

基于SOC的一体化智能温度变送器模块

摘 要

本设计是一种带有就地指示功能，基于 SOC 的两线制一体化智能温度变送器模块。它以 C8051F350 单片机为控制核心，支持工业上常用的热电阻与热电偶传感器。测量信号经单片机内部的 24 位 A/D 转换模块进行模数转换，经过运算处理后，转换为实际温度，再经过单片机制作 PWM 式的高精度 D/A 转换器输出。同时，本设计有兼容的 RS-232 通讯接口模块，可与上位机软件通讯来完成设定等功能。在设计过程中使用了数字校准和数字滤波等技术，使其达到了高精度、高可靠性、低功耗、低成本的设计要求。

关键词 SOC；温度变送器；高精度；低功耗

THE INTEGRATION OF INTELLIGENT TEMPERATURE TRANSMITTER MODULE BASED ON SOC

ABSTRACT

This design is a kind of intelligent temperature transmitter module in the way of two-line system integration based on the SOC scene instructions function. The design uses the C8051F350 MCU as its microcontroller core and supports common heat resistance and thermocouple sensors in the industry. The signal being measured is converted by the MCU's internal 24-bit A/D conversion module. After computing and processing, it is transformed to the actual temperature and then is output by the high precision PWM-D/A converter in the MCU. Furthermore, a communication module which is compatible with the RS-232 interface is developed, assuring the design to complete functions such as setup by communicating with PC. Digital calibration and digital filtering techniques are applied during the development to achieve the design requirements of high precision, high reliability, low power consumption and low cost.

KEY WORDS SOC; temperature transmitter; high-precision; low-power

目 录

摘 要.....	I
ABSTRACT.....	II
前言.....	1
1 系统设计.....	2
1.1 设计要求.....	2
1.2 设计内容.....	2
1.3 设计方案选择.....	2
1.3.1 电源模块方案.....	3
1.3.2 CPU 模块方案.....	3
1.3.3 采样电路模块方案.....	4
1.3.4 A/D 模块方案.....	5
1.3.5 D/A 模块方案.....	6
1.3.6 通讯模块方案.....	6
1.3.7 辅助显示方案.....	7
2 硬件设计.....	8
2.1 系统总体框图.....	8
2.2 电源模块的设计.....	8
2.3 A/D 采样电路的设计.....	9
2.3.1 热电阻电路转换.....	9
2.3.2 热电阻 R 和 V_{REF} 的校准.....	10
2.3.3 热电偶电路.....	11
2.3.4 A/D 转换电路调试.....	11
2.4 D/A 转换及输出电路的设计.....	12
2.4.1 用 PWM 实现 D/A 转换器的理论分析.....	12
2.4.2 D/A 转换电路.....	13
2.4.3 D/A 转换电路调试.....	15
2.4.4 输出电路.....	15

2.5	SOC 各功能模块	16
2.6	通讯电路的设计	17
2.7	辅助显示的设计	18
2.8	C2 口的设计	18
3	软件设计	19
3.1	主函数	19
3.2	A/D 转换函数	21
3.3	PWM 中断函数的设计	22
3.4	串口中断函数的设计	22
3.5	非易失性数据存储	24
4	测试与分析	25
5	总结	26
	参考文献	27
	附录 1 原理图	28
	附录 2 R 和 V_{REF} 的校准程序	28
	附录 2 R 和 V_{REF} 的校准程序	29
	附录 3 A/D 转换调试程序	30
	附录 4 温度迭代求解函数	32
	附录 5 材料清单	33
	附录 6 原理图	35

前言

温度是工农业生产过程中最普遍、最重要的操作参数之一。温度检测直接与安全生产、产品质量、生产效率、节约能源等重大技术经济指标相联系。在许多场合，诸如食品、化工、石油、环保、能源、制药、科研等领域，对温度的检测与变送已经成为工农业生产过程中必不可少的环节。温度变送器的功能是将温度信号线性的变换成 4~20mA 和 1~5V 的标准输出信号。近年来，随着硬件和软件技术的快速发展，自动化系统已经基本上趋于计算机化。技术进步的同时也导致了设备的智能化和小型化，以往需要多块仪表盘才能够容纳的控制系统，如今只需要一个操作台的空间，同样智能温度变送模块也需要适应这种发展趋势。传统的模拟温度变送器大都采用分立元件组成，而现代工业发展所需目标是智能的一体化低功耗智能型温度变送模块，它要求具有 0.2% 的高精度，能够适用于多种测温传感器，可以自由设定量程，兼容于常规系统和计算机系统，并采用了数字化校准、自动增益控制、自动故障判断、公式法线性化补偿及现场总线等技术，使其兼具高准确度模拟输出和数字通讯接口。

智能温度变送器正朝着一体化、数字化，智能化，网络化的方向发展，鉴于智能温度变送器具有以上优点和应用需求以及发展空间，智能温度变送器将会得到越来越多的关注。

1 系统设计

1.1 设计要求

设计用于工业仪表系统中的常用温度测量变送器核心——智能一体化温度变送模块；支持常用的热电阻与热电偶等信号输入，包括：PT100、PT1000、CU50、CU100、S、K、E、T、B、J；支持型号与量程设定功能；通过简易 RS-232 口进行设定操作；检测精度优于 0.2%。

1.2 设计内容

- (1) 论证并选择合适的 SOC 芯片；
- (2) 设计适应热电阻与热偶传感器的微功耗多功能采样通道，保证精度；
- (3) 设计微功耗控制核心 MCU 电路及必要外围电路；
- (4) 设计微功耗高精度 PWM 式 D/A 输出通道；
- (5) 设计微功耗配套电源；
- (6) 设计合适的电源分配机制，保证系统的微功耗特性；

1.3 设计方案选择

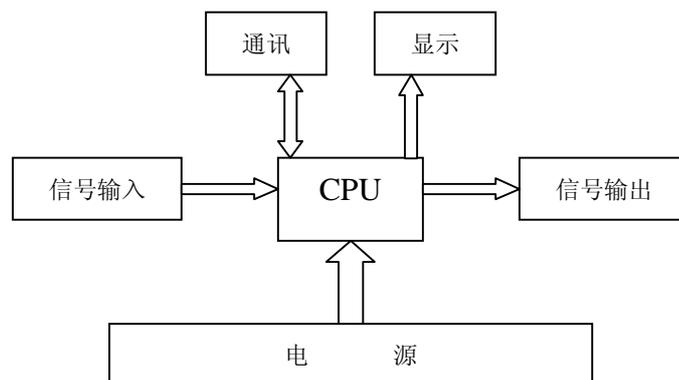


图 1-1 设计概图

根据设计要求和设计内容可得到设计概图如图 1-1，主要由输入、输出、电源、通讯、CPU 与辅助显示等 6 大模块组成模块，具体方案选择如下。

1.3.1 电源模块方案

本系统主模块要保证 4~20mA 环路输出电流功能的实现,就要求正常运行时供电回路中的电流小于 4mA,变送器的特性决定了电源模块必须要在 3.5mA/3V 的电源基础上进行设计。

方案一：采用恒流二极管

恒流二极管比基于晶体管的传统电流源更为简单,因此有着明显的优势。恒流管可用于稳定和限制电流,是一种能为电路提供持续电流的二极管,即使出现电源电压供应不稳定或是负载电阻变化很大的情况,都能确保电路电流稳定。

方案二：采用并联稳压电源

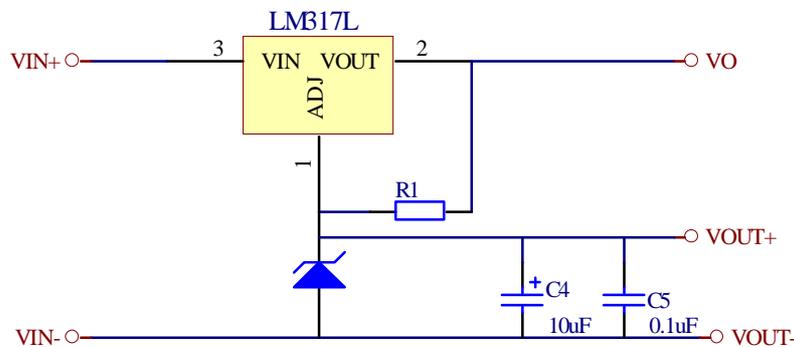


图 1-2 并联稳压电源

如图 1-2, LM317L 的 VOUT 和 ADJ 之间有固定的 1.25V 电压,故可调整 R1 的阻值来控制输出电流,输出电压则可由一个稳压管来稳定电压。

恒流二极管电路相对简单,但对于精度要求较高的温度变送器的电源来说不够稳定,市场上的低功耗恒流二极管使用也不广泛,而采用可调电源同时并联稳压器件,设计成并联电源相对稳定,三端稳压管可选择 LM317,考虑到实际大小,LM317 可选择 T0-92 封装,稳压管同样需要选择低功耗的产品,如 LM385 稳定时只需要 20µA 电流,是较为合适的选择。

1.3.2 CPU 模块方案

CPU 的选择关系到其他外围器件的选择,系统需要速度快,功耗低,功能多的 CPU 模块。

方案一：AT89C52

AT89C52 是一种高性能 CMOS8 位微控制器,具有 8K 在系统可编程 Flash 存

存储器。使用 Atmel 公司高密度非易失性存储器技术制造，与工业 80C51 产品指令和引脚完全兼容。片上 Flash 允许程序存储器在系统可编程，亦适于常规编程器。AT89C52 具有以下标准功能：8k 字节 Flash，256 字节 RAM，32 位 I/O 口线，看门狗定时器，2 个数据指针，三个 16 位定时器/计数器，一个 6 向量 2 级中断结构。单片机使用简单，可靠性也较好，在工业上得到广泛的应用。

方案二：C8051F350

C8051F 系列器件是完全集成的混合信号片上系统型 MCU，也称 SOC。

C8051F350 (图 1-3) 拥有高速、流水线结构的 8051 兼容的 CIP-51 内核 (可达 50 MIPS)，全速、非侵入式的在系统调试接口 (片内 C2 口)，24 位单端/差分 ADC，高精度可编程的



图 1-3 C8051F350

24.5MHz 内部振荡器，8KB 在片 FLASH 存储器，768 字节片内 RAM，4 个通用的 16 位定时器，片内上电复位、VDD 监视器和温度传感器。17 个端口 I/O 容许 5V 输入。

考虑到 AT89C52 功耗大，而 C8051F350 功能多，速度快，低频下功耗低，2.7V~3.6V 工作电压，2.5MHz 工作频率时的工作电流仅为 0.58mA，本系统需要用到 AD 转换器和非易失性存储器，C8051F 系列是非常合适的选择。

1.3.3 采样电路模块方案

方案一：两线制

两线制采样电路是把热电阻或热电偶的电压信号直接输入到 AD 转换器中，这种方法比较简单，但精度较低，需要进行导线补偿。

方案二：三线制

图 1-4 中 R_L 为三根导线电阻，一般每根导线电阻在 $5\ \Omega$ 之内。电阻体与测量电路以 A、B、C 三点连接，实际上是与电阻 R 构成了对电压 V_{REF} 的分压电路。当在 V_{REF} 和 R 是已知的前提下，通过检测 V_{AB} 和 V_{AC} ，就能够通过计算的方法得到 R_T ，从而求得实际温度。

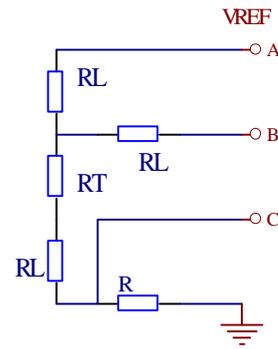


图 1-4 三线制

方案一的采样电路相对简单，只需要一路 A/D 输入即可，但由于导线的存在电阻，其采样精度较低；方案二需要两路 A/D 输入，得到 V_{AB} 和 V_{AC} 后，通过求解二元一次方程，可以获得 R_T ，并且排除了导线电阻 R_L 的干扰，可以得到较高精度的采样值，故选方案二。

1.3.4 A/D 模块方案

由于系统要求精度优于 0.2% ，且采用三线制接法，须有多路输入通道且功耗低，故需要选择高精度、低功耗的 A/D 转换器。

方案一：AD7705

AD7705 是应用于低频测量的 2 通道的模拟前端。该器件可以接受直接来自传感器的低电平的输入信号，然后产生串行的数字输出。利用 $\Sigma - \Delta$ 转换技术实现了 16 位无丢失代码性能。选定的输入信号被送到一个基于模拟调制器的增益可编程专用前端。片内数字滤波器处理调制器的输出信号。通过片内控制寄存器可调节滤波器的截止点和输出更新速率，从而对数字滤波器的第一个陷波进行编程。

方案二：采用 C8051F350 内部的 ADC

C8051F350 内部有一个全差分 24 位 Sigma-Delta 模/数转换器 (ADC)，该 ADC 具有在片校准功能。两个独立的抽取滤波器可被编程到 1kHz 的采样率 ADC 中包含一个可编程增益放大器，有 8 种增益设置，最大增益可达 128 倍。可以使用内部输入缓冲器为直接连接的变送器提供高输入阻抗。ADC0 包含一个模拟多路选择器，可以独立选择去 A_{IN+} 和 A_{IN-} 输入的信号。 A_{IN+} 和 A_{IN-} 输入都有十种可选的输入源： $A_{IN0.0} \sim A_{IN0.7}$ 、AGND 和片内温度传感器。可以通过配置模拟多路选择器来实现单端或差分测量。

使用外围的 A/D 转换器成本较高,且容易带来更大的误差,而使用 C8051F350 内置的全差分 A/D 则不需要额外的成本,并且带有温度传感器可以省去外部的温度传感器,其带有可编程增益放大器和输入缓冲器,使用方便,且精度高,功耗低,故选择 C8051F350 内部的 A/D。

1.3.5 D/A 模块方案

方案一:选专用 D/A 芯片 MAX531

MAX531 是 12 位串行数据接口数模转化器,采用“反向”R-2R 的梯形电阻网络结构;内置单电源 CMOS 运算放大器,具有比较好的电压偏移、增益和线性度,但价格昂贵。

方案二:基于单片机 PWM 式的 D/A 转换技术

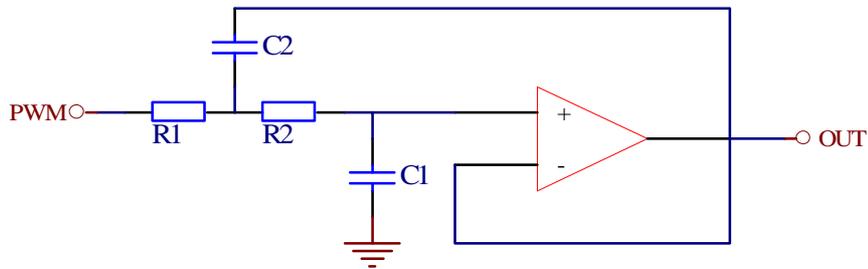


图 1-5 二阶低通滤波

PWM 式的 D/A 转换是通过一条 I/O 控制基准源获得一个稳定的 PWM 方波脉冲,为消除电路的输出中的脉动分量,采用二阶低通滤波器滤波,如图 1-5。

用独立的 D/A 芯片不仅增加单片机接口负担,而且成本会大大提高;而充分利用廉价单片机的内定时器功能,调制出可控的 PWM,经过变换电路来实现 D/A。这将大大降低成本,并且容易提高精度,所以选用方案二。

1.3.6 通讯模块方案

方案一:RS-232 接口

RS-232 是目前最常用的一种串行通讯接口。接口的电气特性在 RS-232-C 中任何一条信号线的电压均为负逻辑关系,即:逻辑“1”, $-5\sim-15V$;逻辑“0” $+5\sim+15V$,噪声容限为 2V,即要求接收器能识别低至+3V 的信号作为逻辑“0”,高到-3V 的信号作为逻辑“1”。模块可采用通讯芯片 MAX232 作电平转换。

方案二:RS-485 接口

RS485 采用差分信号负逻辑，+2V~+6V 表示“0”，-6V~-2V 表示“1”。RS485 有两线制和四线制两种接线，四线制只能实现点对点的通信方式，现很少采用，现在多采用的是两线制接线方式，这种接线方式为总线式拓扑结构在同一总线上最多可以挂接 32 个结点。模块可用通讯芯片 75LB184 作电平转换。

方案三：三极管做逻辑转换（兼容 232 接口）

在波特率不太高的前提下三极管可以胜任代替 max232 进行电平转换的任务，但对三极管有一定要求，经过测试 9015 的效果还可以。这种通信相对于通讯芯片不是很稳定，容易受到外界的干扰。

本设计中的通讯模块仅供使用者对模块的参数进行设定，要求不高，使用条件也不苛刻，而采用方案一和方案二都需要用到专用的通讯芯片，功耗都较高，不符合本设计要求，采用三极管搭建的逻辑转换电路就能完成基本要求，成本相对较低，最主要的是从功耗方面考虑，故采用方案三。

1.3.7 辅助显示方案

方案一：LCD 显示

这里可以选用 128*64 的 ST7920。用该 LCD 可以最大程度的做出人机交互的友好界面，同时用串口接线也很清晰。但是用这块液晶成本较高，功耗也很高，同时在一些环境较恶劣的情况下不容易看清，因此不适宜放在本设计中。

方案二：LED 显示

用四个八位数码管 LED 来做本设计的显示部分可以满足本设计的显示需要，并且成本较低。但考虑到用四片该数码管做显示，接线比较复杂，而且势必会引起相当大的功耗，与本设计的低功耗不符合，因此不采用。

方案三：LCD 模块显示

配合显示及简单的人员操作，为系统设计了一只 4 位数字 LCD 显示器。LCD 选用了低功耗的模块产品 SMS048，具有 4 位 0.5 寸字高的段式数码，显示范围为-199.9℃~999.9℃。它使用标准移位寄存器方式接口，操作简单。在 2.7V 电源下，工作电流小于 20μA。

由于本设计要求该显示模块在低功耗下完成温度的显示，对功耗的要求远远大于对界面的美观的要求，方案一和方案二都不符合变送器的功耗要求。所以采用方案三作为该设计的显示电路。

2 硬件设计

2.1 系统总体框图

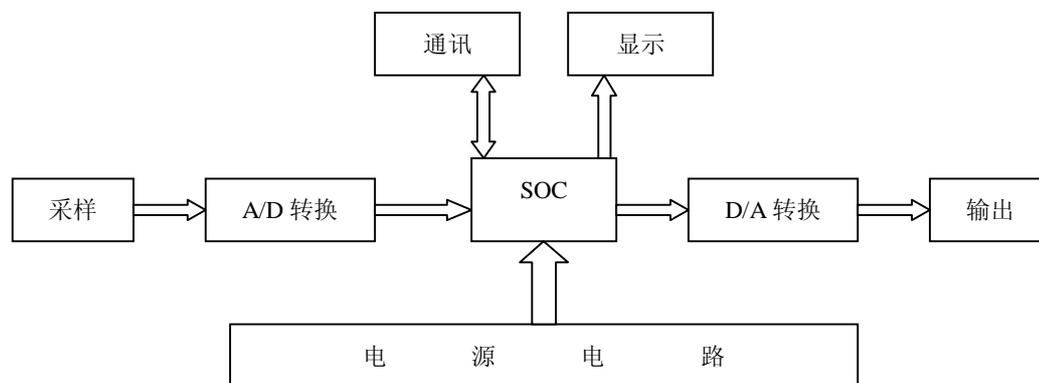


图 2-1 系统框图

2.2 电源模块的设计

电源是整个系统的重要环节如图 2-2，电源模块的稳定与否关系到整个系统的稳定。工业上常用的仪器仪表基本上都用标准的 24V 直流电压输入，故整个变送器模块与外界接口部分的输入为 DC24V；系统主模块要保证 4~20mA 环路输出

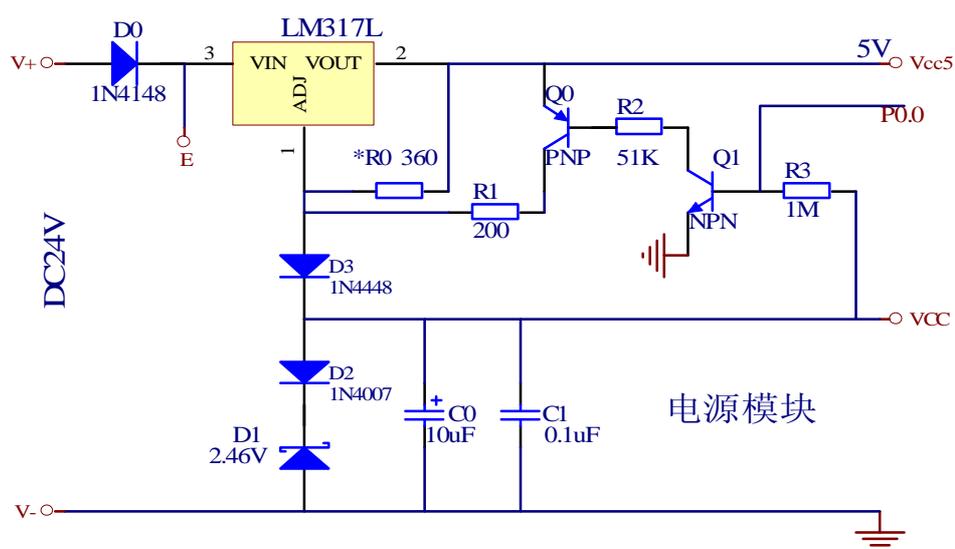


图 2-2 电源模块

电流功能的实现,就要求正常运行时供电回路中的电流小于 4mA,为了给电流输出时校准留有余量电流应控制在 3.4mA 左右,稳压模块选择 LM317,如图 2-3, LM317L 的 Vout 和 ADJ 之间有稳定的 1.25V 电压,可知 R0 的阻值应为: $R0 = 1.25V \div 3.4mA = 360\Omega$ 。

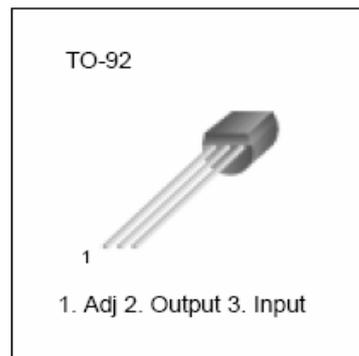


图 2-3 LM317

为了尽量降低功耗,系统的工作电压应尽可能低,系统电压由一个稳压管 LM385-2.5 和一个二极管来稳定,总电压: $V_{cc} = 2.46 + 0.2 = 2.66V$; 二极管 D3 把 LM317 的输出提高到 5V 左右用作通讯;考虑到 CPU 下载程序时需要的电流约为 5mA,采用了辅助电源的方式,选择 R1 为 200 欧姆,辅助电流为 6mA 左右,当系统上电时 C8051F350 的 I/O 口未配置处于高阻态,为逻辑高电平输出, Q0 和 Q1 都处于导通状态,辅助电流输出,当系统正常工作时由软件控制关断辅助电流。为降低静态功耗, R3 应尽量大,当 R3 为 1M 时,电流仅为 3uA。

2.3 A/D 采样电路的设计

2.3.1 热电阻电路转换

如图 2-4,对于热电阻温度传感器,热阻体 RT 接成了三线制, RL 为三根相同的导线电阻,一般每根导线电阻在 5 欧姆以内。热阻体与测量电路以 A、B、C 三点连接,实际上是与电阻 R4、R5 构成了对 V_{REF} 电压的分压电路, R4 与 R5 是

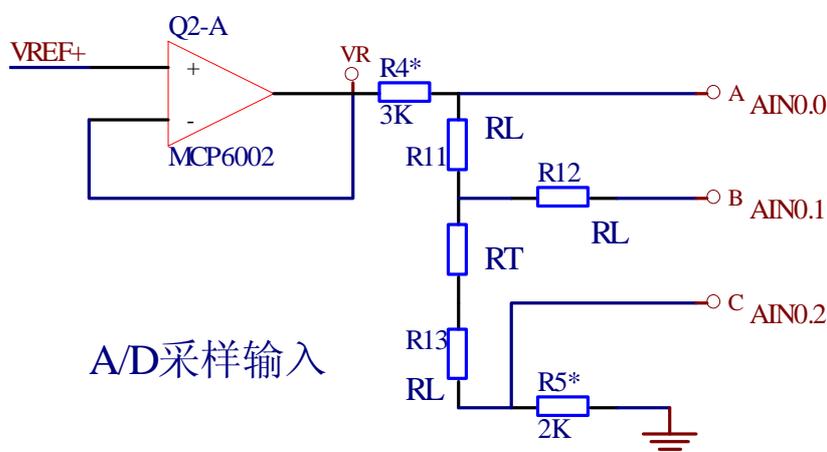


图 2-4 A/D 采样输入电路

考虑到 A/D 的测量范围和静态功耗所选,可以把 R4 和 R5 合起来看成 R。其中 V_{REF} 是来自 SOC 的基准,经过一个放大器得到一个稳定的电压,放大器选择 MCP6002,它的功耗很低,静态工作电流仅为 200uA,同时温度漂移非常小稳定性高;在 V_{REF} 和 R 是已知的前提下,通过检测 V_{AB} 和 V_{AC} ,就能够通过计算的方法得到 RT 的阻值,从而求得实际温度。 V_{AB} 和 V_{AC} 的检测由 SOC 的内置 A/D 转换器分别完成,AD 转换器的 PGA 由具体的热电阻决定;得到 V_{AB} 和 V_{AC} 后可得到如下关系式:

$$V_{AB} = \frac{V_{REF} \times RL}{RT + R + 2RL} \quad (2-1)$$

$$V_{AC} = \frac{V_{REF} \times (RT + 2RL)}{RT + R + 2RL} \quad (2-2)$$

通过求解以 RT 和 RL 为未知数的二元一次方程,可以获得:

$$RT = \frac{R \times (V_{AC} - V_{AB})}{V_{REF} - V_{AC}} \quad (2-3)$$

获得 RT 后,采用国标中给出的 RT (t) 多项式函数公式,通过迭代试差法即可精确求解出实际的温度值。

2.3.2 热电阻 R 和 V_{REF} 的校准

上面求解测量温度的过程中是把 R 和 V_{REF} 都作为已知参数来处理的,但实际上它们是有误差的,解决的办法就是对它们进行校准。具体方法是使用两个不同电阻值的模拟电阻来进行两次测量,然后求解出 R 和 V_{REF} ,模拟电阻使用高精度电阻箱给出。对于 Pt100 电阻体的量程范围,第一次接入 $RT1=100\ \Omega$,第二次接入 $RT2=200\ \Omega$,会得到两组共 4 个等式(2-4)~(2-7):

$$V_{AB1} = \frac{V_{REF} \times RL}{RT1 + R + 2RL} \quad (2-4)$$

$$V_{AC1} = \frac{V_{REF} \times (RT1 + 2RL)}{RT1 + R + 2RL} \quad (2-5)$$

$$V_{AB2} = \frac{V_{REF} \times RL}{RT2 + R + 2RL} \quad (2-6)$$

$$V_{AC2} = \frac{V_{REF} \times (RT2 + 2RL)}{RT2 + R + 2RL} \quad (2-7)$$

4 个等式中仅有 RL、R 和 VREF 三个未知数，利用任意三个等式求解即可获得校准后的 R 和 VREF(2-8)~(2-10)：

$$RL = \frac{V_{AB1} \times RT1}{V_{AC1} - 2V_{AB1}} \quad (2-8)$$

$$R = \frac{V_{AB1} \times (RT2 + 2RL) \times (RT1 + 2RL) - RL \times V_{AC2} \times (RT2 + 2RL)}{RL \times V_{AC2} - V_{AB1} \times (RT2 + 2RL)} \quad (2-9)$$

$$V_{REF} = \frac{V_{AC1} \times (R + RT1 + 2RL)}{RT1 + 2RL} \quad (2-10)$$

把获得的校准值存入 MCU 的 FLASH，就可以作为正式测量 RT 时的已知参数使用，校准程序见附录 2。

2.3.3 热电偶电路

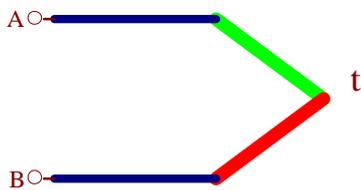


图 2-5 热电偶

对于热电偶如图 2-5，仅需要采样 V_{AB} 即可，但由于存在 V_{REF} 的初始误差，对 mV 信号输入也需要校准，只需要输入一个测量范围的中值信号，如对 K 型热电偶就采用 30 mV 来校准，采集后存入 SOC 的 RAM 中作为正式 mV 信号测量的参比值。SOC 中有内置的温度传感器可测量环境温度，用于热偶测量时的冷端补偿。

2.3.4 A/D 转换电路调试

16 位 A/D 就能完成本设计的要求，C8051F352 有 16 位 A/D 转换器，但考虑到采购及成本的问题，选择拥有 24 位 A/D 的 C8051F350，舍去低字节当 16 位 A/D 使用。为保证校准精度，使用内部校准方式对 A/D 的增益和偏移进行在系统校准，快速滤波器对模拟输入变化的响应较快，而 SINC3 滤波器产生具有较低噪声的结果，故选择 SINC3 滤波器；为提高输入阻抗，打开了 A/D 内部的输入缓冲器使 A/D 的输入电流达到最小，提高了抗干扰能力，选择较高的抽取比能提高精度，

但会降低转换速度，选择合适的抽取比对系统的影响很大，由于需要采样两路输入，采样过程中需要随时切换，在软件上对 A/D 的控制时须非常重要，而对采样结果本设计采用了数字滤波和求平均值的方法尽量降低了干扰。

调试过程中由实验室高精度的电阻器 ZX25a 来代替 RT，基准电压 VR 为来自 C8051F350 的基准 2.44V，调试软件见附录 3，调试结果见表 2-1。

表 2-1 A/D 转换电路调试结果

A/D 采样值	理论值电压 (V)	测试值电压 (V)	绝对误差 (mV)	相对误差 %
3922	0.146	0.147	1	0.04
8860	0.330	0.329	1	0.04
13621	0.507	0.508	1	0.04
16339	0.608	0.609	1	0.04
18106	0.674	0.674	1	0
22910	0.852	0.851	1	0.04
25866	0.963	0.963	0	0
29355	1.093	1.093	0	0

由调试结果看，校准后的 A/D 转换器的输出结果精度较高，在采样值上仅有几个数之差，采样结果也非常稳定，效果令人满意。

2.4 D/A 转换及输出电路的设计

2.4.1 用 PWM 实现 D/A 转换器的理论分析

PWM 是一种周期一定、高电平占空比不同的类似方波的信号，它的占空比由一个调制信号调制：

$$f(t) = \begin{cases} V_H & (kNT \leq t \leq nt + kNT) \\ V_L & (kNT + nt \leq t \leq NT + kNT) \end{cases} \quad (2-11)$$

进行傅立叶级数展开：

$$f(t) = \left[\frac{n}{N}(V_H - V_L) + V_L \right] + 2 \frac{V_H - V_L}{p} \sin \frac{np}{N} \cos \left(\frac{2pt}{NT} - \frac{npk}{N} \right) + \sum_{i=2}^{\infty} 2 \frac{V_H - V_L}{kp} \left| \sin \frac{npk}{N} \right| \cos \left(\frac{2pkt}{NT} - \frac{npk}{N} \right) \quad (2-12)$$

式中：T 为计数脉冲的周期，在单片机中为定时器计数的基本时钟周期；N 为 PWM 波 1 个周期的计数脉冲总数；n 为 PWM 波 1 个周期中高电平的计数脉冲数；k 为谐波次数；t 为时间； V_H 和 V_L 分别为 PWM 波中高、低电平的电压值。

式(2-12)等号后第1项表示直流分量，第2项为1次谐波分量，第3项为大于1次的高次谐波分量。从式可以看出，其直流分量与 n 成线性关系，并随着从 $0 \sim N$ 、直流分量从 $V_L \sim V_L + V_H$ 之间变化，这正是D/A转换器所需要的。因此，如果能把式(2-12)中除直流分量外的谐波过滤掉，就可以实现从PWM波到D/A的转换，即PWM波可以通过一个低通滤波器进行解调得到直流电压输出。

根据上述分析，可以得到从 PWM 到 D/A 转换器输出框图如图 2-6。该框图可以有許多电路实现方法，在单片机的应用中还可以通过软件方法进行精度调整和误差校正。

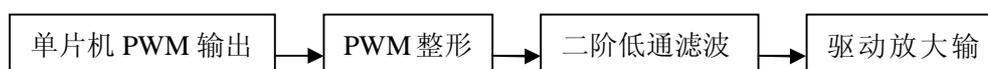


图 2-6 D/A 输出框图

2.4.2 D/A 转换电路

D/A 转换电路如图 2-7，由定时器产生的 PWM 波通过一个 I/O 口输出，考虑到输出电压的精度不高，可通过一个反向器整形来得到稳定的方波，反相器选择 TI 公司的 SN74LVC1G98，该产品可以方便的配置逻辑功能并且有着很高的驱动能力和非常小的传输延时时间，非常适合各种需要灵活配置逻辑功能又很在意电路板尺寸的应用，单芯片可以配置 8 种逻辑功能，可以提供单路反相输入选择，所有的输入都带施密特触发器电路，功耗低，工作电流最大仅为 10uA，工作电压采用 SOC 中稳定的基准电压。由于工作中 PWM 变换的周期为 5ms 左右，这相当于给输出波形叠加了高频干扰，为确保产生波形的质量，减少波形失真度，使输出波形光滑，须用低通滤波器把高频分量滤掉。为消除电路输出中的脉动，采用了

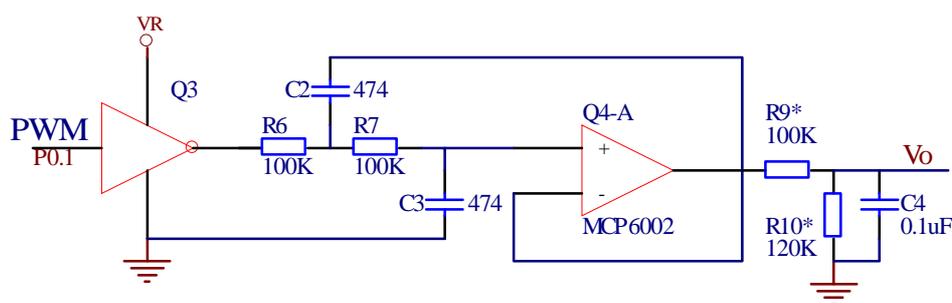


图 2-7 D/A 转换电路

二阶低通滤波，二阶低通滤波电路是由两节 RC 滤波电路和同相比例放大电路组成，其特点是输入阻抗高，输出阻抗低，二阶低通滤波电路传递函数为：

$$H(s) = \frac{K_0 / R_1 R_2 C_1 C_2}{S^2 + \left(\frac{1}{R_1 C_2} + \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1 - K_0}{R_2 C_1} \right) S + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{K_0 v_0^2}{S^2 + 2xv_0 S + v_0^2} \quad (2-13)$$

式中 K_0 为电路直流增益， x 为电路阻尼率， $v_0 = 2\pi f_0$ 为电路固有频率，分别为：

$$K_0 = 1 + RF_2 / RF_1 \quad (2-14)$$

$$x = \frac{1}{2} \left[\sqrt{\frac{R_2 C_1}{R_1 C_2}} + \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} - (K_0 - 1) \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} \right] \quad (2-15)$$

$$v_0 = 1 / \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad (2-16)$$

以 $S = jv$ 代入 2-13 式，求得其幅频特性：

$$|H(jv)| = \frac{K_0 v_0^2}{\sqrt{(v_0^2 - v^2)^2 + (2xv_0 v)^2}} = \frac{K_0}{\sqrt{(1 - I^2)^2 + (2xI)^2}} \quad (2-17)$$

式中 $I = v / v_0 = f / f_0$ 为频率比， $I = 1$ 时的频率称为截止频率。

由式 2-17 可得，当 $x = 1/\sqrt{2}$ 时，其幅频特性最为平坦。当各种信号频率小于滤波器截止频率时，才能“无失真”地传输，也即幅度不会放大或衰减。当 $C_1 = C_2 = C$ ， $RF_1 = RF_2 = RF$ ，即 $K_0 = 2$ 时，由式 2-13、2-14 有：

$$x = \frac{1}{2} \sqrt{R_2 / R_1} \quad (2-18)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_1 R_2}} \quad (2-19)$$

令 2-16 式 $x = 1/\sqrt{2}$ ，得 $R_2 = 2R_1 = 2R$ ，则有：

$$f_0 = \frac{1}{2\sqrt{2}\pi CR} \quad (2-20)$$

由上式可知，当 C 为定值时，电路截止频率 f_0 与 R 成反比。因此只要电阻按 $R_2 = 2R_1 = 2R$ 的比例关系线性改变，还可实现滤波器截止频率的线性跟踪滤波。由计算现选择 C 为 0.47uF， R 为 100K，本设计对截止频率的精度并不高，实际

电路效果已经达到，为了减少运放对滤波电路的负载效应，放大器同样采用低功耗的 MCP6002。

2.4.3 D/A 转换电路调试

D/A 转换电路主要检验模拟输出的线性度和稳定性，由 I/O 口信号线直接输出到反向器输入端，满量程为 2.44V，经过 R9、R10 两个精密电阻分压后满量程为 1.22V，对应定时数为 10000，调试软件相对简单，开一个定时器 2 即可调试，调试结果见表 2-2。

表 2-2 D/A 转换调试结果

输入高电平的 定时数	理论输出电压 (V)	测得输出电压 (V)	绝对误差 (mV)	相对误差 %
0	1.220	1.219	1	0.04
1000	1.098	1.098	0	0
2000	0.976	0.976	0	0
3000	0.854	0.845	0	0
4000	0.732	0.733	1	0.04
5000	0.610	0.609	1	0.04
6000	0.488	0.488	0	0
7000	0.366	0.366	0	0
8000	0.244	0.243	1	0.04
9000	0.122	0.121	1	0.04
10000	0	0	0	0

由调试结果看 D/A 的输出结果精度较高，误差小并且输出较稳定，说明二阶低通滤波的效果比较好，10000 个数相对于专用 D/A 芯片来说精度要高于 12 位的 D/A 转换器，但成本相对廉价很多，总体结果也令人满意。

2.4.4 输出电路

输出电路如图 2-8，由一级放大器跟随和恒流电路组成，其中放大器同样用低功耗的 MCP6002；输出电路要输出 4~20mA 的电流信号，而系统总功耗为 3.4mA 左右，故限流电阻应该控制电流在 0.5~16.5mA 左右，PWM 输入信号的最大电压值为 1.22V，可由计算得到：

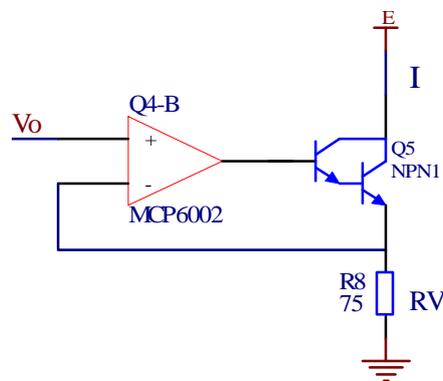


图 2-8 输出电路

$$R_v = 1.22V \div 16.5mA \approx 75\Omega。$$

由于输出电路的总电流的理论计算并不精确，还需要考虑到实际电路中的电阻、电压等精度的影响，故还需要进行输出校准。当输入为 0 时，可由 PWM 的基准数来调整零点来使输出达到 4mA，同样当输入为满度时调整 PWM 基数使满度达到 20mA，校准过程由高精度的 6 位半数字万用表完成，校准完成后把零点和满度的基数值写入到 FLASH 中的非易失性存储器当中去，也可由上位机进行校准并保存。

2.5 SOC 各功能模块

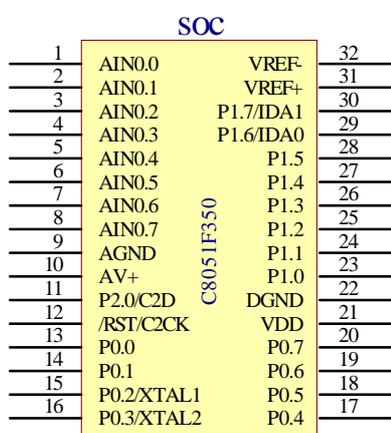


图 2-9 SOC

如图 2-9 为 C8051F350 的引脚图，C8051F 系列是 Silicon Laboratories 公司设计的单片机，它拥有带模拟多路器的 24 位单端/差分 ADC，高精度可编程的 24.5MHz 内部振荡器，8KB 在片 FLASH 存储器，768 字节片内 RAM，增强型 UART 和 SPI 串行接口，4 个通用的 16 位定时器，具有 3 个捕捉/比较模块和看门狗定时器功能的可编程计数器/定时器阵列（PCA），片内上电复位、VDD 监视器和温度传感器，片内电压比较器，17

个端口 I/O（容许 5V 输入），具有片内上电复位、VDD 监视器、看门狗定时器和时钟振荡器，这些特点都为整个系统的良好工作提供了保证。

C8051F350 有标准 8051 的程序和数据地址配置。它包括 256 字节的数据 RAM，其中高 128 字节为双映射。用间接寻址访问通用 RAM 的高 128 字节，用直接寻址访问 128 字节的 SFR 地址空间。数据 RAM 的低 128 字节可用直接或间接寻址方式访问。前 32 个字节为 4 个通用寄存器区，接下来的 16 字节既可以按字节寻址也可以按位寻址；程序存储器包含 8KB 的 FLASH。该存储器以 512 字节为一个扇区，可以在系统编程，且不需特别的编程电压；FLASH 存储器具有在系统重新编程能力，512 字节的非易失性数据存储区用作系统校准参数和计算参数的存储。

C8051F350 有两个电压基准选项：内部 2.5V 参考电压或外部参考电压。内部电压基准电路包含一个 1.25V、温度性能稳定的带隙电压基准发生器和一个两

倍增益的输出缓冲放大器，产生 2.5V 的电压基准。当内部电压基准被使用时，它被驱动输出到 VREF+ 引脚，此时 VREF- 引脚被接到 AGND，此基准电压可以在系统中用做采样和 D/A 转换的基准。

C8051F350 同时支持外部振荡器，可在内部与外部振荡器之间自由切换，考虑到系统需要尽可能的降低功耗，故选择外部振荡电路，外界 2.4576M 的晶体以降低工作频率，当系统上电时先工作与内部时钟，稳定后切换到外部时钟。

数字和模拟资源可以通过 17 个 I/O 引脚使用。端口引脚被组织为两个 8 位口和一个 1 位口。每个端口引脚都可以被定义为通用 I/O (GPIO) 或模拟输入。P0.0~P1.7 可以被分配给内部数字资源。设计者完全控制数字功能的引脚分配，只受 I/O 引脚数的限制。这种资源分配的灵活性是通过使用优先权交叉开关译码器实现的。不论交叉开关的设置如何，端口 I/O 引脚的状态总是可以被读到相应的端口锁存器。所有端口引脚都必须被配置为模拟或数字输入，被用作比较器或 ADC 输入的任何引脚都应被配置为模拟输入。当一个引脚被配置为模拟输入时，它的弱上拉、数字驱动器和数字接收器都被禁止，这可以节省功耗并减小模拟输入的噪声。

2.6 通讯电路的设计

如图 2-10 通讯电路用于上位机软件对变送器模块的参数设定，只需要在系统工作之前进行通讯，并不需要实时传输，鉴于本设计的应用场合及设计成本，没有为模块配置现场总线协议芯片，而是提供了一个兼容的 RS232 接口，供使用者对模块的参数进行设定。考虑功耗问题，通讯接口采用几个简单的三极管做逻辑转换，制作了一个能够连接 RS232 口的简易电平转换电路，当 PC 机发送数据为高时，三极管 Q6 导通，接受端 RXD 为低；当 TXD 为低时，Q7 导通，考虑到本系统是 3V 系统，通过

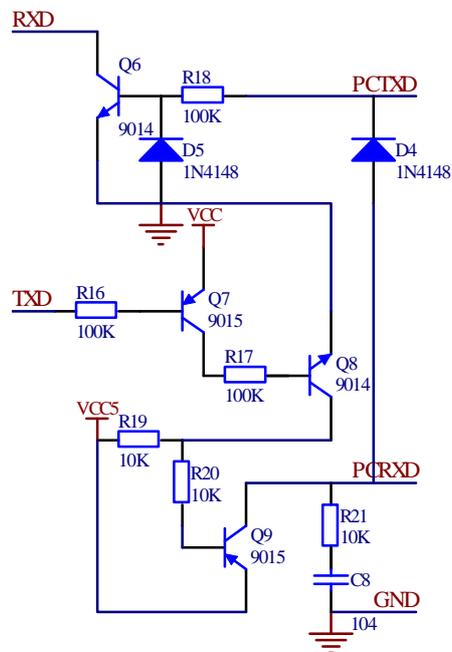


图 2-10 通讯电路

Q8 电平转换，PCRXD 为高，当电路空闲和工作时都不消耗系统功率，上位机端也只消耗 PC 机的功率，完全能够保证实际应用中不会干扰电流变送与输出。

2.7 辅助显示的设计

本设计的温度变送器带现场就地指示功能，这是系统的辅助功能，可以配合就地显示，系统设计了一只 4 位数字 LCD 显示器。LCD 选用了低功耗的模块产品 SMS048，具有 4 位 0.5 寸字高的段式数码，显示范围为 $-199.9^{\circ}\text{C}\sim 999.9^{\circ}\text{C}$ 。它使用标准移位寄存器方式接口，操作简单。在 2.7V 电源下，工作电流小于 $20\mu\text{A}$ 。

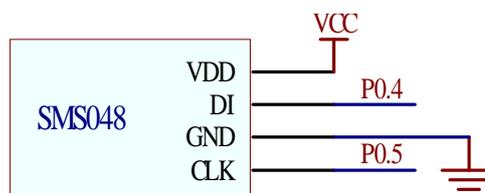


图 2-11 SMS048

2.8 C2 口的设计

C8051F350 有一个 Silicon Labs 2 线 (C2) 开发接口，片内 Silicon Labs 二线 C2 接口引脚可以与用户功能共享，使在系统调试功能不占用封装引脚。允许使用安装在最终应用系统上的产品 MCU 进行非侵入式 (不占用片内资源)、全速、在系统调试。调试逻辑支持观察和修改存储器和寄存器，支持断点、单步、运行和停机命令。在使用 C2 进行调试时，所有的模拟和数字外设都可全功能运行。调试接口，支持 FLASH 编程和使用安装在最终应用系统中的器件进行在系统调试。C2 接口使用一个时钟信号 (C2CK) 和一个双向的 C2 数据信号 (C2D) 在器件和宿主机之间传送信息。C2 协议允许 C2 引脚与用户功能共享，可以进行在系统调试和 FLASH 编程。

3 软件设计

系统软件采用 C51 编制，结构上分为 A/D 转换函数、PWM 中断函数、串口通讯中断函数及主函数几个主要部分。

3.1 主函数

主函数完成了采样、运算、线性化、数字滤波、输出计算及消除干扰等部分程序。

传感器线性化以传感器与温度关系函数 $RT(t) = f(t)$ 为基础，采用了迭代法求解，使用线性预估的方法获得迭代初值，割线法逼近。使用较少的计算和时间，获得了比较高的精度，求解函数见附录 4。

由于输入的信号是小信号，尽管硬件设计上已经采取了差动输入和低通滤波等手段，仍会有一些干扰信号迭加在采样结果中，因此在采样中加入了数字滤波程序。实际采用了限幅滤波与一阶惯性滤波相结合的方法，获得了较好的滤波效果。由于 A/D 转换器处于高速的转换切换状态，容易受到干扰而死机。软件设置了超时检测程序，当超过规定时间未收到转换结束信号即强行复位 A/D 转换器。通过看门狗及软件抗干扰措施保证了系统的可靠运行，取得了预想的效果。总流程图如图 3-1:

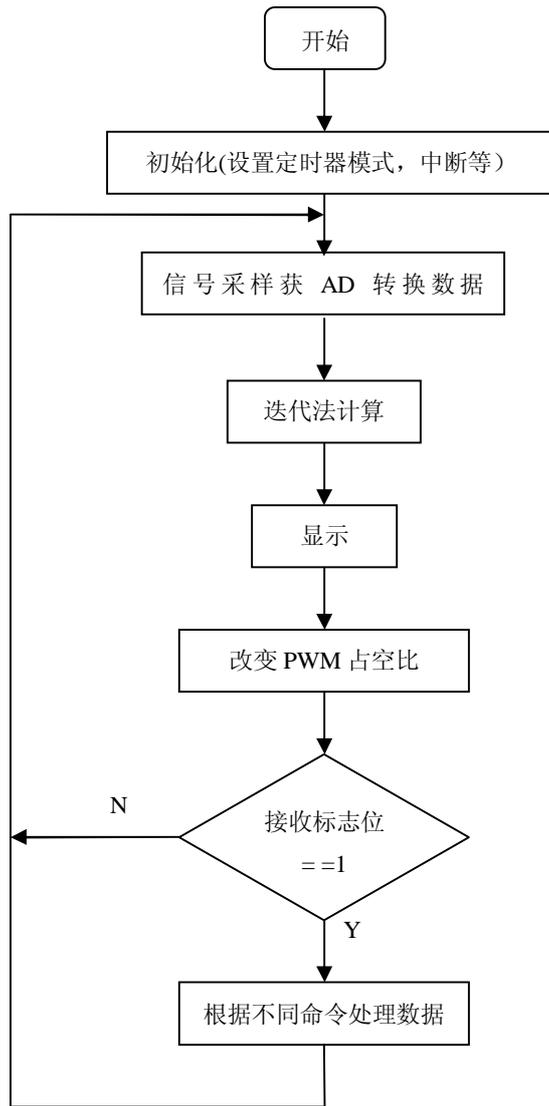


图 3-1 程序总流程

3.2 A/D 转换函数

C8051F350 内置的 24 位的 A/D 转换器需要对大量的寄存器进行读写操作才能完成要求的 A/D 转换，考虑到实际精度，把 24 位中的低 8 位舍弃当 16 位 A/D 转换器用，在保证精度要求的前提下提高了转换时间。C8051F350 模拟输入可以被配置为单端方式或差分方式，为提高精度本设计采用了差分方式；每个输入都有一组（两个）缓冲器，可用于使 ADC 的输入电流最小对于敏感的测量。当绝对引脚输入电压位于测量范围的低半部分时使用“low”输入缓冲器，当绝对引脚输入电压位于测量范围的高半部分时使用“high”输入缓冲器，本设计采用低缓冲器，模拟多路选择器则可以切换两路 A/D 转换，可编程增益放大器（PGA）对 ADC 输入进行放大，可设置的放大倍数为 1、2、4、8、16、32、64 和 128，本设计的 PGA 由不同传感器选择不同的放大倍数以达到更高的精度要求。流程图如图 3-2：A/D 转换器入口进入上面所述的设置，对各个寄存器完成读写操作后，再进行内部校准，完成校准后即可启动连续转换并等待转换结束标志，如需采样多个通道期间还需进行一次通道的切换，转换结束标志到来后正式完成一次转换。

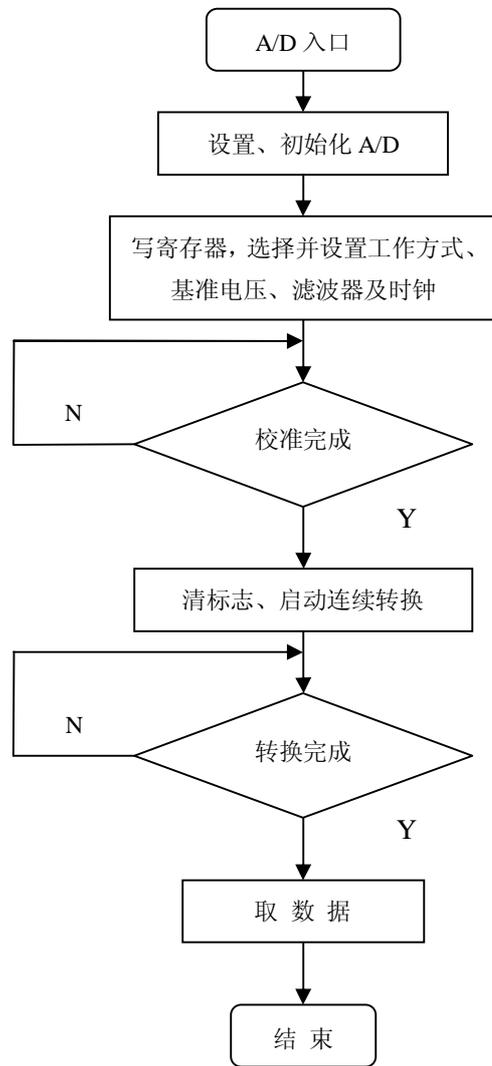


图 3-2 A/D 转换流程图

流程图如图 3-2：A/D 转换器入口进入上面所述的设置，对各个寄存器完成读写操作后，再进行内部校准，完成校准后即可启动连续转换并等待转换结束标志，如需采样多个通道期间还需进行一次通道的切换，转换结束标志到来后正式完成一次转换。

3.3 PWM 中断函数的设计

C8051F350 单片机有现成的 PWM 发生器，但是不能调整周期，采用了它的定时计数器 T2 来制作脉宽调制发生器。具体方法是首先确定脉宽的周期，然后把它分成两部分，一部分为高电平占空部分，余下为低电平部分。把高电平占空比作为变量，就能够计算出 PWM 输出结果。把定时计数器设计成以高电平占空比和低电平占空比两次中断做循环，就可以控制一个 I/O 输出获得 PWM 信号。考虑到 D/A 输出的稳定性，T2 设置为最高中断优先级。

3.4 串口中断函数的设计

通讯部分定义了简单的通讯协议，考虑到采用三极管搭建的通讯电路的可靠性，使用较低的 1200 波特的通讯速度。串口采用中断方式接收，每次接收一个字节，使用内部缓冲器保存接收的数据。辅助使用 T1 计数器定时中断来监测报文的结束字节，共同完成数据接收任务。流程图如图 3-3：

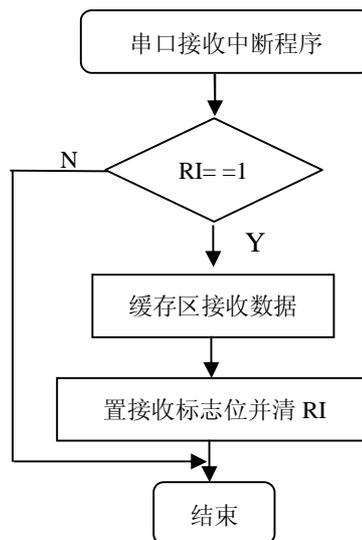


图 3-3 串口中断程序

串口中断接受到的数据全部存入缓冲区，接收到报文后设置标志通知主函数，主函数根据不同的命令进行相应处理。主机件与子机约定一个协议，通讯协议如下：

通讯波特率 1200, 主机下传四个字节, 首字节为命令号, 以后依次为数据高

位,数据低位和校验和,全部应答如下:

设定型号,量程上限,量程下限,热阻系数时,上位机一次设定,连续发送设定型号(40H),量程上限(42H)量程下限命令(41H),热阻系数命令(43H).设定型号时上位机根据量程上限和型号传送增益,首字节为命令号,次字节为型号,三字节为增益(5=32倍,4=16倍,3=8倍,2=4倍,1=2倍,0=1倍)。

当传感器为热偶时固定为16倍,传感器为热阻时,当型号为PT10时为32倍(未用),CU50时为16倍放大,CU100时为8倍放大;当型号为PT100时为8倍放大;当型号为PT1000时,当温度小于500度时为2倍放大,大于500度时为1倍放大;电阻信号时为1倍放大最大采样为30K。

上传数据时应答如下:

50H上传型号,51H上传实际测量的温度,52H上传量程下限,53H上传量程上限;54H上传热阻比例系数(理论/实际),首字节为数据高位,次字节为数据低位,尾字节为校验和。

具体校准过程采用温度补偿方案,在室温点上进行校准,对LM317L进行25度为中间点的直线补偿。校准命令格式为:首字节命令号,次字节为增益,再次字节为A/D转换极性条件(1=单,0=双),末字节累加和。

输入校准时命令字如下:

校准热阻:22H校准一档低量程(40);23H校准一档高量程(80);

24H校准二档低量程(150),25H校准二档高量程(300);

26H校准三档低量程(500),27H校准三档高量程(1500);

28H校准四档低量程(3000),29H校准四档高量程(3800);

20H校准五档低量程(5000),21H校准五档高量程(10000);

30H校准室温,31H校准0MV,32H校准30MV;

输入校准后系统初始化命令73H。

输出校准命令字如下:

输出校准:60H满度输出,61H零点输出,62H满度加一,63H满度减一,64H零点加一,65H零点减一,66H满度加20,67H满度减20,68H零点加20,69H零点减20,6AH输出系统零点,6BH输出系统满度,70H=不写入校准参数;71H=写入校准参数;

下位机应答格式:

3 个字节首字节为数据高位, 次字节为数据低位, 最后为累加和。

3.5 非易失性数据存储

FLASH 存储器除了用于存储程序代码之外还可以用于非易失性数据存储, 这就允许在程序运行时计算和存储类似标定系数这样的数据, 在本系统中这部分存储空间用于设定参数的保存, 地址为 0X0000-0X01FF; 需要注意的是这 512 字节出于一个扇区, 需要擦除才能进行写操作, 这就要求 C8051F350 的程序要分两次下载, 第一次写入设定的参数, 第二次写入程序代码。

完成参数设定后即可把数据写入 FLASH 的非易失性存储空间, 其地址分配如下:

1C00-1C01: 校准的环境温度值

1C02-1C03: 传感器型号

1C04-1C05: 传感器对应的 AD 增益

1C06-1C07: 传感器对应 AD 的工作极性

1C08-1C09: 量程下限

1C0A-1C0B: 量程上限

1C0C-1C0D: 校准零点默认值

1C0E-1C0F: 校准满度默认值

以上参数的存储方式都为整形

1C10-1C24: 以浮点方式依次存放 5 档电阻校准的基准电阻参数, 每档校准分低量程和高量程两个步骤

1C25-1C38: 以浮点方式依次存放校准的 5 档电阻校准的基准电压参数

1C39-1C40: 环境温度校准参数, 为温度芯片采样值

1C4A-1C4B: 为校准的零点时, 0mV 校准输入对应的 AD 转换结果

1C4C-1C4D: 为校准的 16 倍时, 30mV 校准输入对应的 AD 转换结果

从 1C4E 开始, 以浮点的方式存储迭代温度的系数, 每个型号的参数都需要 44 个字节的存储空间。

4 测试与分析

以下是以 PT100 为例，进行测试的结果，将系统设置为 PT100 传感器。PT100 用实验室直流电阻器 ZX25a 来模拟，结果如表 4-1。

表 4-1 温度变送器误差测试

温度值 (°C)	理论输出 电流(mA)	测得电 流值 (mA)	绝对误差 (mA)	相对误差 (%)
-200	4.000	4.001	0.001	0.006
-100	6.000	6.000	0	0
0	8.000	8.000	0	0
100	10.000	10.000	0	0
200	12.000	12.003	0.003	0.0018
300	14.000	14.003	0.003	0.0018
400	16.000	16.000	0	0
500	18.000	18.004	0.004	0.022
600	20.000	20.010	0.010	0.050

由测试数据可得，精度达到设计要求的 0.2%。误差的引入有诸多因素，如温度引起的温漂，PWM 式 D/A 经二级低通滤波还是有细小的纹波，以及软件上计算精度上的限制。温漂的控制可以选用温度系数小的精密电阻，选用巴特沃斯有源滤波电路可以达到更好的滤波效果。

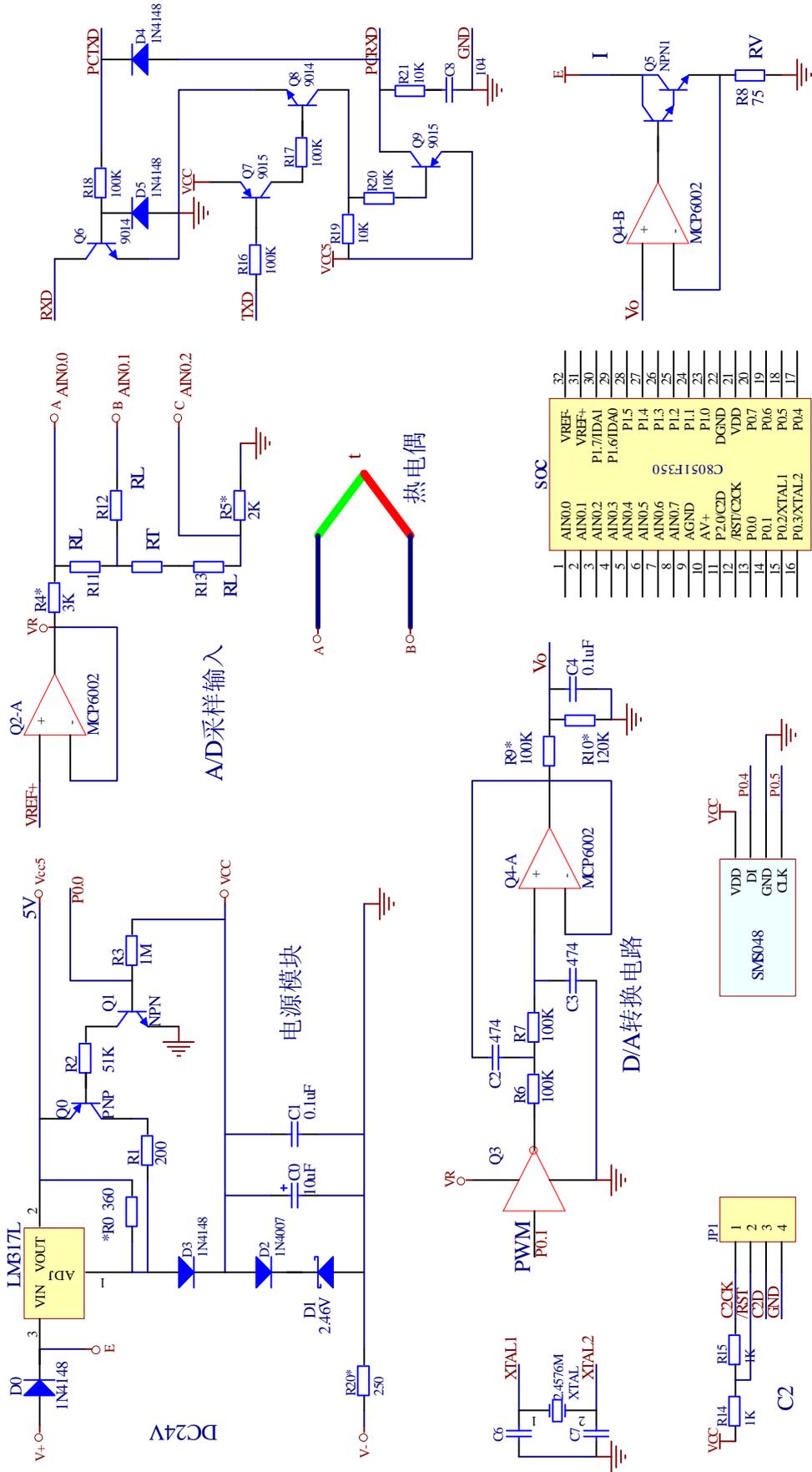
5 总结

本设计以 C8051F350 单片机为控制核心,支持工业上常用的热电阻与热电偶传感器。测量信号经单片机内部的 24 位 A/D 转换模块进行模数转换,经过运算处理后,转换为实际温度,再经过单片机制作 PWM 式的高精度 D/A 转换器输出,并通过数字校准、数字滤波等技术,达到了高精度、高可靠性、低功耗、低成本的设计要求,具有良好的参考、应用价值和广阔的市场,本设计在设计过程中出现很多问题,在处理过程中同样存在很多不足之处还有待改进与提高,限于本人水平,文中错漏在所难免,不对之处还望包容,敬请批评指正。

参考文献

- [1] 沙占友主编. 智能化集成温度传感器原理与应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2002. 82-87
- [2] 沙占友、王彦朋、孟志永等编著. 单片机外围电路设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003. 110-117
- [3] 徐爱钧编著. 智能化测量控制仪表原理与设计[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2004. 23-26
- [4] 杨欣荣主编. 智能仪器原理、设计与发展[M]. 长沙: 中南大学出版社, 2003. 37-39
- [5] 王念春. 具有 Modbus 协议的多路高精度测温仪的研制[M]. 仪器与仪表, 2002. 55-59
- [6] 宗殿瑞. 计算机系统热电偶测量温度的求根算法[J]. 化工自动化及仪表, 2002. 76-77
- [7] 梁伟. 高性价比两线制隔离智能温度变送模块的设计[J]. 化工自动化及仪表, 2006. 71-74
- [8] 杨文. 智能型温度变送器[J]. 仪表技术, 1999. 51-52
- [9] 方安平、刘俊、黄志宏. 采用 Small RTOS51 的智能温度巡检仪设计[J]. 电子科技, 2006. 60-63
- [10] 孙海. S 系列智能温度变送器的设计与实现[J]. 化工自动化及仪表, 2004. 55-58
- [11] MAXIM. PT100 铂电阻温度变送器[J]. 世界电子元器件, 2003. 64-65
- [12] 梁伟. 智能型两线制温度变送器[J]. 电子测量技术, 2003. 32-33
- [13] MAXIM. MAX639 DATA SHEET, REV 3. 1997. 1-12
- [14] 李欣. 用 PIC16F877 构成的两线制温度变送器[J]. 应用天地, 2003. 57-61
- [15] 潘琢金. C8051Fxxx 高速 SOC 单片机原理及应用[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2002. 1-10
- [16] 王大鹏、张海. C8051F040 的两线制低功耗仪表[J]. 应用天地, 2007. 47-50
- [17] Adolph, M. Hackenberg, U. High-precision Temperature Drift Compensated T/R-Module For Satellite Based SAR Applications. Microwave Conference, 2005 European Volume 2, Issue , 4-6 Oct. 2005 Page(s): 4 pp.
- [18] Burke, Lawrence et al., "Transmitter Technology for Advanced Wireless Instrumentation Applications", Presentation for 2002 ITEA conference
- [19] Osgood, Karina et al., "Transmitter Chip Set for Wireless Telemetry Applications", 2001 ITC proceedings.

附录 1 原理图



Pin	Function
1	AIN0.0
2	AIN0.1
3	AIN0.2
4	AIN0.3
5	AIN0.4
6	AIN0.5
7	AIN0.6
8	AIN0.7
9	AGND
10	AV+
11	P2.0/C2D
12	/RST/CCLK
13	P0.0
14	P0.1
15	P0.2/XTAL1
16	P0.3/XTAL2
17	P0.4
18	P0.5
19	P0.6
20	VDD
21	DGND
22	P1.0
23	P1.1
24	P1.2
25	P1.3
26	P1.4
27	P1.5
28	PL6/IDA0
29	PL7/IDA1
30	VREF+
31	VREF-
32	AIN0.0

G8051F350

附录 2 R 和 V_{REF} 的校准程序

```
void jiaozhun()           /*R,VREF 校准函数*/
{
data float vac1,vab1,vac2,vab2,v,r,vref;
    if(comm_flag==1)      /*每收到一次命令处理一次*/
        {
        comm_flag=0;      /*首先清除通讯标志*/
        switch(comm_dat)  /*根据发来的命令具体操作*/
            {
            case 0:        /*校准小量程,然后必须校准大量程!!!*/
                vac1=ad_pro(1); /*R1=100;校准电阻=100 欧*/
                v=ad_pro(1);
                vac1=(vac1+v)/2; /*求两次采样平均值*/
                vab1=ad_pro(2); /*导线压降*/
                v=ad_pro(2);
                vab1=(vab1+v)/2;
                r1=vab1*R1/(vac1-2*vab1);
                break;
            case 1:        /*校准大量程,之前必须基准小量程!!!*/
                vac2=ad_pro(1); /*R2=200;校准电阻=200 欧*/
                v=ad_pro(1);
                vac2=(vac2+v)/2;
                vab2=ad_pro(2);
                v=ad_pro(2);
                vab2=(vab2+v)/2;
                r=(vab1*(R2+2*r1)*(R1+2*r1)-r1*vac2*(R2+2*r1))/(r1*vac2-vab1*(R2+2*r1));
                vref=vac1*(r+R1+2*r1)/(R1+2*r1);
                eeprom(r,vref); /*写入 EEPROM*/
                break;
            default:
                break;
            }
        }
}
```

附录 3 A/D 转换调试程序

```
#include <c8051f350.h>
#include <stdio.h>
#include <math.h>
sfr16 ADC0DEC = 0x9a;
sfr16 TMR2RL = 0xca; // Timer2 reload value
sfr16 TMR2 = 0xcc; // Timer2 counter
long xdata sample_array[128];
long ADC_OutputVal=0;
long cyz;
void SYSCLK_Init (void)
{
    unsigned char i;
    OSCICN = 0x80; //内部振荡器, SYSCLK 为内部频振荡器 8 分频
    CLKSEL = 0x00; //时钟选择寄存器,选择内部振荡器为系统时钟源
    RSTSRC = 0x04;
}
// I/O 口初始化
void PORT_Init (void)
{
    XBR0 |= 0x01; //使能 UART0
    XBR1 |= 0x40; //交叉开关使能
    P0MDOUT |= 0xD0; //TX0 推挽输出, P0.7、P0.6
}
// ADC0 初始化
void ADC0_Init (void)
{
    unsigned int ADC0_decimation;
    REF0CN |= 0x01; // 内部基准偏压被使能
    ADC0CN = 0x00; // ADC0 工作在单极性方式
    ADC0CF = 0x00; // SINC3 滤波器
    ADC0CLK = (SYSCLK/MDCLK)-1; // MDCLK = 2.4576 MHz
    ADC0DEC =200;
    ADC0BUF = 0x00; // 打开输入缓冲
    ADC0MUX = 0x23; // 差分输入
    ADC0MD |= 0x80; // 使能(IDLE Mode)
}
void main (void)
{
    unsigned int i,g;
    float average;
    unsigned char errorflag,s3cerr,ovrerr;
    average=0;
    ADC_OutputVal=0;
    cyz=0;
    PCA0MD &= ~0x40; // 关看门狗
```

```

SYSCLK_Init();           // 时钟初始化
PORT_Init();            // I/O 口初始化
for(i=0;i<64;i++)
{
    sample_array[i]=0;
}
ADC0_Init();           // 初始化 ADC0
ADC0MD |= 0x81;        // 完全内部校准
while (!AD0CALC);     // 等待校准完成
ADC0MD &= ~0x07;      // ADC0 为空闲模式
AD0INT = 0;           // 清 AD0 中断标志
ADC0MD |= 0x83;       // 启动连续转换
while(1)              //处理采样值
{
    for (i = 0; i < 64; i++)
    {while(!AD0INT);   //等待转换完成
      AD0INT = 0;      //清 AD0 中断标志
      ADC_OutputVal = ADC0H; //取高字节
      ADC_OutputVal =ADC_OutputVal<< 16; //左移 16 位
      ADC_OutputVal += (long)ADC0L + ((long)ADC0M << 8);//加低字节加中字节
      sample_array[i] = ADC_OutputVal; //存入缓冲区
    }
    for(i=0;i<64;i++)
    { average=average+(float)sample_array[i];//累加 }
    average=average/64; //得到平均值
    cyz=(long)average;
}
}

```

左移 8 位

附录 4 温度迭代求解函数

```
process_t()          /*测量温度求解函数，已知 R，VREF*/
{
data float vac,vab,rt,rt1,t;
  vac=ad_pro(1);
  vab=ad_pro(2);      /*A/D 转换获得 VAB 和 VAC*/
  rt1=r*(vac-2*vab)/(vref-vac); /*计算出热电阻当前值*/
  rt=lubo(rt1);      /*滑动加权滤波*/
  t=(rt-100)/0.36;   /*首先按照 400 度量程线性估计当前温度*/
  do                  /*采用试差法循环计算，刚才估计的 t 做初始值*/
  {
    if(rt<100)       /*摄氏零度以下处理*/
    {
      rt1=100+t*(0.390802-0.0000580195*t-0.000000000427351*(t-100)*t*t);
    }
    else              /*摄氏零度以下处理*/
    {
      rt1=100+t*(0.390802-0.0000580195*t);
    }
    t=t+(rt-rt1)/0.36;
  }
  while(((rt-rt1)>0.005)||((rt1-rt)>0.005)); /*计算余差最终小于 0.005 欧*/
  return(t)          /*试差结束，返回浮点数温度值*/
}
```

附录 5 材料清单

Resistor	*R0	Res2	1
Crystal Oscillator	2.4576M	XTAL	1
Polarized Capacitor (Radial)	C0	Cap Pol1	1
Capacitor	C1	Cap	1
Capacitor	C2	Cap	1
Capacitor	C3	Cap	1
Capacitor	C4	Cap	1
Capacitor	C6	Cap	1
Capacitor	C7	Cap	1
Polarized Capacitor (Radial)	C8	Cap Pol1	1
High Conductance Fast Diode	D0	Diode 1N4148	1
Silicon AF Schottky Diode for High-Speed itching	D1	Diode BAS70	1
1 Amp General Purpose Rectifier	D2	Diode 1N4007	1
High Conductance Fast Diode	D3	Diode 1N4148	1
High Conductance Fast Diode	D4	Diode 1N4148	1
High Conductance Fast Diode	D5	Diode 1N4148	1
Header, 4-Pin	JP1	Header 4	1
Volt Reg	D6	LM317L	1
PNP Bipolar Transistor	Q0	PNP	1
NPN Bipolar Transistor	Q1	NPN	1
Amplifier	Q2-A	MCP6002	1
Amplifier	Q3	MCP6002	1
Amplifier	Q4-A	MCP6002	1
Amplifier	Q4-B	MCP6002	1
NPN Darlington Bipolar Transistor	Q5	NPN1	1
NPN General Purpose Amplifier	Q6	9014	1
PNP General Purpose Amplifier	Q7	9015	1
NPN General Purpose Amplifier	Q8	9014	1
PNP General Purpose Amplifier	Q9	9015	1
Resistor	R1	Res2	1
Resistor	R2	Res2	1
Resistor	R3	Res2	1
Resistor	R4*	Res2	1
Resistor	R5*	Res2	1
Resistor	R6	Res2	1
Resistor	R7	Res2	1
Resistor	R8	Res2	1
Resistor	R9*	Res2	1
Resistor	R10*	Res2	1

Resistor	R11	Res2	1
Resistor	R12	Res2	1
Resistor	R13	Res2	1
Resistor	R14	Res2	1
Resistor	R15	Res2	1
Resistor	R16	Res2	1
Resistor	R17	Res2	1
Resistor	R18	Res2	1
Resistor	R19	Res2	1
Resistor	R20	Res2	1
Resistor	R21	Res2	1
Resistor	RT	Res2	1
SOC	U1	C8051F350	1

附录 6 原理图

