

# A 题 测量放大器

## 一、任务

设计并制作一个测量放大器及所用的直流稳压电源。参见图 1。

输入信号  $V_1$  取自桥式测量电路的输出。当  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$  时,  $V_1 = 0$ 。  $R_2$  改变时, 产生  $V_1 \neq 0$  的电压信号。测量电路与放大器之间有 1 m 长的连接线。

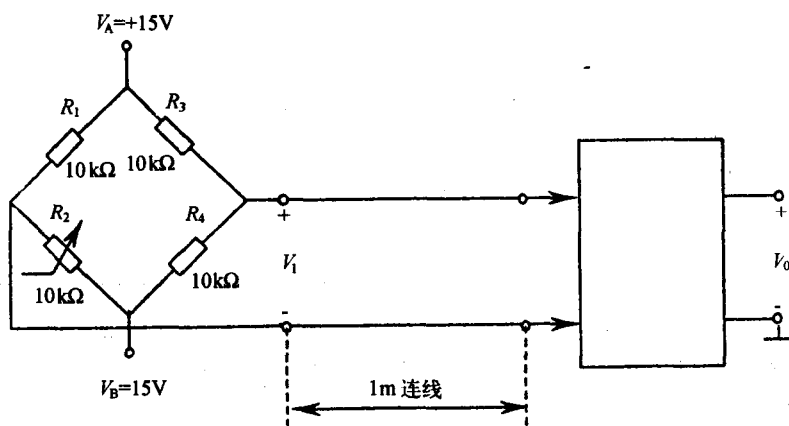


图 1

## 二、要求

### 1. 基本要求

#### (1) 测量放大器

- 差模电压放大倍数  $A_{VD} = 1 \sim 500$  可手动调节;
- 最大输出电压为  $\pm 10$  V 非线性误差  $< 0.5\%$ ;
- 在输入共模电压  $+7.5$  V  $\sim -7.5$  V 范围内 共模抑制比  $K_{CMR} > 10^5$ ;
- 在  $A_{VD} = 500$  时, 输出端噪声电压的峰-峰值小于 1 V;
- 通频带  $0 \sim 10$  Hz;
- 直流电压放大器的差模输入电阻  $\geq 2$  M $\Omega$  可不测试 由电路设计予以保证)

(2) 设计并制作上述放大器所用的直流稳压电源。由单相 220 V 交流电压供电。交流电压变化范围为  $+10\% \sim -15\%$ 。

(3) 设计并制作一个信号变换放大器 (参见图 2)。将函数发生器单端输出的正弦电压信号不失真地转换为双端输出信号, 用作测量直流电压放大器频率特性的输入信号。

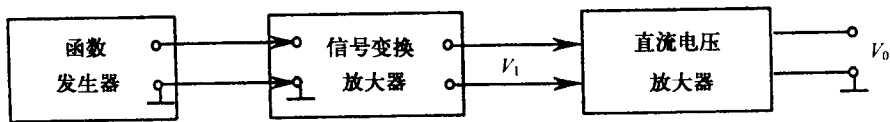


图 2

## 2. 发挥部分

- (1) 提高差模电压放大倍数至  $A_{VD} = 1000$  同时减小输出端噪声电压。
- (2) 在满足基本要求 1) 中对输出端噪声电压和共模抑制比要求的条件下，将通频带展宽为  $0 \sim 100 \text{ Hz}$  以上。
- (3) 提高电路的共模抑制比。
- (4) 差模电压放大倍数  $A_{VD}$  可预置并显示，预置范围  $1 \sim 1000$  步距为  $1$ ，同时应满足基本要求 1) 中对共模抑制比和噪声电压的要求。
- (5 其它例如改善放大器性能的措施等)

## 三、评分意见

	项 目	满 分
基本要求	设计与总结报告; 方案设计与论证, 理论分析与计算, 电路图, 测试方法与数据, 对测试结果的分析	50
	实际制作完成情况	50
发挥部分	完成第(1)项	5
	完成第(2)项	10
	完成第(3)项	5
	完成第(4)项	20
	特色与创新	10

## 四、说明

直流电压放大器部分只允许采用通用型集成运算放大器和必要的其它元器件组成，不能使用单片集成的测量放大器或其它定型的测量放大器产品。

# 作品 1

作者：王达峰 张 宁 戴广成（上海交通大学）

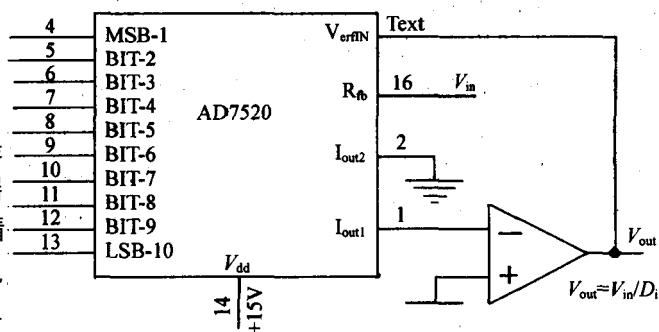
## 摘 要

本设计由三个模块电路构成 前级高共模抑制比仪器放大器、AD7520 衰减器和单片机键盘显示处理模块。在前级高共模抑制比仪器放大器中还将输出共模电压反馈到正负电源的公共端，使运放电源电压随共模输入电压浮动，各级偏置电压都跟踪共模输入电压，从而提高了共模抑制比。AD7520 衰减器利用电阻网络的可编程性，实现衰减器衰减率的数字编程。单片机键盘显示处理模块除可以对 8279 进行实时控制外，还可进行数字处理和对继电器及 AD7520 的控制。

### 一、方案论证与比较

#### 1. 放大电路

方案一：简单的测量放大器是由仪器放大器和可变增益放大器级联而成。如将  $R-2R$  的 D/A 看成一个可数控的电阻网络来实现增益可变放大，其放大倍数将由单片机送到 D/A 的数据决定。该种方法的优点是电路简单，单片机控制也不复杂，易于实现，但是其电路结构决定了它不能满足发挥部分提出的放大倍数步距为 1 的要求 该电路的  $D_i$  和放大倍数的关系



数字输入 ( $D_i$ )	放大倍数
1111 1111	-1023/1024
1000 0000	-1/2
0000 0001	-1/1024
0000 0000	开环

图 1-1-1

系如图 1-1-1 所示 而且前级零漂会影响后级 特别是在后级放大倍数很大时 影响更大。

方案二：同相关联式高阻测量放大器，见图 1-1-2。线路前级为同相差动放大结构，要求两运放的性能完全相同 这样 线路除具有差模、共模输入电阻大的特点外 两运放的共模增益、失调及其漂移产生的误差也相互抵消，因而不需精密匹配电阻。后级的作用是抑制共模信号，并将双端输出转变为单端放大输出，以适应接地负载的需要，后级的电阻精度则要求匹配。增益分配一般前级取高值，后级取低值。

该方案电路结构简单，易于定位和控制。但要调节增益必须手动调节变阻器，虽然也可将放大倍数设成固定的几挡，但不能满足发挥部分的要求。

方案三：电路结构与方案二基本相同，只是为了达到增益调节的要求，考虑用两片  $R-2R$

的 D/A 代替上图中的  $R_w$  结合单片机通过改革 D/A 的电阻网络来改变公式中  $R_w$  值, 从而改变增益。其优点是输入电阻大, 两运放的共模增益、失调及漂移产生的误差也相互抵消。其缺点是由于电阻匹配的要求而使用了两片 D/A, 即增加了控制的工作量, 又提高了成本, 而且精度也不能满足要求。

方案四: 前级采用仪用放大器组成高共模抑制测量放大器 (如图 1-1-3) 运放  $A_4$  从两个  $R_0$  中取出输出共模电压, 反馈到正负电源的公共端, 使运放电源电压随共模输入电压浮动, 从而使各级偏置电压都跟踪共模输入电压, 这就使前置放大器的共模抑制比提高了  $CMRR_4$  倍。图中的  $R_w$  由三条并列的固定电阻通路构成, 由继电器来控制哪条通路接入电路, 由此构成了三挡固定放大器。中间级采用程控衰减器, 由 10 位 CMOS 开关及  $R-2R$  电阻网络的 D/A 转换器及外加运算放大器构成, 随着数字量  $D_i$  的不同, 接入电路的电阻网络也相应不同, 从而改变放大器的增益。再经后级放大 10 倍 以得到 1~1000 倍的任意整数的放大倍数, 而 10 位 D/A 也能满足步距为 1 的要求。该方案前级放大电路的接法提高了共模抑制比, 抵消了失调及漂移产生的误差: 中间级采用单片机实现数控增益调节, 步距为 1, 且控制较简单; 后级运放的固定放大倍数最终保证了设计要求。具体电路经计算可满足要求。

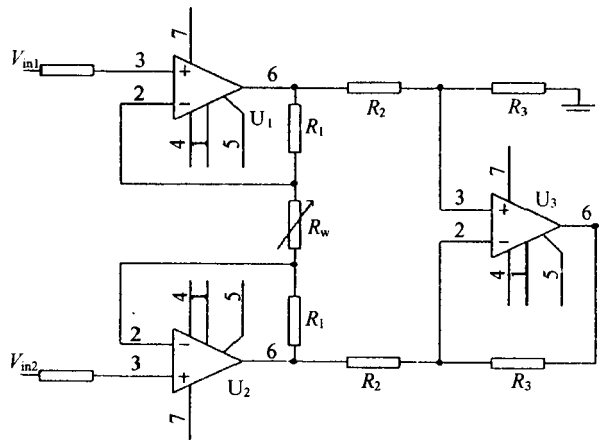


图 1-1-2

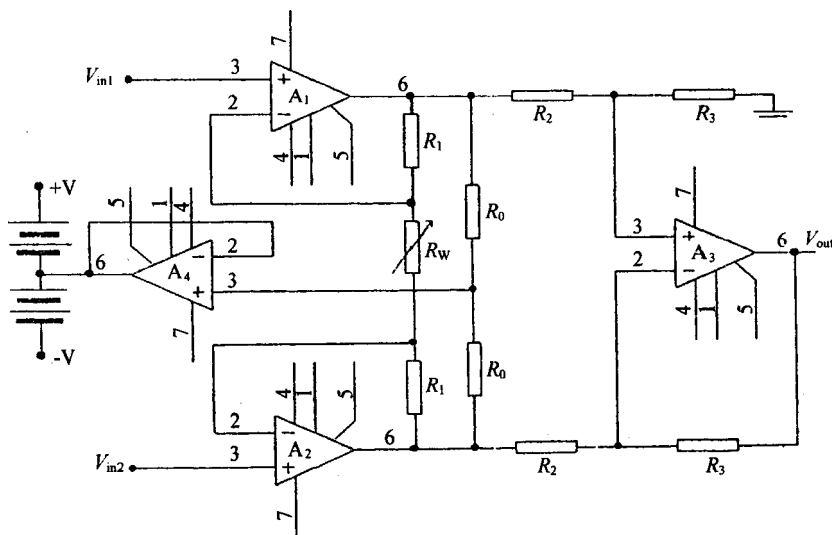


图 1-1-3

经比较, 方案四既可满足题设要求, 电路又不太繁琐, 控制较简单, 成本又不高, 所以采用该方案。

## 2. 控制电路

### 方案一：数字电路实现方法

根据放大倍数以步距 1 在 1~1000 范围内变化的要求，可用十位拨码开关对 D/A 置数来设置放大倍数，并手动切换三挡增益。该方案电路简单，但置的是十六进制数，使用者必须根据增益在哪一档来换算放大倍数，且只能实现预置数功能。

### 方案二：单片机实现方法

MCU 最小系统可由 MCS—51 系列芯片或其派生芯片构成，程序存储器有 2 KB 容量已足够。置数可由 0~9 数字键及几个功能键完成。八位 LED 显示电路显示提示符及放大倍数。单独设置的“+”、“-”键实现步进。在软件的控制下单片机开机后先将预置数读入，在送去显示的同时送入 D/A，然后等待键盘中断，并作相应处理，如加、减和预置数等。

两种方案比较如下：

性能	数字电路实现方法	单片机实现方法
控制精度	两者相同，仅取决于输出电路	
控制方式	较繁	灵活
控制能力	受硬件限制较大	扩展容易且可自动调节
实现功能	较单一	过电压保护，高共模抑制比，步距为 1

显然方案二采用单片机控制，其效果优于前者。

## 二、系统设计

### 1. 总体设计思路

根据题目的要求，我们认真取舍，充分利用了模拟和数字系统各自的优点，发挥其优势，采用单片机控制放大器增益的方法，大大提高了系统的精度；采用仪器放大器输入，大大提高了放大器的品质。由 4 片运放构成的前级高共模输入的仪表差动放大器，对不同的差模输入信号电压进行不同倍数的放大，再经后级数控衰减器得到要求放大倍数的输出信号。每种信号都将在单片机的算法控制下得到最合理的前级放大和后级衰减，以使信号放大的质量最佳。

图 1-1-4 所示即为本系统原理方框图。

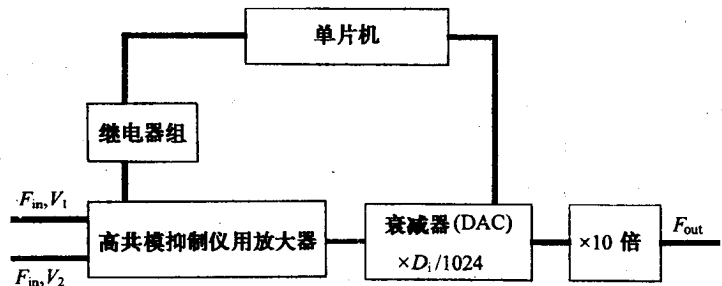


图 1-1-4

在前级仪器放大器中，将不同等级的电压信号分别选择不同的通道进行放大，在后级衰减

器中由 D/A 的数字控制其衰减倍数，并经乘 10 完成放大，这样的设计可在用一片 10 位 D/A 的基础上精确地完成题目要求的 1~1000 倍放大且步距为 1 的任务，且可使放大的误差较小。

## 2. 原理分析和说明

(1) 测量放大器基本原理 在工业自动控制等领域中，常需要对远离运放的多路信号进行测量，由于信号远离运放，两者地电位不统一，不可避免地存在长线干扰和传输网络阻抗不对称引入的误差。为了抑制干扰，运放通常采用差动输入方式。对测量电路的基本要求是：

高输入阻抗，以抑制信号源与传输网络电阻不对称引入的误差。

② 高共模抑制比，以抑制各种共模干扰引入的误差。

高增益及宽的增益调节范围，以适应信号源电平的宽范围。

以上这些要求通常采用多运放组合的电路来满足，典型的组合方式有以下几种：同相串联式高阻测量放大器，同相并联式高阻测量放大器，高共模抑制测量放大器。

抑制共模信号传递的最简单方法是在基本的同相并联电路之后，再接一级差动运算放大器，它不仅能割断共模信号的传递，还将双端变单端，适应接地负载的需要，电路如图 1-1-2 所示。它具有输入阻抗高、增益调节方便、漂移相互补偿，以及输出不包含共模信号等优点，其代价是所用组件数目较多，共模抑制能力略有下降。

不难证明，此电路的理想闭环增益和共模抑制比分别为

$$A_c = \frac{R_3}{R_2} \left( 1 + \frac{2R_1}{R_w} \right) \quad (1)$$

$$CMRR = \frac{A_{c12} \times CMRR_3 \times CMRR_{12}}{A_{c12} \times CMRR_3 + CMRR_{12}} \quad (2)$$

假若

$$CMRR_{12} \gg A_{c12} \times CMRR_3$$

则式 2 可近似为

$$CMRR \approx A_{c12} \times CMRR_3 \quad (3)$$

式中  $A_{c12}$  和  $CMRR_{12}$  为  $A_1$  和  $A_2$  组成的前置级的理想闭环增益和共模抑制比， $CMRR_3$  为由  $A_3$  组成的输出级的共模抑制比。

由式 (1) 和式 (2) 可知，为了提高整个电路的共模抑制能力，除了设法提高前置级和输出级的共模抑制比外，使整个电路的增益主要由前置级来承担，也是十分有利的，但是这样做又会限制差动输入电压范围，必须权衡利弊，全面考虑。一般应用中，差动运算放大器的主要问题是提高  $CMRR$  所以往往使输出级的增益取低值（这对  $CMRR_3$  不利，必须相应提高电阻匹配精度才能保证  $CMRR_3$  不下降），前置级的增益取高值，把输入电压的工作范围放在第二位考虑。

如果能使运算放大器的输入端没有共模信号，或者虽然有共模信号，但能使它在放大器输出端不产生误差信号，则放大器有限的共模抑制比就不会带来共模误差。因此，从电路技术来看，有两种方法可以提高现有电路的共模抑制能力。一种是设法使输入信号中的共模信号不能传递到放大器的输入端，另一种是设法减弱输入端的共模信号在输出端产生的误差电压。这里采用了后一种电路技术来提高放大器的共模抑制能力。

共模信号在放大器输出端产生误差电压的充要条件是：运算放大器各级电路结构不完全对称；在共模输入电压作用下，各级电路也出现了共模信号。所以如果使放大器的电源电压随共模输入电压浮动，从而使各级偏置电压都跟踪共模输入电压，则各级的共模信号就能大大削

弱，共模输入电压在放大器输出端产生的误差电压就可大幅度减小，这就相当于提高了放大器的共模抑制能力。

图 1-1-3 是利用浮动电源法提高前置放大器共模抑制比的电路。与图 1-1-2 相比，这个电路多加了一级电压跟随器  $A_4$ ， $A_4$  的输入信号取自两只电阻  $R_0$  组成的共模信号引出电路，所以它的输入电压等于共模输入电压  $U_{src}$ ，输出电压亦是如此。 $A_4$  的输出加到运算放大器  $A_1$  和  $A_2$  正、负电源电压的涨落幅度的公共端，使正负电源电压浮动起来。若  $A_4$  具有理想特性，则正、负电源电压的涨落幅度与共模输入电压的大小完全相同。这样，虽然共模输入电压照样加在放大器的  $A_1$  和  $A_2$  同相端，但却因放大器本身电源对共模输入信号的跟踪作用，使它的影响大大削弱。这样就算  $A_1$  和  $A_2$  的元件参数不完全对称，但由于有效共模电压减小，输出端的差动误差电压也是很小的，也就意味着前置级的共模抑制能力提高了。显然，这个电路的共模抑制比仍可由式 (2) 表述，但式中的前置放大器的共模抑制比  $CMRR_{12}$  应考虑隔离级  $A_4$  的作用而加以修正。当运算放大器  $A_1$ 、 $A_2$  和  $A_4$  的共模抑制比分别为  $CMRR_1$ 、 $CMRR_2$  和  $CMRR_4$  时，整个前置级的共模抑制比  $CMRR_{12}$  可表述为

$$CMRR_{12} = \frac{CMRR_1 \times CMRR_2 \times CMRR_4}{CMRR_1 - CMRR_2}$$

从上式可知 由于  $A_4$  使电源电压跟随共模输入电压浮动，使前置级的共模抑制比提高了  $CMRR_4$  倍。这样，即使  $A_1$  和  $A_2$  的共模抑制比不太匹配，整个电路的共模抑制比用式 (3) 来描述也是足够精确的，从而使电路的共模抑制比接近理想值。

(2) 控制原理设计 本系统的控制由单片机完成，任一输入信号都将在前级放大的基础上再经后级数控衰减器才得到最终的放大倍数，因此其控制特色主要也体现在这两个方面。

首先是在前级放大器的控制上。在仔细考虑题目要求的基础上，我们将前级放大器的可变电阻  $R_w$  按要求分为三个控制段，分别对 1~10 V、0.1~1 V 和小于 0.1 V 的三个不同电压等级的输入信号进行控制，用继电器切换以实现不同的放大倍数。按分析，规定的放大倍数为 (由于要求最后输出信号不超过 10 V，因此对大信号的放大倍数是很小的)

电压等级/V	前级放大倍数	实际可得到放大倍数
1~10	1.024	1~10
0.1~1	10.24	1~100
<0.1	102.4	1~1000

前级仪用放大器的放大倍数的适当选取是在单片机的算法控制下实现的，在用户预置的放大倍数有多种设定方式时，继电器动作的原则是：选择最小的前级放大倍数和相应最小的后级衰减方式。这样的选择可使由放大器和衰减器引起的误差最小。例如，用户设置的放大倍数是 9，则任一分挡都可满足要求，但在算法控制下，输入信号将以第一个电压等级方式来处理。

在衰减器电路中 由一片 D/A 构成的控制器在单片机的控制下对用户预置的放大倍数作出响应。单片机控制的可变增益的衰减器 AD7520 可看成一个  $R-2R$  电阻网络 而 10 位数据口的输入则相当于对该网络的输出电阻进行编程，对于输入不同的数字量，得到不同的输出输入电压比。由于前级放大器已经作了相应的放大，后级又作了同样的 10 倍放大，所以只要调

整相应的衰减率就可得到要求的放大倍数。因此我们用的 10 位 DAC，数字量每改变一个 bit，该模块的衰减就变动 1/1024，完全可以实现题目要求的步距为 1 的指标。例如要求得到 203 倍的放大倍数，只要做 203/1024 的衰减，就可得到  $102.4 \times 10 \times 203/1024 = 203$  的放大倍数，也就是说，只要给 AD7520 置数 0CBH(203D) 就可以了。又如要放大 50 倍，则做 500/1024 的衰减，就有  $10.24 \times 10 \times 500/1024 = 50$  的放大倍数。

### 3. 主要电路说明

(1) 电源电路 见图 1-1-5) 本方案的直流稳压电源采用通常的桥式全波整流、单电容滤波、三端固定输出的集成稳压器。输出电路由 +15V 稳压供给，从而大大提高了电压调整率和负载调整率等指标。所有的集成稳压器根据功耗均安装有充分裕量的散热片。

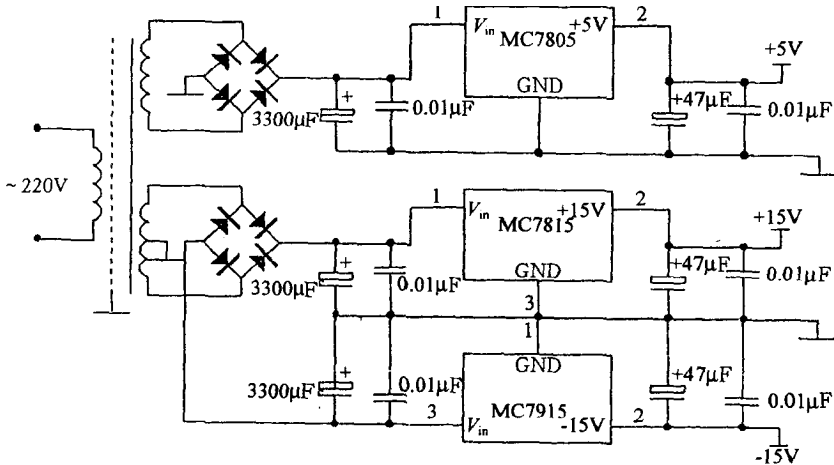


图 1-1-5

(2) 单片机最小系统电路由 MCS-51 系列的单片机和一片 8279 显示键盘接口构成了单片机最小系统，以完成单片机控制和入机接口功能。

(3) 变换电路 见图 1-1-6) 将单端输入信号分别经过两个运算放大器，一个接成跟随器，另一个接成反相比例放大器，这样通过简单、基本的运算放大电路就将单端输入信号变换成双端输出。

(4) 数字控制的衰减器电路 用一片 DAC 和一只运算放大器即可组成数字控制的衰减器电路，如图 1-1-1 所示。当运算放大器的输出端接至 AD7520 的  $R_b$  端时，该电路就是一个可由数字控制的衰减器电路。在作衰减器电路时输入电压从 AD7520 的参考源输入端加入。

输出电压的表达式推导如下：将

$$I_{REF} = \frac{V_{REF}}{R}, V_{REF} = V_{in}$$

代入

$$I_{O1} = I_{REF}(D_1 2^{-1} + D_2 2^{-2} + \dots + D_{10} 2^{-10})$$

通过运算放大器将输入电流转换成电压输出，得

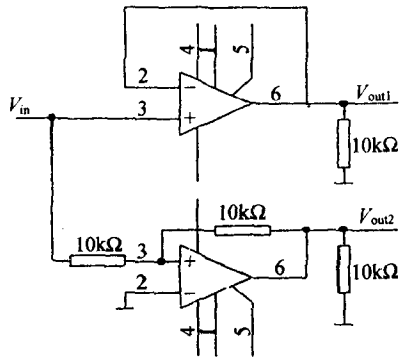


图 1-1-6

$$I_{O1} = \frac{V_{in}}{R}(D_1 2^{-1} + D_2 2^{-2} + \dots + D_{10} 2^{-10})$$

因为  $V_{out} = -I_{O1}R$  所以得

$$V_{out} = -V_{in}(D_1 2^{-1} + D_2 2^{-2} + \dots + D_{10} 2^{-10})$$

### 三、调试实践

根据前面所提方案的要求，调试过程共分三大部分：硬件调试、软件调试和软硬件联调。其中硬件调试又可分为两部分：数字部分和模拟部分。

#### 1. 硬件调试

(1) 数字部分 主要包括 89C51、8279 的键盘和显示电路。根据以往经验，在脱机运行时，很重要的一点是必须使 89C51 的 EA 使能端置高，让它读取执行内部 ROM 中的程序，它才能正常工作。在本方案中，采用了 AD7520 作为一个可编程的电阻网络来实现可控增益，但是注意到 AD7520 没有片选控制端，它的增益随时会随着输入数字量的改变而改变，所以必须给 AD7520 加一片 373 锁存器。经过实验得知，将一控制端与写信号“或非”后产生一个高电平再连到 373 的 LE 端是可行的办法。

(2) 模拟部分 模拟部分是整个系统中最重要的一环。放大电路产生误差的原因很多，一般有：运放的输入偏置电流、失调电压和失调电流及其温漂；电阻器的实际值与标称值的误差且随温度变化，另外电源和信号源的内阻及电压变化、干扰和噪声都会造成误差。模拟部分的核心是一个带自举电源的差放电路。

元器件的选择是高性能放大的保证，图中运放  $A_1$  和  $A_2$  的参数必须尽可能相同，因此选用双运放，其它几个运放也应选共模抑制比高的，这要通过试验来挑选。同时，为了提高共模抑制比，四个电阻  $R$  必须精密匹配，可用电桥测量法找出阻值最接近的电阻。由于对放大电路的频带也有要求，所以选运放和调试时还必须注意其频响。

#### 2. 软件静态调试

主要为检查语法错误以及程序的逻辑结构错误。

#### 3. 软硬件联调

由于硬件包括单片机控制和模拟电流两部分，调试时也分两部分进行。模拟电路部分在实验板上调试，测试各项参数是否能满足题目要求。而单片机部分的硬件完成后，就可以进行软件调试了。调试重点是 D/A 在单片机控制下对模拟输出的影响是否满足要求。

### 四、测试数据

#### 1. 放大倍数

测试条件 输入直流信号

输入差模电压/V	设定放大倍数	输出差模电压/V	实测放大倍数	放大倍数相对误差
0.00361	300	1.081	299.45	-0.002
0.32	20	6.42	20.06	0.003
0.34	5	1.71	5.03	0.006
0.5	4	2.01	4.02	0.005
1.61	7	11.26	6.99	-0.001
1.64	6	9.83	5.99	-0.002

## 2. 频率特性

测试条件：放大倍数置为 1

输入差模电压/V	输入信号频率/Hz	输出差模电压/V	差模放大倍数	差模放大倍数/dB
2.1	8.6548	4.3	1.024	0.206
	1.19	4.24	1.06	0.506
	104.7	4.4	1	0
	1037	4.4	1	0
	2000	4.4	1	0
0.02525	2000	0.253	50.099	33.997
0.128	539.14	25.35	99.02	39.914
0.014	535.09	13.24	472.857	53.495

## 3. 输出电压线性度

测试条件：输入直流信号

差模放大倍数	输入差模电压/V	输出电压实测值/V	输出电压理论值/V	输出电压非线性误差
20	0.065	1.3	1.3	0
	0.21	4.203	4.2	0.00075
	0.397	7.84	7.94	0.0125
	0.428	8.584	8.56	0.0028
	0.496	9.89	9.92	0.003

其他 输入电压  $\pm 5.007$  V 差模放大倍数 1000 共模输出电压差值 1.164 V。

得出共模抑制比为 40397 输出端噪声电压  $< 200$  mV。

测试仪器 示波器 INATSU VICTOR 万用表 SS-7810 DT 1000;S102 型多功能函数发生器。

## 【专家点评】

本设计方案根据预置的放大倍数合理地分配第一级和第二级的放大量，实现了步距为

的 1~1000 放大倍数预置功能,且能保证输出信号幅度。采用了多种措施提高共模抑制比,全面满足了题目设计要求。

## Abstract

The measuring amplifier in this design consists of three circuit blocks: a preamplifier with high CMRR, an AD7520 attenuator, and a SCM display and processing block. In the former amplifier, it feeds CM voltage output back to the power common pin, thus changing the power voltage of operational amplifier and the bias voltages at all stages so as to increase the CMRR. With the programmable resistance network, the digital programming of attenuation rate in AD7520 is achieved. In addition of real-time control of 8279, the SCM display and processing block is also used for control of AD7520 and data processing.

## 作 品 2

作者:崔利伟 李群利 林立旻(南开大学信息技术科学学院)  
赛前辅导老师:孙桂玲刘 波 文稿整理辅导老师:孙桂玲

## 摘 要

本着准确、可靠、稳定的原则,采用了从上至下、分级设计、匹配互连的基本思想。系统的特色在于利用电路对称性设计,提高系统的 CMRR;巧妙反置应用 D/A 变换器,使得增益控制精确、操作方便;程控增益 1~1000 手动可调,步距为 1、10、100、1000 可任意选择;LED 显示;可在线或断电预置;采用多种抗干扰措施,提高了系统各项性能指标。

### 一、方案设计与论证

根据题目要求,我们分以下三部分进行方案设计与论证:

#### 1. 测量放大器部分

(1) 低噪声前置放大电路的设计 最初方案如图 1-2-1。本电路结构简单,输入阻抗较高,放大倍数可调,但是共模抑制比较小。实测只达到  $10^4$ ,所以我们放弃本方案,选择了第二个方案,如图 1-2-2。此电路的优点在于输入电压接在两个运放的同相端,输入阻抗高,共模抑制比大,可满足要求。其中,直流信号的共模抑制比实测可达  $2.5 \times 10^6$ ,交流信号的共模抑制比可达  $2 \times 10^5$ 。由电路的对称性可知共模信号被有效地抑制,而差模信号放大了 10 倍,从而提高了共模抑制比。另外,温度在两个输入端引起的漂移是共模信号,对输出电压影响很小,无需另加补偿。

(2) 程控增益放大部分 为了改变放大器的增益,一般有两条途径:一是改变反相端的输

入电阻阻值，二是改变负反馈电阻阻值。通过设计一个电阻网络和开关来实现这种功能。

方案一：采用模拟开关或继电器作为开关，构成梯形电阻网络，由单片机控制继电器或模拟开关的通断，从而改变电压增益。此方案的优点在于继电器的导通电阻小，断开电阻大，损耗较少，且有很好的隔离作用。但缺点是电阻网络的匹配难以实现，且占用体积大，速度较慢。因此，给调试工作将带来很大的困难。

方案二：为了解决电阻网络的匹配问题，考虑能否利用集成的高精度电阻网络。鉴于 D/A 转换器能把数字量

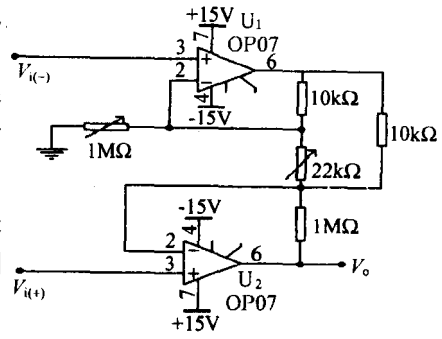


图 1-2-1

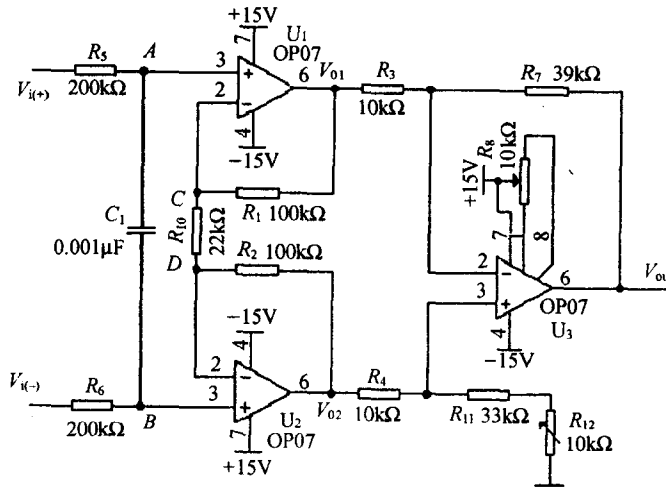


图 1-2-2

变为模拟量，它的内部结构一般是电阻  $R-2R$  梯形网络，并集成有多路模拟开关。因此，我们采取了与常规 D/A 变换不同的用法，巧妙地反向利用 D/A 转换器的内部电阻网络实现此功能。又考虑到 AD7520 是一种廉价型的 10 位 D/A 转换芯片由 CMOS 电流开关和梯形电阻网络构成，结构简单，通用性好，配置灵活，其内部电阻网络由薄膜电阻构成，激光修正，相对于继电器和模拟开关等设计电阻网络而言，具有精确度高、体积小、控制方便、外围布线简化等特点。因此，最后采用方案二来实现程控电压增益。其等效电路图为图 1-2-3。

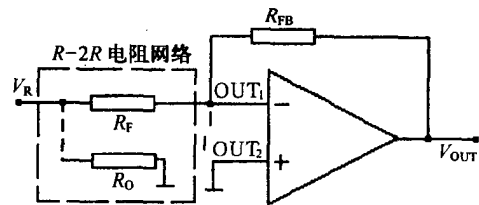


图 1-2-3

由数字量控制的  $R-2R$  梯形网络在反馈回路上等效为输入电阻  $R_p$ 。从参考电压  $V_R$  流经梯形网络至  $I_{OUT1}$  端的电流  $I_F'$  和没有分流电阻  $R_0$  时的电流  $I(I_{OUT1})$  相比 其关系为  $I_F' = (D/1024) \times I$  故  $R_F = (1024/D) \times R_0$ 。因此，这种程控增益放大器的增益  $A$  为：

$$A = \frac{R_{FB}}{R_F} = \frac{D}{1024} \cdot \frac{R_{FB}}{R_0}$$

数字量  $D$  与放大器增益  $A$  的关系表为

数字量(D)	增益 A
111111111	- 1023
111111110	- 1022
⋮	⋮
000000001	- 1

通过调节  $R_{FB}$  的值, 可使上表的对应关系得以满足。

## 2. 信号变换放大器

题目要求将函数发生器单端输出的正弦电压信号不失真地转换为双端输出信号, 用作测量直流电压放大器频率特性的输入信号。

为了使信号不失真, 就须保证电路的对称性。所以我们采用单端输入双端输出的差动放大级进行信号的变换。同时用高精度、低漂移的运放来代替晶体三极管。本电路使用的运放是 OP07 如图 1-2-4。

同相放大器接成射随器, 前端输入进行分压, 从而使  $V_{O(+)} = (1/2)V_{in}$  反向放大器的  $A_V = -R_6/R_2 = -50/100 = -1/2$  使得  $V_{O(-)} = -(1/2)V_{in}$ , 从而实现不失真变换。我们在调试图 1-2-4 所示的电路中发现此电路输入阻抗太低 约为  $20\text{ k}\Omega$  所以我们进行了改进 改进后的电路见图 1-2-5。此电路从同相端输入, 因此输入阻抗高, 满足题目提出的要求。

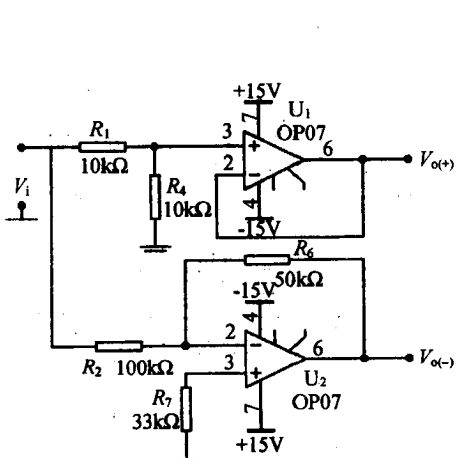


图 1-2-4

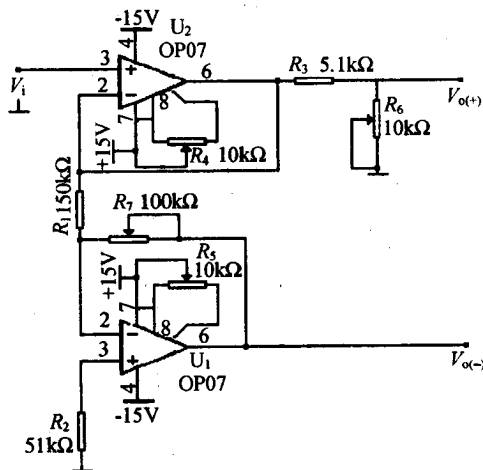


图 1-2-5

## 二、系统整体设计方案

系统原理框图 见图 1-2-6。采用四位 KSA-3 型的 BCD 拨码开关, 用来预置调节差模电压增益。它的优点是断电后再开启时, 不用重新置数。

8031 系统包括 8031、74LS373、74LS138 译码器以及 8255 等外围芯片。显示驱动芯片采用 INTERSIL 公司生产的 CMOS 通用型 8 位 LED 数码管驱动电路 7218B。它内含位和段驱动电路及自动扫描控制电路, 还有  $8 \times 8$  位的静态存储器以及七段 16 进制显示码和 10 进制显示译码电路。该电路采用单一 +5 V 电源供电 数据在电压降至 2 V 时仍可保存不丢失。它与 MCS—



### 三、主要电路的参数计算

#### 1. 前端放大电路

第一级差模放大倍数  $A_{V1}$  计算如下：

$$V_{i(+)} = V_A = V_C, \quad V_{i(-)} = V_B = V_D$$
$$\frac{V_C - V_D}{R_{10}} = \frac{V_{O1} - V_{i(+)}}{R_1} = \frac{V_{i(-)} - V_{O2}}{R_2}$$

解得

$$V_{O2} - V_{O1} = \left(1 + \frac{2R_1}{R_{10}}\right) (V_C - V_D) = \left(1 + \frac{200}{22}\right) (V_C - V_D) = \left(1 + \frac{200}{22}\right) (V_{i(+)} - V_{i(-)})$$

即差模增益为  $A_{V1} = 10$ 。

第二级差模放大倍数  $A_{V2}$  计算如下：

$$V_O = \frac{[(39/49)V_{O2} - V_{O1}] \times 39}{10} + \left(\frac{39}{49}\right) V_{O2} = \frac{39}{10} (V_{O2} - V_{O1})$$

此级放大倍数  $A_{V2} = 3.9$ 。

所以总的前端放大倍数  $A_{V1} \times A_{V2} = 10 \times 3.9 = 39$ 。

#### 2. 程控放大部分

为保证最终输出电压增益为  $1 \sim 1000$ ，所以最大电压放大倍数为  $A_{V3} = 1000/39$  此时将 D/A 转换器中的数值置为  $1000$  通过调节负反馈电阻  $R_{FB}$  来实现实际  $A_V = 1000$  以后不需要再次调整  $R_{FB}$  设计为约  $256 \text{ k}\Omega$  的电阻，实际制作中采取  $200 \text{ k}\Omega$  电阻与  $100 \text{ k}\Omega$  电位器串联的方法来实现。

#### 3. 通频带的计算

压摆率是指在额定的满幅度输出条件下，运放输出电压的最大变化幅度，以  $S_r$  表示，即

$$\frac{dV_o}{dt} = a\omega \cos\omega t \quad S_r = \left| \frac{dV_o}{dt} \right|_{\max} = a\omega$$

题目要求输出电压为  $10 \text{ V}$  通频带  $0 \sim 100 \text{ Hz}$  则压摆率至少要达到

$$S_r = 10 \times 100 \times 2\pi = 6.28 \times 10^{-3} \text{ V}/\mu\text{s}$$

使用的 OP07 的压摆率为  $S_r = 0.17 \times 10^6 \text{ V}/\mu\text{s}$  理论运放的通频带为

$$f = \frac{S_r}{2\pi \cdot a} = \frac{0.17 \times 10^6}{10 \times 2\pi} = 2.7 \times 10^3 \text{ Hz}$$

由于加了低通滤波，通频带为

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot RC} = \frac{1}{2\pi \times 200 \times 0.002 \times 10^{-3}} \approx 398 \text{ Hz}$$

所以系统的理论通频带为  $0 \sim 398 \text{ Hz}$ 。

#### 4. 电源参数计算

直流稳压电源，设计要求当单相  $220 \text{ V}$  交流电压供电时，交流电压变化范围为  $+10\% \sim$



下几组数据：

测量环境 室温 24 ℃ ,日期 :1999 年 9 月 16 日

测试仪器 :YB1651 功率函数信号发生器 ;SS - 7802 20MHz 双踪示波器 ;HP34401 七位半数字万用表 ;YB2173 交流电压表。

设置的 $A_{VD}$	$V_{in}/mV$	$V_{out}/V$	实际的 $A_{VD}$	误差/%
1	67.063	67.189(mV)	1.002	0.20
10	67.991	0.679	9.987	0.13
50	67.969	3.398	49.999	0.01
100	68.082	6.730	99.880	0.10
200	13.880	2.765	199.568	0.19
500	13.061	6.570	501.490	0.30
1000	5.334	5.320	998.700	0.13

由以上数据可以看出，本系统的非线性误差  $\leq 0.3\%$ 。产生非线性误差的主要原因除了电路本身的非线性，还有电阻的热稳定性差、阻值发生变化等因素。

当放大倍数预置为 1000 时 输入端接一差模信号 改变输入频率 测量输出电压 从而计算放大倍数，再求出通频带。下表是测试数据记录：

$f/Hz$	$V_{in}/mV$	$V_{out}/V$	$A_{VD}$	$A_V/dB$
3.6	3.50	3.50	1000	60.0
5.0	3.60	3.50	972	59.8
10.2	3.75	3.30	880	58.9
20.0	3.85	3.30	857	58.7
30.2	3.85	3.20	831	58.4
50.2	3.95	3.20	810	58.2
100.4	3.95	3.15	797	58.0
200.0	3.95	3.00	759	57.6
240.3	3.95	3.00	759	57.6
300.6	3.95	2.95	747	57.5
350.0	3.95	2.80	709	57.0
370.5	3.95	2.75	696	56.9
400.5	3.95	2.70	684	56.7

由实验测试得通频带为 0 ~ 350 Hz 与理论值相符。