

基于动态跟踪的消除系统温漂和时漂的解决方案

陶桓齐,吕晓雁,张 珩

(武汉科技学院 电子信息工程系,湖北 武汉 430073)

摘要: 在研制和开发水浴温度控制仪的过程中,由于现场干扰严重,仪表出现严重的温漂和时漂问题,影响了仪表的精度和工作稳定性。在原系统的基础上,增加了2个精密标准电阻,用以动态实时跟踪元器件参数值的变化,从而有效地解决了系统的温漂和时漂问题。该方法增强了系统工作的稳定性和抗干扰能力,提高了元器件之间的互换性。

关键词: 温度;实时跟踪;温漂;时漂

中图分类号: TP216.1

文献标识码: A

The solution of the removing system temperature drift and time drift based on the dynamic tracking

TAO Huan Qi, LV Xiao Yan, ZHANG Heng

(Department of Electronics & information, Wuhan University of Science and Engineering, Wuhan 430073, China)

Abstract: In the process of the research and exploiting the water bath temperature controller, because there are severe disruptions at work field, the instrument have serious temperature drift and time drift problems, which affect the accuracy and job stability of the instrument. Based on the original system, the solution in this paper only added two typical precision resistances for real-time tracking of dynamic changes in component parameter values, which effectively solve the problem of temperature drift and time drift of the system. This method greatly improves the system stability, anti-interference ability and the interoperability between the components.

Key words: temperature; real-time tracking; temperature drift; time drift

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4KB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

在硬件上,铂电阻测温电路和调理电路的好坏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

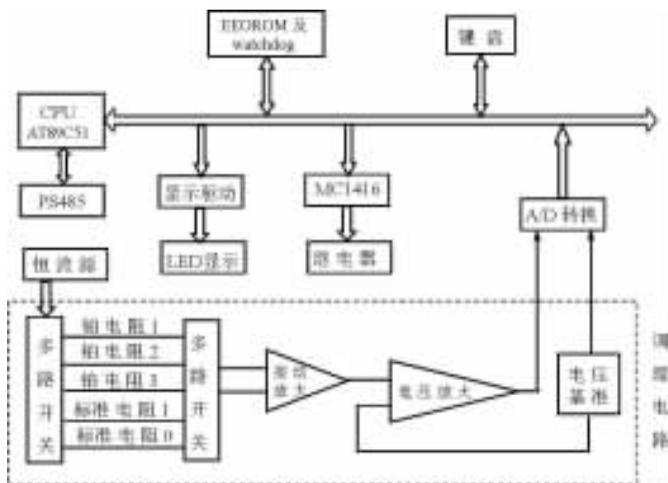


图1 系统组成框图

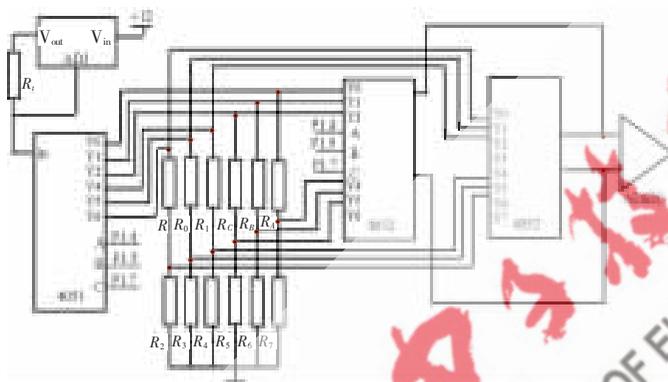


图2 铂电阻调理电路

(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 R_A , 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^[3]。

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 VR_{out}):

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

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

$I \times K_1 \times K_2$ 和 $K_2 \times V_-$ 是通过 R_1 和 R_0 求得, 再根据A/D转换值 VR_{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^[5]。

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150Ω的可调电阻代替铂电阻, 在100~150Ω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。

表1 测试结果

时间/s	电阻值 R/Ω	实测温度值 $t/^\circ\text{C}$
2008.8.12.14:30	100	0.00
2008.8.13.14:30	105	13.86
2008.8.14.14:30	110	27.84
2008.8.12.14:30	115	42.12
2008.8.13.14:30	120	56.14
2008.8.14.14:30	125	70.28
2008.8.12.14:30	130	84.34
2008.8.13.14:30	135	98.63

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:

$$A = \frac{L_{tR}}{L_{tt}} = \frac{2961.675}{8353.919} = 0.3545$$

表 2 测量数据处理

$t_i/^\circ\text{C}$	R_i/Ω	$t_i-\bar{t}$	$(t_i-\bar{t})^2$	$R_i-\bar{R}$	$(R_i-\bar{R})^2$	$(t_i-\bar{t})(R_i-\bar{R})$
0.00	100	-49.15	2 415.722 5	-17.5	306.25	860.125
13.86	105	-35.29	1 245.384 1	-12.5	156.25	441.125
27.84	110	-21.31	454.116 1	-7.5	56.25	159.825
42.12	115	-7.03	49.420 9	-2.5	6.25	17.575
56.14	120	6.99	48.860 1	2.5	6.25	17.475
70.28	125	21.13	446.476 9	7.5	56.25	158.475
84.34	130	35.28	1 244.678 4	12.5	156.25	441.000
98.63	135	49.49	2 449.260 1	17.5	306.25	866.075

$$R_0 = \bar{R} - A \times \bar{t} = 117.5 - 0.354 5 \times 49.15 = 100.08$$

故得经验公式:

$$R = 100.08 + 0.354 5 \times t$$

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°C , 而理论上所对应的温度值 t_0 则为 100°C , 由此可得所引入的最大相对误差为:

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

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^[6]。

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。

参考文献

- [1] 王幸之. AT89 系列单片机原理与接口技术[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2004.
- [2] 刘乐善. 微型计算机接口技术及应用[M]. 武汉: 华中理工大学出版社, 2000.
- [3] 何立民. 单片机应用技术选编[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2000.
- [4] 褚克成, 殷重先, 刘德康. SSRF 定时系统的温漂补偿系统设计[J]. 核技术, 2009, 32(1): 6-9.
- [5] 滕召胜, 郁文贤, 夏胜平. 电子分析天平温漂与时漂的自动补偿[J]. 国防科技大学学报, 2000, 22(3): 6-10.
- [6] 魏康林, 高小新. 光纤传感系统中 APD 增益温漂的动态补偿研究[J]. 光通信研究, 2007, 141(1): 66-69.

(收稿日期: 2009-06-13)