

# 基于 MSP430 的圆感应同步器方位测角系统

李海斌 蔡伟

(第二炮兵工程学院 二系, 西安 710025)

**摘要** 为了克服一般光学经纬仪读数不便的弱点, 实现在不同转速下对方位角的精确测量, 设计了基于 MSP430 的圆感应同步器方位测角系统。根据系统工作原理, 设计时采取了完善的硬软件措施, 减小可能给系统带来的误差。整个系统电路简单, 结构紧凑, 精度高, 抗干扰能力强, 在恶劣环境工作可靠, 具有操作方便、读数直观的特点, 能良好满足实际要求。文章介绍了设计的基本原理, 并给出了系统的相关电路和软件设计。

**关键词** 圆感应同步器; 方位角; AD2S80A

## 0 引言

方位角是导弹瞄准定向中的重要参数。为了提高战场生存能力, 缩短导弹武器发射准备时间, 需要快速准确的获取方位角信息, 但用于导弹方位角测量的经纬仪一般采用光学读数, 且不设清零功能, 存在准确度不高、操作不便的弱点。以圆感应同步器和数显电路构成的闭环测角系统, 具有结构简单、抗干扰能力强的特点, 在导弹武器瞄准定向中受到广泛应用。本文设计了以圆感应同步器为角度传感器, 以 AD2S80A 为轴角转换器的方位测角系统, 设计中系统工作原理引起的转换误差采取了相应的硬软件措施, 提高了测角准确度。

## 1 系统工作原理

系统中, 圆感应同步器工作于单相激磁, 双相输出方式。当圆感应同步器转子绕组中通以正弦电流时, 在定子绕组输出随转角成正余弦规律变化的电势, 将带有转角信息的双相电势进行角度解算后可得到自然的二进制数字角度。极数为 720 的圆感应同步器安装在光学瞄准仪竖轴系上, 它所转过的角度即瞄准仪照准部转过的角度。

若圆感应同步器转子激磁信号为

$$u = U_m \cos \omega t \quad (1)$$

当系统转速  $\omega_n = d\theta_D/dt = 0$  (电弧度/秒) 时, 设  $u_m = U_m/k_u$ , 则定子绕组两相输出感应电势<sup>[1]</sup>分别为

$$\left. \begin{aligned} e_A &= u_m \cos \theta_D \sin \omega t \\ e_B &= u_m \sin \theta_D \sin \omega t \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中,  $U_m$  为激磁电压幅值;  $k_u$  为基波(时间)电压传递系数;  $\omega$  为激磁电压角频率;  $\theta_D$  为连续绕组与 A 相绕组导体中心线的夹角(电弧度)。

如图 1, 两相输出经前置放大后, 信号放大倍数为  $k_v$ 。输出为  $e_{A_t}, e_{B_t}$ :

$$\left. \begin{aligned} e_{A_t} &= k_v e_A = k_v u_m \cos \theta_D \sin \omega t \\ e_{B_t} &= k_v e_B = k_v u_m \sin \theta_D \sin \omega t \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

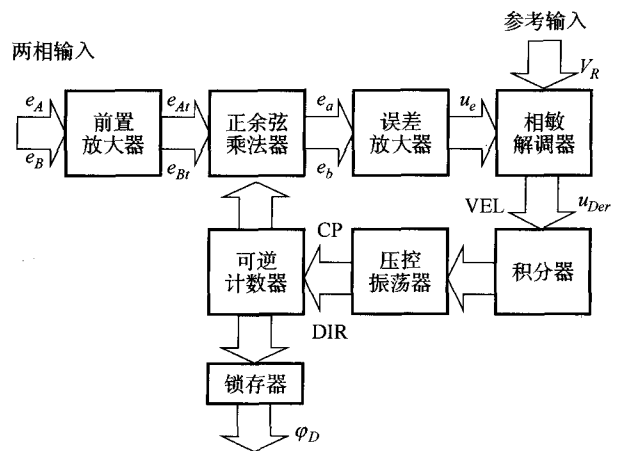


图 1 AD2S80A 工作原理图

$e_{A_t}, e_{B_t}$  进入 AD2S80A<sup>[2]</sup> 的高速正余弦乘法器, 对应着与 AD2S80A 的反馈信号  $\varphi_D$  形成的  $\sin \varphi_D$ 、 $\cos \varphi_D$  信号相乘, 输出信号为  $e_a, e_b$ :

$$\left. \begin{aligned} e_a &= e_{A_t} \sin \varphi_D = k_v u_m \cos \theta_D \sin \varphi_D \sin \omega t \\ e_b &= e_{B_t} \cos \varphi_D = k_v u_m \sin \theta_D \cos \varphi_D \sin \omega t \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

$e_a, e_b$  进入放大倍数为  $k_e$  的误差放大器, 得到输入角度与输出角度之间的误差函数。

## 测量与设备

$$u_e = k_e(e_a - e_b) = ku_m \sin(\theta_D - \varphi_D) \sin \omega t \quad (5)$$

式中  $k = -k_k k_v$ ,  $u_e$  为误差放大器输出, 将  $u_e$  送入带通滤波及相敏解调器后得到直流误差信号  $u_{Der}$ :

$$u_{Der} = \pm \frac{2}{\pi} u_m \sin(\theta_D - \varphi_D) \quad (6)$$

上式在  $\omega_n = 0$  成立的条件下推出, 若  $\omega_n \neq 0$ , 则:

$$u_{Der} = \pm \frac{2}{\pi} u_m \left[ \sin^2(\theta_D - \varphi_D) + \left( \frac{\omega_n}{\omega} \right)^2 \cos^2(\theta_D - \varphi_D) \cos^2 \beta \right]^{\frac{1}{2}} \quad (7)$$

其中,  $\beta = \arctan \left[ \frac{\omega_n}{\omega} \cot(\theta_D - \varphi_D) \right]$ 。

$u_{Der}$  信号经过积分器积分, 产生一正比于轴角转速  $d\theta_D/dt$  的测速电压 VEL 信号, VEL 用来控制

宽动态范围压控振荡器(VCO)。VCO 输出 CP 脉冲与 VEL 成正比, 作为可逆计数器的计数脉冲, 偏差信号  $u_{Der}$  的极性决定了计数器进行加法计数还是减法计数, 计数的同时, 使输出角  $\varphi_D$  向输出角  $\theta_D$  接近。 $\varphi_D$  跟踪  $\theta_D$ , 可以反映感应同步器转角的大小, 它一方面经过锁存器输出, 另一方面, 它又是 AD2S80A 的反馈信号, 进入正余弦乘法器形成  $\sin \varphi_D$ 、 $\cos \varphi_D$  信号。由式(7)知, 当系统转速不为零时, 易引入转换误差, 需在系统硬软件上采取相关措施。

### 2 系统硬件组成

系统主要由激磁电路、信号调理电路、AD2S80A 轴角转换电路、单片机接口电路、显示电路等组成, 如图 2 所示。

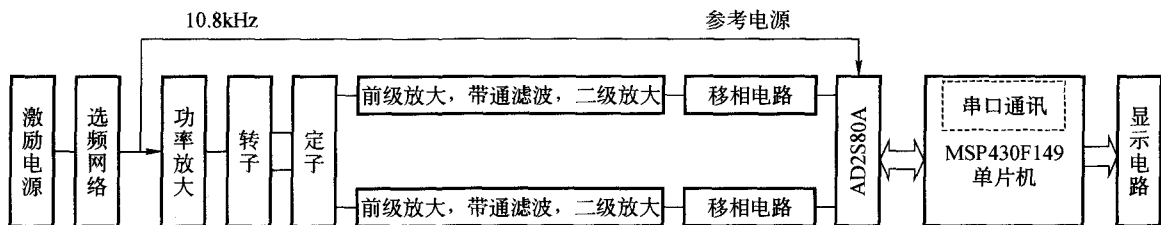


图 2 系统硬件框图

#### 2.1 激励电路

激磁信号的波形失真容易导致转换误差, 因此激励电路的目的是产生一个相位和幅值都很稳定, 频率符合要求, 并且具有一定功率驱动能力的正弦波。由 CD4060 将石英晶体分频产生 10.8kHz 方波, 经过带通滤波器选频成同频率正弦信号, 由 LM1875 功率放大后, 作为圆感应同步器转子的激磁信号。

#### 2.2 信号调理电路

圆感应同步器两相信号的相位差, 两相信号与参考信号的相位差以及输出信号的奇次谐波都将导致系统高速运转时的转换误差<sup>[3]</sup>。在信号调理中, 从圆感应同步器感应出来的微弱信号由高增益低噪声芯片 LM387 在屏蔽盒就近放大, 并由滤波电路滤除引入电路的干扰。信号进入 AD2S80A 前, 由移相电路使两相信号严格正交, 再经二级反向比例可调电路使信号幅值达到 2V, 满足 AD2S80A 的输入要求。

#### 2.3 AD2S80A 与单片机接口电路

AD2S80A 有 4 种不同的分辨力, 分辨力与其跟踪速度成反比关系。为了同时满足系统不同转速和

精度的需要, 用户可通过 SC1、SC2 选择合适的分辨力。测角系统在 10、14 位两种分辨力之间切换, SC2 接低电平, 通过 SC1 进行分辨力切换, 接口电路如图 3。

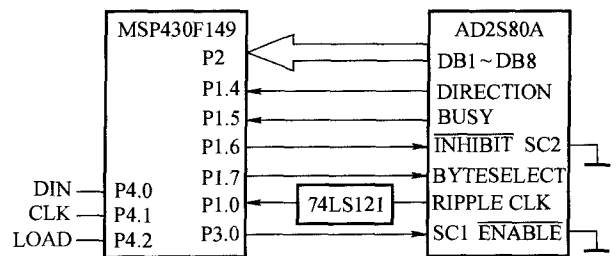


图 3 单片机与 AD2S80A 接口

在分辨力设置好的情况下, 正余弦两路角度信号进入芯片时, AD2S80A 不需要任何命令就自动进行数据转换。此时 BUSY 信号为高, 数据正在转换, 不能进行读取。BUSY 为低时, 因为  $\overline{\text{ENABLE}}$  接地, 控制  $\overline{\text{INHIBIT}}$  信号可以读取数据。数据通过 16 位或 8 位总线传输。为简化电路, 对数据的读取, 利

用 BYTeselect 信号将低八位信号复制到高八位 DB1~DB8 上,分高低字节两次读取。数据线只能输出一个节距范围内的角度信号,对于 720 极圆感应同步器,一个节距相当于 1 度。1 度以上角度由 RIPPLE CLK 输出,圆感应同步器每转过一个节距,发出一个脉冲,角度变化 1 度。RIPPLE CLK 信号的最长时间为 600ns,而单片机指令最短的处理时间为 1 $\mu$ s,为了可靠起见,电路设计中加入一单稳多谐振荡器,使信号延长到 10 $\mu$ s,防止整数丢失。DIRECTION 表示角度的增减,对应系统的正反转。通过数据线,RIPPLE CLK、DIRECTION 信号,单片机可以采集 360°范围内任意角度。

#### 2.4 显示电路

显示电路用 MAX7219 作驱动。MAX7219 是共阴极驱动集成芯片,可驱动 8 位 LED 数码管。芯片内部含有一个显示寄存器,为 8 $\times$ 8 的静态 RAM,用来存储每一个要显示的数据;5 个控制寄存器,即扫描范围寄存器、译码寄存器、显示亮度寄存器、关闭寄存器、显示测试寄存器。根据需要,用户可以设置显示位数,选择译码或不译码方式,并可对显示亮度等进行设置。系统数据显示范围为 0°~359°59'59",设置扫描寄存器为 7 位,数据译码后显示。MAX7219 芯片通过 DIN、CLK、LOAD 3 根信号线以串行方式与单片机接口,因而硬件结构十分简单,软件可按实际需要灵活编程,达到用软件编程节省硬件开销,简化电路的目的。

### 3 系统软件

系统软件流程如图 4 所示。主要包括系统初始化、系统清零、动静切换、数据的采集处理、动态误差的补偿和数据显示等。

#### 3.1 动静切换

系统可在低速(静态),或较高速(动态)的条件下工作。为满足精度要求,分辨力越高越好。由于 AD2S80A 的分辨力与跟踪速度成反比,在系统高速时,如果设置较高的分辨力,跟踪速度很难达到要求,输出角度难以跟踪输入信号角度,造成转换误差。为了兼顾高分辨力与快速跟踪的要求,在设计时,采用了动静切换技术,即系统动态时,AD2S80A 转换器以 10 位分辨力快速跟踪角度值的变化;系统静止后,将转换器的分辨力切换到 14 位,既满足测角分辨力的要求,又不会因跟踪速度小造成丢数。

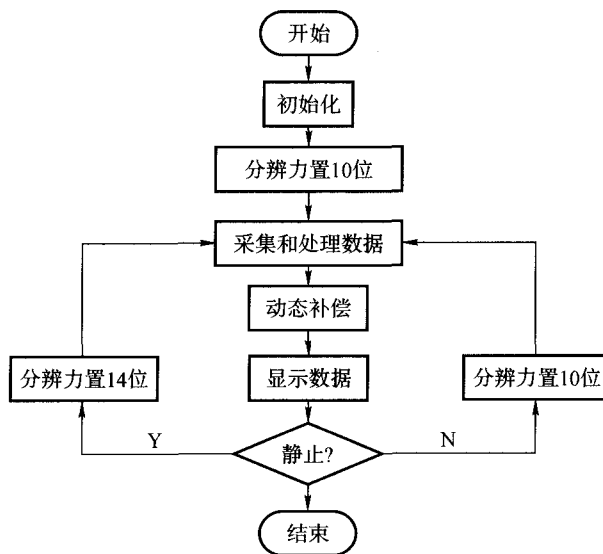


图 4 软件流程

动态切换的关键是判断系统是否停止或转速很低。采用的方法是先判断当前所用的分辨力,并将处理后的数据与上次采集的数据进行比较。当前使用 14 位分辨力时,如果数据度分位有变化,则按动态处理,立即切换到 10 位分辨力;当前使用 10 位分辨力时,如果度分位连续 5 次不发生变化,则按静态处理,转换为 14 位分辨力。大多数情况下,系统采用 10 位分辨力,具有很高的跟踪速度,不存在跟踪不上的问题。

#### 3.2 清零功能的设置

系统工作后,每次角度值将存入单片机 RAM,在下次操作时,单片机将在原 RAM 的基础上计数。显示的角度也将不是第二次操作实际转过的角度。利用单片机中断复用口设置清零功能可将系统中大于 1 度的值完全清除,而将小于 1 度的信号数据保存。操作时,先清零,这样,每次显示的都是当前实际角度值,避免了以往测角时需要分别读取起始点角度值,通过相减运算,才能求得实际转角的不便。

#### 3.3 动态误差补偿

系统转速不为零时,输出不能完全跟踪输入,由转速引起的动态误差需要进行补偿。

补偿的方法是测出系统在不同转速  $\omega_i$  下的动态误差  $\Delta(\omega_i)$ ,用最小二乘法拟合误差曲线  $P(\omega)$ ,使  $\sum_{i=1}^k [\Delta(\omega_i) - P(\omega_i)]^2$  最小,得到  $P(\omega)$  后,用

## 测量与设备

$P(\omega)$ 修正测量值  $\theta(\omega)$ <sup>[5]</sup>,原理如图 5 所示。

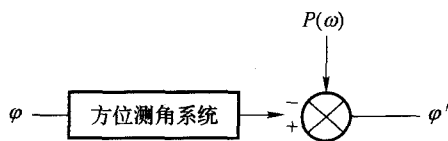


图 5 误差补偿示意图

$\varphi$  为真值;  $\varphi'$  为补偿后的输出;  $\mu(\omega)$  为测量值的期望值; 误差补偿后  $\varphi'$  的期望值为

$$E(\varphi') = E[\theta(\omega)] - P(\omega) = \mu(\omega) - P(\omega) \quad (8)$$

$$\varphi - E(\varphi') = \varphi - \mu(\omega) + P(\omega) = P(\omega) - \Delta(\omega) \quad (9)$$

根据  $P(\omega)$  的定义, 此时  $\varphi - E(\varphi')$  的偏差最小。即用  $P(\omega)$  进行误差补偿后, 动态误差减小, 系统精度得到了提高。

### 4 实验及结论

利用多齿分度台检测本系统测角误差。实验采用 361 齿多齿分度台, 在圆周 23 个点进行检测。分度台 23 点对应标准角度为  $\varphi_{\text{标}}$ , 往测和返测得数据  $\varphi_{\text{往}}$ ,  $\varphi_{\text{返}}$ 。  $i = 0, 1, 2, \dots, 22$ 。

误差曲线如图 6, 分别求往测与返测对标准角的偏差  $\varphi_{i1}$ ,  $\varphi_{i2}$  两者之差的均值  $\varphi_{\text{平均}}$  的峰峰值为一次水平测角误差, 即

$$\Delta = \varphi_{\text{平均max}} - \varphi_{\text{平均min}} = 8''$$

系统设计中, 充分利用了标准化集成芯片, 并多处运用软件编程简化硬件电路。MSP430F149 单片机引入系统, 其丰富的 I/O 接口及大容量的存储空

间, 避免了 I/O 及存储空间扩展, 使整个系统电路简单、结构紧凑。设置了中断清零功能, 结果采用数码显示, 系统操作使用方便。采用动静切换和动态误差补偿技术减小转换误差, 测角精度高, 一次水平极限误差达到  $8''$ 。经过软件测试和硬件环境试验, 系统使用效果良好, 达到实际要求。

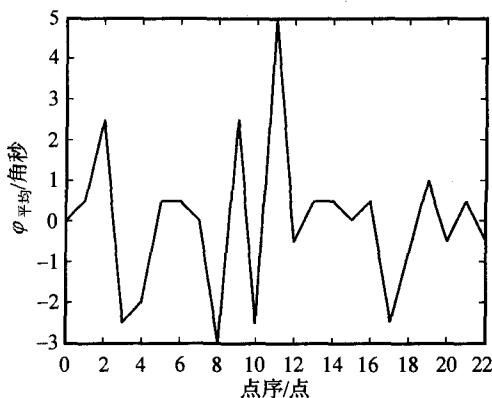


图 6 误差曲线

### 参考文献

- [1] 陆永平, 岑文远. 感应同步器及其系统[M], 第二版, 北京: 国防工业出版社, 1985(5): 170~176
- [2] ANALOG DEVICE. Variable Resolution, Monolithic Resolution-to-Digital converter[S], 1~16, 2000
- [3] 曾庆双, 刘福荣. 基于轴角转换器的一种高精度动态测角系统[J], 中国惯性技术学报. 2002, 10(5): 60~63
- [4] 胡大可. MSP430 系列 FLASH 型超低功耗 16 位单片机[M], 第一版, 北京: 北京航空航天大学出版社, 2001: 84~91
- [5] 蒋锐权, 李文华, 熊仁生. 圆感应同步器数显系统动态跟踪精度性能的研究[J], 光子学报, 951~952 1996, 25(10): 951~952

## 高精度转动惯量测量设备的研制

丁雪松 李慧鹏 王军 唐文彦

(哈尔滨工业大学, 哈尔滨 150001)

**摘要** 研制了一台高精度转动惯量测量设备, 用于测量物体三轴转动惯量。设备采用扭摆法, 由光电传感器提取扭摆周期信号, 并由高精度数据采集卡采集到计算机计算出摆动周期, 根据扭摆法测量原理得到转动惯量测量结果。本文介绍了该系统的工作原理和结构特点, 并对影响系统精度的因素进行了详细分析。通过与美国 Space Electronics 的质量特性测量设备进行数据比对, 测量误差小于 0.1%, 满足了设计要求。

**关键词** 转动惯量; 扭摆; 摆动周期

### 0 引言

转动惯量的测量在导弹、武器等设备的质量特

性测量中具有重要的意义, 为其飞行姿态、速度、加速度的分析提供了依据。由于这类设备外形不规则、内部质量分布不均匀, 很难通过理论精确算出转