

摄影机同步控制系统的研究

冯 钢 李贵生

(中国科学院长春光学精密机械研究所, 长春130022)

摘要 对160经纬仪摄影机同步控制系统作了全面的分析,提出了几种可行的控制方案,并进行了讨论和比较分析。着重对一种直流电机作为执行机构,8098作为中央处理单元的控制方案作了实验。起动过程引入电流检测反馈,使电机实现大电流快速起动,接近给定转速后电流环开环,引入转速、位置负反馈,缩短了同步时间,完成了同步控制系统性能的改善。

关键词: 同步控制; 数字控制系统; 单片机控制; 伺服系统

1 引 言

在导弹实验和人造地球卫星发射中,需要精确测定导弹卫星等的实际运动轨迹。在每张画幅上拍摄飞行目标的同时,还要记录目标的脱靶量即瞄准跟踪误差,目标的方位、高低角度值、时间等其他信息。这就要求每台电影经纬仪的每张画幅与时统站的摄影脉冲精确同步。

我们这里的“摄影机”就是经纬仪的重要组成部分,它一般由驱动、输片系统,快门机构,抓片机构等构成;“同步控制系统”即控制带动快门机构的伺服电机,使快门开口角的中心和摄影脉冲前沿同步,使胶片曝光,完成同步拍摄。

针对被控对象及设计要求,原同步控制系统设计成带速度、位置反馈的闭环变参数自适应控制系统

(其原理框图如图1)。该系统已达到要求的技术指标,即同步精度 $\leq \pm 3^\circ$,同步时间 $\leq 3s$ 。

在使用的过程中,根据一些不足,我们希望作如下改进:

(1) 起动时,能否把同步时间进一步缩短;

(2) 负载有波动,尤其是负载瞬撤时,系统易出现“飞车”,或长时间超调,能否进一步提高系统的抗负载能力。

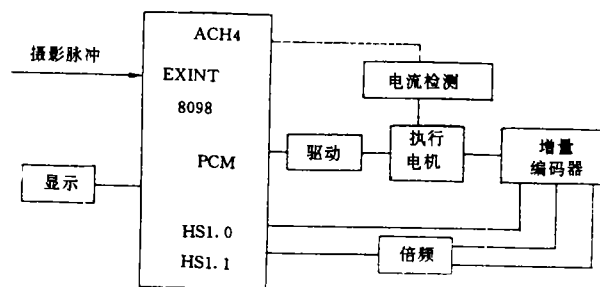


图1 原理控制系统框图

2 摄影机同步控制系统的工作原理及分析

2.1 摄影机同步控制系统的工作原理

2.1.1 系统硬件

硬件部分,我们需要强调的是系统的驱动部分,采用单向功率驱动,这样的单向功率级就只能在正转时起作用,最多只有使驱动电压为0,也就是说系统在加速运转时,输出会很快跟上,而在减速或制动时,系统只能靠摩擦制动来抵抗电机的惯性。

2.1.2 系统软件原理

整个控制系统构成位置,速度反馈的双闭环系统,系统的结构框图如图2。

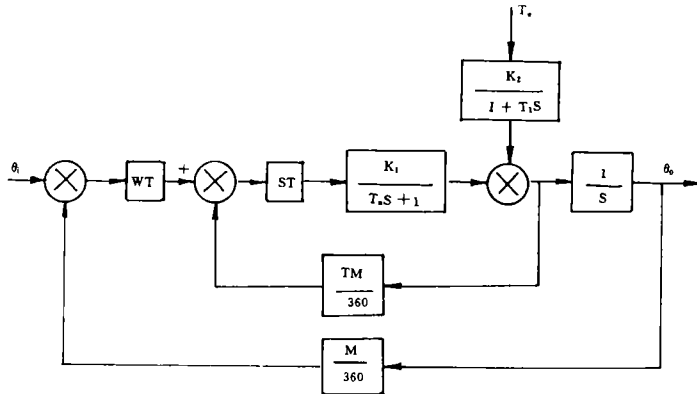


图2 系统结构框图

其中 WT 为位置调节器;ST 为速度调节器,它们均采用比例积分调节器;为了进一步缩短同步时间,在控制过程中加入限制幅值和变增益等手段。

2.2 系统性能分析

2.2.1 同步精度

因为该系统是位置随动系统,所以同步精度主要取决于等速输入下,系统的稳态精度。

通过分析,我们看出系统对等速输入,误差为0;考虑到编码器的检测精度和齿轮间隙误差,则同步精度可达到 1.03度,满足系统的指标要求。

2.2.2 同步时间

同步时间是指第一个摄影脉冲到来至快门开口角与摄影脉冲前沿同步这段时间。我们首先观察一下,当摄影脉冲前沿和快门零位不同步为控制起点时,系统的同步过程,如图3。

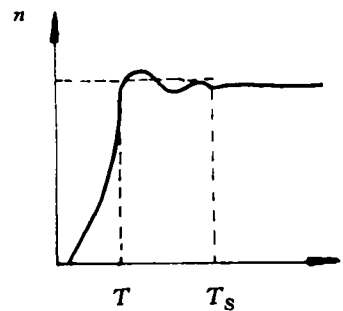


图3 系统同步过程示意图

其中 T_r 为调节时间; T_s 为上升时间,是指电机启动后,第一次到达给定转速的时间,经过屡次实验测定,这段时间大约占了同步时间的1/3。

通过以上的分析,启发我们从上升时间 T_r 入手,就可以使同步时间进一步缩短。对于抗负载扰动,我们把功率级改为双向驱动,便也可以就此改善负载瞬撤后,系统的反应时间,从而提高系统的抗干扰的能力。

3 摄影同步控制系统的改进及其设计

3.1 控制系统的改进研究

对于控制系统的改进,一方面我们希望针对系统的不足,进行修修补补,而另一方面,我们也设想能否不采用工程设计方法,而是应用现代控制理论,设计一个全新的控制方案,实现性能的完善。

3.1.1 一种控制方案的实验

电机作为控制对象,已是控制中古老的话题,电机的数学模型及传递函数也早已有了定论,这样就使许多最新的控制方法失去意义。为此,我们考虑能否采用最小方差控制或模型参考自适应控制。而模型参考自适应控制是引入一个称为参考模型的辅助系统,这种控制方法主要针对传递函数易发生波动的对象。因而这里我们主要采用最小方差控制进行了实验。

最小方差控制是根据使输出方差最小这一性能指标设计的,它的算法实现简易,适于高速采样的系统控制。考虑到系统存在滞后,它首先进行最优预测,最后得出使得下一状态方差最小的控制。即目标函数为

$$J = E\{[y(k+1/k) - y_r(k+1)]^2 + [qu(k)]^2\}$$

使之趋于最小。

我们知道一个线性定常离散时间系统,它的基本性质取决于它的脉冲传递函数 $H(z)$ 的极点和零点。极点反映系统内部的耦合关系,因而决定了系统的自主特性。零点反映系统内部变量与输入和输出的耦合关系,因而反映了系统的传输特性。一个系统的零点是它的逆系统的极点,所以如果系统的全部零点位于稳定区内,则称为逆稳定系统,否则称为逆不稳定系统。

最小方差控制方案实质上是对消过程的零点,而对于逆不稳定的系统使用这样的控制方案,就会使控制系统丧失稳定性。一个逆稳定的连续时间系统,经零阶保持采样后,可能得到一个逆不稳定的离散时间系统。因而我们必须对被控的离散时间系统的零点分布进行研究。

当采样时间为6.25ms,电机的位置输出对应于电压输入的传递函数为:

$$\frac{\Theta(z)}{U(z)} = 0.018 \left[\frac{z + 1.786}{(z - 1)(z - 0.93)} \right]$$

我们注意到,此时系统有单位圆外的零点,可见离散系统能保持原连续时间系统的稳定性,离散时间系统的零点却没有这种保持性。

采样时间延长, $T_s = 31.25\text{ms}$,我们看一下此时离散时间系统的传递函数:

$$\frac{\Theta(z)}{U(z)} = \frac{0.564(z + 0.901)}{(z - 1)(z - 0.698)}$$

采样时间延长,离散时间系统则是逆稳定系统,没有单位圆外的零极点。

综上所述,我们可以得出结论,只有把采样时间6.25ms 延长,才能利用最小方差控制。而这种方案又恰恰与要求我们的快速响应,快速同步相违背。我们试图折衷方案,采用31.25ms 的采样周期,又要实现快速响应。这里我们采用变速率采样,即在40c/s,80c/s 采用6.25ms 采

样,而在1c/s,2c/s,4c/s,10c/s,20c/s采用31.25ms采样时间。从实验结果(见表1)看,尽管这种方案在1c/s,2c/s时,同步时间略有改善,但从整体上讲,这种方案没有达到我们预期的缩短同步时间的目的,使我们不得不放弃这一方案。

表1 采用最小方差控制的实验结果与原控制系统的比较

摄影频率	1c/s	2c/s	4c/s	10c/s	20c/s	40c/s	80c/s
原系统同步时间 (均值 s)	2.67	1.55	1.14	0.9	0.87	1.22	1.33
改进后同步时间 (均值 s)	2.30	1.50	1.35	1.20	1.05	1.40	2.30

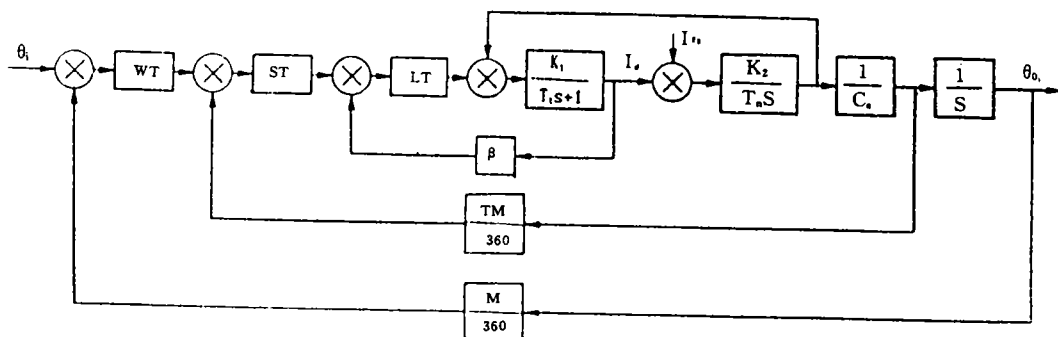
3.1.2 针对电机起动时的上升时间

为了缩短上升时间,我们只有采取措施使电机快速起动,具体作法是加入电流环。原系统有位置环,转速环,却没有充分利用电机的电流。我们这里引入电流环,充分利用电机的过载能力,获得最快的动态响应。

对于引入电流环的方法,我们考虑两种方案:

第一种方案:引入电流环的同时,引入转速环和位置环构成三环锁相调速系统,整个系统的框图如图4。

经过分析,我们发现,采用电流、转速、位置三环控制,优点是稳定性有保证,易于调整,而且电流环的引入也可以抵抗负载电流的变化,提高系统的抗负载能力,然而它的明显缺点就是响应较慢。因为在设计中,每次内环设计到外环都要采用内环的等效环节,而这种等效环节之所以能成立,是以外环的截止频率远低于内环的等效时间常数的倒数为基础的,这样位置环的截止频率被限制得很低,当然就限制了系统响应的快速性。这种快速性与稳定性的矛盾使我们放弃这一方案。



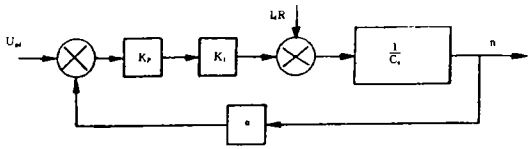
WT:位置调节器,ST:转速调节器,CT:电流调节器

图4 带电流环、转速环、位置环三环控制系统框图

第二种方案,引入电流环和转速位置双闭环的切换控制。

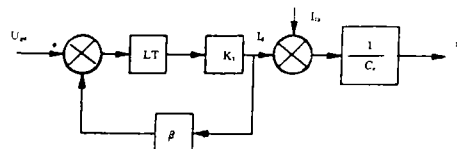
带转速负反馈的闭环调速系统的静态结构如图5,由此得到带转速负反馈时电机的静特性,如图7中曲线a。带电流负反馈时闭环系统的静态结构图如图6,由此得到带电流负反馈时

电机的静特性曲线,如图7中的曲线*b*。



k_p : 转速调节器的比例系数
 α : 转速检测反馈的传递系数

图5 带转速负反馈的调速系统的静态结构图



LT: 电流调节器
 β : 电机电流检测反馈系数

图6 带电流负反馈电机静态结构图

可见单引入电流负反馈时,电机转速升降很大,电机的静特性很软,不能保证电机的静态稳定。我们设想这样的一个反馈控制系统,其静特性由*a*、*b*两条曲线组成,在转速低时(起动时)用静特性*b*,接近给定转速时,自动切换到静特性曲线*a*,在两条曲线的交点*M*,实现切换。考虑到我们采用的是数字控制系统,对于这种切换式的非线性控制是能够实现的。

综上所述,通过几种控制方案的比较,我们选用第二种控制方案,即在起动时引入电流负反馈,使电机表现为恒流调节,即实现大电流迅速起动,在接近给定转速后,电流环开环,引入转速,位置负反馈把系统拉入位置随动的同步运行状态。

3.1.3 针对提高系统的抗干扰能力

我们采用上述的切换控制方案,在起动过程中,引入电流环,它同时可以抵抗负载电流的变化,提高系统的抗负载能力。在转速调节过程中,我们切掉了电流环,但希望在必要时实现快速制动。在设计和实现双向功率级过程中,遇到的主要问题是双向同时导通,因为原系统的输出是利用8098的脉宽调制输出口,其周期为256个状态周期,即

$$256 \times \frac{1}{8 \times 10^6} \times 3 = 96(\mu s)$$

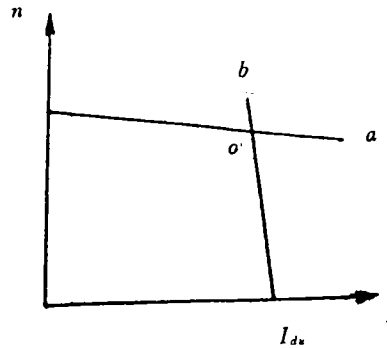
可见开关频率很高。

在这个开关频率下实现双向驱动,是存在许多困难,考虑在以后把脉宽调制频率降低,去实现双向驱动。

3.2 改进的实现

3.2.1 电流调节器的设计

带电流负反馈的系统结构图如图8所示(已等效成单位反馈环节)。由于电流调节过程比转



a—转速负反馈电机静特性
b—电流负反馈电机静特性

图7 电机连不同反馈时的静特性

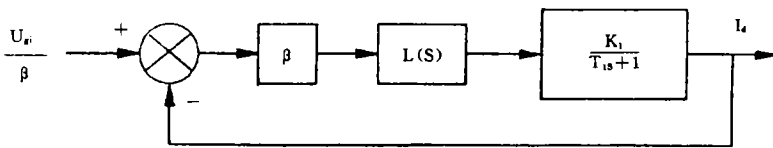


图8 等效电流环结构图

速和反电势的变化过程快得多,在设计电流调节器时,可暂不考虑反电势变化的影响,或者说认为 $\Delta E=0$ 。

由于在稳态要求上,我们希望电流环作到无静差,而且在动态响应上,我们希望保持电枢电流在起动过程中不超过允许值,即不希望超调,因此,我们把电流环校正成 I 型系统。

电流调节器采用 PI 调节器,其传递函数为

$$L(S) = \frac{k_i(\tau_i s + 1)}{\tau_i s}$$

校正参数的选择: $\tau_i = 0.0018$

$$k_i = 0.024$$

3.2.2 电流给定的确定:

电机处于轻载运行,工作电流一般为 2A 左右,我们把给定电流设定为 2A。

3.2.3 电流环与转速位置双环切换点的条件

起动时电机电流的负载变化如图 9,我们把转速接近给定转速作为切换条件。为了防止在转速降低后,执行反切换,我们设置了切换标志,并把切换标志的判别先于转速检测,一旦切换标志置 1,则不再作转速检测,也就是说,起动过程结束后,电流环即被切掉。

电流环的运作和切换过程如下:起动时不断进行电流采样,比较,每次电流检测之后,都要进行转速检测,看是否接近给定转速,当差值小于我们设定的 $\Delta\theta_0$,则切掉电流环,引入转速环和位置环,把电机拉到同步。

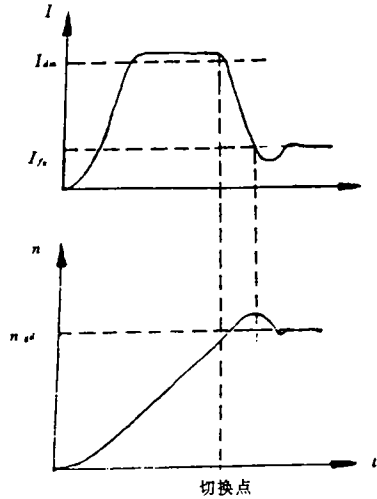


图9 起动时电机电流、转速变化图

4 电流环的硬件设计

4.1 电流检测的硬件电路

电流检测的硬件电路如图 10,其中 R_1 用来检测电源输出的电流,结型场效应管作为缓冲器。其中: $R_1 = 0.1\Omega$ 1%; $R_2 = 2k\Omega$ 1%; $R_3 = 100\Omega$ 1%。

$$V_L = \frac{R_1 \cdot R_3}{R_2} \cdot I_L$$

4.2 与 8098A/D 转换的接口(接口电路如图 11)。

$$V_{1N} = V_L$$

4.3 电流环的传递函数

8098 的 A/D 转换器的模拟输入电压必须在 $0 \sim V_{REF}$ ($0 \sim 5V$) 之间, A/D 转换为 10 位 A/D 转换。当输入电压为 V_{1N} 时, A/D 转换器输出的数字量 D 为

$$D = 1023 \times \frac{V_{1N} - ANGND}{V_{REF} - ANGND} = 1023 \times \frac{V_{1N}}{5}$$

因此,图 8 中反馈系数 β 为:

$$\beta = \frac{R_1 \cdot R_3}{R_2} \times \frac{1023}{5}$$

$$= 409.2$$

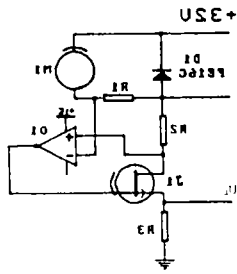


图10 电流检测的硬件电路图

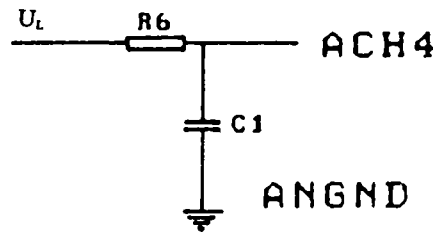


图11 电流检测与8098A/D转换的接口

5 摄影同步控制系统的软件设计

整体软件由主程序模块和几个中断服务程序构成,主程序主要完成初始化;外部中断服务程序中主要完成鉴频的准备和摄影频率是否发生变化的鉴别,在软件定时器中断中主要完成电流环和转速及位置双闭环控制的切换,以及具体计算转速环,位置环的控制参数及控制PWM脉宽输出;嵌套其中的A/D转换服务程序则完成电流环控制参数的给出。

5.1 A/D转换结束中断服务子程序

给出电压控制的计算

$$u(n) = u(n - 1) + (k_1 + \frac{k_1 T}{\tau})e(n) + k_1 e(n - 1)$$

6 实验结果及分析

实验结果与原系统结果比较见表2.可见,取得的结果是令人满意的,尤其在低频段,改进的效果较为明显。

表2 实验结果与原系统结果的比较

摄影频率	1c/s	2c/s	4c/s	10c/s	20c/s	40c/s	80c/s
同步时间 (s)	均值	2.67	1.55	1.14	0.9	0.87	1.33
	最大	4.0	2	1.56	1.2	1.2	1.67
同步时间 (s)	均值	2.10	1.05	0.90	0.78	0.80	1.20
	最大	3.0	2	1.56	1.1	1.2	1.40

参 考 文 献

- [1] P. J. Gawthrop, Self-tuning PID controllers, algorithms and implementation. IEEE Trans. Automat control, 1986, AC-31(3)
- [2] 李清泉, 自适应控制系统理论、设计与应用. 北京: 科学出版社, 1990
- [3] 贺允东, 数字控制系统. 北京: 人民邮电出版社
- [4] 陈伯时, 自动控制系统. 北京: 机械工业出版社
- [5] D. R. 威尔桑, 伺服系统设计的现代实践. 北京: 国防工业出版社.

Study on Synchronous Control System of Theodolite Camera

Feng Gang, Li Guisheng

(Changchun Institute of Optics and Fine Mechanics,
Chinese Academy of Sciences, Changchun 130022)

Abstract

The synchronous control system of Theodolite camera is analysed, then several feasible control schemes are raised and discussed. In the end, the schemes are laid emphasis on one of them, which used DC motor as execution unit and SCM-8098 as CPU. In the scheme, current detecting unit is added to the original control system. At the time of starting the motor, the current detecting feedback is switched on until the rotational speed of the motor close to the given speed, then the current feedback is switched off, speed-positon double loop control system is put into operation. According to the result of the experiment, we could say the scheme is effective, and the performance of the synchronous control system was improved.

Key words: synchronous control, Digital control system, SCM-8098 control system, servo system