性. 基于最小二乘算法设计参数自适应律和滤波器的辨识器模块, 保证独立于输入状态稳定控制器之外的参数误差及其导数有界, 并利用一种基于免疫克隆原理的改进粒子群算法优化固定参数, 改善动态性能. 仿真结果表明了所提出算法的有效性.

关键词: 大机动飞行; 输入状态稳定控制器; 模块化设计; 优化算法

中图分类号: TP273; V249.1

文献标识码: A

Modular backstepping adaptive high maneuvers flight control

SUN Yong, ZHANG Wei-guo, LI Guang-wen

(School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China. Correspondent: SUN Yong, E-mail: sunyong8023@gmail.com)

Abstract: A modular design of input-to-state stable backstepping adaptive control is proposed in the presence of model nonlinearity and parameters uncertainty for high maneuvers flight. An input-to-state stable backstepping controller is designed based on modular strategy to guarantee state boundedness in the presence of bounded input signals. The identification modular comprised of parameters adaptive law based on least squares algorithm and filters is designed. The boundedness of parameters estimation errors and their derivatives is ensured, which is separated from input-to-state stable controller modular. A modified particle swarm optimization based on immune clone principle is used to optimize controller fixed parameters for achieving good transient performance. Simulation results show the effectiveness of the control algorithm.

Key words: high maneuvers flight; input-to-state stable controller; modular design; optimization algorithm

1 引 言

现代高性能飞机的一个主要特点是机动性和敏捷性, 其中一个重要环节是在大机动下对飞机进行控制. 在大机动飞行时, 气动力和气动力矩均呈现明显的非线性特性, 三轴惯性动力学严重耦合, 不能采用常规的线性小扰动方程处理, 必须采用非线性控制方法处理耦合的运动方程, 才能保证飞行安全.

反步法^[1]是 20 世纪 90 年代出现的一种自适应控制方案, 文献中提到的反步控制方法具有包含闭环系统的全部状态和所设计的控制器的动态阶与未知参数的个数一样低 2 个显著特点, 已应用于航空领域^[2], 并取得了较好的控制效果. 然而, 由于未考虑误差系统中参数估计的变化, 使得控制器设计复杂, 且参数自适应律包含于控制器设计中, 仅限定为 Lyapunov 型算法. 一种基于估计的模块化设计思想可

以有效消除局限于 Lyapunov 型自适应算法的缺点^[1].

本文提出了一种输入状态稳定反步自适应大机动飞行控制的模块化设计方法. 大机动飞行时, 非线性飞机系统通常不满足特定值特性, 为了有效获得任意控制器-辨识器分离, 引入一个具有较强参数鲁棒特性的输入状态稳定控制器, 以保证在输入有界情况下系统状态的有界特性; 设计了辨识器模块, 并根据 swapping 技术设计 2 个滤波器, 将动态参数模型转化为静态模型, 采用最小二乘算法设计参数自适应律, 保证估计参数收敛到真值. 此外, 为了避免低效率试凑, 提出一种基于免疫克隆原理的改进粒子群算法来优化固定参数, 改善动态性能, 并通过基于二次规划的动态分配方法得到最终控制信号. 将所设计的飞控系统应用于某六自由度非线性飞机模型, 应用结果验证了所提出算法的有效性.

收稿日期: 2010-06-02; 修回日期: 2010-10-21.

作者简介: 孙勇(1984—), 男, 博士生, 从事非线性飞行控制、优化算法的研究; 章卫国(1956—), 男, 教授, 博士生导师, 从事智能控制理论与应用、飞行控制等研究.

2 非线性飞机模型

本文的研究对象为某型战斗机六自由度非线性模型, 控制目的是实现姿态输入指令 ϕ, α, β 的跟踪, 因此主要考虑由 $\phi, \alpha, \beta, p, q, r, \theta$ 构成的姿态控制系统, 数学模型如下^[3]:

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} & \dot{\alpha} & \dot{\beta} & \dot{p} & \dot{q} & \dot{r} & \dot{\theta} \end{bmatrix}^T = [A \ B \ C \ D \ E \ F \ G]^T + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ l_{\delta_{el}} & l_{\delta_{er}} & l_{\delta_{al}} & l_{\delta_{ar}} & 0 & 0 & l_{\delta_r} \\ m_{\delta_{el}} & m_{\delta_{er}} & m_{\delta_{al}} & m_{\delta_{ar}} & m_{\delta_{lef}} & m_{\delta_{tef}} & m_{\delta_r} \\ n_{\delta_{el}} & n_{\delta_{er}} & n_{\delta_{al}} & n_{\delta_{ar}} & 0 & 0 & n_{\delta_r} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_{el} \\ \delta_{er} \\ \delta_{al} \\ \delta_{ar} \\ \delta_{lef} \\ \delta_{tef} \\ \delta_r \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中:

$$\begin{aligned} A &= p + q \tan \theta \sin \phi + r \tan \theta \cos \phi, \\ B &= q - p\beta + z_\alpha \Delta \alpha + (g_0/V)(\cos \theta \cos \phi - \cos \theta_0), \\ C &= y_\beta \beta + p(\sin \alpha_0 + \Delta \alpha) - r \cos \alpha_0 + \\ &\quad (g_0/V) \cos \theta \sin \phi, \\ D &= l_\beta \beta + l_p p + l_q q + l_r r + (l_{\beta\alpha} \beta + l_{r\alpha} r) \Delta \alpha - i_1 q r, \\ E &= m_\alpha \Delta \alpha + m_q q + i_2 p r - \\ &\quad m_{\dot{\alpha}}(g_0/V)(\cos \theta \cos \phi - \cos \theta_0), \\ F &= n_\beta \beta + n_r r + n_p p + n_{p\alpha} p \Delta \alpha - i_3 p q + n_q q, \\ G &= q \cos \phi - r \sin \phi; \end{aligned}$$

状态变量 $x = (\phi \ \alpha \ \beta \ p \ q \ r \ \theta)^T$ 分别为滚转角、迎角、侧滑角、滚转角速率、俯仰角速率、偏航角速率、俯仰角; 控制变量 $u = (\delta_{el} \ \delta_{er} \ \delta_{al} \ \delta_{ar} \ \delta_{lef} \ \delta_{tef} \ \delta_r)^T$ 为相互独立的控制舵面, 分别为左右水平安定面、左右副翼、前缘襟翼、后缘襟翼和方向舵;

$$\begin{aligned} l_a &= \frac{1}{2} \rho V_0^2 S_r b C l_a, \quad m_a = \frac{1}{2} \rho V_0^2 S_r \bar{c} C m_a, \\ n_a &= \frac{1}{2} \rho V_0^2 S_r b C n_a, \quad a = \{\alpha, \beta, q, \dots\} \end{aligned}$$

为配平状态下的气动导数, 实际飞行过程中气动参数为多个状态变量的非线性函数, 不可能精确已知; i_1, i_2, i_3 由惯性力矩常数计算得到. 为了适合控制系统的设计, 式(1)改写为

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f_1(x_1, x_3) + \varphi_1^T(x_1, x_3)w + g_1(x_1, x_3)x_2, \\ \dot{x}_2 &= f_2(x) + \varphi_2^T(x)w + g_2u, \\ \dot{x}_3 &= f_3(x). \end{aligned} \quad (2)$$

其中: $x_1 = (\phi, \alpha, \beta)^T$, $x_2 = (p, q, r)^T$, $x_3 = \theta$; f_1, f_2, f_3, g_1 为已知矢量和矩阵函数; φ_1, φ_2 为已知光滑非线性回归矩阵; w 为未知气动参数向量; g_2 为未知控制

增益矩阵. 控制器设计的目的是在大机动时, 即使气动参数和控制增益矩阵未知, 设计控制输入 u 也会使得闭环系统输出 $y(t) = (\phi, \alpha, \beta)^T$ 渐近跟踪期望的参考输入 $y_d(t) = (\phi_d, \alpha_d, \beta_d)^T$, 并保证设计的闭环控制系统其他信号的有界性.

3 控制器设计

3.1 输入状态稳定反步控制器

将基于估计的模块化设计思想应用于非线性飞机系统的主要障碍是不能满足特定值特性, 若对系统的非线性没有严格的限制, 则设计的控制器无法获得任意的控制器-辨识器分离. 为此, 引入输入状态稳定 (ISS) 控制器^[1], 其具有较强的参数鲁棒稳定特性, 在未知参数存在的情况下, 即使没有自适应, 仍可获得状态有界特性. ISS 控制器适用于非线性飞机系统自适应控制的模块化设计, 且能与任意辨识器模块结合在一起. 由于参数估计 \hat{w} 的时变特性, 需要将 \tilde{w} 和 $\dot{\hat{w}}$ 看作扰动输入来设计系统的 ISS 控制器.

首先引入跟踪误差状态变量

$$z_1 = y - y_d = x_1 - x_{1d}, \quad (3)$$

$$z_2 = x_2 - x_{2d}. \quad (4)$$

其中: y_d 为系统的参考指令信号, x_{2d} 为中间级虚拟控制变量. 对方程(3)求导, 得到

$$\dot{z}_1 = f_1 + \varphi_1^T w + g_1(z_2 + x_{2d}) - \dot{x}_{1d}. \quad (5)$$

选择虚拟控制变量 x_{2d} 稳定系统(5), 有

$$x_{2d} = g_1^{-1}(-k_1 z_1 - f_1 - \varphi_1^T \hat{w} - s_1 z_1 + \dot{x}_{1d}). \quad (6)$$

其中: $s_1 = \kappa_1 \varphi_1^T \varphi_1$ 是非线性阻尼项; k_1, κ_1 是正定控制器参数; \hat{w} 是未知气动参数 w 的估计值. 则有

$$\dot{z}_1 = -k_1 z_1 - s_1 z_1 + \varphi_1^T \tilde{w} + g_1 z_2, \quad (7)$$

其中 $\tilde{w} = w - \hat{w}$ 是参数估计误差. 选择 Lyapunov 函数 $V_1 = z_1^T z_1 / 2$, 有

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= z_1^T \dot{z}_1 = \\ &= -k_1 \|z_1\|^2 - s_1 \|z_1\|^2 + z_1^T \varphi_1^T \tilde{w} + z_1^T g_1 z_2. \end{aligned} \quad (8)$$

引理 1 (Young 不等式^[1]) 对于任意两个向量 $x, y \in R^n$, 有如下不等式成立:

$$x^T y \leq \frac{\varepsilon^p}{p} |x|^p + \frac{1}{q\varepsilon^q} |y|^q, \quad (9)$$

其中 $\varepsilon > 0, p > 1, q > 1$, 且满足 $(p-1)(q-1) = 1$.

令 $p = q = 2, \varepsilon^2 = 2\kappa$, 得

$$z_1^T \varphi_1^T \tilde{w} \leq \kappa_1 \varphi_1^T \varphi_1 \|z_1\|^2 + \frac{1}{4\kappa_1} \|\tilde{w}\|^2. \quad (10)$$

因此有

$$\dot{V}_1 \leq -k_1 \|z_1\|^2 + \frac{1}{4\kappa_1} \|\tilde{w}\|^2 + z_1^T g_1 z_2. \quad (11)$$

当 $z_2 = 0$ 时, 若 \tilde{w} 有界, 则 z_1 有界, 而 $z_2 \neq 0$, 需要进行下一步设计. 对方程(4)求导, 得

$$\dot{z}_2 = f_2 + \varphi_2^T w + g_2 u - \dot{x}_{2d}. \quad (12)$$

再次选择 Lyapunov 函数 $V_2 = V_1 + z_2^T z_2 / 2$, 有

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + z_2^T \dot{z}_2 = \\ &- k_1 \|z_1\|^2 - s_1 \|z_1\|^2 + z_1^T \varphi_1^T \tilde{w} + \\ &z_2^T (f_2 + \varphi_2^T w + g_1^T z_1 + g_2 u - \dot{x}_{2d}). \end{aligned} \quad (13)$$

选择期望的控制力矩为

$$\begin{aligned} g_2 u = M^0 &= \\ &- k_2 z_2 - g_1^T z_1 - f_2 - \varphi_2^T \hat{w} - s_2 z_2 + \dot{x}_{2d}. \end{aligned} \quad (14)$$

其中: $s_2 = \kappa_{21} \varphi_2^T \varphi_2 + \kappa_{22} \|\partial x_{2d}^T / \partial \hat{w}\|^2$ 是非线性阻尼项; s_1, s_2 的作用是减弱作为扰动输入的参数估计误差 \tilde{w} 和其导数 $\dot{\tilde{w}}$ 的影响; $k_2, \kappa_{21}, \kappa_{22}$ 是正定控制器参数. 注意到, 虽然控制增益矩阵未知, 但此处仍以符号 g_2 表示, 稍后再将其扩展到控制增益矩阵未知的情况.

将方程(14)代入(13), 根据引理1得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq -k_1 \|z_1\|^2 - k_2 \|z_2\|^2 + \\ &\left(\frac{1}{4\kappa_1} + \frac{1}{4\kappa_{21}}\right) \|\tilde{w}\|^2 + \frac{1}{4\kappa_{22}} \|\dot{\tilde{w}}\|^2. \end{aligned} \quad (15)$$

引理 2 若 $\tilde{w}, \dot{\tilde{w}} \in L_\infty[0, t_f]$, 则 $z, x \in L_\infty[0, t_f]$, 且有

$$|z(t)| \leq \frac{1}{2\sqrt{c_0}} \left(\frac{1}{\kappa_0} \|\tilde{w}\|_\infty^2 + \frac{1}{\rho_0} \|\dot{\tilde{w}}\|_\infty^2 \right)^{\frac{1}{2}} + |z(0)| e^{-c_0 t}. \quad (16)$$

证明过程详见文献[4]. 由引理2可得, 闭环状态误差系统对于扰动输入 $\tilde{w}, \dot{\tilde{w}}$ 是 ISS, 即只要输入 $\tilde{w}, \dot{\tilde{w}}$ 有界, 状态 z, x 也有界.

3.2 辨识器模块设计

针对闭环状态模型, 采用非线性 swapping 技术^[5]设计两个滤波器, 将动态参数模型转化为静态模型, 然后采用最小二乘算法设计参数自适应律, 确保 $\tilde{w}, \dot{\tilde{w}}$ 有界, 且能够保证参数估计始终收敛到真值.

首先考虑滤波器设计. 将系统(3)改写为

$$\dot{x} = f(x, u) + F^T(x)w. \quad (17)$$

其中

$$\begin{aligned} f(x, u) &= \begin{bmatrix} f_1(x_1, x_3) + g_1(x_1, x_3)x_2 \\ f_2(x) + g_2 u \end{bmatrix}, \\ F^T(x) &= \begin{bmatrix} \varphi_1^T(x_1, x_3) \\ \varphi_2^T(x) \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

根据非线性 swapping 引理^[5]设计两个滤波器为

$$\dot{\Omega}_0 = [A_0 - \lambda F^T(x)F(x)P](\Omega_0 + x) - f(x, u), \quad (18)$$

$$\dot{\Omega}^T = [A_0 - \lambda F^T(x)F(x)P]\Omega^T + F^T(x). \quad (19)$$

其中: $\lambda > 0, A_0$ 是任意定常矩阵且满足

$$PA_0 + A_0^T P = -I, P = P^T > 0. \quad (20)$$

根据式(17)和(18), 定义变量

$$Y = x + \Omega_0, \quad (21)$$

其预测值为 $\hat{Y} = \Omega^T \hat{w}$. 则预测误差定义为

$$\varepsilon = Y - \hat{Y} = x + \Omega_0 - \Omega^T \hat{w} = \Omega^T \tilde{w} + \tilde{\varepsilon}, \quad (22)$$

其中 $\tilde{\varepsilon}$ 为滤波扰动, 满足

$$\dot{\tilde{\varepsilon}} = [A_0 - \lambda F^T(x)F(x)P]\tilde{\varepsilon}. \quad (23)$$

考虑最小二乘自适应律的设计. 最小二乘算法的优化指标是估计误差在一段时间内的平方和^[6], 即

$$J = \int_0^t \varepsilon^T(\tau)\varepsilon(\tau)d\tau. \quad (24)$$

参数估计可以从以下条件得到:

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{\partial J}{\partial \hat{w}} = \int_0^t 2 \frac{\partial}{\partial \hat{w}} [\varepsilon^T(\tau)]\varepsilon(\tau)d\tau = \\ &- 2 \int_0^t \Omega(\tau)(Y(\tau) - \Omega^T(\tau)\hat{w}(\tau))d\tau. \end{aligned} \quad (25)$$

求得最小二乘估计为

$$w_{LS} = \left[\int_0^t \Omega(\tau)\Omega^T(\tau)d\tau \right]^{-1} \left[\int_0^t \Omega(\tau)Y(\tau)d\tau \right]. \quad (26)$$

假定式(26)的逆阵存在, 即

$$\Gamma(t) = \left[\int_0^t \Omega(\tau)\Omega^T(\tau)d\tau \right]^{-1} < \infty, \quad (27)$$

则有

$$\dot{\Gamma}^{-1}(t) = \Omega(t)\Omega^T(t), \quad (28)$$

因此有

$$\begin{aligned} \dot{\Gamma}(t) &= -\Gamma(t)\dot{\Gamma}^{-1}(t)\Gamma(t) = \\ &-\Gamma(t)\Omega(t)\Omega^T(t)\Gamma(t). \end{aligned} \quad (29)$$

将式(24)两边对时间求导, 得到

$$\begin{aligned} \dot{w}_{LS} &= \\ \dot{\Gamma}(t) \int_0^t \Omega(\tau)Y(\tau)d\tau + \Gamma(t)\Omega(t)Y(t) &= \\ -\Gamma(t)\Omega(t)\Omega^T(t)\Gamma(t) \int_0^t \Omega(\tau)Y(\tau)d\tau + & \\ \Gamma(t)\Omega(t)Y(t) = & \\ -\Gamma(t)\Omega(t)\Omega^T(t)w_{LS} + \Gamma(t)\Omega(t)Y(t) = & \\ \Gamma(t)\Omega(t)\varepsilon(t). \end{aligned} \quad (30)$$

因此, 递推最小二乘算法为

$$\dot{\hat{w}} = \Gamma \frac{\Omega \varepsilon}{1 + \nu |\Omega|_F^2}, \dot{\Gamma} = -\Gamma \frac{\Omega \Omega^T}{1 + \nu |\Omega|_F^2} \Gamma. \quad (31)$$

其中: $|\Omega|_F$ 是 Ω 的 Frobenius 范数, $\Gamma(0) = \Gamma^T(0) > 0, \nu \geq 0$.

如果由式(19), (22)和(31)组成的闭环系统的解的最大存在区间为 $[0, t_f]$, 则对于 $\nu \geq 0$, 有 $\tilde{w}, \varepsilon, \dot{\tilde{w}} \in L_\infty[0, t_f]$, 详细证明参见文献[6].

3.3 未知控制增益矩阵扩展

飞机大机动飞行时, 高频控制增益矩阵通常未知. 下面将上述方法扩展到包含未知控制增益矩阵的情况.

假设 1 g_2 符号已知, 且存在已知正定常数 ς_m , 使得 $|g_2| \geq \varsigma_m$.

此时将式 (17) 改写为

$$\dot{x} = f(x, u) + F^T(x)\vartheta, \quad (32)$$

其中 $\vartheta = [w \ g_2]^T$. 将方程 (14) 中未知控制增益矩阵 g_2 由其估计值 \hat{g}_2 代替, 控制律设计过程不变, 并将参数投影算法引入到最小二乘自适应律中, 有

$$\dot{\hat{\vartheta}} = \text{Proj}_{\hat{g}_2} \left\{ \Gamma \frac{\Omega \varepsilon}{1 + \nu |\Omega|^2} \right\}, \hat{g}_2(0) \text{sgn}(g_2) > \varsigma_m. \quad (33)$$

参数投影算法^[1]的作用是对 $\forall t \geq 0$, 确保 $|\hat{g}_2| \geq \varsigma_m > 0$, 避免控制增益矩阵估计时的奇异性. 参数投影算法的引入不会影响闭环系统特性, 以 (\tilde{w}, \tilde{g}_2) 和 (\hat{w}, \hat{g}_2) 为扰动输入的 ISS 特性仍然保持^[7].

3.4 控制分配算法

通过上述设计过程, 得到的是控制矢量 M_0 . 在设计控制系统时, 不仅需要设计控制器使系统满足期望的性能指标和飞行品质, 对于多操纵面飞机还需要设计分配器, 使飞机期望的转矩合理地分配到各个操纵面上. 考虑到激励器的位置和速率限制及激励器之间的动态特性差异, 本文采用数学规划的方法. 基于二次规划的动态分配法^[8]选择操纵面的 l_2 范数作为规划的指标函数, 有

$$\begin{aligned} \min_u & u^T Q u + c^T u; \\ \text{s.t.} & \hat{g}_2 u = M_0, \underline{u} \leq u \leq \bar{u}. \end{aligned} \quad (34)$$

其中: 等式约束定义了控制变量的解空间, 不等式约束体现了执行机构的物理限制. 当执行机构饱和时, 满足条件的最优解位于可达转矩集之外, 此时, 求解过程会放松等式约束, 而不等式约束却保持不变, 转而寻求次解. 这里基于符号保持的二次规划方法求解二次规划问题, 更有效地利用了可用控制权限. 控制系统结构如图 1 所示.

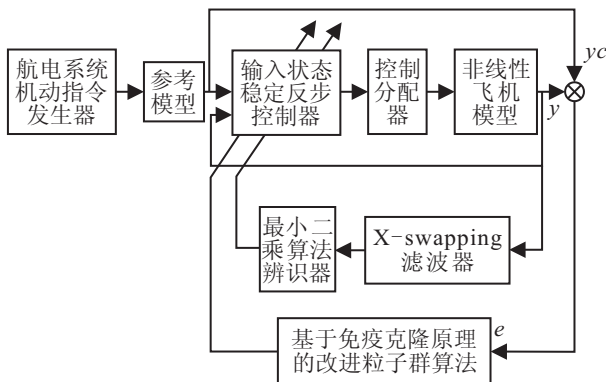


图 1 控制系统结构

3.5 优化算法寻优固定参数

在控制律的设计中, 需要选择控制器参数 $k_1, k_2, \kappa_1, \kappa_{21}, \kappa_{22}$, 其选择对控制系统具有极大的影响, 且

非常耗时, 任务量大. 遗传算法作为一种随机搜索算法, 广泛应用于参数寻优^[9], 但收敛速度慢, 易陷入局部最优. 为了快速获得系统满意的稳态性能, 在先前的工作中提出了一种基于免疫克隆原理的改进粒子群优化算法. 该算法通过对 PSO 算法的深入分析, 基于传统的速度-位置更新操作, 将免疫克隆原理引入 PSO 算法中, 将抗体视为粒子, 根据亲和度的高低采用实数编码进行粒子克隆选择、克隆抑制和高频变异, 提高了算法进化过程中的收敛速度和精度, 具体算法描述见文献 [10]. 目标函数为

$$J = \sum_{i=1}^3 |y_i - y_{di}|.$$

其中: $y_i = (\phi_i \ \alpha_i \ \beta_i)^T$ 为控制系统实际输出, $y_{di} = (\phi_{di} \ \alpha_{di} \ \beta_{di})^T$ 为控制系统理想输出. 因此, 基于该算法寻优控制律设计中的固定参数步骤如下:

Step 1: 设定粒子种群数、参数限定范围、初始化粒子的位置和速度, 计算各粒子原适应度值.

Step 2: 将粒子的个体最优位置 p_{best} 设置为当前位置, 全局最优位置 g_{best} 设置为初始种群中的最佳位置.

Step 3: 更新各个粒子的新的速度和位置, 计算每个粒子新的位置的适应度值. 若粒子的适应度优于原来的个体极值 p_{best} , 则将个体极值 p_{best} 设置为当前适应度, 根据各个粒子的个体极值 p_{best} 找出全局极值 g_{best} .

Step 4: 将每一粒子视为抗体, 产生克隆变异集合, 克隆数目与粒子的当前适应度成正比, 适应度越大, 克隆的数目越多.

Step 5: 对临时种群中的抗体根据抗体亲和力的大小进行变异.

Step 6: 在变异后的临时群体中寻找更优秀的抗体代替群体中相应的粒子, 保持种群的多样性.

Step 7: 计算系统的目标函数 J , 若 $J < \varepsilon$ (ε 为根据精度要求设定的常数), 则转向 Step 8; 否则, 重复执行 Step 3.

Step 8: 算法终止, 返回优化参数. 在理论上可以获得最优的控制器固定参数值, 系统具有满意的稳态性能.

4 大机动飞行仿真与分析

飞行仿真进入条件为高度 30 000 英尺, 0.7 马赫, 配平状态和舵面偏转为 $\alpha_0 = 0.0681 \text{ rad}$, $\theta_0 = 0.0681 \text{ rad}$, $\delta_{e10} = -0.68 \text{ deg}$, $\delta_{lef0} = 4.41 \text{ deg}$, $\delta_{tef0} = 5.56 \text{ deg}$, 其他为零. 需要说明的是: 在大机动飞行时, 常数空速的假设是不现实的, 但若将空速也看作一个输出变量, 则可以添加油门控制作为控制输入来控制

空速,文中的设计方法仍然适用.

选择大迎角机动进行仿真^[11],参考指令信号 $y_d = (\phi_d \ \alpha_d \ \beta_d)^T = (0^\circ \ 90^\circ \ 0^\circ)^T, t \in [4, 8)$,其他时刻为配平值.在气动参数 w 存在 90% 的建模误差时,图 2 是 ϕ, α, β 的响应曲线,实线为参考模型输出,虚线为实际输出.由图 2 可见,飞机能够理想地完成大迎角机动动作,过渡过程良好,稳态侧滑角几乎为零.图 3 是各个控制舵面偏转的仿真曲线,各个舵面变化均在限幅之内,未进入饱和状态.

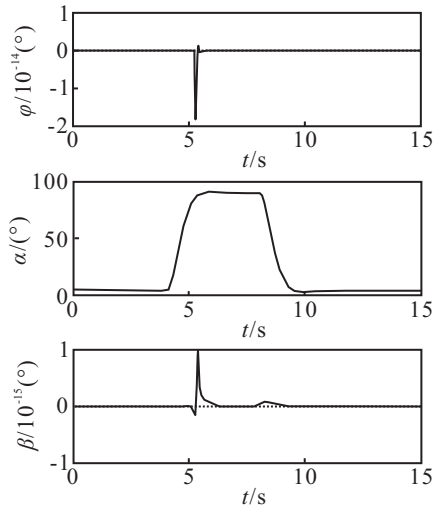


图 2 大迎角机动时 ϕ, α, β 仿真曲线

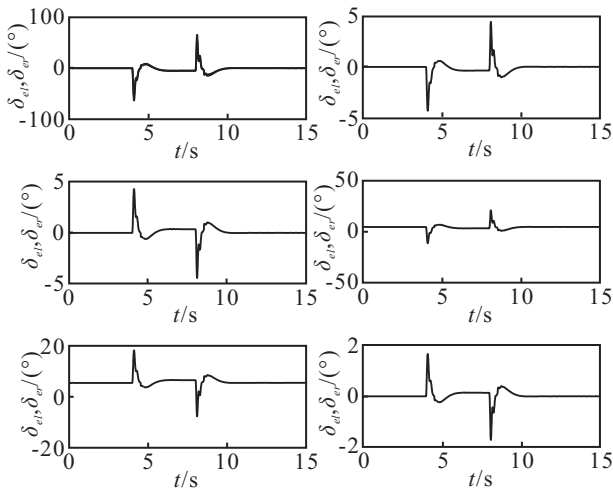


图 3 大迎角机动时控制舵面偏转曲线

图 4 是未知气动参数估计曲线,实线为气动参数估计过程,虚线为气动参数实际值,表明最小二乘自适应律具有较好的收敛特性,能够保证参数估计收敛到真值.

5 结 论

本文提出了一种输入状态稳定反步自适应大机动飞行控制的模块化设计方法,以解决飞机大机动飞行时模型严重非线性和参数不确定性问题.通过数值仿真表明,在系统参数摄动较大时,该控制系统仍可以理想地跟踪大机动参考指令,过渡过程良好,估计

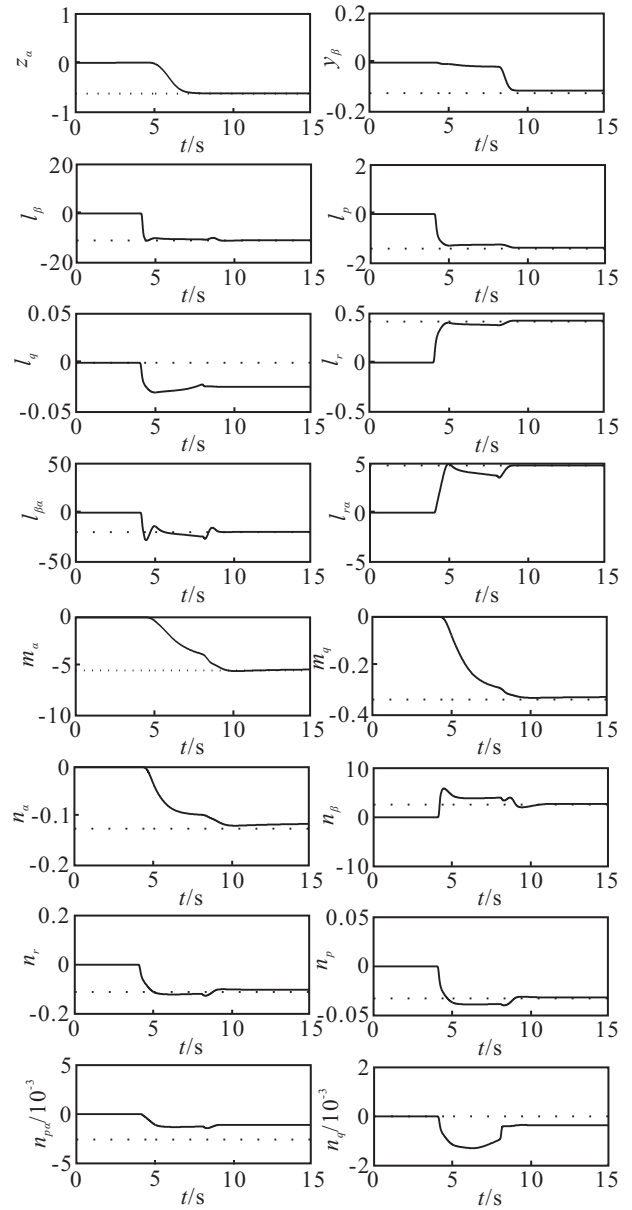


图 4 气动参数估计曲线

参数收敛到真值,并且为控制器中固定参数的选取开辟了一种新的思路,大大提高了设计效率,改善了系统稳态性能,所设计的非线性大机动控制系统具有较好的鲁棒性.

参考文献(References)

- [1] Krstic M, Kanellakopoulos I, Kokotovic P V. Nonlinear and adaptive control design[M]. New York: John Wiley Sons Inc, 1995.
- [2] Farrell J, Sharma M, Polycarpou M. Backstepping-based flight control with adaptive function approximation[J]. J of Guidance, Control and Dynamics, 2005, 28(6): 1089-1102.
- [3] Oort van E R, Sonneveldt I, Chu Q P. A comparison of adaptive nonlinear control designs for an over-actuated fighter aircraft model[C]. AIAA Guidance, Navigation, Control Conf and Exhibit. Hawaii: AIAA Inc, 2008.

(下转第1541页)