

基于 FPGA 的摆臂伺服控制系统设计

周丽莞¹, 周永鹏²

(1. 武汉华中数控股份有限公司, 湖北 武汉 430223;

2. 华中科技大学, 湖北 武汉 430074)

摘要: 摆臂伺服控制系统是大气红外干涉仪的重要组成部分, 在分析干涉仪工作原理和伺服控制需求的基础上, 给出了一种采用 FPGA 实现伺服控制、结合典型 H 型直流 PWM 电路, 构成数字化摆臂伺服控制系统的设计方法, 仿真与实验结果验证了设计的正确性。

关键词: 现场可编程门阵列; 音圈电机; 伺服控制

中图分类号: TP273

文献标识码: A

文章编号: 0258-7998(2013)11-0078-03

Design of swinging arm servo control system based on FPGA

Zhou Liwan¹, Zhou Yongpeng²

(1. Wuhan Huazhong Numerical Control Co., Ltd., Wuhan 430223 China;

2. Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: Swinging arm servo control system is a key component of the atmospheric infrared interferometer. In this paper, the working principle of that interferometer and the design requirements for the servo control are analyzed. Then, a digital servo control system is designed and constructed, which is composed of FPGA and typical H-DC PWM circuit. In addition, simulation and experimental results are provided to evaluate the performance of the design scheme.

Key words: FPGA; voice coil motor; servo control

基于迈克逊干涉原理的红外光谱仪可利用太阳光穿过待测大气的入射光进行光谱分析获得大气的物质成分信息, 它主要由摆臂干涉仪、光电检测和光干涉图像数据采集处理几部分组成, 如图 1 所示。

射光束。这两路光束各自通过反射镜(角镜、动镜)和固定的端镜重新返回到分束镜处, 产生光干涉, 两光束峰峰同相位时光强增加、反相位时抵消。当动镜运动时, 引起光通过的光程变化, 使最终形成的光干涉强度呈余弦变化, 干涉强度为光程差的函数。对复合光的干涉图进行傅里叶逆变换即可获得反映物质成分的单色光的光谱信息^[1]。图 1 中, 入射光 1 以 45°角射入分束器, 透射光 2 经角镜反射沿 3-4-5-6-7-8-9 返回分束器; 反射光 9 经 8-7-6-5-4-3-2 返回, 与透射返回光形成干涉后从 10 输出。与此同时, 作为基准信号的激光也沿同光路形成干涉图样, 利用激光探测器处理后可获得以光程差为周期的脉冲电信号, 它的频率变化与干涉仪光程差速度变化对应, 可将其作为实时的光程差速度反馈信号和摆臂转角位置反馈信号, 同时还被用作太阳红外干涉图模数采样的触发信号, 实现等光程差采样, 以保证采集光谱的稳定性。在光程差已知的情况下, 通过采集光源在某些点产生的干涉波形(光强弱变化规律)推断出哪种波长的光线被大气层吸收, 就可以推断出大气层中化学物质的种类和含量。

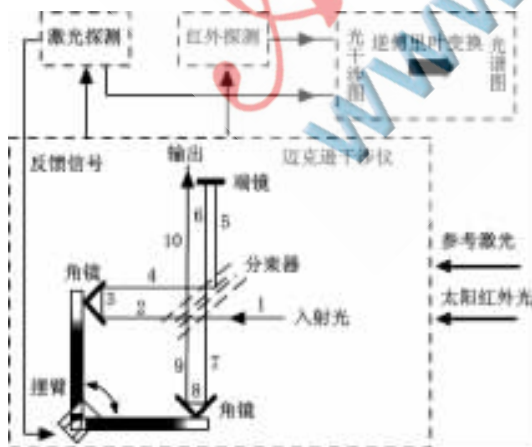


图 1 红外光谱仪结构示意图

基本工作原理为当单色光入射至反射率和透射率各为 50% 的分束器上时, 会形成两束等强度的反射和透

测控技术与仪器仪表 Measurement Control Technology and Instruments

本文系统摆臂采用音圈电机^[2]驱动,主要控制技术要求为:摆动角度 $\pm 10^\circ$ 、光程差速度 25.2 cm/s;调头时间 75 ms;光程差速度稳定性为 99%。

摆臂伺服分系统在整个系统中的作用为:根据系统分析光谱分辨率的要求,控制摆臂机械部分在一定的角度循环摆动。摆动过程中,采集激光系统反馈的电信号,经过对电信号的信息处理,形成反馈信息,控制音圈电机带动摆臂转动,在规定范围内实现使光学系统光路以一定的速度匀速变化;同时实现相关分系统工作状态的监控功能,显示各系统的工作状态。

由采样定律和光谱分辨率可知,要想获得优质的干涉图样,必需保证系统的采样间隔不大于 $1\ \mu\text{m}$ 且采样点不少于 30 万个。在如此大量数据采集情况下,干涉图极易受诸多因素干扰,故其对摆臂分系统的运动速度控制精度、位移控制精度都有严苛的要求。另外,摆臂系统还受到空间的限制。摆臂必需在一定范围内完成循环摆动,若超出最大行程则极易损坏光学器件,使整个系统报废。在满足系统空间限制的情况下,摆臂系统还必需保证一定的采样时长,这就要求摆臂系统在有限空间内做往返运动时的调头要快速、稳定。

1 摆臂分系统的结构与模型分析

系统摆臂的摆动采用永磁式音圈电机控制,电机额定电压 12 V;额定电流 3.4 A;内阻 $5\ \Omega$;电磁时间常数 $T_e=0.44\ \text{ms}$ (计入电枢回路串入平波电感量 1 mH);转矩常数 $K_T=0.35\ \text{Nm/A}$;转动惯量 $J_m=9\times 10^{-5}\ \text{kgm}^2$;摆臂长为 0.135 m、质量 1.352 kg、摆轴扭转弹性系数 $k=1.67\ \text{Nm/rad}$;负载惯量 $J_l=0.0182\ \text{kgm}^2$ 。

音圈电机的电势平衡方程和转矩平衡方程分别为:

$$E=L\frac{di}{dt}+Ri+K_T\omega \quad (1)$$

$$J_m\frac{d\omega}{dt}=K_Ti \quad (2)$$

拖动摆臂系统时,带有角镜的摆臂通过一弹性枢轴与音圈电机联接,实现无摩擦接触。弹性枢轴产生的弹力大小与转角成比例。因此摆臂系统的转矩平衡方程为:

$$J\frac{d\omega}{dt}=K_Ti-k\theta, J=J_m+J_l \quad (3)$$

这里 E 为电机供电电压; R 为电机内阻; L 为电机等效电感; i 为电机电流; ω 为电机角速度; θ 为电机转过角度; J 为电机与摆臂的总惯量。

由于光线是直线传播的,而音圈电机驱动的角镜在摆动时是作弧形转动的,因此,为了保证摆动时光程差保持为常数,音圈电机的角速度并不是常数。可以证明,它们之间的关系满足:

$$\omega=\frac{v}{8r\cos\theta}=\frac{v}{8r}\sec\theta \quad (4)$$

其中 r 为摆臂的长度, v 为光程差线速度。考虑到电机摆动角度被限制在 $\pm 10^\circ$ 范围,对 $\sec\theta$ 函数在零点邻域以泰

勒级数展开并取 1 阶近似,可以得到给定光程差速度时的电机角速度关系为:

$$\omega_r=\frac{v}{8r}\sec^2\left(\frac{\sqrt{2}}{2}\frac{v_r}{8r}t\right) \quad (5)$$

由此可知,在保持光程差速度为常量的情况下,电机角速度是时变的。这表明这种驱动摆臂的音圈电机伺服系统应当按照位置随动伺服系统的控制要求进行设计。

根据控制性能需求,本文设计的 FPGA^[3]摆臂伺服系统如图 2 所示。



图2 摆臂分系统伺服控制结构框图

控制系统采用位置、速度、电流 3 闭环结构,与普通电力拖动的位置伺服设计类似,位置环采用 P 调节,速度、电流环采用 PI 调节。为了减小跟踪误差,引入比例位置前馈到速度环输入端,考虑到摆臂轴的弹性扭转特性,引入比例位置前馈到电流环输入端以抵消(3)式中 $-k\theta$ 项对速度控制的扰动。

2 FPGA 控制软件的实现

2.1 前馈模块

位置前馈为简单的比例,离散化后的递推公式为:

$$u(k)=K\theta_r(k) \quad (6)$$

在 FPGA 中,对位置指令作简单的乘法运算即可。系数 K 一般以浮点的形式出现,例如本文输入到速度环的前馈系数为 $K=1.35$,运算时需考虑小数部分的取舍问题。本设计中采用的寄存器位数足够高,实现时将乘法模块中小数部分做移位化整进行运算,然后根据小数的位数舍掉相应的位数,再在高位补零。值得注意的是,由于对原指令做乘法运算,故一定要扩充存放前馈处理后指令数寄存器位数,否则会产生溢出危险。

按照上面的功能要求和实现方法,运用 Verilog HDL 程序加以实现,其时序仿真如图 3 所示。其中 data 为模拟的位置指令, k 为前馈比例系数,dataout 为前馈模块输出。



图3 前馈模块仿真

2.2 位置调节器模块

位置调节器模块是将位置指令与位置反馈进行比较,取其差值,按预定算法运算后为系统提供位置调节

测控技术与仪器仪表 Measurement Control Technology and Instruments

输出,需要该模块含有偏差计算功能和比例运算功能。离散化后递推公式为:

$$u(k) = K_p[\theta_r(k) - \theta(k)] = K_p e(k) \quad (7)$$

采用 FPGA 实现时将反馈量与给定量转换为补码形式参与运算。根据二进制数的运算规则可知,两数的减法运算可方便地由加法电路来处理。为方便系统对反馈量的正负加以区分,设计中制定一位标志位用以区分反馈方向是否与指令给定方向一致,当反馈量相对于给定量为正时(电机运动方向与期望方向一致),标志位置为 0;当反馈量相对于给定量为负时(电机运动方向与期望方向相反),标志位置为 1。标志位为 0 时表明位置偏差为反馈量减给定量,反馈量做取反加一运算后参与加法计算;标志位为 1 时表明位置偏差为给定量加反馈量,反馈量直接参与加法计算即可。在模块中设置两个寄存器分别存储给定值和反馈值的补码形式。对这两个寄存器值做加法运算后即得所需偏差值。为方便后续运算,设计中将偏差寄存器扩充一位作为符号标志位,当偏差值小于 0 时,将偏差寄存器最高位置 1,反之置 0。偏差值与 K_p 相乘即得位置调节器模块输出。

该模块运用 Verilog HDL 程序加以实现,取 $K_p=150$ 得到的时序仿真如图 4 所示。



图 4 位置调节器模块仿真

give 为系统给定位置指令, preg 为经过处理的位置反馈指令, flag 为反馈方向标志位, addreg 为偏差值, mul 为模块输出。由仿真图可看出,模块在系统时钟 clk 上升沿时进入工作状态。当 flag 置位时,反馈量与给定量做相加运算,反之做相减运算。当反馈量大于给定量时,偏差寄存器与模块输出寄存器最高位将置 1,反之置 0。

2.3 PI 调节模块

速度、电流均采用 PI 调节,PI 的增量式递推公式为:

$$u(k) = u(k-1) + ae(k) - be(k-1) \quad (8)$$

一般采用的增量式控制算法虽然可以减少运算量,加快 FPGA 处理速度,但其也存在一些缺陷。当系统在启动、停止或大幅度增减设定值时,短时间内系统存在的大偏差会造成 PI 调节器的积分积累,致使算得的控制量超过执行机构可能最大动作范围的极限控制量,最终引起系统超调,甚至引起系统振荡。本文采用积分分离算法来解决这一问题。实现方法是在积分累加器中设定一个限幅值,当积分累加器中的值超过此值时,调节器将积分功能屏蔽变为 P 调节器,并将累加器中的值清零,此时系统的输出只与当前时刻输入有关而与系统前期状态无关,这样可使系统状态突变(如换向运行)时快

速响应,避免系统偏差累计引起振荡。当累加器中的值小于限幅值时,调节器为 PI 调节器。图 5 为带限幅值的 PI 速度调节器时序仿真图,其中设计取 $a=0.309, b=0.009$,限幅值为 512。



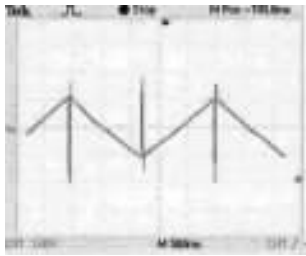
图 5 带限幅值的 PI 时序仿真图

从图 5 可见,模块在 clk1 上升沿动作,当偏差值 preg 没有超过给定限幅值时,addreg 对偏差值做累和运算, data 为模块比例环节输出, dout2 为模块比例积分调节数。系统速度环使用 PI 调节器。而当偏差值大于限幅值时,addreg 清零,此时积分运算环节关闭。当下一时钟上升沿来临时计算此时偏差值,若没超过限幅值积分环节重新参与运算。dout2 最高位为符号位,0 表示输出数为正数,1 表示输出数为负数,如图中 10045 表示速度调节环调节指令数为 -45。电流调节器设计完全相同,参数按典型 1 型系统设计^[4]选取,不再重述。

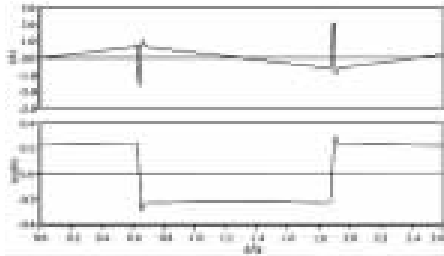
3 实验结果与结论

本文设计的图 2 所示控制系统采用 16 V 直流电源通过 H 桥对音圈电机供电,H 桥所用场效应管型号为 IRF510;电机为 BEI 公司的 RA-10-002A;FPGA 型号为 EP2C8Q208C8N。利用 FPGA 构造位置、速度、电流调节器与相应反馈处理电路形成 3 闭环加前馈控制,输出 PWM 信号通过电平转换完成驱动,调制频率为 40 kHz,电流采用霍尔取样^[5]。

实验获得的摆臂在 $\pm 10^\circ$ 左右范围内周期摆动过程中对给定的 25.2 cm/s 光程差速度的跟踪特性如图 6 所示。由于速度采用 PI 调节,在快速调头的起动、制动到达指定速度时均存在一定超调,幸而系统在此加减速阶段的数据是视为无效的,本系统允许的调头无效数据时间为 75 ms,实验结果的调头波形到达目标轨迹的时间小于 66 ms,平均调头时间为 65.1 ms。在整个稳定摆动区间,随摆角变化,音圈电机角速度的变化规律与式(4)描述的相一致,电机角速度绝对值最小为 0.234 55 rad/s(摆臂摆动中心位置,对应电流过 0 位置附近)和 0.237 15 rad/s(最大摆角处、调头前瞬间,如图中 0.6 s 附近位置)。音圈电机的电流如图 6(a)所示,其中每伏对应电流 0.8 A。由图可见,为了克服摆臂的弹性扭矩,电流随摆角线性增大,调头时,较大的反向电流促使摆臂迅速减速调头反向,完成调头后,线性增长的电流平衡弹性扭力,保证摆臂稳定运行。摆臂分系统的摆动运行周期约为 2.5 s。实验采集获得的速度数据分析表明,在有效数



(a) 示波器采集的电流波形



(b) 计算机采集处理绘制的电流与转速波形

图6 摆动周期中电机的电流和角速度波形

据区域,虽然光程差速度的离散值在不停地变化,但其速度波动范围始终保持在 0.7% 范围,满足 99% 的性能

指标要求。

实验结果表明,这种采用 FPGA 设计的伺服系统达到了预期的设计目标。对于调头过程中存在的超调,还可以进一步通过调节器控制策略的改进获得改善。

参考文献

- [1] 窦秀明,代作晓,华建文,等. 音圈电机驱动光谱仪动镜的数字控制[J].科学技术与工程,2007,7(17):4292-4295.
- [2] 张大卫,冯晓梅.音圈电机的技术原理[J].中北大学学报(自然科学版),2006,27(3):224-228.
- [3] 曾庆立,陈炳全.全数字直流电机 PID 控制器的 FPGA 实现[J].机电产品创新,2008,21(1):145-146.
- [4] 杨耕,罗应立,等.电机与运动控制系统[M].北京:清华大学出版社,2006:128-160.
- [5] 王离九.电力拖动自动控制系统[M].武汉:华中理工大学出版社,1991:95-112.

(收稿日期:2013-06-26)

作者简介:

周丽莞,女,1983年生,工程硕士,主要研究方向:数控伺服与智能控制。