

# 一种消除系统温漂和时漂的设计和实现

电子仪表一种智能化质量计量仪器，是广泛应用于国防、科研、工厂，具有称量快速、操作简单、自动校准、故障自诊断等多种仪表所无法具备的功能与优越性。由于计量精密，灵敏度高，温漂与时漂成为影响了仪表的精度和工作稳定性的主要因素。

## 1 系统组成概述

用于检测润滑剂运动粘度的水浴温度测控仪，以 MCS-51 系列的 AT89C51 为核心，构成 1 个单片机测控系统，完成温度检测、温度显示、数据处理及输出控制。温控仪可巡回检测三路温度信号，分别对应 3 个检测点。由铂电阻温度传感器产生的温度信号经过调理电路转换成电压信号，经过放大、A/D 转换，传送至主机 AT89C51 进行处理，然后由带有高速串行接口的 8 位 LED 控制驱动器 PS7219 实现温度显示。同时，主机将检测到的温度信号与设定温度值进行比较，输出控制信号，控制继电器的闭合。本系统中 89C51 的 P0 口作为与 A/D 转换芯片的数据接口，采用查询法读取 A/D 转换的结果，而 P1 口、P2 口、P3 口除用作特殊功能均可作为可编程的输入输出线，无地址总线。这主要是因为 AT89C51 内部带有 4 KB 的程序存储器，源程序均在芯片内部，无需外部扩展程序存储器 [1-2]，系统设计框图如图 1 所示。

## 2 动态实时跟踪解决系统时漂和温漂的方法

温漂这种现象在 CRT 显示器中非常普遍，通常称为显示器的温漂效应。由于显示器启动之后，显像管及内部电路需要有个预热过程，反映到显示画面上，就会有轻微的水平或垂直方向的图像位移。

在硬件上，铂电阻测温电路和调理电路的好坏是关系到整个系统精度和稳定性的最关键性因素。本文采用恒流源、多路模拟开关和测量放大器 AD620 实现的铂电阻温度传感器的调理电路，在设计过程中尝试了两种方案，通过理论分析和实际测量结果的比较，最终选用了如下方案，其电路图如图 2 所示。

此方案采用 1 片 8 通道多路模拟开关 CD4051、2 片双路 4 通道多路模拟开关 CD4052 和 2 片测量放大器 AD620， $R=100\ \Omega$  (调零电阻)。 $R_2\sim R_7=10\ \Omega$ ，用以消除地端干扰。多路模拟开关 CD4051 的通道选择是通过 A(P1. 4)、B(P1. 5) 和 C(P1. 7) 控制的。当 P1. 4=0, P1. 5=0, P1. 7=0 时，通道 1 选通，恒流源的电流 I 通过铂电阻 RA，同时铂电阻两端的电压通过第 2 片 CD4052 以差模的形式取出并送入 AD620，经两级放大后送到 A/D，避免了共模干扰，提高了系统的抗干扰能力。

对于温度测控系统，传感器的调理电路对整个系统的精度起着至关重要的作用。在该系统中，恒流源、基准电压源和放大器分别存在着不同的时漂和温漂，即便是在选用的器件比较好的情况下，这种漂移很小，但由于系统要长时间工作，这种日积月累的影响也不能够忽略不计。因此在上述基础上增加了 2 个精密标准

电阻,通过它们来动态实时跟踪恒流源的电流、基准电压源的电压和放大器的放大倍数变化,去除了漂移对测量结果的影响[4],铂电阻调理电路如图2所示。

在硬件基础上,此方案的实时跟踪是通过软件方法来实现的,具体方法是首先控制多路模拟开关,依次选通标准电阻  $R_1, R_0$ , 则 A/D 所对应的电压输出分别为  $V_{out1}, V_{out0}$ 。设恒流源的电流为  $I$ , 2 个放大器的放大倍数分别为  $K_1$  和  $K_2$ , 放大器反相输入端基准电压源的电压为  $V_-$ 。则有:

$$(I \times R_1 \times K_1 - V_-) \times K_2 = V_{out1} \quad (1)$$

$$(I \times R_0 \times K_1 - V_-) \times K_2 = V_{out0} \quad (2)$$

由(1)、(2)式求得:

$$I \times K_1 \times K_2 = \frac{V_{out1} - V_{out0}}{R_1 - R_0} \quad (3)$$

$$K_2 \times V_- = I \times K_1 \times K_2 \times R_1 - V_{out1} = \frac{V_{out1} - V_{out0}}{R_1 - R_0} \times R_1 - V_{out1} \quad (4)$$

而铂电阻的阻值计算如下(以  $R_A$  为例, 设对应的电压输出为  $V_{R_{out}}$ ):

$$(I \times R_A \times K_1 - V_-) \times K_2 = V_{R_{out}}$$

$$R_A = \frac{V_{R_{out}} + K_2 \times V_-}{I \times K_1 \times K_2}$$

$I \times K_1 \times K_2$  和  $K_2 \times V_-$  是通过  $R_1$  和  $R_0$  求得的值, 再根据 A/D 转换值  $V_{R_{out}}$  就可以求出  $R_A$  的值, 而由(3)式和(4)式可以看出  $I \times K_1 \times K_2$  和  $K_2 \times V_-$  只与  $V_{out1}, V_{out0}, R_1$  和  $R_0$  有关, 所以  $R_A$  并不是用最初调得的恒流源的电流  $I$ 、基准电压源的电压  $V_-$ 、放大器的放大倍数  $K_1, K_2$  的恒定值求得的, 而是借助于电阻  $R_1$  和  $R_0$  动态跟踪它们的实时值, 这就去除了时漂和温漂对测量结果的影响, 测量结果只受 A/D 和电阻  $R_1$  和  $R_0$  的影响, 而  $R_1$  和  $R_0$  选用的是精密电阻<sup>[5]</sup>。

### 3 系统工作稳定性测试

为了验证此方案的可行性, 在系统连续运行不关机的情况下, 实际测得了 1 组数据, 为了防止铂电阻阻值随环境温度变化对测试结果的影响, 仅验证调理电路的好坏, 所以用 1 个  $150 \Omega$  的可调电阻代替铂电阻, 在  $100 \sim 150 \Omega$  范围内模拟铂电阻, 由对应的 1 组阻值实测出 1 组相对应的温度值。在此仅以其中的 1 路温度信号来说明, 如表 1 所示。

由表 1 中的数据用最小二乘法求出铂电阻阻值  $R$  与实测温度值  $t$  之间的关系式。将测量数据列表进行处理, 如表 2 所示。

设  $R = R_0 + A \times t$ , 应用最小二乘法原理求取回归参数  $R_0, A$ , 可得:

$$A = \frac{L_{iR}}{L_{ii}} = \frac{2961.675}{8353.919} = 0.3545$$

$$R_0 = \bar{R} - A \times \bar{t} = 117.5 - 0.3545 \times 49.15 = 100.08$$

故得经验公式：

$$R = 100.08 + 0.3545 \times t$$

当  $R = 135.48 \Omega$  时，根据此经验公式求得对应的温度值  $t$  为  $99.8^\circ\text{C}$ ，而理论上所对应的温度值  $t_0$  则为  $100^\circ\text{C}$ ，由此可得所引入的最大相对误差为：

$$\frac{t_0 - t_1}{t_0} \times 100\% = \frac{100 - 99.8}{100} \times 100\% = 0.2\%$$

OFweek | ee.ofweek.com  
电子工程网

由以上分析可知，采用此方案提高了系统工作的稳定性和抗干扰能力；同时还提高了元器件之间的互换性，即便是同种型号的元器件的参数值也并不是完全一致的。而采用这种动态实时跟踪元器件参数值的方法，则有效地解除了元器件之间参数值不一致的问题。

信号检测传感器调理电路是关系到整个系统精度的重要环节，因此，本方案虽然是以牺牲硬件资源的代价来改善系统的抗干扰性能和精度，但考虑到现场干扰极大、环境恶劣的情况下，与其他方案比较起来，显然是可取的。