

电影经纬仪跟踪伺服系统设计

刘 玉 章

摘要: 本文介绍复合伺服系统设计方法。文中对系统的内回路进行了低阶近似且引入了补偿系数 β 简化了设计。所述方法适用于连续系统也适用于数字系统。实验证明了此方法是行之有效的。

一、概 述

电影经纬仪跟踪伺服系统,由高低角和方位角伺服系统组成,用于驱动经纬仪,跟踪并拍摄高低空飞行目标,确定目标遭遇参数。跟踪伺服系统有两种方式——自动工作方式和半自动工作方式。

在自动工作方式时,雷达经过计算机对经纬仪进行引导,角位置反馈元件为编码器,根据不同的需要,雷达采样频率一般选择 20c/s 或 40c/s 。计算机除提供目标角度信息外,还提供目标速度信息,使系统构成一个复合伺服系统。当满足全补偿条件时,伺服系统等效二阶无差系统,速度滞后误差等于零,从而提高跟踪伺服系统精度。

在半自动工作时,编码器反馈通道断开,人操纵单杆产生与单杆偏转角成正比的控制信号。控制信号加于由测速机反馈构成的调速系统,使经纬仪驱动电机获得与单杆转角成正比的转速。

在系统的结构确定之后,就是如何选择元件和它们的参数,如何安排各种用来改善系统的性能的校正参数等。一般元件的参数多少会随输入信号的大小而有些变化,因此理想的线性控制系统也是不存在的。但是,除了特别的非线性元件之外,一般的元件,只要输入信号不过小也不过大的话,通常总是工作在特性的准线性部分,可以把它们近似看成是线性元件,因此系统可近似看成线性的,从工程设计观点,分析不精确度是可允许的。而另一方面,分析方法与步骤却大大地简化了。因此在本文中,将着重讨论复合控制系统精度分析与综合计算问题。

二、精度分析

1. 主要技术指标

- (1) 最大速度: $25^\circ/\text{s}$
- (2) 工作速度: $15^\circ/\text{s}$
- (3) 最大加速度: $15^\circ/\text{s}^2$
- (4) 最大工作加速度: $2.5^\circ/\text{s}^2$

- (5) 系统误差: $8' \sim 10'$
- (6) 随机误差: $1'$
- (7) 在线性范围内, 阶跃输入下, 系统的过渡过程时间小于 3 秒。

2. 工作误差

在稳态时, 系统性能的好坏, 主要用它的系统误差数值来衡量。由于大多数误差均具有随机的性质, 因此系统的总误差应为各种误差的平方和的开方, 即系统总误差由系统误差和随机误差组成。可用下式表示:

$$\varepsilon_{\text{总}} = \sqrt{(\varepsilon_{\text{系统}})^2 + (\varepsilon_{\text{随机}})^2}$$

式中:

- $\varepsilon_{\text{总}}$ ——仪器总误差
- $\varepsilon_{\text{系统}}$ ——系统误差
- $\varepsilon_{\text{随机}}$ ——随机误差均方根值。

系统误差由静差和动差两部分组成, 即

$$\varepsilon_{\text{系统}} = \varepsilon_{\text{静}} + \varepsilon_{\text{动}}$$

式中:

- $\varepsilon_{\text{静}}$ ——系统静态误差
- $\varepsilon_{\text{动}}$ ——系统动态误差

系统的静态误差, 由系统元件的死区、各运动部件间摩擦阻力、转动部分间隙和安装误差等非线性影响而造成的。其值一般小于 $0.5'$ 。

系统的动态误差:

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\text{动}} &= \varepsilon_{\text{系统}} - \varepsilon_{\text{静}} \\ &= 8' - 0.5' \\ &= 7.5' \end{aligned}$$

工程上计算系统动态误差时, 为留有余地, 动态误差按 $6'$ 计算。

在概述中谈到满足全补偿条件的复合系统速度滞后误差为零, 这样只有加速度滞后误差。实际上伺服系统存在非线性等因素, 系统不能满足全补偿条件, 因此复合伺服系统速度滞后误差也是存在的, 但较小。仪器在正弦信号引导下进行正弦跟踪时, 既有速度滞后误差又有加速度滞后误差, 但是最大速度滞后误差和最大加速度滞后误差不能同时出现。这样取加速度最大误差为 $6'$, 则加速度品质因数为:

$$\begin{aligned} K_a &= \frac{\ddot{A}_{\text{max}}}{\varepsilon \ddot{A}_{\text{max}}} \\ &= \frac{60' \times 2.5}{6'} \\ &= 25 \text{ 1/s}^2 \end{aligned}$$

式中:

K_a ——加速度品质因数

\ddot{A}_{\max} ——伺服系统保精度加速度
 $\varepsilon_{\ddot{A}_{\max}}$ ——伺服系统加速度误差

最大速度误差取 $2'$ ，则速度品质因数为：

$$\begin{aligned} K_v &= \frac{\dot{A}}{\varepsilon_{\dot{A}}} \\ &= \frac{60' \times 15}{2'} \\ &= 300 \quad 1/s \end{aligned}$$

式中：

\dot{A} ——保精度工作速度
 $\varepsilon_{\dot{A}}$ ——速度误差
 K_v ——速度品质因数

三、复合伺服系统设计

1. 复合伺服系统组成

复合伺服系统由位置伺服放大器、速度伺服放大器、半自动单杆伺服放大器、编码器和顺馈等部分组成。

2. 对伺服放大器的要求

伺服放大器应保证有足够的频带宽度，死区较小，一定的功率储备，电路力求简单可靠，在线性度上则可比一般测量放大器的要求放宽。

3. 复合伺服系统各单元说明

(1) 位置伺服放大器

位置伺服放大器包括由集成组件构成的直流差分运算放大器和有源PID校正电路。

(2) 调速伺服放大器

调速伺服放大器由三角波发生器、PID有源校正直流放大器、脉冲调宽电路、功率放大电路所组成，与直流电动机、直流测速发电机一起构成调速回路，是半自动跟踪系统的重要部分。

调速回路中采用脉冲调宽控制，开关频率为 400 c/s ；PID校正使调速回路的开环放大倍数和带宽都可做得很高，最终闭环系统可等效成时间常数很小的惯性环节。

(3) 半自动单杆伺服放大器

半自动是由人参与的闭环伺服系统，消除了自动工作状态带来的噪声和干扰，在目标飞行速度和加速度不大的条件下，半自动跟踪精度高而又平稳。

(4) 编码器

编码器种类较多，如电刷接触式编码器、光学编码器、磁编码器、电感编码器、电容编

码器等。我们采用了精度较高的光学编码器作位置闭合角度传感器，其分辨率为0.7''。

(5) 顺馈

顺馈通道是把目标速度信号进行变换、分压或放大，然后在位置伺服放大器中进行迭加，以便提高伺服系统跟踪精度。

4. 复合伺服系统综合

(1) 调速伺服系统综合

系统的方框图如图1所示。

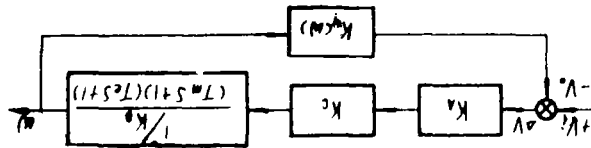


图1 调速系统传递函数方框图

K_A ——电压放大系数

K_o ——功率放大系数

T_m ——机电时间常数

T_e ——电气时间常数

K_B ——电机反电势系数

K_o ——测速机灵敏度系数

ω ——角速度

V_i, V_o ——系统输入及测速机反馈电压。

由图1可写出调速回路主通道开环传递函数，

$$W_{\Omega}(s) = \frac{K_A K_o / K_B}{(T_m S + 1)(T_e S + 1)} \quad (1)$$

式中：

$$T_m = 1 \text{ s}$$

$$T_e = 0.02 \text{ s}$$

PID校正参数如下：

$$W_1 = \frac{1}{T_1} = 4 \text{ 1/s}$$

$$W_2 = \frac{1}{\tau_1} = 20 \text{ 1/s}$$

$$W_3 = \frac{1}{\tau_2} = 50 \text{ 1/s}$$

$$W_4 = \frac{1}{T_2} = 200 \text{ 1/s}$$

调速回路开环对数幅频特性、闭环对数幅频特性、预期幅频特性、串联PID有源校正幅频特性曲线如图2(1, 3, 2, 4)所示。

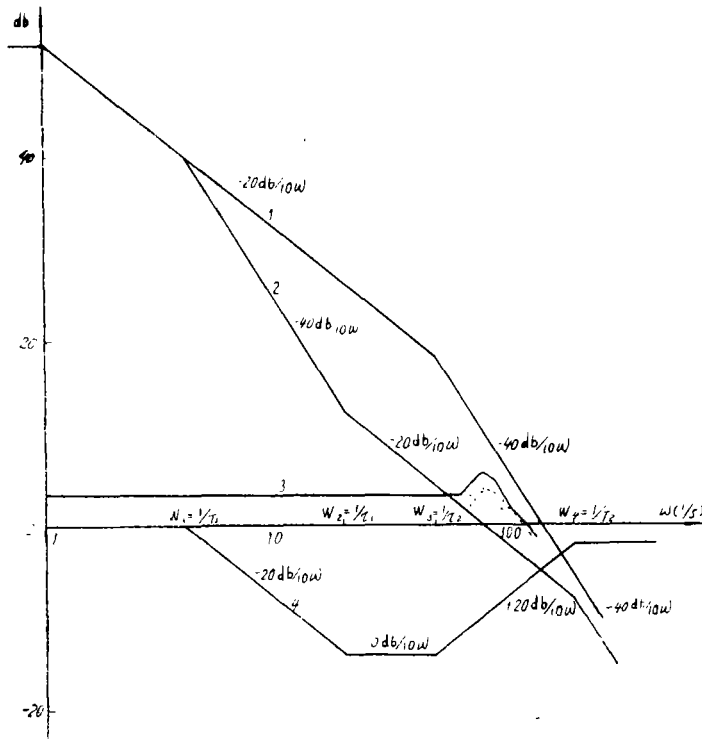


图2 调速系统对数幅频特性曲线

- 1—未经校正频率特性
- 2—预期频率特性
- 3—调速系统闭环频率特性
- 4—串联校正频率特性

调速回路闭环传递函数

$$\Phi(s) = \frac{W_{\Omega}(s)}{1 + W_{\Omega}(s) \cdot K_{\sigma}} \quad (2)$$

将(1)式代入(2)式得

$$\begin{aligned} \Phi(s) &= \frac{K_A K_{\sigma} / K_B}{(T_m s + 1)(T_s s + 1)} \\ &= \frac{K_A K_{\sigma} K_o / K_B}{1 + \frac{K_A K_{\sigma} K_o / K_B}{(T_m s + 1)(T_s s + 1)}} \\ &= \frac{K_A K_{\sigma} / K_B}{T_m T_s s^2 + (T_m + T_s) s + (1 + K_A K_{\sigma} K_o / K_B)} \end{aligned} \quad (3)$$

考虑到 $K_A K_{\sigma} K_o / K_B \gg 1$, 将(3)式分子分母同除以 $K_A K_{\sigma} K_o / K_B$, 则

$$\Phi(s) = \frac{1/K_o}{\frac{T_m T_s}{K_A K_{\sigma} K_o / K_B} s^2 + \frac{T_m + T_s}{K_A K_{\sigma} K_o / K_B} s + 1} \quad (4)$$

$$\text{令 } K_D = \frac{K_A K_G K_O}{K_B} \quad (5)$$

把 (5) 式中 K_D 代入 (4) 式, 得

$$\Phi(s) = \frac{1/K_O}{\frac{T_m T_n}{K_D} S^2 + \frac{T_m + T_n}{K_D} S + 1} \quad (6)$$

通常 $T_n \ll T_m$ 可略去不计, 此时由 (6) 式可见调速回路相当于惯性环节, 等效时间常数相应开环时的 T_m 减小了 K_D 倍, 其放大系数近似为测速机灵敏度的倒数, 测速机的线性度一般很高 (0.5%), 因此调速回路闭环后线性度大大提高。

(2) 复合伺服系统主通道环路综合

复合伺服系统方框图如图 3 所示,

复合伺服系统, 在文中概述部分已交待, 实现全补偿时, 系统等效二阶无差系统, 无速度滞后误差, 只有加速度滞后误差, 但实际的伺服系统不同程度地存在着死区, 非线性等因素, 故系统仍然存在速度滞后误差。由经验得知, 伺服系统加顺馈后, 系统跟踪精度可提高 5~10 倍。

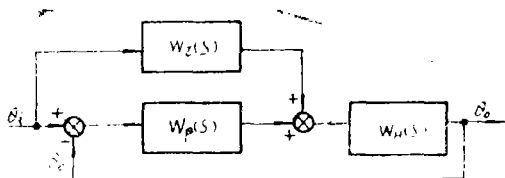


图 3 复合伺服系统方框图

依图 3 可写出复合伺服系统开环等效传递函数

$$W_o(s) = \frac{W_n(s)[W_p(s) + W_r(s)]}{1 - W_n(s) \cdot W_r(s)} \quad (7)$$

式中:

$W_p(s)$ —— 位置伺服放大器的传递函数。

$W_n(s)$ —— 调速回路等效传递函数^[1] (输出为转角)

$W_r(s)$ —— 顺馈通道传递函数。

在低频段内 $W_n(s)$ 的一般形式为:

$$W_n(s) = \frac{K_H}{S(T_H S + 1)} \quad (8)$$

$$W_r(s) = \tau S \quad (9)$$

把 (8) 和 (9) 式代入 (7) 式

则:

$$W_o(s) = \frac{K_H [W_p(s) + \tau S]}{S(T_H S + 1) - K_H \tau S}$$

$$= \frac{K_H[W_p(s) + \tau S]}{S[T_H S + (1 - K_H \tau)]} \quad (10)$$

当系统满足全补偿条件, $K_H \tau = 1$,

则 (10) 式变为

$$W_*(s) = \frac{K_H[W_p(s) + \tau S]}{T_H S^2} \quad (11)$$

由 (11) 式可见当满足全补偿条件时系统等效为二阶无差系统。

工程实践表明,

$K_H \tau = 1$ 的全补偿条件是不易实现的, 一般 $K_H \tau < 1$, 引入补偿系数

$$\beta = \frac{1}{1 - K_H \tau} \quad (12)$$

将 (12) 式代入 (10) 式

$$W_*(s) = \frac{\beta K_H [W_p(s) + \tau S]}{S[\beta T_H S + 1]} \quad (13)$$

对所述系统

$$W_p(s) = \frac{K_p(T_i S + 1)}{(T_i S + 1)} \quad (14)$$

将 (14) 式代入 (13) 式, 考虑到 $\tau \ll K_p T_i$ 且忽略 S^2 项, 得,

$$W_*(s) = \frac{\beta K_p K_H (T_i S + 1)}{S(\beta T_H S + 1)(T_i S + 1)} \quad (15)$$

由于控制系统精度决定于对数幅频特性的低频部分, 故 (15) 式可简化为

$$W_*(s) = \frac{\beta K_p K_H (T_i S + 1)}{S(T_i S + 1)} \quad (16)$$

由 (16) 式可见, 复合伺服系统等效的速度品质因数

$$K_{v*} = \beta K_p K_H = \beta K_v \quad (17)$$

复合系统等效加速度品质因数

$$K_{a*} = \frac{\beta K_p K_H}{T_i} = \beta K_a \quad (18)$$

(17) 式中 $K_v = K_p K_H$ 是复合系统速度品质因数。

(18) 式中 $K_a = K_p K_H / T_i$ 是复合系统的加速度品质因数。

由 (17) 和 (18) 式可见, 顺馈的引入, 复合系统等效的 K_{v*} , K_{a*} 均比原系统的 K_v 和 K_a 提高了 β 倍。

闭环系统综合

所谓闭环系统是指复合系统无顺馈部分。其方框图如图 4 所示。

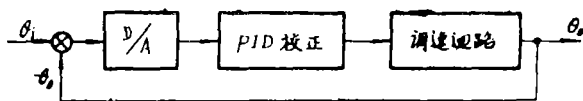


图4 闭环系统方框图

根据已给定参数进行计算并确定出PID校正曲线拐点参数。

已知工作速度为 $15^\circ/S$ ，加速度为 $2.5^\circ/S^2$ ，最大跟踪误差取 $6'$ ，则要求的 $K_{v.}$ 、 $K_{..}$ 最小值应为^[2]

$$K_{v.} = \frac{60' \times 15}{6'}$$

$$= 150 \text{ 1/s}$$

$$K_{..} = \frac{60' \times 2.5}{6'}$$

$$= 25 \text{ 1/s}^2$$

加入顺馈后复合系统速度品质因数为

$$K_v = K_{v.}/\beta$$

$$K_s = K_{..}/\beta$$

编码器反馈系统实际上多为数字控制系统，对于数字复合系统，在低频段可采用上述连续系统的校正方法，但在中频段，需要考虑采样频率对系统稳定性的影响，换句话说系统开环截止频率 ω_c 的最大值受采样频率的限制，其关系式为^[1]

$$\frac{T_0}{2} + \sum_{i=1}^n T_i \leq \frac{1}{\omega_c} \frac{M}{M+1} \quad (19)$$

式中： T_0 ——采样周期

M ——振荡指标

T_i ——小于 $T_0/2$ 的各小时间常数

本系统

$$T_0 = 0.05 \text{ s}$$

$$\sum_{i=1}^n T_i = 0.042 \text{ s}$$

$$M = 1.3$$

代入 (19) 式，则

$$\omega_c = 8.4 \text{ 1/s}$$

系统主通道校正电路如图5所示。

校正参数

$$T_i = (R_3 + R_4) \cdot C_1$$

$$= 6 \text{ s}$$

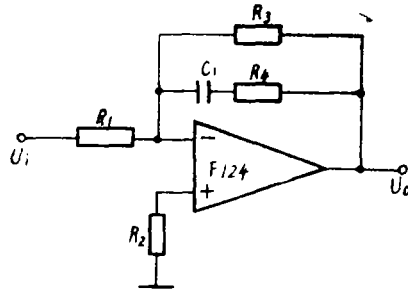


图5 有源校正电路图

$$\begin{aligned} \tau &= R_4 \cdot C_1 \\ &= 1 \text{ s} \\ \omega_c &= 4 \text{ 1/s} \end{aligned}$$

满足上述指标要求时，无顺馈系统校正前后开环对数幅频特性曲线如图6所示。

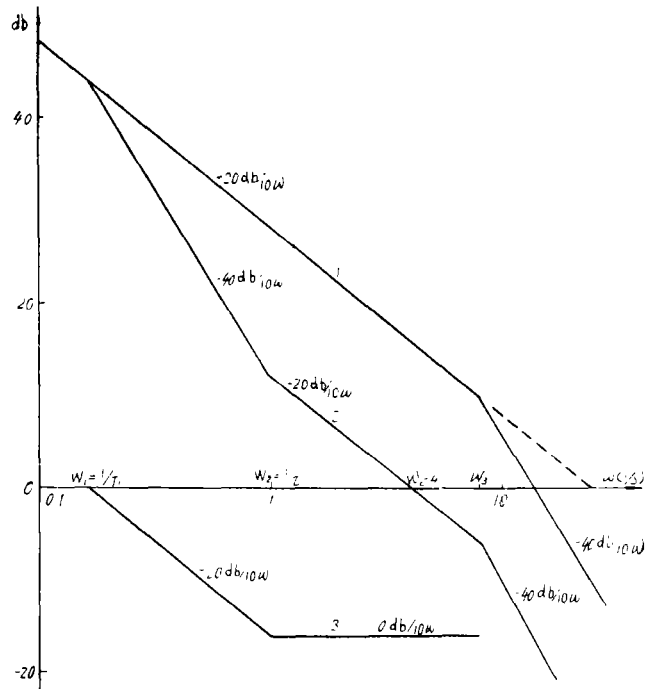


图6 无顺馈系统开环对数幅频特性

- 1—未校正频率特性
- 2—预期频率特性
- 3—串联校正频率特性

四、实验结果

为验证所使用设计方法的正确性，对所设计电影经纬仪控制系统进行了实验研究。检测

时用等效正弦信号作为输入^[2]，其参数如下：

$$\begin{aligned} \text{角频率 } \omega_c &= \frac{2.5^\circ/\text{s}^2}{15^\circ/\text{s}} \\ &= 0.167 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{振 幅 } A_m &= \frac{(15^\circ/\text{s})^2}{2.5^\circ/\text{s}^2} \\ &= 90^\circ \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{周 期 } T_c &= \frac{2\pi}{\omega_c} \\ &= 37.6 \text{ s} \end{aligned}$$

无 顺 馈 系 统 参 数					有 顺 馈 系 统 等 效 参 数		
ω_c	K_v	K_a	M	β	$K_{v'}$	$K_{a'}$	ε_{\max}
4	25	4	1.0	6	150	24	6'
6	60	9	1.3	6	360	54	2.8'

五、结 论

1. 调速回路采用PID有源校正提高内回路放大系数和带宽，等效一个惯性环节的设计方法有实用价值。
2. 引入补偿系数 β ，大大简化了复合系统设计，简单明了物理概念清楚。
3. 这种设计方法既适用于连续系统也适合数字系统。

参 考 文 献

- [1] B.A.别塞克尔斯基, 林桦 古明译: 《数字自动控制系统》, 科学出版社, 1984年。
- [2] (苏) 别谢凯尔斯基等著, 曾汉译: 《小功率随动系统的设计》, 国防工业出版社, 1964年。
- [3] L.J.Spalla, DC Servo Design Made Simple, Control Engcneering, 1971, 18, No.2, 56~59.
- [4] D.R.Wilson, Modern Practice in Servo Design Printed in Great Sritain, by Neill and CO.LTD., Edinburgh. 1970, 23~28
- [5] Dana F.Geiger, Phaselock Loops for DC Metor Speed Control, Printed in the United Stated of America, 1981, 57~73.

Design of the Film Theodolite Tracking Servo System

Liu Yuzhang

Abstract

This paper represents a design method of the complex servo system. The design is simplified since compensate coefficient β is introduced and velocity loop is equivalent to link of the inertia. The method can be used in continuous systems and also in digital systems. It has been shown experimentally that the method is good and useful.