

文章编号: 1001-0920(2007)08-0853-06

飞机纵向运动模型参考反推自适应 PID 控制

董文瀚¹, 孙秀霞¹, 林 岩²

(1. 空军工程大学 工程学院, 西安 710038; 2. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100083)

摘 要: 为克服飞行控制系统设计中传统增益规划方案的缺点, 提出一类飞机纵向运动模型参考反推自适应 PID 控制方案, 并给出了该方案的具体设计过程和跟踪性能改善方法. 理论分析和数值仿真结果表明, 该方案兼具反推自适应控制和 PID 控制的优点, 即: 无需知道被控对象的精确数学模型, 控制器结构简单, 鲁棒性强, 在不增大控制增益的前提下具有良好的跟踪性能.

关键词: 飞行控制; 自适应控制; 模型参考; 反推; PID 控制

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Model reference backstepping adaptive PID control for aircraft longitudinal motion

DONG Wen-han¹, SUN Xiu-xia¹, LIN Yan²

(1. Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China; 2. School of Automation, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China. Correspondent: DONG Wen-han, E-mail: dongwenhan@sina.com)

Abstract: To overcome the disadvantage of the traditional gain scheduling method in flight control system design, a model reference adaptive backstepping PID control scheme is proposed. The design procedure and the method for improving tracking performance of the scheme are presented. Analysis and simulation results show that, by using the scheme, under the condition that the exact mathematic model of aircraft is unknown, the controller structure is simplified, and the robustness and the tracking performance are improved without increasing the control effort.

Key words: Flight control; Adaptive control; Model reference; Backstepping; PID control

1 引 言

尽管各种非线性飞行控制设计方法近年来得到了广泛的研究^[1,2], 目前工程上较为成熟的设计技术仍多采用增益规划方法^[3,4]. 其设计过程可分为 2 个阶段: 第 1 阶段在飞行包线内选取若干特征点, 在这些特征点处将动力学方程线性化, 并为每个线性化的方程设计线性控制器; 第 2 阶段则将各特征点的控制器参数拟合成关于系统参数的函数关系. 在该设计方法的第 1 阶段, 设计要求通常以系统的某些品质指标给出, 如纵向通道设计中的短周期阻尼比和无阻尼振荡频率. 要得到较好的品质指标, 传统的优化方法大致分为 2 种^[4]: 1) 通过大量实验获得特征点的精确数学模型, 并在此基础上采用各种优化方法; 2) 人工试凑法. 前者无疑是一件非常费时费力的设计过程, 而后者则为经验调参方法, 设计结果

的优劣与设计者的经验密切相关, 难以实现设计过程的程序化和自动化.

另一方面, 模型参考自适应控制 (MRAC) 早在 20 世纪 50 年代就被应用于飞控系统的设计. 自适应控制无需知道被控对象的精确数学模型, 通过调参律的设计便可获得良好的控制性能. 但这种方法由于过渡过程品质难以满足要求, 成功的例子并不多. 20 世纪 90 年代中期, 一种新型的自适应控制方案——反推自适应控制^[5,6] 被提出, 并在处理线性和一大类非线性自适应系统、改善过渡过程品质方面表现出较大的潜力, 尤其在军事领域, 因被应用于飞机和导弹控制而倍受关注^[7-10]. 然而, 反推自适应控制也存在其主要缺点: 控制律高度非线性、高度复杂, 当应用于导弹、飞控等系统实际工程实现时, 其计算量往往是机载计算机难以承受的. 这促使研究

收稿日期: 2006-04-12; 修回日期: 2006-07-23.

基金项目: 国家自然科学基金项目 (60174001); 北京市自然科学基金项目 (4022007).

作者简介: 董文瀚 (1979—), 男, 江西鄱阳人, 讲师, 博士, 从事自适应控制、飞行控制等研究; 孙秀霞 (1962—), 女, 山东潍坊人, 教授, 博士生导师, 从事鲁棒控制、飞行控制等研究.

人员寻求更为简捷的反推控制方案. 各种反推控制的简化方案及其在实际工程中的应用在国内外均有报道^[11-16].

本文在基本线性系统反推自适应控制^[5]的基础上, 提出一类飞机纵向运动模型参考反推自适应 PID 控制方案. 与传统增益规划方案相比, 该方案的主要优点是: 1) 无需知道特征点的精确动力学方程; 2) 秉承了反推和 PID 控制的优点, 控制器结构简单, 鲁棒性强, 无需增大控制增益即可改善过渡过程品质; 3) 对于不同特征点, 采用同一控制器结构, 调节参数简单, 仅需调节传统 PID 系数, 且该系数同样可采用类似增益规划第 2 阶段方案对包线内所有特征点进行函数拟合.

2 系统描述

为简化分析, 本文主要讨论飞机纵向短周期运动的模型参考反推自适应 PID 控制器设计, 该方法同样适用于更为复杂的控制器设计.

考虑如下飞机纵向短周期近似线性方程^[17]:

$$\begin{bmatrix} \dot{q} \\ \dot{\alpha} \\ \dot{\delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_q + M_q & M & M \\ 1 & Z & Z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q \\ \alpha \\ \delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M + \\ Z + z \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中: q 为俯仰角速度; α 为迎角; δ 为升降舵偏角; M_q, M, Z, M, Z 为相应的气动导数; M_q, M, z, z 为未能精确建模时的参数不确定性. 则由 α 到 q 的传递函数可简写为

$$G_q(s) = \frac{bs + b_0}{s^2 + a_1s + a_0} \quad (2)$$

其中: a_1, a_0, b, b_0 表示未知的对象参数.

控制目的是设计控制律, 使得系统(2)在参数未知时, 输出俯仰角速度 q 能够跟踪如下给定参考模型:

$$G_M(s) = \frac{q_r}{r} = \frac{K_M}{s^2 + 2\zeta_{sp}s + \omega_{sp}^2} \quad (3)$$

其中: r 为参考输入信号; q_r 为参考输出信号; ζ_{sp}, ω_{sp} 分别为理想状态下的短周期阻尼比和无阻尼振荡频率; ζ_{sp}, ω_{sp} 可依据纵向短周期飞行品质军用规范的要求获得.

3 参数确切已知时的反推 PID 控制

首先讨论当被控对象参数确切已知时的反推 PID 控制设计问题. 为了推导出 PID 控制器, 在对象(2)上插入一个积分环节

$$G_q^*(s) = \frac{bs + b_0}{s^3 + a_1s^2 + a_0s} \quad (4)$$

将式(4)实现为如下的状态空间形式:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = x_3, \\ \dot{x}_3 = -a_0x_2 - a_1x_3 + w, \\ q = x_1, \end{cases} \quad (5)$$

其中

$$w = s(b_1s + b_0) [\cdot]. \quad (6)$$

注 1 类似于文献[18]的符号体系, 本文采用了时域与频域信号相结合的混合写法.

Step 1: 定义第 1 个误差变量为

$$e_1 = q - q_r = x_1 - q_r, \quad (7)$$

选择第 1 个 Lyapunov 函数为

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2,$$

则 $\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1(x_2 - \dot{q}_r)$. 如果 x_2 为最终控制, 则取虚拟控制信号

$$x_2 = (\dot{x}_2)_d = -k_1 e_1 + \dot{q}_r, k_1 > 0. \quad (8)$$

但 x_2 并非最终控制, 因此进入下一步.

Step 2: 选择新的误差变量为

$$e_2 = x_2 - x_1, \quad (9)$$

选择第 2 个 Lyapunov 函数为

$$V_2 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2,$$

并由式(7)知

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{q}_r = e_2 + x_1 - \dot{q}_r = -k_1 e_1 + e_2, \quad (10)$$

则

$$\dot{V}_2 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 = -k_1 e_1^2 + e_2(e_1 + \dot{x}_2 - \dot{x}_1), \quad (11)$$

同 Step 1, 取虚拟控制信号为

$$\dot{x}_2 = (\dot{x}_2)_d = -k_2 e_2 - e_1 + \dot{x}_1, k_2 > 0, \quad (12)$$

Step 3: 定义

$$e_3 = x_3 - x_2,$$

选择第 3 个 Lyapunov 函数为

$$V_3 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 + \frac{1}{2} e_3^2,$$

并由式(9)知 $\dot{e}_2 = \dot{x}_2 - \dot{x}_1 = e_3 - k_2 e_2 - e_1$, 则

$$\dot{V}_3 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_3 [e_2 + \dot{x}_3 - \dot{x}_2]. \quad (13)$$

同理应取最后一级控制信号为

$$\dot{x}_3 = \dot{x}_3 = -k_3 e_3 - e_2 + \dot{x}_2, k_3 > 0. \quad (14)$$

综合式(8), (12), (14), 可得

$$\dot{x} = [sI_3 - K_1] [q_r] - ([sI_3 - K_1] - s^3) [x_1].$$

其中: I_i 表示 i 阶的单位阵,

$$K_1 = -k_1, K_2 = \begin{bmatrix} -k_1 & 1 \\ -1 & -k_2 \end{bmatrix},$$

$$K_3 = \begin{bmatrix} -k_1 & 1 & 0 \\ -1 & -k_2 & 1 \\ 0 & 1 & -k_3 \end{bmatrix}.$$

考虑到式(5),有

$$\begin{aligned} w = & \ddot{z} + a_1 \dot{s}^2 [x_1] + a_0 s [x_1] = \\ & (s^3 + a_1 s^2 + a_0 s) [q_r] + \\ & [(k_1 + k_2 + k_3 - a_1) s^2 + \\ & (2 + k_1 k_2 + k_2 k_3 + k_1 k_3 - a_0) s + \\ & (k_1 + k_3 + k_1 k_2 k_3)] [e], \end{aligned} \quad (15)$$

其中跟踪误差

$$e := q_r - q. \quad (16)$$

由式(6),将积分环节从被控对象转移到控制器,则 PID 控制律为

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{s(b_1 s + b_0)} [w] = \\ & \underbrace{\frac{T_d s + (T_i / s) + K_c}{b_1 s + b_0}}_{G_{PID}(s)} [e] + \\ & \frac{s^2 + a_1 s + a_0}{b_1 s + b_0} [q_r]. \end{aligned} \quad (17)$$

其中

$$\begin{aligned} T_d &= k_1 + k_2 + k_3 - a_1, \\ T_i &= k_1 + k_3 + k_1 k_2 k_3, \\ K_c &= 2 + k_1 k_2 + k_2 k_3 + k_1 k_3 - a_0. \end{aligned} \quad (18)$$

因参考输出信号 q_r 由如式(3)的参考模型产生,故可将式(17) 改写为

$$\begin{aligned} &= G_{PID}(s) [G_M(s) [r] - q] + \\ & G_M(s) G_q^{-1}(s) [r]. \end{aligned} \quad (19)$$

图 1 给出了对象参数确切已知时的飞机纵向短周期的 PID 控制器结构,图中 d 代表有界输入干扰. $d = 0$,即不考虑干扰时,对象的输出能够确切跟踪模型,此时 PID 调节是不需要的;当 $d \neq 0$ 时,与传统的 PID 方法一样,对 k_1, k_2, k_3 的调节可视为一个极点配置问题.这 3 个参数的具体选择方法可参见文献[11].

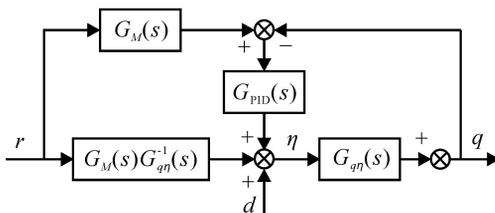


图 1 对象参数已知时的反推 PID 控制器

显然,采用传统的 PID 控制而非 backstepping 算法,也能得到如式(17)的控制器.然而,在下一节可以看到,正是这种 backstepping 方法的引入,由于

对象参数未知而采用自适应方法时,能够考虑到调参律对闭环系统的动态影响,并能利用非线性阻尼项来进一步改善收敛过程.值得注意的是,这种过渡过程品质的改善并不会以提高控制增益为代价^[5].

4 模型参考反推自适应 PID

当被控对象(2)参数未知时,为避免估计参数可能被零除,定义

$$c = b_1^{-1}, \quad (20)$$

定义参数估计误差为

$$\begin{aligned} \tilde{c} &:= \hat{c} - c, \tilde{b}_0 := \hat{b}_0 - b_0, \\ \tilde{a}_1 &:= \hat{a}_1 - a_1, \tilde{a}_0 := \hat{a}_0 - a_0, \end{aligned} \quad (21)$$

其中 $\hat{c}, \hat{b}_0, \hat{a}_1, \hat{a}_0$ 表示参数的估计值.重新定义 Lyapunov 函数为

$$\begin{aligned} V = & \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 + \frac{1}{2} e_3^2 + \\ & \frac{\tilde{a}_0^2}{2 c_0} + \frac{\tilde{a}_1^2}{2 c_1} + \frac{\tilde{b}_0^2}{2 c_2} + \frac{\tilde{c}^2}{2 c / c'}, \end{aligned} \quad (22)$$

其中: c_0, c_1, c_2, c' 为正常数.

由于参数未知,式(15)亦应取为估计值

$$\begin{aligned} \hat{w} = & (s^3 + \hat{a}_1 s^2 + \hat{a}_0 s) [q_r] + \\ & [(k_1 + k_2 + k_3 - \hat{a}_1) s^2 + \\ & (2 + k_1 k_2 + k_2 k_3 + k_1 k_3 - \hat{a}_0) s + \\ & (k_1 + k_3 + k_1 k_2 k_3)] [e]. \end{aligned} \quad (23)$$

注意到式(6), w 和 \hat{w} 之间存在如下关系:

$$w = \left(\frac{\tilde{c}}{c} + 1\right) \hat{w} - \frac{\tilde{c}}{c} \tilde{b}_0 - \tilde{b}_0.$$

结合式(15)和(23),有

$$\hat{w} = w + \tilde{a}_1 \dot{q} + \tilde{a}_0 \ddot{q}, \quad (24)$$

结合式(11),(13),并对式(22)求导,考虑到状态 $x_3 = -a_0 x_2 - a_1 x_3 + w$,可得

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \sum_{i=1}^3 -k_i e_i^2 + \frac{\tilde{a}_0 \dot{\tilde{a}}_0}{c_0} + \frac{\tilde{a}_1 \dot{\tilde{a}}_1}{c_1} + \frac{\tilde{b}_0 \dot{\tilde{b}}_0}{c_2} + \frac{\tilde{c} \dot{\tilde{c}}}{c / c'} + \\ & e_3 \left(\frac{\tilde{c}}{c} \hat{w} + \tilde{a}_1 \dot{q} + \tilde{a}_0 \ddot{q} - \frac{\tilde{c}}{c} \tilde{b}_0 - \tilde{b}_0 \right). \end{aligned} \quad (25)$$

若取调参律

$$\begin{cases} \dot{\tilde{a}}_0 = -c_0 e_3 \dot{q}, \\ \dot{\tilde{a}}_1 = -c_1 e_3 \ddot{q}, \\ \dot{\tilde{b}}_0 = -c_2 e_3 \ddot{q}, \\ \dot{\tilde{c}} = -c_3 e_3 \text{sgn}(c) (\hat{w} - \tilde{b}_0), \end{cases} \quad (26)$$

则不难得到 $\dot{V} < 0$.

注 2 调参律(26)用到了输入输出的微分信号 \dot{q}, \ddot{q} ,类似于文献[11]的方法,这些信号可通过对输入输出的滤波得到.

由于被估计参数未知,通过估计参数得到的最终控制并不象参数确切已知时那样简单.由式(6),

有

$$\ddot{v} = \hat{c}w - \hat{c}b_0 \quad (27)$$

最终控制信号可写为

$$\begin{aligned} u(t) &= \int_0^t \dot{w}(\tau) d\tau = \\ &= \int_0^t \hat{c}(\tau) \hat{w}(\tau) d\tau - \\ &= \int_0^t \hat{c}(\tau) \hat{b}_0(\tau) \dot{v}(\tau) d\tau = \\ &= \underbrace{\int_0^t \hat{c}(\tau) \hat{w}(\tau) d\tau}_{ce} - \underbrace{\int_0^t \hat{c}(\tau) \hat{w}(\tau) d\tau}_{dyn} - \underbrace{\int_0^t \hat{c}(\tau) \hat{b}_0(\tau) d\tau}_{c/c} \end{aligned} \quad (28)$$

如式(28),将 \dot{v} 分为 2 个部分,即

$$\dot{v} = \dot{v}_{ce} + \dot{v}_{dyn} \quad (29)$$

其中: \dot{v}_{ce} 表示如式(17)的基本 PID 控制部分,有

$$\dot{v}_{ce} = (T_d s + (T_i/s) + K_c) [e] + \hat{c}(s^2 + \hat{a}_1 s + \hat{a}_0) G_M(s) [r] \quad (30)$$

这里

$$\begin{aligned} T_d &= \hat{c}(k_1 + k_2 + k_3 - \hat{a}_1), \\ T_i &= \hat{c}(k_1 + k_3 + k_1 k_2 k_3), \\ K_c &= \hat{c}(2 + k_1 k_2 + k_2 k_3 + k_1 k_3 - \hat{a}_0); \end{aligned} \quad (31)$$

\dot{v}_{dyn} 表示为补偿调参律带来的动态特性而设计的控制.将式(24)和(26)代入式(28)的第 2 部分,不难得到

$$\begin{aligned} \dot{v}_{dyn}(t) &= \hat{c}_0 \hat{c}(t) \int_0^t q(\tau) \dot{q}(\tau) e_3(\tau) d\tau + \\ &+ \hat{c}_1 \hat{c}(t) \int_0^t \dot{q}(\tau) \ddot{q}(\tau) e_3(\tau) d\tau + \\ &+ \hat{c} \operatorname{sgn}(c) \int_0^t [\hat{w}(\tau) - \hat{w}(\tau)] e_3(\tau) d\tau - \\ &+ \hat{c}(t) \hat{b}_0(\tau) \dot{v}(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (32)$$

对式(29)中 \dot{v} 进行积分,即可得到最终控制

类似于文献[5]的方法,在控制律中引入非线性阻尼项,可进一步提高上述模型参考反推 PID 控制器的跟踪误差收敛性能.此外,如文献[5]指出,非线性阻尼项的引入还能保证反推系统闭环稳定的前提下提高控制器的鲁棒性.为此,首先令

$$v = \hat{w} - e_3(m_1 \dot{q}^2 + m_1 \ddot{q}^2),$$

同时将式(27)也增加一个非线性阻尼项

$$\ddot{v} = \hat{c}v - \hat{c}b_0 \dot{v} - \operatorname{sgn}(c) m_3 e_3 v^2.$$

注意到式(6),有

$$\begin{aligned} w &= \left(\frac{\hat{c}}{c} + 1\right)v - \frac{\hat{c}}{c} \hat{b}_0 \dot{v} - \hat{b}_0 \dot{v} - \\ &= \frac{\operatorname{sgn}(c)}{c} m_3 e_3 v^2. \end{aligned}$$

则

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \sum_{i=1}^3 -k_i e_i^2 + e_3 \left(\frac{\hat{c}}{c} v + \hat{a}_1 \dot{q} + \hat{a}_0 \dot{q} - \right. \\ &\quad \left. \frac{\hat{c}}{c} \hat{b}_0 \dot{v} - \hat{b}_0 \dot{v} - m_1 e_3 \dot{q}^2 - \right. \\ &\quad \left. m_1 e_3 \dot{q}^2 - \frac{\operatorname{sgn}(c)}{c} m_3 e_3 v^2 \right) + \\ &\quad \frac{\hat{a}_0 \hat{a}_0}{c} + \frac{\hat{a}_1 \hat{a}_1}{c} + \frac{\hat{b}_0 \hat{b}_0}{c} + \frac{\hat{c} \hat{c}}{c/c}. \end{aligned}$$

若取调参律

$$\begin{cases} \dot{\hat{a}}_0 = -\hat{a}_0 e_3 \dot{q}, \\ \dot{\hat{a}}_1 = -\hat{a}_1 e_3 \ddot{q}, \\ \dot{\hat{b}}_0 = -\hat{b}_0 e_3 \dot{v}, \\ \dot{\hat{c}} = -\hat{c} e_3 \operatorname{sgn}(c) (v - \hat{b}_0 \dot{v}), \end{cases} \quad (33)$$

则

$$\dot{V} = \sum_{i=1}^3 -k_i e_i^2 - m_1 e_3^2 \dot{q}^2 - m_2 e_3^2 \dot{q}^2 - \frac{m_3 e_3^2 v^2}{|c|} \quad (34)$$

最终控制律可写为

$$\dot{v} = \dot{v}_{ce} + \dot{v}_{dyn} + \dot{v}_{nld} \quad (35)$$

其中: \dot{v}_{ce} 为如式(30)的基本 PID 控制器; \dot{v}_{dyn} 由式(32)改写为

$$\begin{aligned} \dot{v}_{dyn} &= \hat{c}_0 \hat{c}(t) \int_0^t q(\tau) \dot{q}(\tau) e_3(\tau) d\tau + \\ &+ \hat{c}_1 \hat{c}(t) \int_0^t \dot{q}(\tau) \ddot{q}(\tau) e_3(\tau) d\tau + \\ &+ \hat{c} \operatorname{sgn}(c) \int_0^t [v(\tau) - \hat{b}_0 \dot{v}(\tau)] e_3(\tau) d\tau - \\ &+ \hat{c}(t) \hat{b}_0(\tau) \dot{v}(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (36)$$

\dot{v}_{nld} 表示由于非线性阻尼项形成的控制,为

$$\begin{aligned} \dot{v}_{nld} &= -\int_0^t e_3(\tau) [\hat{c}(\tau) (m_1 \dot{q}(\tau)^2 + m_1 \ddot{q}(\tau)^2) + \\ &+ m_3 \operatorname{sgn}(c) v(\tau)^2] d\tau \end{aligned} \quad (37)$$

将上述设计过程总结为如下定理:

定理 1 设被控对象(2)参数未知,参考模型由式(3)给出,系统跟踪误差由式(16)定义.若模型参考反推自适应 PID 控制器由式(35)定义,其中,基本 PID 控制器由式(30), (31)定义,调参律由式(33)定义,调参律动态特性补偿项和非线性阻尼项分别由式(36)和(37)定义,则:

- 1) 闭环系统所有信号一致有界;
- 2) 系统跟踪误差渐近收敛到零.

证明 上述设计过程采用了 Lyapunov 方法,定理 1 第 1) 部分的稳定性分析实际在控制律设计中已经完成,此处仅对第 2) 部分(收敛性)进行证明.

由式(25)及(34)知 $V \geq 0$ 且 $\dot{V} \leq 0$, 则 V 非增, 即 $V(0) \geq V(\infty)$; 由式(34), 对 $i = 1, 2, 3$, 有

$$\int_0^{\infty} k_i e_i^2(t) dt = V(0) - V(\infty),$$

则 $e_i \in L_2$, 特别地, 有 $e_1 \in L_2$; 由定理 1 的 1) 可知 $e_1, e_2 \in L$, 则由式(10)可知 $\dot{e}_1 \in L$, 这里, 信号的 L_2, L 范数定义参见文献[18].

由式(7)和(16)知系统跟踪误差 $e = -e_1$, 则有 $e \in L_2$ 且 $e, \dot{e} \in L$, 于是, 根据 Barbalat 引理^[18], 有

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0.$$

即系统跟踪误差渐近收敛到零.

5 数值仿真

在某型飞机飞行控制仿真平台上对包线内所有工作点完成上述算法的数值仿真实验. 受篇幅所限, 此处仅列举和文献[19]同样状态的工作点: 高度 $H = 15 \text{ km}$, 马赫数 $M_a = 1.0$ 处反推自适应 PID 方法控制下的动态响应曲线.

同文献[19], 此时的短周期阻尼比为 0.1903, 显然不满足军用规范 A, C 类飞行 2 级以上要求, 为此, 选择参考模型的短周期阻尼比和无阻尼振荡频率分别为 1.2008 和 2.5079, 以满足飞行品质的需要. 同时, 选择参考输入信号 $r = 1$, 输入扰动 $d = 0.2 \sin t$, 仿真结果如下.

5.1 假设被控对象参数已知

按式(17)~(19)设计控制器, 图2给出了 $k_1 = 3, k_2 = 1, k_3 = 0.01$ 时的仿真结果; 图3给出了 $k_1 = 30, k_2 = 10, k_3 = 0.1$ 时的仿真结果. 可以看到, 通过 PID 控制参数 k_1, k_2, k_3 的调整, 闭环系统能够克服扰动的影响, 被控对象输出能很好地跟踪模型的输出. 此外, 从图4可以看出, 即使通过调整 k_1, k_2, k_3 来抑制干扰, 控制信号的最大值并没有产生大的变化.

5.2 假设被控对象参数未知

按式(33)~(37)设计控制器, 其中 PID 控制部分按式(30), (31)设计, 取 $k_2 = 2, k_3 = 0.02$ 时, 输入输出滤波器选为 $1/(0.01s + 1)^2$. 图5给出了被控对象输出跟踪模型输出的仿真结果, 图6和图7分别给出了此时的控制信号和参数收敛情况. 值得注意的是, 从图7可以看出, 采用本文调参律并不能保证估计参数收敛到真值, 这与其他参数自适应控制系统的结果类似^[18], 并不会影响闭环系统的稳定性及跟踪误差的收敛性.

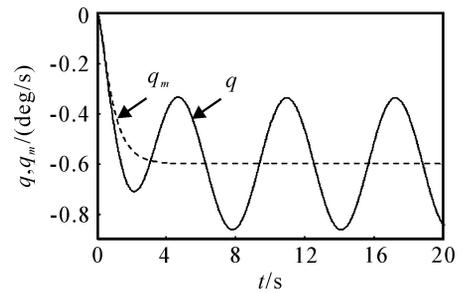


图 2 跟踪过程 1

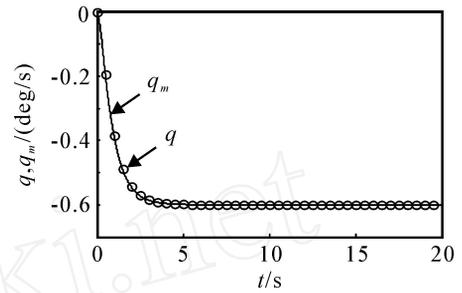


图 3 跟踪过程 2

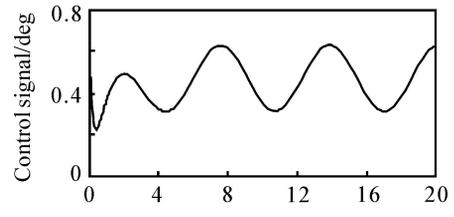


图 4 控制信号 1, 2

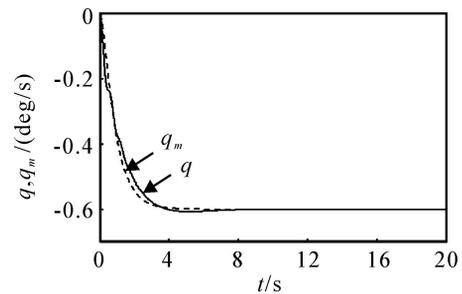
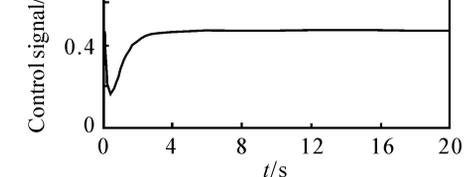


图 5 跟踪过程 3

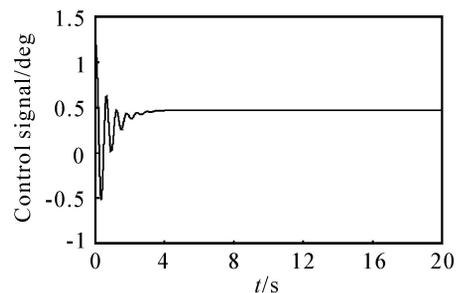


图 6 控制信号 3

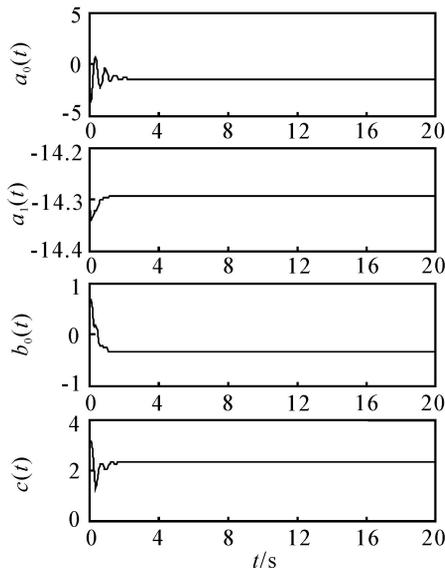


图7 参数收敛情况

6 结 语

本文提出了一类飞机纵向运动模型参考反推自适应 PID 控制方案. 该方案兼有反推控制和 PID 控制的优点, 即鲁棒性强, 控制器结构简单, 因而能克服传统增益规划方案过于复杂的缺点. 对某型飞机纵向短周期运动进行数值仿真, 结果表明, 即使被控飞机的精确数学模型未知, 采用本文方案后, 被控对象亦可在不增大控制增益的前提下迅速跟踪参考模型.

参考文献 (References)

- [1] 朱荣刚, 姜长生, 邹庆元, 等. 新一代歼击机超机动飞行的动态逆控制[J]. 航空学报, 2003, 124(13): 242-245.
(Zhu Rong-gang, Jiang Chang-sheng, Zou Qing-yuan, et al. Study on dynamic inversion control and simulation of supermaneuverable flight of the new generation fighter[J]. Acta Aeronautica Et Astronautica Sinica, 2003, 24(3): 242-245.)
- [2] Qian Wang, Robert F Stengel. Robust nonlinear flight control of a high-performance aircraft[J]. IEEE Trans on Control Systems Technology, 2005, 13(1): 15-25.
- [3] Nichols R A, Reichert R T, Rugh W L. Gain scheduling for H controllers: A flight control example[J]. IEEE Trans on Control Systems Technology, 1993, 1(2): 69-79.
- [4] Harald B. Full envelope missile autopilot design using gain scheduled robust control [J]. J of Guidance, Control, and Dynamics, 1990, 22(1): 115-122.
- [5] Krstic M, Kanellakopoulos I, Kokotovic P V. Nonlinear design of adaptive controllers for linear systems[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1994, 39(4): 738-752.
- [6] Krstic M, Kamellakopoulos I, Kokotovic P V.

Nonlinear and adaptive control design[M]. New York: John Wiley & Sons, 1995.

- [7] Steinberg M L, Page A B. Nonlinear adaptive flight control with a backstepping design approach[C]. AIAA Guidance, Navigation, and Control Conf and Exhibit. Boston, 1998: 729-738.
- [8] Steinberg M L. A comparison of intelligent, adaptive, and nonlinear flight control laws[C]. AIAA Guidance, Navigation, and Control Conf and Exhibit. Portland, 1998: 488-498.
- [9] Lee T Y, Kim Yondan. Nonlinear adaptive flight control using backstepping and neural networks controller[J]. J of Guidance Control and Dynamics, 2001, 24(4): 675-682
- [10] 张友安, 胡云安. 导弹控制和制导的非线性设计方法[M]. 北京: 国防工业出版社, 2003.
(Zhang You-an, Hu Yun-an. Nonlinear design approaches of missile control and guidance [M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2003.)
- [11] Benaskeur A R, Desbiens A. Backstepping-based adaptive PID control [J]. IEEE Control Theory Application, 2002, 149(1): 54-59.
- [12] Ranger P, Desbiens A. Improved backstepping-based adaptive PID control [C]. Control and Automation. Montreal, 2003: 58-59.
- [13] 纪志成, 李三东, 沈艳霞. 自适应积分反步法永磁同步电机伺服控制器的设计[J]. 控制与决策, 2005, 20(3): 329-331.
(Ji Zhi-cheng, Li San-dong, Shen Yan-xia. Adaptive backstepping design for the servo controller of permanent magnet synchronous motor[J]. Control and Decision, 2005, 20(3): 329-331.)
- [14] Liu Tian-hua, Lee Yung-ching, Chang Yih-hua. Adaptive controller design for linear motor control system[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2004, 40(2): 601-616.
- [15] 王家军, 赵光宙, 齐冬莲. 基于反推的永磁同步电动机伺服系统的位置跟踪控制[J]. 电路与系统学报, 2004, 9(6): 19-21.
(Wang Jia-jun, Zhao Guang-zhou, Qi Dong-lian. Backstepping position tracking control for permanent magnetic synchronous motor servo system [J]. J of Circuits and Systems, 2004, 9(6): 19-21.)
- [16] 张春朋, 林飞, 宋文超, 等. 异步电机鲁棒控制及其 Backstepping 设计[J]. 控制与决策, 2004, 19(3): 267-271.
(Zhang Chun-peng Lin Fei, Song Wen-chao, et al. Backstepping design for robust controller of induction motor[J]. Control and Decision, 2004, 19(3): 267-271.)

(下转第 863 页)

参考文献(References)

- [1] 华中和, 李群. 雷达网信息处理[M]. 武汉: 空军雷达学院, 1992.
(Hua Zhong-he, Li Qun. Information disposal of radar net [M]. Wuhan: Institute of Air Force Radar, 1992.)
- [2] 曹可劲, 江汉, 赵宗贵. 一种基于变权理论的空中目标威胁估计方法[J]. 解放军理论大学学报, 2006, 7(1): 32-35.
(Cao Ke-jin, Jiang Han, Zhao Zong-gui. Air threat assessment based on variable weight theory [J]. J of PLA University of Science and Technology, 2006, 7(1): 32-35.)
- [3] 王猛, 章新华, 夏志军. 基于属性分析的威胁评估技术研究[J]. 系统工程与电子技术, 2005, 27(5): 848-851.
(Wang Meng, Zhang Xin-hua, Xia Zhi-jun. Research on the threat assessment based on cue analysis [J]. Systems Engineering and Electronics, 2005, 27(5): 848-851.)
- [4] Tony Jan. Neural network based threat assessment for automated visual surveillance [C]. Proc of 2004 IEEE Int Joint Conf on Neural Networks. 2004: 1309-1312.
- [5] 姜宁, 胡维礼. 辐射源威胁等级判定的模糊多属性方法[J]. 兵工学报, 2004, 25(1): 56-59.
(Jiang Ning, Hu Wei-li. Fuzzy multi-attribute method of emitter threatening grade evaluation [J]. Acta Armamentar, 2004, 25(1): 56-59.)
- [6] Qu C W, He Y. A method of threat assessment using multiple attribute decision-making [C]. Proc of the 6th Int Conf on Signal Processing. 2002: 1091-1095.
- [7] 曲长文, 何友, 马强. 应用多属性决策的威胁估计方法[J]. 系统工程与电子技术, 2002, 22(5): 26-29.
(Qu Chang-wen, He You, Ma Qiang. Threat assessment method using multi-attribute decision-making [J]. Systems Engineering and Electronics, 2002, 22(5): 26-29.)
- [8] 周林, 娄寿春, 赵杰. 基于 MADM 的威胁评估排序模型[J]. 系统工程与电子技术, 2001, 23(1): 18-41.
(Zhou Lin, Lou Shou-chun, Zhao Jie. Model of menace assess ordering based on MADM [J]. Systems Engineering and Electronics, 2001, 23(1): 18-41.)
- [9] 徐泽水. 求解不确定多属性决策问题的一种新方法[J]. 系统工程学报, 2002, 17(2): 177-181.
(Xu Ze-shui. New method for uncertain multi-attribute decision making problems [J]. J of Systems Engineering, 2002, 17(2): 177-181.)
- [10] 周光明, 成央金. 不确定多属性决策中区间数的排序法[J]. 湘潭大学社会科学学报, 2002, 26(5): 180-181.
(Zhou Guang-ming, Cheng yang-jin. The taxis method of interzone data in indetermination MADM [J]. Social Science J of Xiangtan University, 2002, 26(5): 180-181.)
- [11] 魏世孝, 周献中. 多属性决策理论与方法及其在 C3I 系统中的应用[M]. 北京: 国防工业出版社, 1998.
(Wei Shi-xiao, Zhou Xian-zhong. Theory and method of multi-attribute decision making and application on C3I system [M]. Beijing: Industry Publishing Company of National Defense, 1998.)
- [12] 谢砚青, 张江, 国强, 等. 模糊灰色物元 (FHW) 理论与实践—宏观复杂大系统决策方法[J]. 中国工程科学, 2002, 4(11): 57-66.
(Xie Yan-qing, Zhang Jiang, Guo Qiang, et al. Fuzzy gray matter element space theory and practical application and development—The policy D Engineering Science [J]. Engineering Science, 2002, 4(11): 57-66.)
- [13] 樊治平. 多属性决策的一种新方法[J]. 系统工程, 1994, 12(1): 25-28.
(Fan Zhi-ping. A new method for multiple attribute decision making [J]. Systems Engineering, 1994, 12(1): 25-28.)
- [14] 陈华友. 多属性决策中基于离差最大化的组合赋权方法[J]. 系统工程与电子技术, 2004, 26(2): 194-197.
(Chen Hua-you. Combination determining weights method for multiple attribute decision making based on maximizing deviations [J]. Systems Engineering and Electronics, 2004, 26(2): 194-197.)

(上接第 858 页)

- [17] Rudolf Brockhaus. 飞行控制[M]. 北京: 国防工业出版社, 1999: 413-414.
(Rudolf Brockhaus. Flight control [M]. Beijing: National Defence Industry Press, 1999: 413-414.)
- [18] Ioannou P A, Sun J. Robust adaptive control [M]. New Jersey: Prentice-Hall, 1996.
- [19] Brian L S, Frank L L. Aircraft control and simulation [M]. New York: Wiley Interscience, 2003: 327-348.