

两类临界静不稳定姿态控制系统设计*

刘明俊 杨壮志

(国防科学技术大学自动控制系 长沙 410073)

摘要 根据经典控制理论, 设计了两类临界静不稳定姿态控制系统。

关键词 临界静不稳定, 姿态控制系统, 系统设计

分类号 V249.122

Two Designs of Critical statically Unstable Attitude Control System

Liu Mingjun Yang Zhuangzhi

(Department of Automatic Control, NUDT, Changsha, 410073)

Abstract According to the classical control theory, this paper deals with two designs of critical statically unstable attitude control system.

Key words critically unstable, attitude control system, system design

某飞行器航向运动弹体传递函数为

$$\frac{\psi(s)}{\delta_y(s)} = \frac{K_\psi(T_\psi s + 1)}{T_h^2 s^2 + 2\zeta_h T_h s + 1} \quad (1)$$

± 1 分别表示飞行器处于静稳定或静不稳定的飞行状态。飞行器在飞行过程中气动参数变化很大, 其中 K_ψ 从 0.00219 变化到 3.16, 变化 1446 倍, T_ψ 由 279.74 变化到 1.912, 变化 146.3 倍。弹头飞行过程中, 静稳定、静不稳定与临界静不稳定状态交替出现, 选取 5 个特征点的气动参数如表 1 所示。要求设计姿态控制系统具有很好的稳定性、快速性, 且对参数剧烈变化有很强的适应能力。

表 1 弹体航向气动参数

特征点(s)	K_ψ	T_ψ	ζ_h	T_h	稳定性
0	0.00220	279.74	0.0028	0.7469	-1
14	0.15281	5.559	0.0258	0.1345	-1
14.5	0.32435	4.004	0.0315	0.1028	+1
22.5	0.35534	6.934	0.0394	0.2576	-1
40	0.70067	2.405	0.0447	0.1063	+1

1 以法向加速度为被控量的姿态控制系统设计

通过根轨迹法分析证实, 采用角速率和角速率积分反馈可以有效地把静不稳定弹体传递函数在 s 右半平面的极点移到 s 左半平面。因此, 采用图 1 所示的控制结构, 其中 K_{11} 、 K_{12} 和 K_{01} 、 K_{02} 实现增益分配, 保证对应回路具有良好的特性的前提下, 使相应的子回路的闭环增益为大, 以提高外回路开环频率特性的截止频率, K_{zj} 和 K_c 实现变增益补偿。

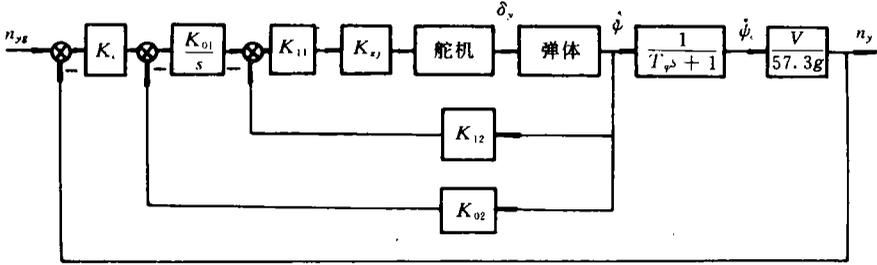


图 1 航向通道控制系统结构图

初步设计时, 先忽略舵机惯性影响, 阻尼回路取合适的开环增益 $K_0 = K_{11}K_{12}K_{zj}K_\psi$, 使其有良好的阻尼特性, 由于 T_ψ/T_h 较大, 因此, K_0 值较小, 阻尼回路的闭环传递函数为

$$\phi_1(s) = \frac{\psi(s)}{U_1(s)} = \frac{K_h^*(T_\psi s + 1)}{T_h^{*2}s^2 + 2\zeta_h^*T_h^*s \pm 1} \quad (2)$$

其中

$$K_h^* = K_{11}K_{zj}K_\psi / (1 \pm K_0) \approx K_{11}K_{zj}K_\psi \quad (3)$$

$$T_h^* = T_h / \sqrt{1 \pm K_0} \approx T_h \quad (4)$$

$$\zeta_h^* = (\zeta_h + K_0 T_\psi / 2T_h) / \sqrt{1 \pm K_0} \approx \zeta_h + K_0 T_\psi / 2T_h \quad (5)$$

由式(5)可导出补偿增益 K_{zj} 为

$$K_{zj} = \frac{2T_h}{K_\psi T_\psi K_{11} K_{12}} (\zeta_h^* - \zeta_h) \quad (6)$$

外回路开环传递函数为

$$G_2(s) = \frac{VK_c}{57.3g} \cdot \frac{K_{01}K_h^*}{T_h^{*2}s^3 + 2\zeta_h^*T_h^*s^2 + (K_{01}K_{02}K_h^*T_\psi \pm 1)s + K_{01}K_{02}K_h^*} \quad (7)$$

通过对方程(7)分母特征多项式的深入研究, 得到了精度很高的因式分解表达式, 即

$$G_2(s) = \frac{VK_c}{57.3g} \cdot \frac{K_{h2}^*}{T_{h2}^{*2}s^2 + 2T_{h2}^*\zeta_{h2}^*s + 1} \cdot \frac{1}{s + \frac{1}{T_\psi \pm \frac{1}{K_{01}K_{02}K_h^*}}} \quad (8)$$

其中

$$K_{h2}^* = \frac{1}{K_{02}} \quad (9)$$

$$T_{h2}^* = \frac{T_h}{\sqrt{K_{01}K_{02}K_h^*T_\psi \pm 1}} \quad (10)$$

$$\zeta_{h2}^* = \frac{\zeta_h^*}{\sqrt{K_{11}K_{02}K_h^*T_\psi \pm 1}} \quad (11)$$

方程(7)很直观的指出了外回路开环极点与内部两个回路控制参数的关系,对指导选控制参数具有十分重要的意义。显然,在静不稳定的条件下,保证系统稳定的必要条件之一是 $K_{01}K_{02}K_h^*T_\psi > 1$, 因此,该值应选取得足够大。由空气动力参数可知 T_ψ 值变化 146.3 倍,因此, ζ_{h2}^* 值也相应地变化 $\sqrt{146.3} = 12.1$ 倍。选取 $\zeta_h^* = \sqrt{T_\psi}$, 这样 ζ_{h2}^* 基本上保持不变,保持在 1 左右。由式(6)可知,增益补偿规律为

$$K_{zj} = \frac{2T_h}{K_\psi T_\psi K_{11} K_{12}} (\sqrt{T_\psi} - \zeta_h) \quad (12)$$

K_ψ 、 T_ψ 和 T_h 主要作为高度 H 的函数计算 K_{zj} 的值,清除跳动大的值,并将 $K_{zj}(H)$ 曲线平滑,用拟合曲线的方法,给出 K_{zj} 的解析表达式。由式(8)给出系统的开环系统的对数频率特性,采用试探方法选取控制参数。适当的增大变增益 K_c 值,提高开环系统的截止频率,以提高系统的快速性,设计参数为

$$K_{11} = 10, K_{12} = 0.1, K_{01} = 12.17, K_{02} = 0.1$$

$$K_{zj} = 81.5e^{-0.130(50-H)} + 0.043, \quad K_c = 15.4e^{-0.103(50-H)} + 0.929$$

其中 H 是飞行器的飞行高度,单位是千米。

式(8)是不考虑舵机特性而建立的解析表达式,它为选取控制参数提供了重要依据,在考虑舵机的特性后,会给系统的特性带来变化。经过反复设计发现,在式(8)给出的开环对数频率特性,选择合适的交界频率处的频率特性,舵机特性的影响会很小。在考虑

表 2 系统的频域和时间域性能

特征点 (s)	相位裕度 (°)	幅值裕度 (dB)	截止频率 (rad/s)	交界频率 (rad/s)	调节时间 (s)	峰值时间 (s)	超调量 (%)
0	80	26	2.3	24.3	0.8		
14	54	45.6	8.0	26.0	0.47	0.3	13.3
14.5	55	22.4	9.2	44.9	0.4	0.3	11.7
22.5	73	18.8	4.2	22.6	0.47		
40	76	17.6	4.7	23.9	0.4		

舵机的特性后,姿态控制系统的频域指标与时间域指标如表 2 所示。

把姿态控制系统接入到大回路,进行三通道六自由度运动仿真。由于飞行器在高空的机动性非常弱,积分器较大输出会使舵机深饱和,使大系统振荡甚至不稳定。采用遇限停止积分法有效地解决了这一问题,当积分器输出 U_1 达到 U_m 时,积分器停止积分,直到积分器输入偏差信号改

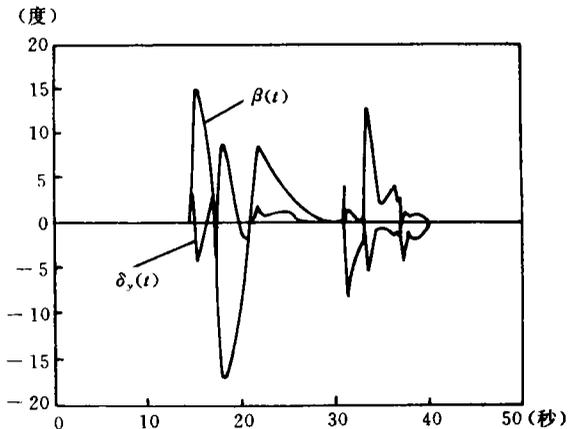


图 2 空间运动的 $\beta(t)$ 与 $\delta_y(t)$ 曲线

变极性后，积分器反向积分。饱和限幅值 U_m 取变系数值，即

$$U_m = \frac{26.6}{K_{zj} \cdot K_{11}} \quad (13)$$

某飞行器空间运动的 $\beta(t)$ 和 $\delta_y(t)$ 曲线如图 2 所示。 β 值较小时，弹体处于静不稳定状态， β 与 δ_y 同相； β 值较大时，弹体处于静稳定状态， β 与 δ_y 反相，表明所设计的姿态控制系统有很强的自适应能力。

2 以姿态角为被控量姿态控制系统设计

航向姿态控制系统的控制结构如图 3 所示。系统初步设计先忽略舵机惯性影响，其

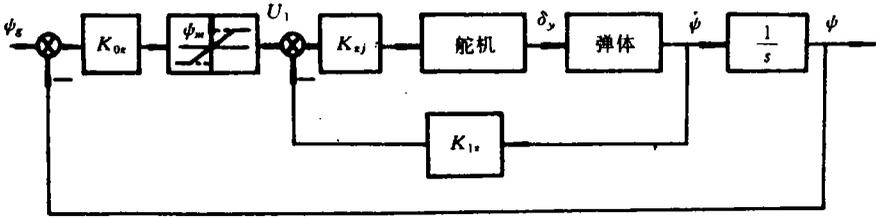


图 3 以姿态角为被控量的姿态控制系统

阻尼回路闭环传递函数为

$$\phi_1(s) = \frac{\psi(s)}{u_1(s)} = \frac{K_h^* (T_\psi s + 1)}{T_h^{*2} s^2 + 2\zeta_h^* T_h^* s \pm 1} \quad (14)$$

其中

$$K_h^* = K_{zj} K_\psi / (1 \pm K_{0z}) \approx K_{zj} K_\psi \quad (15)$$

$$T_h^* = T_h / \sqrt{1 \pm K_{0z}} \approx T_h \quad (16)$$

$$\zeta_h^* = (\zeta_h + K_{0z} T_\psi / 2T_h) / \sqrt{1 \pm K_{0z}} \approx \zeta_h + K_{0z} T_\psi / 2T_h \quad (17)$$

$$K_{0z} = K_{zj} K_{1z} K_\psi \quad (18)$$

由式(7)可以得到变增益 K_{1z} 的补偿规律为

$$K_{1z} = \frac{2T_h}{K_\psi T_\psi K_{zj}} (\zeta_h^* - \zeta_h) \quad (19)$$

姿态角反馈回路（外回路）的闭环传递函数为

$$\phi_2(s) = \frac{\psi(s)}{\psi_s(s)} = \frac{K_{0z} K_h^* (T_\psi s + 1)}{T_h^{*2} s^3 + 2\zeta_h^* T_h^* s^2 + (K_{0z} K_h^* T_\psi \pm 1)s + K_{0z} K_h^*} \quad (20)$$

经研究，式(20)可表示成下面的形式：

$$\phi_2(s) = \frac{(T_\psi s + 1)}{(T_{h2}^{*2} s^2 + 2\zeta_{h2}^* T_{h2}^* s + 1) \left[\left(T_\psi \pm \frac{1}{K_{0z} K_h^*} \right) s + 1 \right]} \quad (21)$$

其中

$$T_{h2}^* = \frac{T_h}{\sqrt{K_{0z} K_h^* T_\psi \pm 1}} \quad (22)$$

$$\zeta_{h_2}^* = \frac{\zeta_h^*}{\sqrt{K_{0z}K_h^*T_\psi \pm 1}} \quad (23)$$

对于静不稳定系统要求 $K_{0z}K_h^*T_\psi > 1$ 。飞行器参数 T_ψ 变化范围很大,如果能合适地选取 $K_{0z}K_h^*$ 的值,式(21)中的零极点满足偶极子相消的条件,则 T_ψ 变化对系统特性的影响会有效地被抑制。满足偶极子相消条件为

$$\left| \frac{1}{T_\psi} - \frac{1}{T_\psi \pm \frac{1}{K_{0z}K_h^*}} \right| / T_\psi = 0.1 \sim 0.2 \quad (24)$$

T_ψ 的最小值为 2,取 $\frac{1}{K_{0z}K_h^*} = 0.1$,则能保证在整个飞行过程中满足偶极子相消条件,取 $K_{zj} = 1$,则

$$K_{0z} = \frac{10}{K_{zj}K_\psi} = \frac{10}{K_\psi} \quad (25)$$

取 $\zeta_h^* = \sqrt{T_\psi}$,则控制参数为

$$K_{1z} = 6.9e^{-0.086(50-H)} + 0.34$$

$$K_{0z} = -12.66e^{-0.250H} + 13.64$$

为了限制 U_1 信号过大而使阻尼回路饱和,前向通道设置饱和非线性环节,以姿态角为被控量的姿态控制系统的频域与时域指标如表 3 所示。由于采用了零、极点相消法和变增益补偿法,控制系统的结构简单,且具有很好的鲁棒性和良好的特态特性品质。

表 3 系统的频域和时间域性能

特征点 (s)	相位裕度 (°)	幅值裕度 (dB)	截止频率 (rad/s)	交界频率 (rad/s)	调节时间 (s)	峰值时间 (s)	超调量 (%)
0	59	31.7	3.2	30	127	0.9	14.8
14	68	20.0	12.0	79	4.5	0.4	11.3
14.5	87	17.0	12.6	129	1.6		
22.5	65	20.4	12.0	66	0.3	0.24	6
40	73	16.0	19.0	88	1.70		

3 结束语

本文根据经典控制理论,综合地运用了变增补偿法,增益分配法,零极点相消法,遇限停止积分法,在建立了外回路开环传递函数特征方程因式分解表达式的基础上,设计了两类临界静不稳定姿态控制系统。系统具有良好的快速性、稳定性和很强的鲁棒性。

参考文献

- 1 Gazzina A. How to control unstable missile airframe; methodology and limitations
- 2 陈佳实. 导弹制导和控制系统的分析与设计. 北京: 宇航出版社, 1989

(责任编辑 张 静)