

# 数控直流电流源

## 摘 要

本系统以摩托罗拉 16 位 DSP 芯片 56F807 为核心处理器, 主要负责 A/D 采集、D/A 输出和 PID 算法的计算。在恒流电源控制电路中, 采用大功率达林顿管提供恒流电源所需要的大电流, 负载可变, 输出电压在 10V 以内变化。D/A 输出电压控制输出电流在 20mA 到 2000mA 之间调节, 并保持稳定。本系统采用单闭环负反馈 PID(比例、积分、微分)算法控制, 缩短上升时间, 减小超调量, 减小了输出电流的偏差。采用  $I^2C$  总线接口键盘, 具有设定值调整, 微调(步进量 1), 粗调(步进量 10)三种调整功能, 中文 LCD, 可同时显示设定值, 实际值和测量误差的绝对值。本系统具有超压保护和报警功能。我们自行设计了  $\pm 15V$ 、 $+12V$  和  $5V$  电源为系统供电。

Wangljin 收藏

博客地址: <http://blog.ednchina.com/wangljin/>

## Abstract

This system depends on Motorola DSP56F807 as the core. It is mainly used for A/D collection, D/A controller and PID control algorithm in the automatic control system. In the constant ampere power source circuit, we use complementary silicon power darlington transistors for the large current supply, variable load and variable voltage within 10V. D/A output voltage can control the current between 20mA and 2000mA.

This system adoption list shuts the wreath negative feedback PID( proportion, integral calculus, differential calculus) calculate way control, shortening to rise time, let up super adjust the quantity, let up to output the deviation of the electric current. Adopt the  $I^2C$  bus connects a keyboard, having the initial value adjustment, tiny adjust, large adjust three kinds of adjust the function, LCD with Chinese characters, which can show the initial value at the same time, actual value and measure absolute value of the error margin. This system has super press the protection and warning system. We by ourselves designed the 15 Vs, 12V and 5V power supplies to be the system power supplies.

## 1 方案比较，设计与论证

### 1.1 控制方案比较

**方案一**（见图 1）此方案是传统的模拟 PID 控制方案，其优点是不占用 CPU 处理器的时间，对处理器性能的要求比较低。但模拟 PID 控制方式的参数不易匹配，调节时间长，难以把精度做得很高，并且难以实现题中要求的良好的人机交互功能。

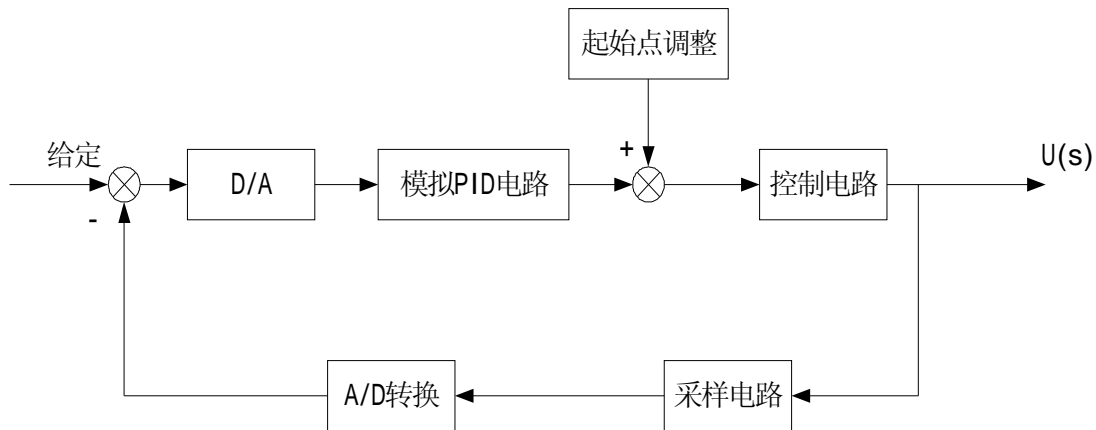


图 1 控制方案一框图

**方案二**（见图 2）此方案采用 摩托罗拉 16 位 DSP 芯片 56F807 为核心处理器来实现，该平台具有高处理速度，适合实现复杂的算法和控制。这种方案可以方便地实现 PID 的控制算法。本设计采用了方案二。

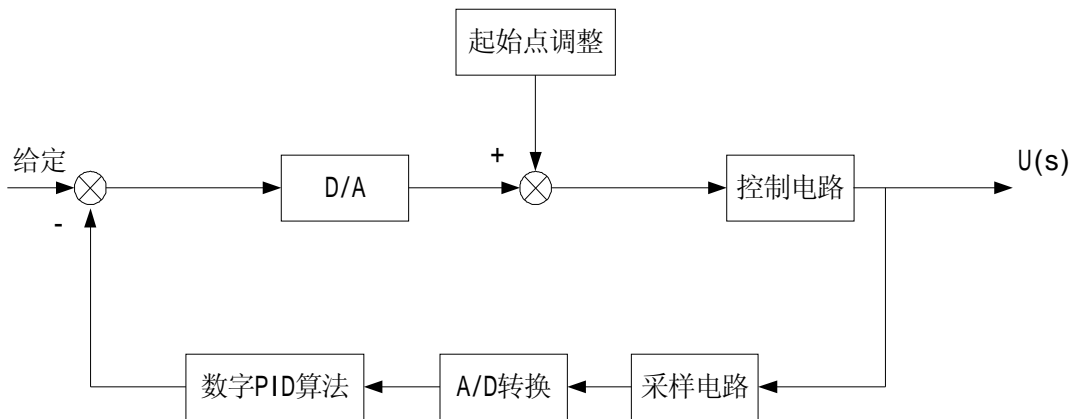


图 2 控制方案二框图

### 1.2 检测方案比较

**方案一** 直接对负载进行采样

直接对负载进行采样简单易行。但由于负载电阻为可调节电阻，输出可能有电流可

能会受接触电阻的变化而不稳定，故不宜选取。

**方案二** 对采样电阻进行采样

采样电阻采用标准精密电阻，阻值稳定，将阻值的变化对电流的影响降低到最小程度。另外，对采样电阻进行采样，有效避免了外接测量电路对电流的影响。因此采用方案二。

## 2 理论分析

### 2.1 PID 控制算法

PID 是一种在单片机控制中常用的算法，PID 控制由于其具有控制方法简单、稳定性好、可靠性高和易于现场调试等优点，被广泛应用于工业过程控制。其输入  $e(t)$  与输出  $u(t)$  的关系为<sup>[1]</sup>

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) dt + K_d \frac{de(t)}{dt}$$

数字 PID 控制算法是以模拟 PID 调节器控制为基础的，由于单片机是一种采样控制，它只能根据采样时刻的偏差计算控制量。但是如果采样周期  $T$  取得足够小，采用数值计算的方法逼近可相当准确，被控过程与连续控制十分接近。离散化后的 PID 算式为：<sup>[1]</sup>

$$u_i = K \left[ e_i + \frac{T}{T_i} \sum_{j=0}^i e_j + \frac{T_d}{T} (e_i - e_{i-1}) \right] + u_0$$

式中：

- K：比例系数
- $u_0$ ：偏差为零时的控制作用
- $T_i$ ：积分时间
- $T_d$ ：微分时间
- T：采样时间

以上公式称为**位置式**算法。由它可推出**增量式**算法：

$$\Delta u_i = K \left[ e_i - e_{i-1} + \frac{T}{T_i} e_i + \frac{T_d}{T} (e_i - 2e_{i-1} + e_{i-2}) \right]$$

在本设计中采用了增量式算法，这是由于增量式算法只需保持以前三个时刻的偏差即可，既节省了资源又不会产生较大的积累误差。式中各系数由反复实践后确定，实验证明，这种控制方式可以加快系统阶跃响应、减小超调量，并具有较高的精度。

## 3 系统设计

### 3.1 系统结构图(如图 3 所示)

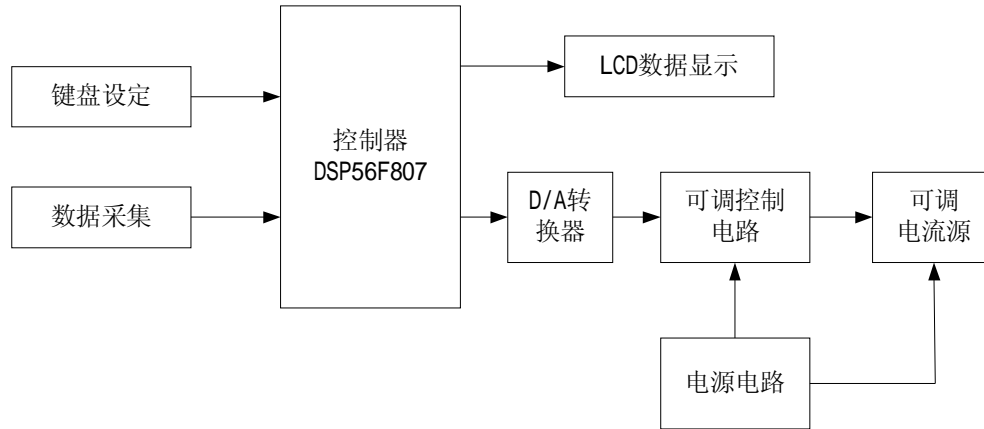


图3 系统结构图

本系统由处理器 56F807、可调控制电路、可调电流源主回路、电源电路、数据采集、数据输出、反馈电路和人机交互接口构成。

### 3.2 处理器性能介绍

采用 DSP(Digital Signal Processor)数字信号处理芯片作为中央处理芯片。DSP 采用哈佛结构和多重流水线结构。采用哈佛结构将程序空间与数据空间分开编址，使读程序和读/写数据可以同时进行，并行的流水线处理使多条指令并行处理，使取指、译码和执行等操作可以重叠执行。片内的快速 RAM 通常可以在两块空间中同时寻址；具有低开销或无开销的循环和跳转硬件支持；具有在单周期内操作的多个硬件地址产生器；可以并行执行多个操作；在一个指令周期内可完成一次乘法和一次加法。与同主频 CPU 相比，芯片的处理速度大大加快，适合本题目的实时数据处理。

与普通的 8 位单片机最小系统板相比，拥有更多的片内资源：具有更多数目的 I/O 口，提供更多的可与外部资源的连接；具有内部集成，高精度、高速率的 12 位 A/D 转换器，具有提高了采样精度，避免了外围电路对采样的干扰；集成了同步外围串行接口，提高了与外围器件之间的通信速率，又减少了对 I/O 引脚的占用。片上自带 MAX5251 四通道，10 位串行 D/A 转换器，方便实用。

### 3.3 可调电流源主回路

该恒流源主电路是由复合管构成的电流放大电路、负载电阻和采样电阻构成。该复合管是由两只晶体管串联构成。其中第一级的发射级直接耦合到第二只晶体管的基极上，引出三个电极 e、b、c 形成一个“大三极管”。这种管的电流放大倍数为两只管子电流放大倍数之和。根据输出电流范围（200mA~2A）和输出直流电压小于 10V 的要求，我们采用可调 5 Ω/50W 的负载电阻。为了保证采样电阻尽可能不受输出电压变化的影响，单独采用 0.5 Ω/10W 采样电阻进行电压反馈。

控制电路由起始点调整电路和电压叠加电路构成。起始点调整电路的作用是在当 D/A 零输入时，设置  $U_c$  的输出电压。为了满足恒流源输出电压的要求并且减小步长提高精度，当 D/A 输出为零时， $U_c$  的电压调整为 11.9V，从而满足恒流源输出电压的要求。电压叠加电路在起始点调整电路的基础上添加 PID 算法的调整量。

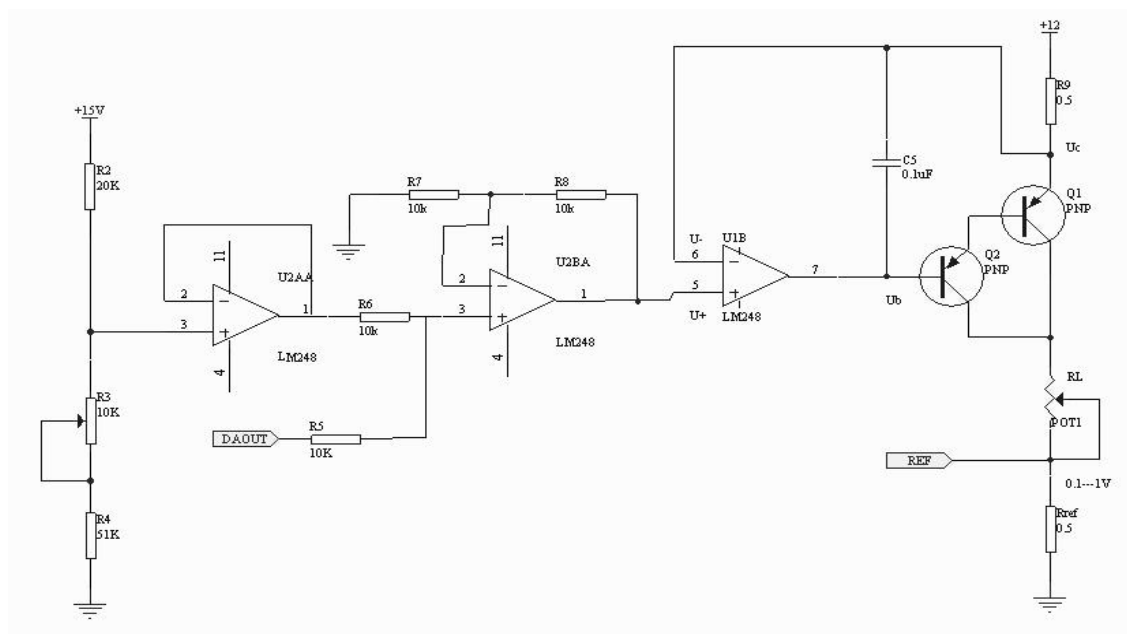


图4 可调控制电路原理图

### 3.4 数据采集和数据输出

为了减小步长，D/A 电路输出电压范围控制在 0~0.9V。由于采用 10 位的 D/A 芯片，故 D/A 输出调整电压精度为  $0.9V / 1024 = 0.87mV$ 。输出电流的最小步长为  $0.87 mV / 0.5 \Omega = 1.74 mA$ 。

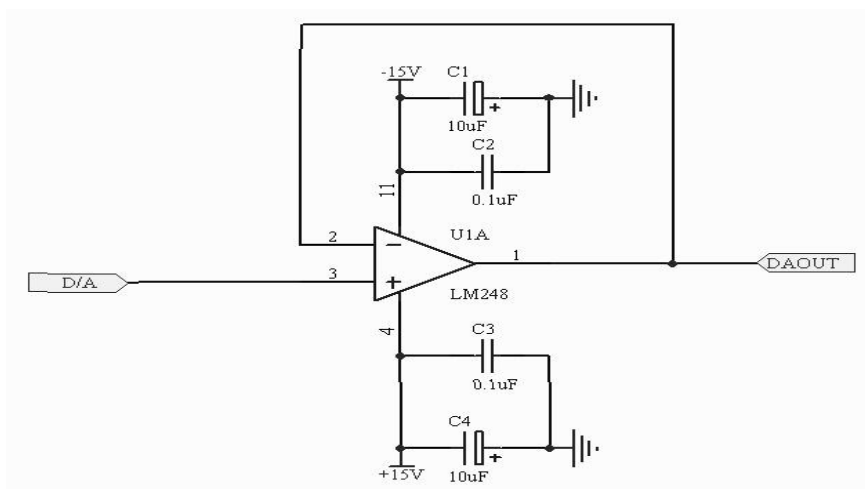


图5 D/A 输出原理图

D/A 转换器采用 MAX5251。MAX5251 为 4 通道，10 位 D/A 转换器。自带 16 位数据输入/输出移位寄存器，并且每一个 D/A 通道均集成一个输入寄存器和 DAC 寄存器。MAX5251 的 VDD 为 3.3V，参考电压为 0V-1.9V。其内部电路如下所示：

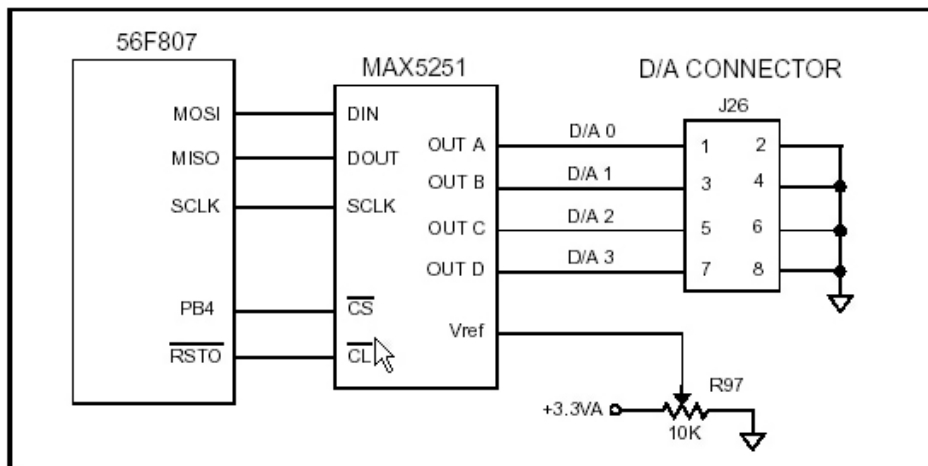
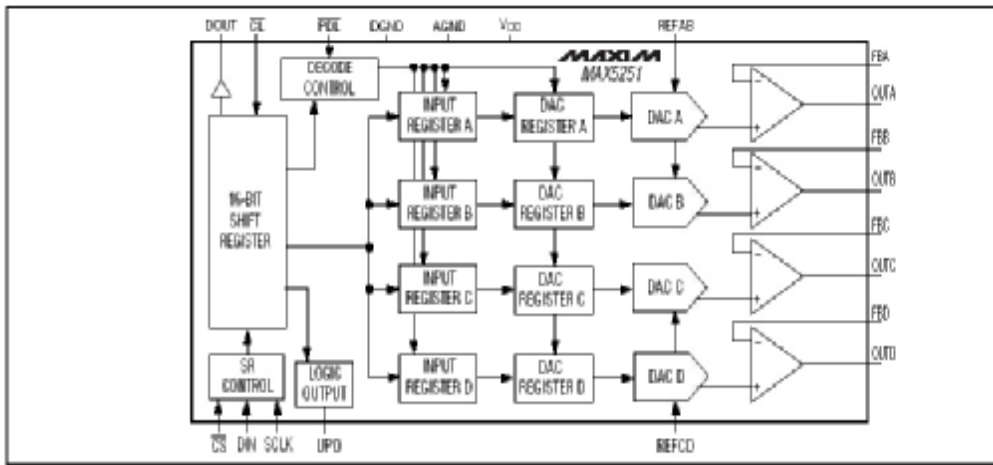


图 6 D/A 输出原理图

如上图所示，D/A 转换器通过 3 根串行线与 DSP 的同步外围串行接口连接。其中 DOUT 为串行数据输出口，DIN 为串行数据输入口，发送和接受 16 位数据。SCLK 为串行时钟线接口，为片选信号输入口，低电平有效，为复位信号输入线，低电平有效。在置低时，串行数据输入线上的数据可在串行时钟信号上升沿时按位写入移位寄存器，并在之后的信号上升沿时将移位后的数据写入输入寄存器。写入数据的前 4 位为命令控制位，然后为 10 位数据位，最后两位无功能。通过对命令控制位的不同赋值，可实现 D/A 转换器的不同操作。

### 3.5 反馈电路

由于采样电阻为  $0.5\ \Omega$ ，故反馈输入电压为  $0.1V\sim 1V$ 。为了抑制干扰，我们将信号放大 2.5 倍，使反馈输出电压为  $0.25V\sim 2.5V$ 。同时采用截止频率为 10Hz 的无源低通滤波器，滤除工频干扰和器件噪声。为了使反馈电压不大于 A/D 通道的最大输入电压，电路里又添加了限幅保护电路，有效的保护 A/D 正常工作。

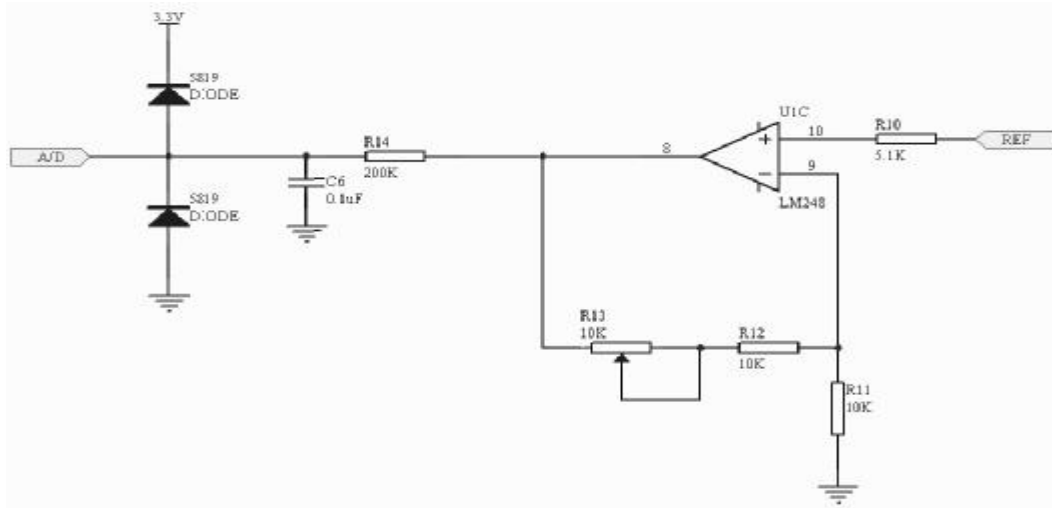


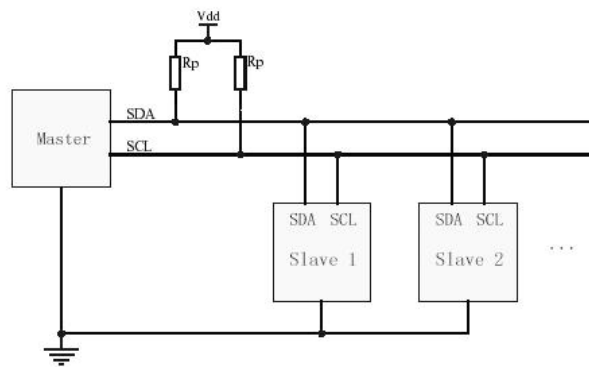
图6 D/A反馈原理图

## 3.6 人机交互接口

### 3.6.1 $I^2C$ 键盘显示

$I^2C$  总线只需要由两根信号线组成，一根是串行数据线 SDA，另一根是串行时钟线 SCL。

一般 SDA 和 SCL 引脚都是漏极开路输出结构。因此实际使用中 SDA 和 SCL 信号线都必须要加上拉电阻，一般取值 3-10K $\Omega$ 。开漏结构的好处是：当总线空闲时，这两条信号线都是保持高电平，几乎不消耗电流；电气兼容性好，上拉电阻接 5V 电源就能与 5V 逻辑器件接口，上拉电阻接 3V 电源又能与 3V 逻辑器件接口；因为是开漏结构，所以不同器件的 SDA 和 SDA 之间、SCL 与 SCL 之间可以直接相连，不需要额外的转换电路。

图7  $I^2C$  总线信号连接示意图

$I^2C$  总线以字节为单位收发数据。传输到 SDA 线上的每个字节必须为 8 位。每次传输的字节数量不受限制。首先传输的是数据的最高位，最后传输的是最低位。另外每个字节之后还有一个响应位，即应答。接受器接受数据的情况可以通过应答位来告知发送器。应答位的始终脉冲仍由主机产生，而应答位的数据状态则遵循“谁接收谁产生”原则，即总是由接受

器产生应答位。主机向从机发送数据时，应答位由从机产生；主机从从机接收数据时，应答位由主机产生。如果接收器在接收完最后一个字节数据时，或者不能再接收更多数据时，应当产生非应答来通知发送器。发送器接收到非应答信号则终止发送。



图 8 主机向从机发送数据的基本格式

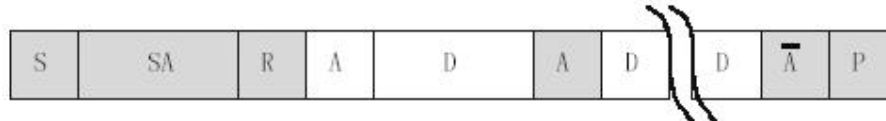


图 9 主机从从机接收数据的基本格式

各种符号意义为：

S：起始位；

SA：从机地址，7 位从机地址；

W：写标志位；

R：读标志位；

A：应答位；

D：数据（8 位）；

P：停止位；

阴影：主机产生的信号；

无阴影：从机产生的信号。



图 10 主机向从机发送 1 字节数据的时序图

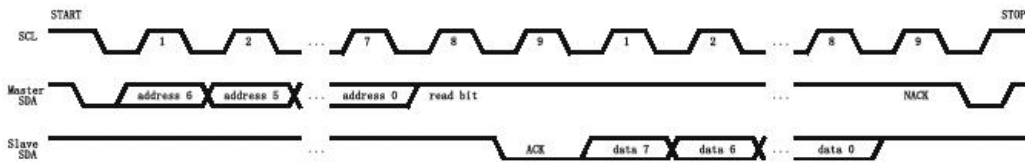


图 11 主机从从机接收一个字节数据的时序图

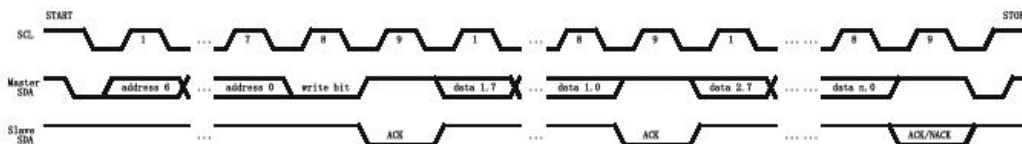


图 12 主机向从机连续发送多字节数据的时序图



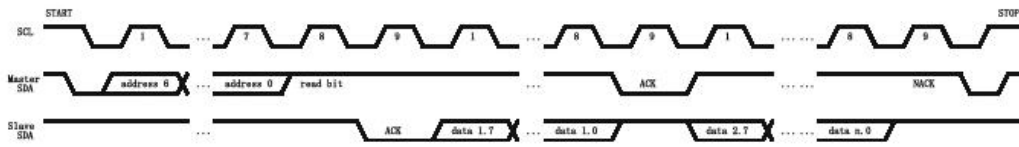


图 13 主机从从机连续接收多个字节数据的时序图

主机与从机进行通信时，有时需要切换数据的收发方向，在接换方向时，可以不必先产生停止条件再开始下次传输，而是直接再一次产生开始条件。 $I^2C$  总线在已经处于忙的状态下，再一次直接产生起始条件的情况被称为重复起始条件。

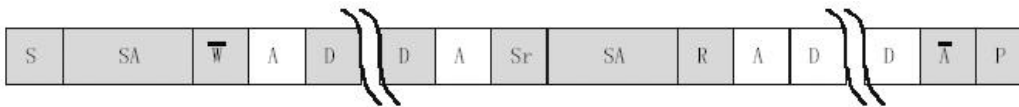


图 14 带有重复起始条件的多字节数据传输格式示意图

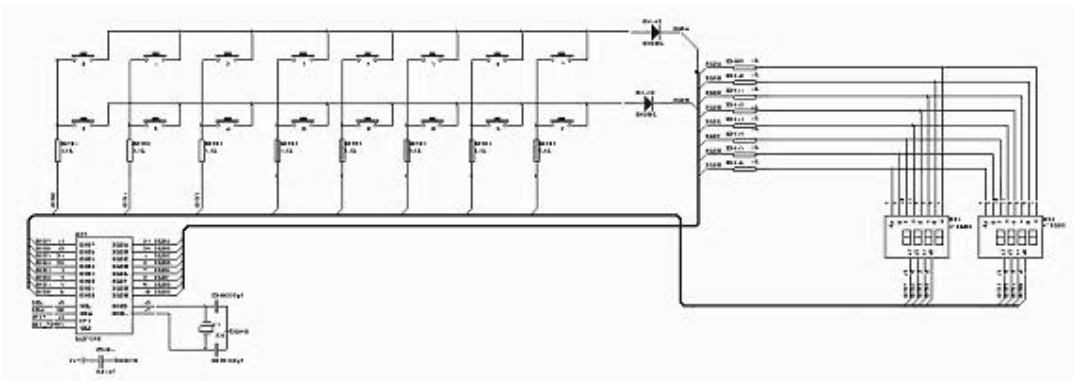


图 15 键盘和 LED 原理图

### 3.6.2 LCD 液晶显示模块

本系统采用 12K64 图形点阵式液晶显示模块作为主站的显示界面。12K64 液晶显示模块由 ST7920 控制器、128×64 点阵式显示屏、二级汉字字库以及背光照明 4 部分组成。ST7920 控制器内置国标字库以及 ASCII 码字符库，直接向其发送 ASCII 代码，即可显示相应的 ASCII 字符或汉字。除了字符显示功能外，该显示模块还具备图形显示功能。

本系统采用 LCM12832ZK 图形点阵式液晶显示模块作为显示模块，LCM12832ZK 中文液晶显示模块的液晶屏幕为 128\*32，可显示两行，每行可显示 8 个汉字。中文液晶显示模块可实现汉字、ASCII 码、点阵图形的同屏显示，电源操作范围宽（2.7V to 5.5V），低功耗设计可满足产品的省电要求；同时与单片机等微控器的接口界面灵活（三种模式：并行 8 位/4 位，串行 3 线/2 线），可以根据需要灵活选用。我们采用的是串行 3 线式接口。

在串行方式下将使用二条传输线作串行资料的传送，主控制系统将配合传输同步时钟（SCLK）与接收串行数据线（SID），来完成串行传输的动作。减少了对 I/O 端口的占用。

串口通信传输协议：

在片选 CS 设为高电位时，同步时钟线（SCLK）输入的讯号才会被接收，另一方面，当片选（CS）设为低电位时，模块的内部串行传输计数与串行资料将会被重置。模块的同步时钟线（SCLK）具有独立的的操作，但是当有连续多个指令需要被传输，必须确实等到一个指令完全执行完成才能传送下一笔资料，因为模块内部并没有传送/接收缓冲区。从一个完整的串

行传输流程来看，一开始先传输起始位，它需先接收到五个连续的“1”（同步位串）在起始位元组，此时传输计数将被重置并且串行传输将被同步，再跟随的二个BIT 分别指定传输方向位（RW）及暂存器选择位（RS），最后第八位则为“0”。在接收到起始位元组后，每个指令/数据将分为二组接收到：较高4 位元（DB7~DB4）的指令资料将会被放在第一组的LSB 部分，而较低4 位元（DB3~DB0）的指令资料则会被放在第二组的LSB 部分，至于相关的另四位则都为0。



图 16 串行时序图

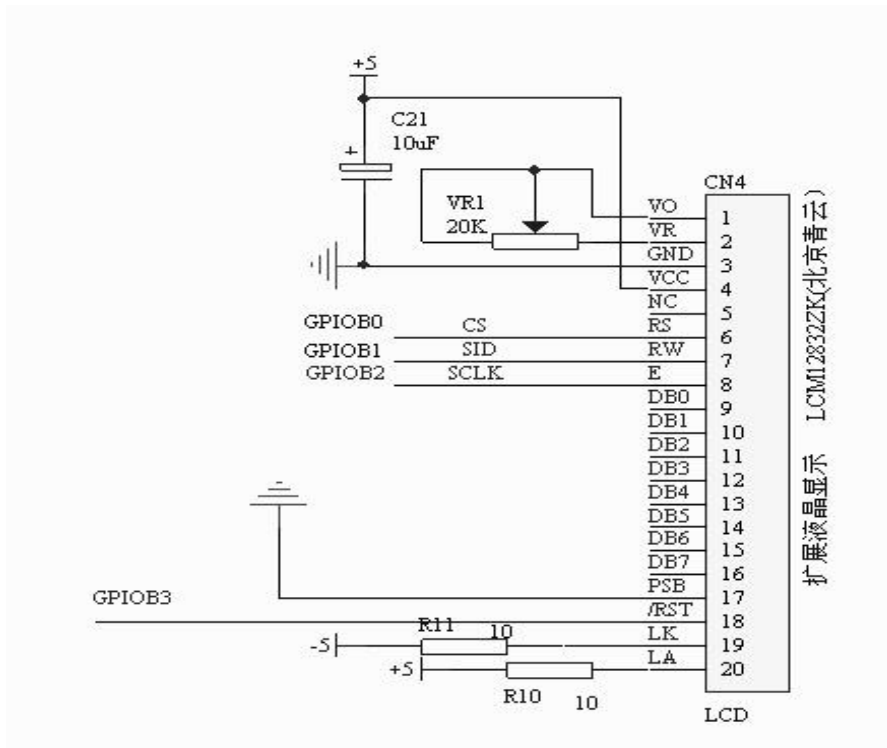


图 17 硬件接线图

中文液晶显示模块LCM128ZK 的字型ROM 内含8192 个16\*16 点中文字型和128 个16\*8 半宽的字母符号字型；另外绘图显示画面提供一个64\*256 点的绘图区域GDRAM；而且内含CGRAM 提供4 组软件可编程的16\*16 点阵造字功能。电源操作范围宽（2.7V to 5.5V），低功耗设计可满足产品的省电要求；同时与单片机等微控器的接口界面灵活（三种模式：并行8 位/4 位，串行3 线/2 线）。中文液晶显示模块可实现汉字、ASCII 码、点阵图形的同屏显示。

DSP与LCD液晶显示模块采用串行的连接方式。在串行方式下将使用二条传输线作串行资料的传送，主控制系统将配合传输同步时钟（SCLK）与接收串行数据线（SID），来完成串

行传输的动作。在片选CS 设为高电位时，同步时钟线（SCLK）输入的讯号才会被接收，另一方面，当片选（CS）设为低电位时，模块的内部串行传输计数与串行资料将会被重置。模块的同步时钟线（SCLK）具有独立的操作，但是当有连续多个指令需要被传输，必须确实等到一个指令完全执行完成才能传送下一笔资料，因为模块内部并没有传送/接收缓冲区。从一个完整的串行传输流程来看，一开始先传输起始位，它需先接收到五个连续的“1”（同步位串）在起始位元组，此时传输计数将被重置并且串行传输将被同步，再跟随的二个BIT 分别指定传输方向位（RW）及暂存器选择位（RS），最后第八位则为“0”。在接收到起始位元组后，每个指令/数据将分为二组接收到：较高4 位元（DB7~DB4）的指令资料将会被放在第一组的LSB 部分，而较低4 位元（DB3~DB0）的指令资料则会被放在第二组的LSB 部分，至于相关的另四位则都为0。采用液晶显示模块，克服了系统动态刷新显示时LED管闪烁显示的缺点，更易于测量观察。

### 3.6.3 声光报警模块

为了在关键时刻和异常时刻及时给予用户提示信息 and 报警信息，我们设计制作声光报警模块。例如用于输入给定值超限。报警模块设计电路如下。

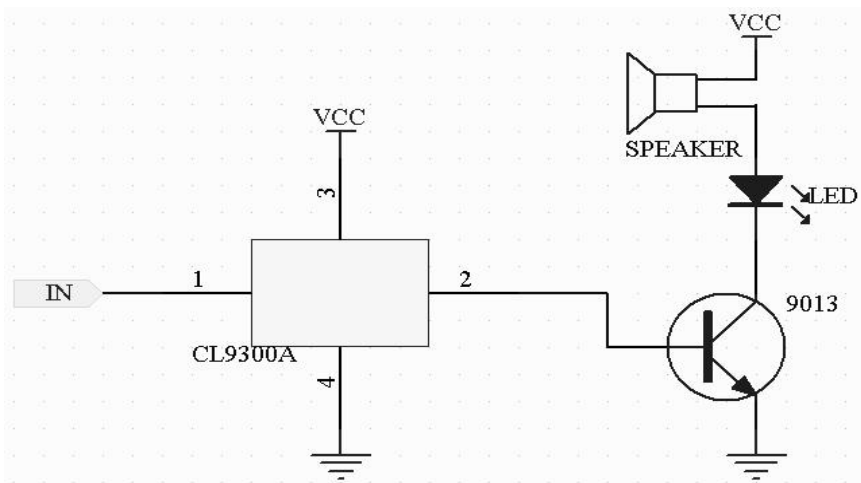


图18 声光报警模块

## 3.7 电源电路

方案一 制作一个大电流的 $\pm 15V$  电源，对两部分电路集中供电。这种供电方式接线比较简单，但由于恒流源产生电路需要的供电电流非常大，两部分集中供电的电流就更大，这就加大了电源设计的难度。另外，由于电流源电路的负载变化范围比较大，使电源电流的波动也很大，集中供电会给运放部分带来很大的干扰。

方案二 因为恒流源主回路需要一个大电流，为了保证该回路可以得到足够的电流，并且当主回路电流急剧增大时，不至于影响其他器件正常工作，采用多电源供电的方式。运算放大器部分采用 $\pm 15V$  对称电源供电，恒流源产生电路采样一个大电流的 $12V$  电源。这样既减小了电源设计的难度，有杜绝了两个电路之间的互相干扰。

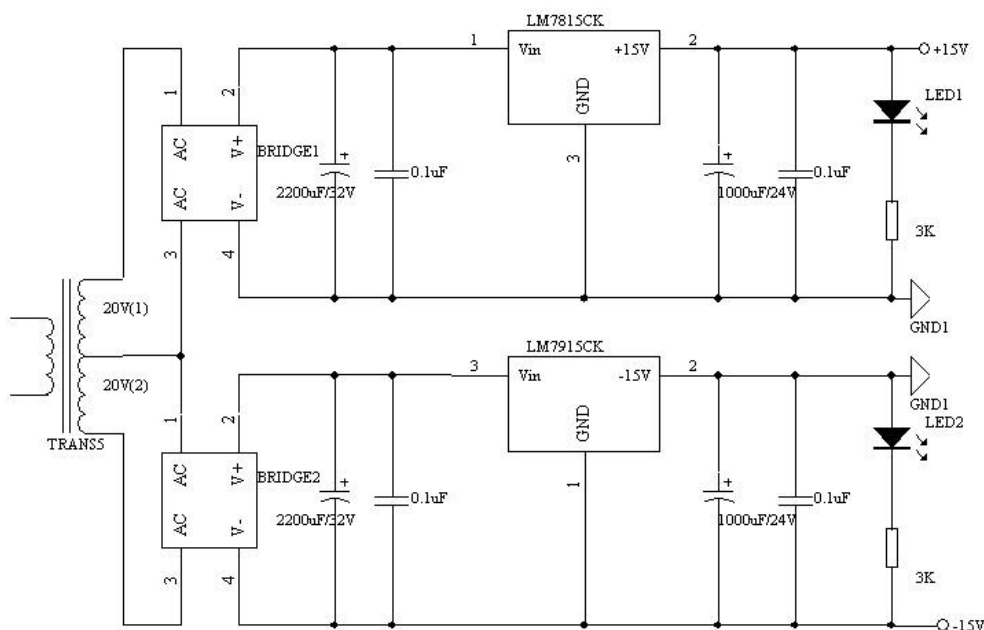


图 18 ±15V 对称电源电路图

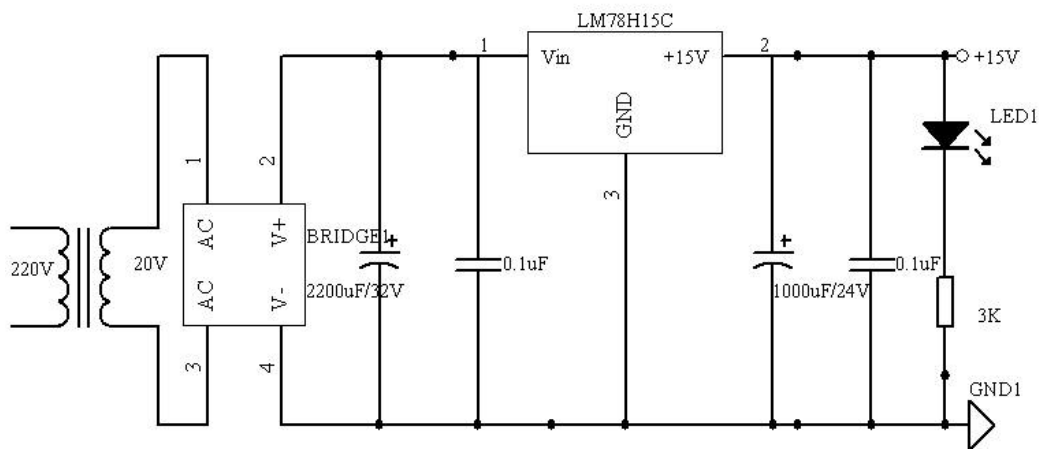


图 18 大电流 15V 电源

## 4 调试

### 4.1 PID 调试

开环控制系统(open-loop control system)是指被控对象的输出(被控制量)对控制器(controller)的输出没有影响。在这种控制系统中,不依赖将被控量反送回来以形成任何闭环回路,所以结构简单,易于实现,但输出误差较大,鉴于本题目对输出误差有严格的要求,所以应该采用闭环控制系统。

闭环控制系统(closed-loop control system)的特点是系统被控对象的输出(被控制量)

会反送回来影响控制器的输出，形成一个或多个闭环。闭环控制系统有正反馈和负反馈，若反馈信号与系统给定值信号相反，则称为负反馈(Negative Feedback)，本系统即采用了闭环负反馈控制系统。

在工程实际中，PID(比例、积分、微分)是应用最为广泛的闭环控制规律。当被控对象的结构和参数不能完全掌握，或得不到精确的数学模型时，控制理论的其它技术难以采用时，系统控制器的结构和参数必须依靠经验和现场调试来确定，这时应用PID控制技术最为方便。即当我们不完全了解一个系统和被控对象，或不能通过有效的测量手段来获得系统参数时，最适合用PID控制技术。PID控制，实际中也有PI和PD控制。PID控制器就是根据系统的误差，利用比例、积分、微分计算出控制量进行控制的。

比例控制是一种最简单的控制方式。其控制器的输出与输入误差信号成比例关系。当仅有比例控制时系统输出存在稳态误差(Steady-state error)。

在积分控制中，控制器的输出与输入误差信号的积分成正比关系。对一个自动控制系统，如果在进入稳态后存在稳态误差，则称这个控制系统是有稳态误差的或简称有差系统(System with Steady-state Error)。为了消除稳态误差，在控制器中必须引入“积分项”。积分项对误差取决于时间的积分，随着时间的增加，积分项会增大。这样，即便误差很小，积分项也会随着时间的增加而加大，它推动控制器的输出增大，使稳态误差进一步减小，直到等于零。因此，比例+积分(PI)控制器，可以使系统在进入稳态后无稳态误差。

在微分控制中，控制器的输出与输入误差信号的微分(即误差的变化率)成正比关系。自动控制系统在克服误差的调节过程中可能会出现振荡甚至失稳。其原因是由于存在有较大惯性组件(环节)或有滞后(delay)组件，具有抑制误差的作用，其变化总是落后于误差的变化。解决的办法是使抑制误差的作用的变化“超前”，即在误差接近零时，抑制误差的作用就应该是零。这就是说，在控制器中仅引入“比例”项往往是不够的，比例项的作用仅是放大误差的幅值，而目前需要增加的是“微分项”，它能预测误差变化的趋势，这样，具有比例+微分的控制器，就能够提前使抑制误差的控制作用等于零，甚至为负值，从而避免了被控量的严重超调。所以对有较大惯性或滞后的被控对象，比例+微分(PD)控制器能改善系统在调节过程中的动态特性。

数字PID算法

1 基本PID算法

位置式PID算法 模拟PID调节器的理想PID算法为

$$u(t) = K_p \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (1)$$

式中  $u(t)$  ——调节器的输出；

$e(t)$  ——调节系统的控制偏差；

$K_p$  ——调节器的放大倍数；

$T_i$  ——积分时间常数；

$T_d$  ——微分时间常数；

在数字控制系统中，因为是采样控制，根据采样时刻的偏差计算控制量，因此上式中的积分项和微分项不能直接准确计算，只能用数值计算的方法逼近。用数字形式的差分方程来代替

连续系统的微分方程，此时的积分项和微分项用下面的式子进行变换

$$\int_0^t e(t)dt = \sum_{i=0}^k e(i)\Delta t = T \sum_{i=0}^k e(i) \quad (2)$$

$$\frac{de(t)}{dt} \approx \frac{e(k) - e(k-1)}{\Delta t} = \frac{e(k) - e(k-1)}{T} \quad (3)$$

式中  $T$ ——采样周期， $T = \Delta t$ ；

$e(k)$ ——第  $k$  次采样时刻的控制偏差量；

$e(k-1)$ ——第  $k-1$  次采样时刻的控制偏差量；

$k$ ——采样时刻序号， $k=1, 2, \dots$ 。

将式 (2)，(3) 代入式 (1) 可得离散的增量式 PID 表达式为

$$u(k) = K_p \left\{ e(k) + \frac{T}{T_i} \sum_{i=0}^k e(i) + \frac{T_D}{T} [e(k) - e(k-1)] \right\} \quad (4)$$

式中  $u(k)$  为第  $k$  次采样时刻调节器的输出。

位置式算法中的积分项包含了过去误差的积累值  $\sum_{i=0}^k e(i)$ ，容易产生累积误差。当该

项累积值很大时，使输出控制量难以减小，调节缓慢，发生积分饱和，对调节控制不利。由于计算机字长的限制，当该项超过字长时，又会引起积分丢失现象。增量式则没有这些缺点。

增量式 PID 算法

运算的输出增量。为前后两次采样所计算的位置值之差，即

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$$

代入 (4) 式整理可得

$$\Delta u(k) = K_p \left\{ [e(k) - e(k-1)] + \frac{T}{T_i} e(k) + \frac{T_D}{T} [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \right\} \quad (5)$$

或

$$\Delta u(k) = \left\{ \frac{1}{T} [e(k) - e(k-1)] + K_I e(k) + K_D [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \right\} \quad (6)$$

式中  $K_I = K_p T / T_i$  积分系数；

$K_D = K_p T_D / T$  ——微分系数。

式(5)或(6)就是理想的 PID 增量式算法

其输出  $\Delta u(k)$  表示执行机构在第  $k-1$  次采样时刻输出基础上的增量。

### 改进的 PID 算法

在理想 PID 算法中，P、I、D 三个组成部分的比例在整个控制过程中都是不变的，而在改进的 PID 算法中，往往在控制过程的某个阶段，有意识地加强或削弱其中某个成分的比例，即 P、I、D 三个部分的比例在整个控制过程中是变化的。

在 PID 控制算法中，微分部分对数据误差和外来干扰信号特别敏感。一旦出现干扰，由微分部分而得的计算结果有可能出现不期望的大的控制量。因此，在数字 PID 算法中，干扰通过微分项对控制质量的影响是主要的。出于微分部分对某些对象是必要的，不能简单地因其对于扰反应敏感而弃之不用，所以应该采用对于扰不过于敏感的微分项的近似算法。常用的抑制干扰的方法是四点中心差分法。在这种修改算法中，一方回将  $T_D/T$  选择得比理想情况下稍小一点。另一方面在组成差分时，不是直接应用现时的偏差，而是将从过去至现在时刻的连续四个采样点上的偏差的平均值作为基准，即

$$\bar{e}(k) = [e(k) + e(k-1) + e(k-2) + e(k-3)] / 4$$

式中  $\bar{e}(k)$  为采样时刻  $k$  的四个采样点的平均值。

整理后即可得到修改后的增量式 PID 控制算法，即

$$\begin{aligned} \Delta u(k) = & K_p \left\{ \frac{1}{6} [e(k) + 3e(k-1) - 3e(k-2) - e(k-3)] + \frac{T}{T_I} e(k) \right\} \\ & + \frac{K_p T_D}{6T} [e(k) + 2e(k-1) - 6e(k-2) + 2e(k-3) + e(k-4)] \end{aligned}$$

### PID 控制器的参数整定

PID 控制器参数整定的方法很多，概括起来有两大类：一是理论计算整定法。它主要是依据系统的数学模型，经过理论计算确定控制器参数。这种方法所得到的计算数据未必可以直接用，还必须通过工程实际进行调整和修改。二是工程整定方法，它主要依赖工程经验，直接在控制系统的试验中进行，且方法简单、易于掌握，在实际中被广泛采用。本系统采用的是临界比例度法。利用该方法进行 PID 控制器参数的整定步骤如下：(1) 首先预选择一个足够短的采样周期让系统工作；(2) 仅加入比例控制环节，直到系统对输入的阶跃响应出现临界振荡，记下这时的比例度  $d_k$  和临界振荡周期  $T_k$ ；(3) 通过公式计算得到 PID 控制器的参数。

临界比例度法的经验公式：

控制规律	比例度 $d_k$	$T_I$	$T_D$
P	$2d_k$		
PI	$2.2d_k$	$0.85T_k$	
PID	$1.7d_k$	$0.5T_k$	$0.13T_k$

在本设计中采用了四点中心差分式增量算法，式中系数采用临界比例度法进行整定，实验证明，这种控制方式加快了系统的阶跃响应、减小了超调量，并具有较高的精度。

## 5 数据指标测试

### 5.1 测试仪器

万用表，数字示波器

### 5.2 测试方法

在采样电阻上测量电压换算成电流；数字示波器测试纹波电压。

### 5.3 测试结果

1. 该系统使用了 PID 控制以后，有效地减小了误差，达到了很好的控制效果。测量误差可以限制在 5mA 以内。
2. 电流源最低值可以达到 100mA，超出了基本要求的 200mA。
3. 纹波电流小于 1.5 mA，超出了题目要求。

实际值 194mA 295mA 398mA 502mA 603mA 707mA 809mA 910mA 1012mA 1113mA 1212mA 1313mA 1413mA

预设值 200mA 300mA 400mA 500mA 600mA 700mA 800mA 900mA 1000mA 1100mA 1200mA 1300mA 1400mA

## 参考书目

- 1 童诗白 华成英 主编，模拟电子技术基础，高等教育出版，2003年2月第1版，[M]
- 2 高吉祥 主编，模拟电子技术，电子工业出版社，2004年7月第2版，[M]
- 3 王松武 于鑫 编著，电子创新设计与实践，国防工业出版社，2005年1月第1版，[M]
- 4 姚金生 郑小利 等编著 元器件 电子工业出版社，2004年10月第1版，[M]
- 5 陈绍林、吴建华 主编，电工理论基础 沈阳：东北大学出版社，2000年7月，[M]
- 6 王永军、从玉珍 主编，数字逻辑与数字系统，北京：电子工业出版社，1999年8月，[M]
- 7 王毅 过程装备控制技术及应用，化学工业出版社，2001年7月第1版，[M]