

文章编号: 1001-0920(2006)04-0477-04

自抗扰控制器在超机动飞行快回路控制中的应用

熊治国, 孙秀霞, 胡孟权

(空军工程大学 工程学院, 西安 710038)

摘 要: 提出了一种利用自抗扰控制器算法设计超机动飞行快回路控制律的新方法。根据自抗扰控制器能够动态补偿系统模型扰动和外扰的特性, 在超机动飞行的快回路中引入自抗扰控制器, 实现了快变量的动态解耦控制。控制律设计直接依据超机动飞行的强耦合、强非线性模型, 在较大的包线范围内不需要改变控制器参数, 简化了设计过程。仿真结果表明, 系统具有良好的动态和稳态性能, 控制器具有很强的鲁棒性。

关键词: 过失速机动; 飞行控制; 自抗扰控制器

中图分类号: V 249.1

文献标识码: A

Application of Auto Disturbance Rejection Controller in Fast Variable System of Super-maneuverable Flight

XIONG Zhi-guo, SUN Xiu-xia, HU Meng-quan

(Institute of Engineering, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China. Correspondent: XIONG Zhi-guo, E-mail: xiongzhi-guo416@163.com)

Abstract: By using Auto-disturbances-rejection-controller (ADRC), a new scheme is proposed to design controller for fast variable system of supermaneuverable flight. The new scheme realizes the decoupling control of fast state variables by applying ADRC in the fast variables system to compensate model disturbances and uncertainty. Based on the nonlinear and coupling model of aircraft, ADRC is specially fit for supermaneuverable flight control design that is nonlinear and has big model disturbances. Furthermore, without changing the structure and parameters of the controller in big flight envelope, the scheme can simplify the design of flight control system. The simulation results show that the closed-loop system achieves high dynamic performance and robustness.

Key words: Post-stall maneuver; Flight control; Auto-disturbances-rejection-controller

1 引 言

过失速机动是第 3 代和第 4 代战斗机的主要特征之一, 采用过失速机动比进行常规机动更能赢得明显的战术优势, 对于取得空战胜利有重大意义^[1]。但在飞机作过失速机动时, 迎角和角速率都很大, 飞机的动力学特性具有强耦合、强非线性的特点。此时, 用传统的小扰动线性化方法进行飞行控制律设计已不再适用, 必须采用非线性控制方法^[1~3]。近年来的研究表明, 非线性动态逆在非线性和非线性飞控系统领域是一种有效的方法^[2]。但动态逆方法对建模误差比较敏感, 如何提高控制器的鲁棒性一直是难以解决的问题, 文献^[3]就提高动态逆飞行控制律的

鲁棒性进行了研究。Han^[4]提出的自抗扰控制器是在非线性 PD 控制律的基础上发展起来的一种新型非线性控制算法, 它可直接应用于多种非线性系统的控制。到目前为止, 自抗扰控制器已逐步发展成熟, 在很多领域进行了仿真甚至半实物、实物试验, 并在许多复杂的非线性控制问题中得到成功应用^[4,5]。

本文将自抗扰控制器引入到超机动飞行快回路的控制, 实现了快回路角速度变量的解耦控制, 稳定了飞机的短周期运动。仿真结果显示, 闭环系统具有良好的动态和稳态性能, 控制器具有很强的鲁棒性。

收稿日期: 2005-01-27; 修回日期: 2005-06-23

作者简介: 熊治国(1977—), 男, 湖北天门人, 博士生, 从事飞行控制的研究; 孙秀霞(1962—), 女, 山东潍坊人, 教授, 博士生导师, 从事智能信息处理与飞行控制的研究。

2 自抗扰控制器实现快回路多变量解耦控制的基本思路

设带有未知扰动的不确定对象为

$$y^{(n)} = f(y, \dot{y}, \dots, y^{(n-1)}) + \omega(t) + b_0 u \quad (1)$$

其中: f 和 $\omega(t)$ 均未知, u 和 y 分别为系统输入和输出, b_0 为已知常数 取对象的状态变量为

$$\begin{aligned} [x_1, x_2, \dots, x_n]^T = \\ [y(t), \dot{y}(t), \dots, y^{(n-1)}(t)]^T, \end{aligned}$$

令 $a(t) = f(\bullet) + \omega(t)$. 它包含了系统模型和外扰的总和, 称为系统的扩张状态变量 x_{n+1} . 令 $b(t) = a(t), x_1 = y$, 得到系统的扩张状态方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = x_3, \dots, x_{n-1} = x_n, \\ \dot{x}_n = x_{n+1} + b_0 u, \\ \dot{x}_{n+1} = b(t). \end{cases} \quad (2)$$

构造系统(2)的“全维”非线性状态观测器, 即式(1)的扩张状态观测器(ESO). 方程如下:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - b_1 \text{fal}(z_1 - x_1, \alpha, \delta), \\ \dot{z}_2 = z_3 - b_2 \text{fal}(z_2 - x_2, \alpha, \delta), \\ \vdots \\ \dot{z}_n = z_{n+1} - b_n \text{fal}(z_n - x_n, \alpha, \delta) + b_0 u, \\ \dot{z}_{n+1} = -b_{n+1} \text{fal}(z_{n+1} - x_{n+1}, \alpha, \delta). \end{cases} \quad (3)$$

其中非线性函数 $\text{fal}(\bullet)$ 的形式为

$$\text{fal}(z, a, \delta) = \begin{cases} |z|^a \text{sign}(z), & |z| \geq \delta \\ |z|/\delta^{1-a}, & |z| < \delta \end{cases}$$

式(3)中 b_1, b_2, \dots, b_n 为常数 通过各参数的选择, ESO 稳定, 且以一定的速度跟踪系统(2)的各状态^[6], 即

$$\begin{aligned} z_1(t) &= x_1(t), \dots, z_n(t) = x_n(t), \\ z_{n+1}(t) &= x_{n+1}(t) = a(t). \end{aligned} \quad (4)$$

另外, ADRC 通过跟踪微分器(TD)为参考输入安排过渡过程, 得到参考输入 $u_b(t)$ 及各阶导数的近似跟踪值, 记为: $u_1(t), u_2(t), \dots, u_n(t)$, 文献[7]讨论了二阶跟踪微分器的频率特性 最后通过非线性组合得到系统的控制量为

$$u(t) = k_1 h_1 (u_1 - z_1) + k_2 h_2 (u_2 - z_2) + \dots + k_n h_n (u_n - z_n) - z_{n+1} / b_0 \quad (5)$$

其中: h_1, h_2, \dots, h_{n+1} 为适当的非线性函数; k_1, k_2, \dots, k_n 为常数 z_{n+1} / b_0 作为反馈量将起到补偿系统扰动的作用, 正是由于这种对系统模型扰动和外扰的适时补偿, 使控制系统具有很强的鲁棒性 非线性组合可以有效构造经补偿后的积分串联型系统的动态特性 整个控制器的设计不依赖于被控对象的精确模型, 这符合超机动飞行控制器设计的模型不精确、参数变化大等特点 ADRC 中控制器参数选择的

一般原则参见文献[4~7]

在超机动飞行时, 飞行状态变量按时标分离的原则^[8]可以分为快慢不同的子系统 其中, 以 p, q, r 即滚转、俯仰、偏航角速度为状态变量的系统为快回路, 处在整个系统最内环, 其解耦控制和稳定是整个超机动飞行控制系统的基础 p, q, r 在所有飞行状态变量中变化最快, 事实上, 快回路比其他飞行状态变量构成的回路的带宽大 5 倍以上^[3], 故可认为当系统受到激励或扰动后, 快回路从开始运动到 p, q, r 稳定跟踪指令值, 其他飞行状态变量基本没有变化, 可作为常值进行处理 因此, 单独对超机动飞行快回路进行控制律设计和仿真是可行的

考虑到 ADRC 的 ESO 能估计出包括模型和外扰的系统总扰动, 在快回路各子回路分别独立引入 ADRC, 借助各回路的 ESO 估计出包括子回路间的耦合项和外扰的扰动量 利用此扰动量的估计值对系统进行动态补偿, 使快回路解耦为 3 个外特性互不干扰的子系统 通过各子系统状态反馈的非线性配置, 得到快回路理想的动态和稳态性能, 系统方块图如图 1 所示, 图中各参数意义见第 3 节.

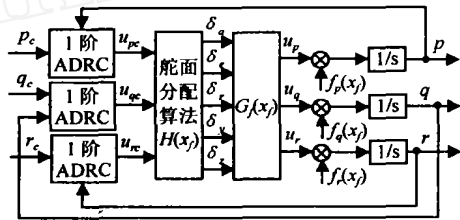


图 1 快回路自抗扰控制系统结构

3 自抗扰控制器的具体构造

3.1 快回路方程

如前所述, 超机动飞行的快回路是以 p, q, r 为状态变量的 3 阶非线性系统 快回路方程可表述为

$$\begin{aligned} \dot{p} = [I_z(L + L_T) + I_{xz}(N + N_T) + \\ I_{xz}(I_z + I_x - I_y)pq + \\ (I_y I_z - I_z^2 - I_{xz}^2)qr] / (I_x I_z - I_{xz}^2), \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \dot{q} = [M + M_T + (I_z - I_x)pr + \\ I_{xz}(r^2 - p^2)] / I_y, \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \dot{r} = [I_{xz}(L + L_T) + I_x(N + N_T) + \\ (I_x^2 - I_x I_y + I_{xz}^2)pq + \\ I_{xz}(I_y - I_z - I_x)pr] / (I_x I_z - I_{xz}^2). \end{aligned} \quad (8)$$

其中: I_x, I_y, I_z 分别为飞机对机体轴系 3 个坐标轴的惯性矩; I_{xz} 为惯性积, 因飞机关于 xoz 平面对称, 惯性积 $I_{xy} = I_{yz} = 0$; L, M, N 为空气动力力矩在飞机机体轴系中 3 个方向的分量; L_T, M_T, N_T 为矢量推力力矩在飞机机体轴系中的 3 个方向的分量

方程(6)~(8)可改写为如下仿射方程形式:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_p(x_f) \\ f_q(x_f) \\ f_r(x_f) \end{bmatrix} + G_f(x_f)u \quad (9)$$

其中 x_f 由全部运动状态中与快状态变化相关的分量构成, 且 $x_f = [p \ q \ r \ \alpha \ \beta \ \mu \ V \ \gamma]^T$. 控制向量 $u = [\delta_a \ \delta_e \ \delta_r \ \delta_\delta \ \delta_\epsilon]^T$ 分别为: 副翼、平尾、方向舵、侧向推力矢量舵面和纵向推力矢量舵面. 控制分布矩阵为

$$G_f(x_f) = \begin{bmatrix} g_{p\delta_a}(x_f) & 0 & g_{p\delta_r}(x_f) & g_{p\delta_\delta}(x_f) & 0 \\ 0 & g_{q\delta_e}(x_f) & 0 & 0 & g_{q\delta_\epsilon}(x_f) \\ g_{r\delta_a}(x_f) & 0 & g_{r\delta_r}(x_f) & g_{r\delta_\delta}(x_f) & 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

上述方程中各元素的具体表达式见参考文献[3].

3.2 自抗扰控制器算法

为便于控制器设计, 把式(9) 改写为

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_p(x_f) \\ f_q(x_f) \\ f_r(x_f) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_p \\ u_q \\ u_r \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中
$$\begin{bmatrix} u_p \\ u_q \\ u_r \end{bmatrix} = G_f(x_f)u = G_f(x_f) \begin{bmatrix} \delta_a \\ \delta_e \\ \delta_r \\ \delta_\delta \\ \delta_\epsilon \end{bmatrix} \quad (12)$$

快回路控制器设计方法为: 根据式(11) 设计 ADRC 解耦控制器, 得到 u_{pc}, u_{qc}, u_{rc} , 见图 1. 再由式(18) 根据舵面分配算法 $H(x_f)$ 得到常规舵面 $\delta_a, \delta_e, \delta_r$ 和推力矢量舵面 $\delta_\delta, \delta_\epsilon$ 的控制量 $G_f(x_f)$ 行满秩, 其右逆存在, 故总存在舵面分配算法 $H(x_f)$ 满足控制律的要求, 即有 $G_f(x_f) \cdot H(x_f) = I_3$, 其中 I_3 表示 3×3 的单位阵

按上述方法, 得到快回路 3 个子回路的控制律, 如式(13) ~ (18) 所示. 为便于表述, 引入标号 i, i 依次取 p, q, r , 分别表示 p, q, r 子回路

$$\dot{x}_{1i} = x_{2i}, \quad (13)$$

$$\dot{x}_{2i} = -R_i \text{fal}[x_{1i} - U_{ic}(t) + |x_{2i}|x_{2i}/2R_i, a_{1i}, \delta_{1i}], \quad (14)$$

$$\dot{z}_{1i} = z_{2i} - b_{1i} \text{fal}(z_{1i} - y_i, a_{2i}, \delta_{2i}) + u_{ic}, \quad (15)$$

$$\dot{z}_{2i} = -b_{2i} \text{fal}(z_{1i} - y_i, a_{3i}, \delta_{2i}), \quad (16)$$

$$u_{ic} = b_{0i} \text{fal}(x_{1i} - z_{1i}, a_{4i}, \delta_{3i}) - z_{2i}, \quad (17)$$

$$u = H(x_f) \cdot \begin{bmatrix} u_{pc} \\ u_{qc} \\ u_{rc} \end{bmatrix} \quad (18)$$

在式(13) ~ (18) 中, 当 i 依次取 p, q, r 时,

$$U_{pc}(t) = p_c, U_{qc}(t) = q_c, U_{rc}(t) = r_c,$$

$$y_p = p(t), y_q = q(t), y_r = r(t).$$

其中 p_c, q_c, r_c (即 $U_{pc}(t), U_{qc}(t), U_{rc}(t)$) 为快回路输入指令, 该指令来自超机动控制系统中由迎角、侧滑角和绕速度矢量滚转角构成的慢回路. 在本文的仿真中, 这 3 个指令信号控制目标值直接给出, 作为 TD 的参考输入. 3 个回路的控制器参数相同, 分别为: 1) TD: $R_i = 50, a_{1i} = 0, \delta_{1i} = 0.0025$; 2) ESO 和非线性组合 $\text{fal}(z, a, \delta)$ 函数: $a = 0.5, \delta = 0.0022, b_{1i} = 20, b_{2i} = 100, b_{0i} = 10$

3.3 舵面分配算法

由于飞机推力矢量舵面的引入, 飞机有 5 个操纵舵面可用, 可将完成 p, q, r 控制所需的控制力矩 u_{pc}, u_{qc}, u_{rc} 分配到 5 个舵面上. 不同的舵面分配原则有不同的舵面分配算法 $H(x_f)$, 考虑延长飞机推力矢量舵面的使用寿命, 本文按如下原则确定舵面分配算法: 首先将力矩分配到 3 个常规舵面上, 如果常规舵面达到饱和, 再将剩余力矩分配到 2 个推力矢量舵面上.

4 数字仿真

对某 3 代战斗机进行数字仿真试验, 飞机 5 个控制舵面 $\delta_a, \delta_e, \delta_r, \delta_\delta, \delta_\epsilon$ 的位置限制分别为: $\pm 20^\circ; \pm 25^\circ; \pm 30^\circ; \pm 15^\circ; \pm 15^\circ$. 仿真结构如图 1 所示. 控制目标值即输入指令 p_c, q_c, r_c 取幅值分别为 10%, 45%, 15%, 周期均为 8 s 的方波信号. 保持控制器参数不变, 在一定的飞行包线内 (高度 1 000 ~ 10 000 m, 速度 100 ~ 325 m/s) 选取不同状态点, 在迎角为 $(-10^\circ \sim 90^\circ)$ 和侧滑角为 $(-10^\circ \sim 10^\circ)$ 的变化范围内进行仿真, 验证控制律的线性化和解耦效果以及控制律的鲁棒性.

结果表明, 快回路均能实现解耦, 并具备良好的动态性能. 限于篇幅, 文中不一一列出仿真图, 只给出一个状态点 (高度为 1 000 m, 速度为 100 m/s) 下两组初始条件的仿真结果. 两组初始条件分别为: 1) 迎角 $\alpha_0 = 5^\circ$; 侧滑角 $\beta_0 = 0^\circ$; 2) 迎角 $\alpha_0 = 30^\circ$; 侧滑角 $\beta_0 = 10^\circ$. 在两组初始条件下, 发动机推力保持为 92 000 N, 前缘襟翼偏置角 25° ; 初始角速度为 0. 仿真结果见图 2.

图 2(a) ~ (c) 分别为 p, q, r 响应曲线, 其中: 虚线表示指令信号, 实线和点划线分别表示初始条件 1 和初始条件 2 两种情况下的响应曲线. (d) ~ (h) 依次为舵面 $\delta_a, \delta_e, \delta_r, \delta_\delta, \delta_\epsilon$ 的动态过程, 其中, 实线和虚线分别表示初始条件 1) 和初始条件 2) 下的舵面偏转情况.

由图 2 可见, p, q, r 的响应曲线是单调的, 过渡过程均不到 0.5 s, p, q, r 各自跟踪指令信号, 互不干扰, 这说明快回路控制律能够较好地实现线性化和

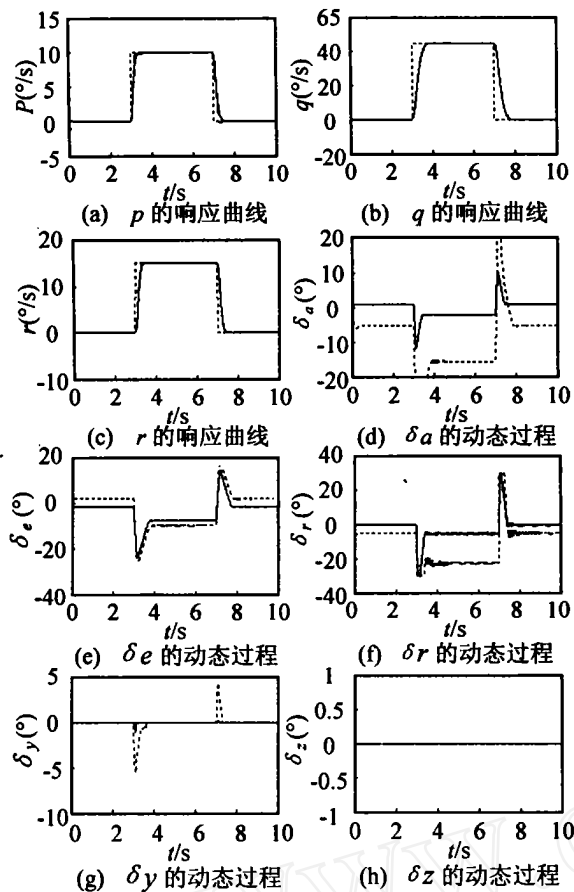


图2 系统动态过程

解耦控制 条件1和条件2下的响应曲线基本重合,而在两组不同条件下,ADRC的参数不变,说明控制器具有很强的鲁棒性

根据采用的舵面分配算法,在两种初始条件下,控制量均保持在允许的范围内 随着气流角加大,常规舵面所获得的气动力矩变小,当常规舵面达到饱和时,利用推力矢量舵面来获得满足控制要求所需的控制力矩 仿真中当 δ_e 或 δ_r 达到饱和时,由 δ_e 来产生剩余操纵力矩,如图2(d),(f),(g)所示 仿真显示,在大迎角和大侧滑角条件下,常规舵面达到饱和时,由推力矢量舵面均能获得剩余操纵力矩,从而满足 p, q, r 的解耦控制和动态性能的要求 舵面的稳态偏转值和在初始时刻的动作过程是用来补偿由初始状态造成的系统扰动

5 结论

非线性动态逆方法需要对象的精确模型,而在飞机作过失速机动时,非定常气动力的影响较大,难以得到飞机的精确模型,这就限制了动态逆方法的应用 另外,由于大包线范围内飞机模型产生大幅度摄动,一般飞行控制律设计方法必须通过大量调参来实现,导致了控制律设计的复杂性 从本文快回路控制器的设计过程来看,自抗扰控制器的设计无需

对象的精确模型 在一定飞行包线和初始状态变化的很大范围内,飞机模型参数发生了很大变化,但控制器参数保持不变,这就能够实现系统的解耦控制,并获得良好的动态和稳态性能,表明自抗扰控制器具有很强的鲁棒性 仿真结果显示出这种超机动飞行控制律设计方法是有效的,简化了飞行控制律设计过程 如何在整个超机动控制回路应用这种方法还有待进一步研究

参考文献 (References)

- [1] Snell S A, Enns D F, Garrard W L. Nonlinear Inversion Flight Control for a Supersonic Maneuverable Aircraft [J]. *J of Guidance, Control, and Dynamics*, 1992, 15 (4): 976-984
- [2] 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, 24(3): 242-245 (Zhu R G, Jiang C S, Zhou Q Y, et al Study on Dynamic Inversion Control and Simulation of Supersonic Maneuverable Flight of the New Generation Fighter[J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2003, 24(3): 242-245)
- [3] 朱家强 基于神经网络和动态逆的超机动飞行控制技术[D]. 南京:南京航空航天大学, 2004 (Zhu J Q. *Neural Network and Nonlinear Dynamic Inversion Based Supersonic Maneuverable Flight Control* [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2004)
- [4] 韩京清 自抗扰控制器及其应用[J]. *控制与决策*, 1998, 13(1): 19-23 (Han J Q. Auto-disturbance-rejection-controller and Its Application [J]. *Control and Decision*, 1998, 13(1): 19-23)
- [5] Su J B, Qiu W B. Robotic Calibration-free Hand-eye Coordination Based on Auto Disturbance Rejection Controller [J]. *Acta Aeronautica Sinica*, 2003, 29(2): 162-167.
- [6] 韩京清 一类不确定对象的扩张状态观测器[J]. *控制与决策*, 1995, 10(1): 85-88 (Han J Q. The Extended State Observer of a Class of Uncertain Systems [J]. *Control and Decision*, 1995, 10(1): 85-88)
- [7] 韩京清,黄远灿 二阶跟踪微分器的频率特性[J]. *数学的实践与认识*, 2003, 33(3): 71-74 (Han J Q, Huang Y C. Frequency Characteristics of Second-order Tracking-differentiator [J]. *Mathematics in Practice and Theory*, 2003, 33(3): 71-74)
- [8] Naidu D S, Calise A J. Singular Perturbations and Time Scales in Guidance and Control of Aerospace Systems: A Survey [J]. *J of Guidance, Control, and Dynamics*, 2001, 24(6): 1057-1078