

---

# 电子电路设计实验 II 选题 B

---

信息与电子工程实验教学中心



二〇二五年二月

## 目录

01 函数信号发生器的设计、组装与调试研究.....	2
一、实验目的.....	2
二、电路设计.....	2
三、实验任务与要求.....	3
四、思考题.....	3
02 RC 正弦波振荡器（文氏振荡器）的设计与研究.....	4
一、实验目的.....	4
二、实验原理与电路设计.....	4
三、实验任务与要求.....	5
四、思考题.....	5
03 串联型直流稳压电源的设计与制作.....	6
一、实验目的.....	6
二、实验理论基础.....	6
三、实验电路设计.....	9
六、思考题.....	10
04 频率-电压转换器研究.....	11
一、实验目的.....	11
二、实验要求.....	11
三、实验原理与电路设计.....	11
四、调试要点.....	13
05 电压-频率转换电路研究.....	14
一、实验目的.....	14
二、实验要求.....	14
三、实验原理与电路设计.....	14
06 电流-电压转换电路实验研究.....	15
一、实验目的.....	15
二、实验任务与设计要求.....	15
三、实验原理与参考电路.....	15
07 温度检测显示与控制器的设计与制作.....	17
一、实验目的.....	17
二、实验理论基础.....	17
三、实验电路设计.....	19
四、实验任务要求.....	20
五、实验操作要点.....	20
六、思考题.....	20
08 D 类功率放大器设计研究实验.....	21
一、实验目的.....	21
二、D 类放大器的工作原理.....	21
三、实验任务与要求.....	25
四、注意事项或关键点.....	25
五、思考题.....	25

## 01 函数信号发生器的设计、组装与调试研究

### 一、实验目的

- 1、了解单片多功能集成电路函数信号发生器的功能及特点。
- 2、掌握波形参数的测试方法。

### 二、电路设计

- 1、ICL8038 是单片集成电路函数信号发生器，其内部框图如图 1 所示。它由恒流源  $I_1$  和  $I_2$ 、电压比较器 A 和 B、触发器、缓冲器和三角波变正弦波电路等组成。

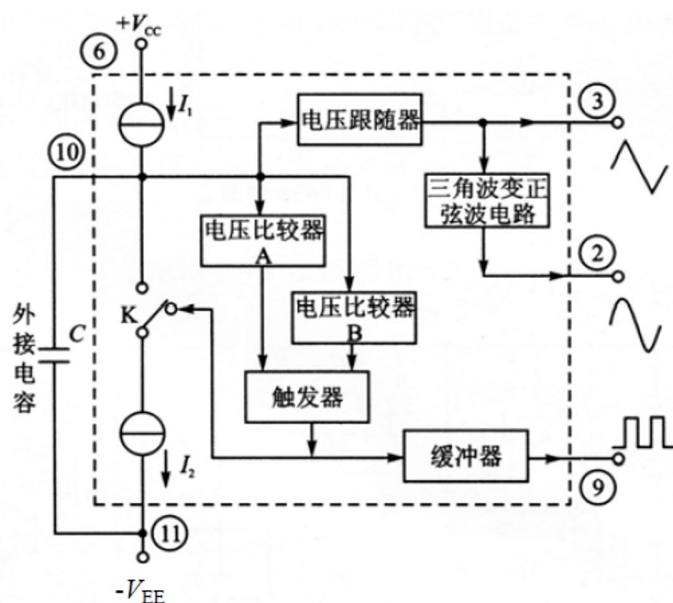


图 1 ICL8038 原理框图

外接电容  $C$  由两个恒流源充电和放电，电压比较器 A、B 的阈值分别为电源电压  $V_{CC}$ 、 $V_{EE}$  的  $2/3$ 、 $1/3$ 。恒流源  $I_1$  和  $I_2$  的大小可通过外接电阻调节，但必须使  $I_2 > I_1$ 。当触发器的输出为低电平时，恒流源  $I_2$  断开，恒流源  $I_1$  给  $C$  充电，它的两端电压  $u_c$  随时间线性上升。当  $u_c$  达到电源电压的  $2/3$  时，电压比较器 A 的输出电压发生跳变，使触发器输出由低电平变为高电平，恒流源  $I_2$  接通。由于  $I_2 > I_1$ （设  $I_2 = 2I_1$ ），恒流源  $I_2$  将电流  $2I_1$  加到  $C$  上反充电，相当于  $C$  由一个净电流  $I_1$  放电， $C$  两端的电压  $u_c$  又转为直线下降。当它下降到电源电压的  $1/3$  时，电压比较器 B 的输出电压发生跳变，使触发器的输出由高电平跳变为原来的低电平，恒流源断开，再给  $C$  充电，…，如此周而复始，产生振荡。若调整电路，使  $I_2 = 2I_1$ ，则触发器输出为方波，经反相缓冲器由引脚⑨输出方波信号。 $C$  上的电压  $u_c$ ，上升与下降时间相等，为三角波，经电压跟随器从引脚③输出三角波信号。将三角波变成正弦波是经过一个非线性的变换网络(正弦波变换器)而得以实现。在这个非线性网络中，当三角波电位向两端顶点摆动时，网络提供的交流通路阻抗会减小，这样就使三角波的两端变为平滑的正弦波从引脚②输出。

- 2、ICL8038 引脚功能图，如图 2 所示。

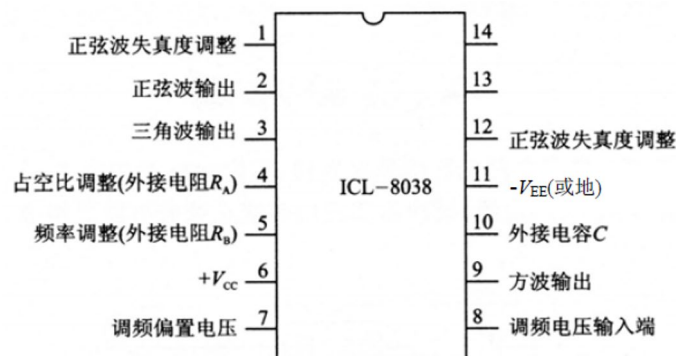


图 2 ICL8038 管脚图

ICL8038 可用单电源供电，也可用双电源供电。单电源供电时电源电压范围为 10~30V 双电源供电时电源电压为  $\pm 5 \sim \pm 15V$ 。简单实验原理图如图 3 所示，详细的函数信号发生器电路设计请参考 ICL8038 的数据手册。

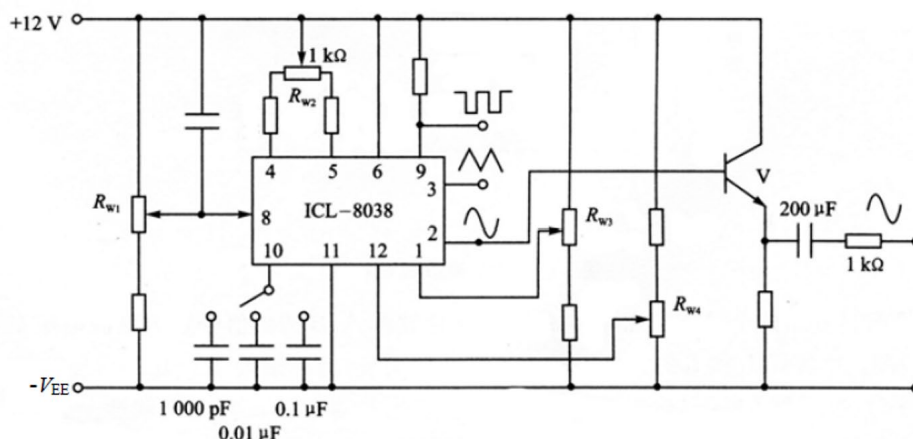


图 3 ICL8038 信号发生器原理图

### 三、实验任务与要求

- 1、用 ICL8038 集成芯片设计一个函数信号发生器，要求如下：
  - (1) 可输出正弦波、三角板、方波。
  - (2) 输出频率范围 100Hz~100kHz，分 4 个频段。
  - (3) 输出幅度 1~3V，连续可调。
- 2、对设计的电路进行仿真研究，调整外围元件参数，直至满足任务要求。
- 3、制作该函数信号发生器。
- 4、探索研究主要外围元件对频率、波形的影响。测量正弦波信号的失真度系数，调整相关元件使之最小。

### 四、思考题

- 1、哪些参数影响 ICL8038 内部恒流源的电流值，进行影响到输出波形？
- 2、应如何设置和调节哪些元件才能使方波的占空比达到 50%？
- 3、如何减小正弦波的失真度。
- 4、如果改变了方波的占空比，此时三角波和正弦波输出端将会变成怎样的一个波形？

## 02 RC 正弦波振荡器（文氏振荡器）的设计与研究

### 一、实验目的

1. 巩固并掌握集成运算电路线性运用时的基本设计方法。
2. 熟悉文氏电桥选频特性。
3. 熟练掌握 RC 正弦波振荡器电路的组成及振荡条件。
4. 掌握 RC 正弦波振荡器的设计和实验调试方法。

### 二、实验原理与电路设计

#### 1. 文氏电桥网络及其振荡器原理

文氏电桥网络如图 1 所示。

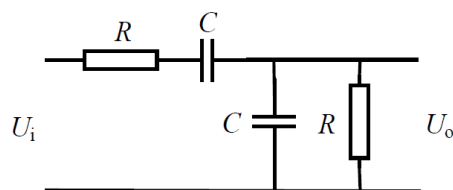


图 1 文氏电桥网络

网络传递函数

$$H(j\omega) = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{Z_o}{Z_i} = \frac{1}{3 + j(\omega RC - 1/\omega RC)}$$

其幅频特性和相频特性分别表示为

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{9 + (\omega RC - \frac{1}{\omega RC})^2}}$$
$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{\frac{1}{\omega RC} - \omega RC}{3}$$

文氏电桥电路的上述幅频特性和相频特性曲线如图 2 所示，由图可见，文氏电桥电路具有带通特性。

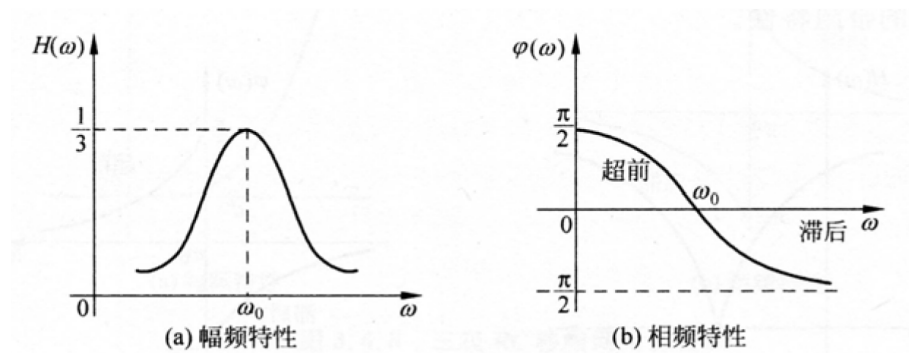


图 2 文氏电桥网络特性

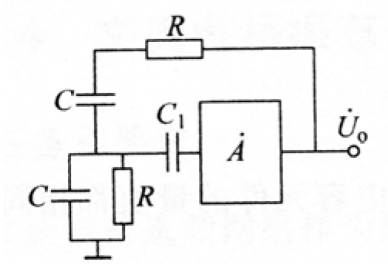


图 3 文氏振荡器原理图

当角频率  $\omega = \omega_0 = \frac{1}{RC}$  时，文氏电桥网络函数的虚部为零，此时  $u_o$  与  $u_i$  同相，而网络函数值的大小为

$$|H(\omega = 1/RC)| = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{1}{3}$$

文氏电桥振荡器的电路如图 3 所示，此振荡器的振荡频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

为维持稳定的振荡，对主放大器的要求是：

$$|\dot{A}| > 3, \varphi = 0$$

## 2. 文氏电桥振荡器的设计

用文氏电桥选频网络作为反馈环节，与基本放大器一起构成正弦波信号发生器。其中选频网络组成相移为 0 的正反馈（同相）环节，运算放大器设计成负反馈（反相）放大器作为基本放大器，其放大倍数要求大于 3，通常设计成可调形式以方便调试。

由于通过文氏电桥网络的反馈系数为 1/3，因此基本放大器的放大倍数需要设计为 3，以满足振荡的振幅平衡条件  $A_u F_u = 1$ 。为了使电路容易起振，应使  $A_u F_u$  略大于 1。

## 三、实验任务与要求

1. 设计一个正弦波文氏电桥振荡器，要求频率在 100Hz 至 10kHz 之间可调，分为两个频段：100Hz 至 1kHz、1kHz 至 10kHz。输出幅度为 2V。
2. 确定电路方案，计算并选取运算放大器及外围电路元件参数。
3. 进行仿真研究，调整部分元件参数，直到满足设计要求。
4. 组装电路并分步骤进行调试，直到达到设计要求。
5. 改变放大器的放大倍数，观察输出情况，分析振荡器的起振条件和稳定振幅条件。

## 四、思考题

1. 考虑由于温度变化等因素，基本放大器的放大倍数增大后，振荡器的输出幅度和输出频率能否维持恒定？
2. 查找资料，设计一个有稳定输出幅度功能的文氏电桥振荡器，并进行仿真研究。

## 03 串联型直流稳压电源的设计与制作

### 一、实验目的

1. 研究桥式整流、电容滤波电路的特性。
2. 掌握带有放大环节的串联型晶体管稳压电源的原理、设计与制作。
3. 掌握串联型晶体管稳压电源主要技术指标的测试方法。

### 二、实验理论基础

电子设备一般都需要直流电源供电，这些电源大多数是采用把交流电（市电）转变为直流电的直流稳压电源。直流稳压电源由电源变压器、整流、滤波和稳压电路四部分组成。直流稳压电源由电源变压器、整流、滤波和稳压电路四部分组成，其原理方框图如图 1 所示。电网供给的交流电压  $u_1$  (220V, 50Hz) 经电源变压器降压后，得到符合电路需要的交流电压  $u_2$ ，然后由整流电路转换成方向不变、大小随时间变化的脉动电压  $u_3$ ，再用滤波器滤去其交流分量，就可得到比较平直的直流电压  $u_1$ 。但这样的直流电压，还会随交流电网电压的波动或负载的变动而变化。在对直流供电要求较高的场合，还需要使用稳压电路，以保证输出的直流电压更加稳定。下面分别介绍这些电路模块。

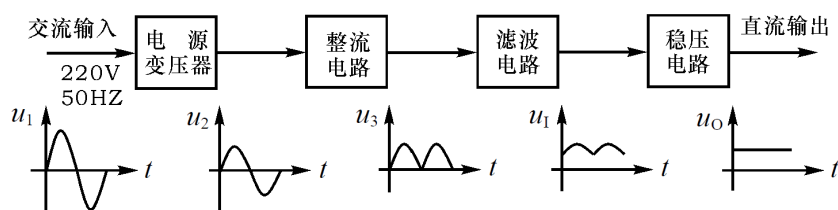


图 1 直流稳压电源原理方框图

#### 1. 整流电路

整流是利用二极管的单向导电性，把交流电转换成脉动直流电的过程。常见的整流电路有半波、全波、桥式和倍压整流等形式。

桥式整流电路由四个二极管接成电桥形式，具有效率高、二极管承受反向电压低等优点。

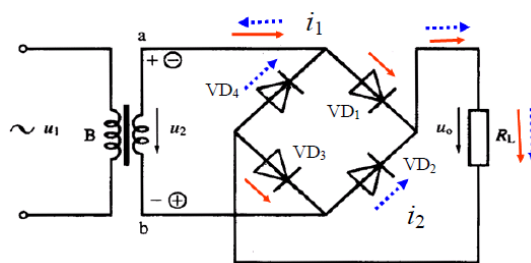


图 2 桥式整流电路及其工作原理

桥式整流电路及工作过程如图 2 所示。在变压器副边电压的正半周， $VD_1$ 、 $VD_3$  导通， $VD_2$ 、 $VD_4$  截止，电流  $i_1$  方向如实线箭头所示。在电压的负半周时，电流  $i_2$  方向如虚线箭头所示。

在交流电压  $u_2$  的一个周期内，二极管  $VD_1$ 、 $VD_3$  和  $VD_2$ 、 $VD_4$  轮流导通和截止，在负载  $R_L$  上就得到了一个单方向的全波脉动电压和电流。该电路输出的电压平均值： $U_o=0.9U_2$ ；输出的电流平均值： $I_o=U_o/R_L=0.9U_2/R_L$ ；而每个二极管所承受的最大反向电压为  $2U_2$ ，通过的电流为负载电流  $I_L$  的一半。

## 2. 滤波电路

整流得到的输出电压是单向脉动电压，其中包含交流分量。为了获得平滑的直流电，需要进行滤波。滤波电路有电容滤波、电感滤波和复式滤波等，常用的是电容滤波电路。

在整流电路的负载  $R_L$  上并联一个容量较大的电容器，就构成了电容滤波电路。采用电容滤波时，输出电压的脉动程度与电容器的放电时间常数  $\tau=R_L C$  有关系， $\tau$  大一些，脉动就小一些。为了得到比较平直的输出电压，一般要求： $\tau \geq (3 \sim 5)T/2$ ，式中  $T$  是交流电源电压的周期，这时输出的直流电压平均值近似为： $U_o=1.2U_2$ 。滤波电容的数值一般在几十微法到几千微法，其耐压应大于输出电压的最大值，通常采用极性电容器。

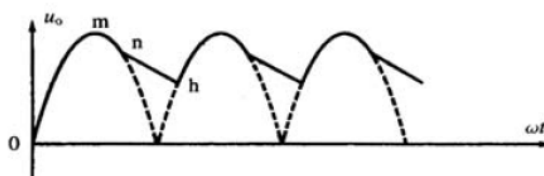


图3 电容滤波的输出波形

## 3. 稳压电路

图4 所示是一个简单的串联型稳压电路，三极管作为调整元件，叫做调整管，调整管的  $\beta$  足够大，工作在放大区。电阻  $R$  和稳压管  $VD_Z$  组成简单的稳压管稳压电路，接到调整管的基极，使基极电压  $U_b=U_Z$  保持恒定，此电压称为基准电压。该电路的输出电压  $U_o=U_Z-U_{be}$ ， $U_o$  的值取决于稳压管的稳定电压  $U_Z$ 。如果要改变输出电压，就要更换稳压管。另外，用输出电压直接去控制调整管的基极电流，控制作用不明显，稳压效果较差。为提高稳定度，可以采用带有放大环节的串联稳压电路。

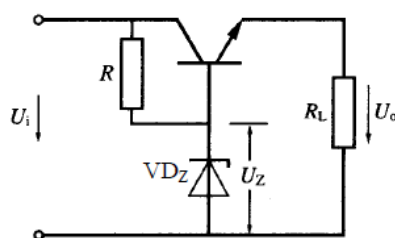


图4 简单的串联型稳压电路

## 4. 带放大环节的串联型稳压电路

带放大环节的串联型晶体管稳压电路，将输出电压的变化量  $\Delta U_o$  通过直流放大器放大后，再去控制调整管，使微小的输出电压变化量产生很强的调整作用，从而大大提高了输出电压的稳定性。该稳压电路如图.5 所示，包括以下四部分：取样电路、基准电压电路、比较放大器、调整管。

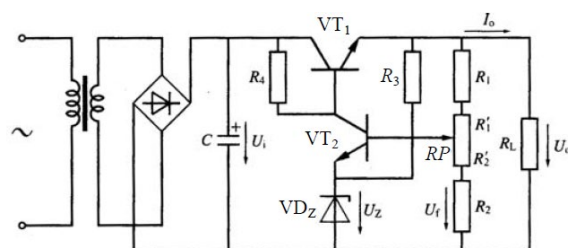




图 5 带放大环节的串联型稳压电路

**取样电路:** 由  $R_1$ 、 $R_2$  和  $RP$  组成的电阻分压器。将输出电压  $U_o$  的一部分取出，送到比较放大器  $VT_2$  的基极。

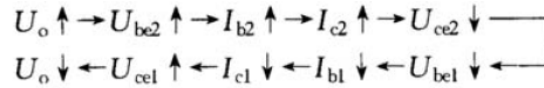
**基准电压电路:** 由稳压管  $VD_Z$  和限流电阻  $R_3$  构成，从中取得基准电压  $U_Z$ ，它是一个稳定性较高的直流电压，作为调整、比较的标准。

**比较放大器:** 由晶体管  $VT_2$  构成的直流放大电路，它的基极-发射极电压  $U_{be2}$  是取样电压  $U_f$  与基准电压  $U_Z$  之差。将这个电压差值放大后去控制调整管  $VT_1$ 。 $R_4$  是  $VT_2$  的集电极负载电阻，同时也是  $VT_1$  的基极偏置电阻。

**调整管:** 由工作在线性区的功率管  $VT_1$  组成，它的基极电流受比较放大器  $VT_2$  集电极输出信号控制，只要控制基极电流  $I_{b1}$ ，就可以改变集电极-发射极之间的电压  $U_{ce1}$ ，从而调整输出电压  $U_o$ 。

输出电压  $U_o$  稳定过程如下：

当输出电压  $U_o$  升高时，取样电压  $U_f$  随之增大， $VT_2$  的基极-发射极电压  $U_{be2}$  增大，其基极电流  $I_{b2}$  增大，集电极电流  $I_{c2}$  增大，集电极-发射极电压  $U_{ce2}$  减小，使  $VT_1$  的  $U_{be1}$  ( $U_{be1}=U_{b1}-U_o=U_Z+U_{ce2}-U_o$ ) 减小， $U_{ce1}$  增大，输出电压  $U_o$  下降，使之保持稳定，其调整过程可以表示如下：



## 5. 稳压电源的主要性能指标

(1) 输出电压  $U_o$  和输出电压调节范围 (对于如图 5 所示电路)

$$U_o = \frac{R_1 + RP + R_2}{R_2 + R_2'} (U_Z + U_{BE2})$$

调节  $RP$  可以改变输出电压  $U_o$ 。

(2) 输出电流

$$I_{Omax} < I_{CM} \quad I_{Omax}(U_{Imax} - U_{Omax}) < P_{CM}$$

(3) 输出电阻  $R_o$

输出电阻  $R_o$  定义为：当输入电压  $U_1$  (指稳压电路输入电压) 保持不变，由于负载变化而引起的输出电压变化量与输出电流变化量之比，即

$$R_o = \left. \frac{\Delta U_o}{\Delta I_o} \right|_{U_1 = \text{常数}}$$

(4) 稳压系数  $S$  (电压调整率)

稳压系数定义为：当负载保持不变，输出电压相对变化量与输入电压相对变化量之比，即

$$S = \left. \frac{\Delta U_o / U_o}{\Delta U_I / U_I} \right|_{R_L = \text{常数}}$$

由于工程上常把电网电压波动  $\pm 10\%$  做为极限条件，因此也有将此时输出电压的相对变化  $\Delta U_o / U_o$  做为衡量指标，称为电压调整率。

(5) 纹波电压

输出纹波电压是指在额定负载条件下，输出电压中所含交流分量的有效值 (或峰值)。

### 三、实验电路设计

图 6 所示是采用带有放大环节的串联稳压电路的实例，输出额定电流  $I_o=100\text{mA}$ ，输出电压  $U_o$  为  $5\sim 12\text{V}$ ，连续可调。其中，整流部分为单相桥式整流、电容滤波电路；稳压部分为串联型稳压电路，它由调整元件（晶体管  $VT_1$ ），比较放大器  $VT_2$ 、 $R_7$ ，取样电路  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $RP$ ，基准电压稳压管  $VD_2$ 、 $R_3$  和过流保护电路  $VT_3$  管与电阻  $R_4$ 、 $R_5$ 、 $R_6$  等组成。整个稳压电路是一个具有电压串联负反馈的闭环系统，其稳压过程为：

当电网电压波动或负载变动引起输出直流电压发生变化时，取样电路取出输出电压的一部分送入比较放大器，并与基准电压进行比较，产生的误差信号经  $VT_2$  放大后送至调整管  $VT_1$  的基极，使调整管改变其管压降，以补偿输出电压的变化，从而达到稳定输出电压的目的。

由于在稳压电路中，调整管与负载串联，因此流过它的电流与负载电流一样大。当输出电流过大或发生短路时，调整管会因电流过大或电压过高而损坏，所以需要调整管加以保护。在图 6 所示的电路中，晶体管  $VT_3$ 、 $R_4$ 、 $R_5$ 、 $R_6$  组成限流型保护电路。当开始起保护时，输出电流会减小，输出电压降低。故障排除后保护电路应能自动恢复正常工作。在调试时，若保护提前作用，应减少  $R_6$  值；若保护作用滞后，则应增大  $R_6$  的阻值。

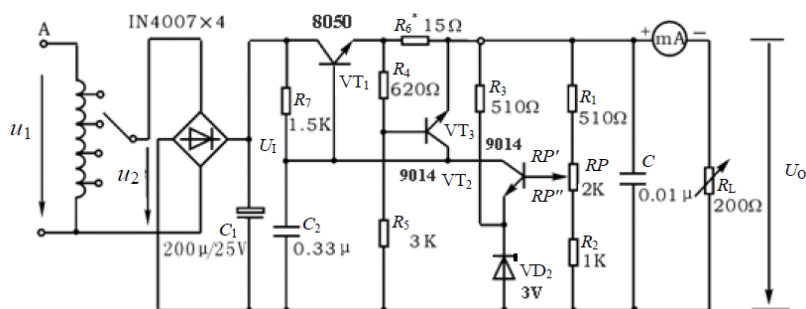


图 6 带有放大环节的串联稳压电路

### 四、实验任务要求

本实验的设计任务是采用分立元器件设计并制作一台串联型稳压电源，要求达到如下功能和技术指标：

- (1) 输出电压  $U_o$  可调： $5\sim 10\text{V}$ 。
- (2) 输出额定电流  $I_o=80\text{mA}$ 。
- (3) 过载电流保护：输出电流为  $90\text{mA}$  时，限流保护电路工作。

实验步骤包括：

1. 设计电路、选择合适的元器件、画出电路原理图。
2. 合理布置元器件和电路线、设计并制作电路板。
3. 焊接安装元器件、然后进行调试。
4. 测试主要性能指标，与设计任务要求作对照，进行比较分析。
5. 分析讨论实验中出现的故障及其排除方法。

#### 1. 串联型稳压电源调试要点

电路焊接完成后,应作仔细检查,防止错焊、虚焊、短路等情况存在,然后再通电。先将稳压器输出端负载开路,断开保护电路,测量整流电路输入电压  $u_2$ ,滤波电路输出电压  $U_1$  及输出电压  $U_o$ 。调节电位器  $RP$ ,观察  $U_o$  的大小和变化情况,如果  $U_o$  能跟随  $RP$  线性变化,这说明稳压电路各反馈环路工作基本正常。否则,说明稳压电路有故障。此时可分别检查基准电压  $U_Z$ ,输入电压  $U_1$ ,输出电压  $U_o$ ,以及比较放大器和调整管各电极的电压(主要是  $U_{BE}$  和  $U_{CE}$ ),分析它们的工作状态是否都处在线性区,从而找出不能正常工作的原因。排除故障以后就可以进行下一步测试。

## 2. 稳压电源性能测试要点

### (1) 测量输出电压可调范围

接入负载  $R_L$  (电位器),并调节  $R_L$ ,使输出电流  $I_o \approx 80\text{mA}$ 。再调节电位器  $RP$ ,测量输出电压可调范围  $U_{o\min} \sim U_{o\max}$ 。

### (2) 测量各级静态工作点

调节输出电压  $U_o = 10\text{V}$ ,输出电流  $I_o = 80\text{mA}$ ,测量三极管  $VT_1$ 、 $VT_2$ 、 $VT_3$  的静态工作点。

### (3) 测量稳压系数 $S$

取  $I_o = 80\text{mA}$ ,改变整流电路输入电压  $U_2$  (模拟电网电压波动),分别测出相应的稳压器输入电压  $U_1$  及输出直流电压  $U_o$ ,计算稳压系数  $S$ 。

### (4) 测量输出电阻 $R_o$

取  $U_2 = 15\text{V}$ ,改变滑线变阻器位置,使  $I_o$  为空载、 $50\text{mA}$  和  $80\text{mA}$ ,测量相应的  $U_o$  值,计算输出电阻  $R_o$ 。

### (5) 测量输出纹波电压

取  $U_2 = 15\text{V}$ ,  $U_o = 10\text{V}$ ,  $I_o = 80\text{mA}$ ,测量输出纹波电压。

## 3. 调整过流保护电路

(1) 断开  $U_2$  电源,接上保护回路,再接通  $U_2$  电源,调节  $RP$  及  $R_L$ ,使  $U_o = 10\text{V}$ ,  $I_o = 80\text{mA}$ ,此时保护电路应不起作用。测出  $VT_3$  管各极电压值。

(2) 逐渐减小  $R_L$ ,使  $I_o$  增加到  $90\text{mA}$ ,观察  $U_o$  是否下降,并测出保护起作用时  $VT_3$  管各极的电压值。若保护作用过早或迟后,可改变  $R_6$  之值进行调整。为了调试方便,可以先用一个电位器来替代  $R_6$  进行调试,等调到满足过流保护的指标要求后,读出此时电位器的值来作为  $R_6$  的取值。

## 六、思考题

1. 在串联型稳压电路设计中,对调整管的参数有什么要求?
2. 当稳压电源输出不正常,或输出电压  $U_o$  不随取样电位器  $RP$  而变化时,应如何进行检查找出故障所在?
3. 为了使稳压电源的输出电压  $U_o = 10\text{V}$ ,则其输入电压的最小值  $U_{1\min}$  应等于多少? 交流输入电压  $U_{2\min}$  又怎样确定?
4. 分析保护电路的工作原理。
5. 怎样用运放组成的比较放大电路来设计串联型稳压电路。

## 04 频率-电压转换器研究

### 一、实验目的

1. 掌握频率-电压 (F/V) 转换的基本原理。
2. 掌握运算放大器的基本运算与电路设计方法。
3. 熟悉集成频率-电压转换器 LM331 的主要性能和典型应用。

### 二、实验要求

1. 查阅集成频率/电压转换器 LM331 的数据手册, 熟悉它的工作原理。
2. 用集成频率/电压转换器 LM331 设计一个频率-电压转换电路, 要求当脉冲信号的频率在 400Hz~4kHz 范围变化时, 输出的直流电压在 2~10V 范围内线性变化。

### 三、实验原理与电路设计

#### 1. 频率-电压转换电路的设计方案

频率-电压转换的设计方案有多种, 本实验直接采用集成频率-电压转换器 LM331 进行 F/V 转换, 转换电路的整体框图如图 1 所示。

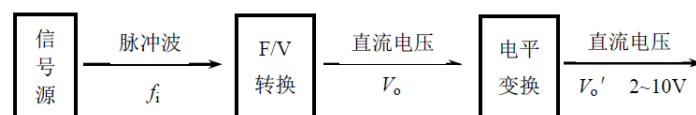


图 1 F/V 转换电路的整体框图

#### 2. LM331 工作原理

LM331 为双列直插式 8 引脚芯片, 其引脚框图如图 2 所示。其内部电路由输入比较器、定时比较器、R-S 触发器、输出驱动管、复零晶体管、能隙基准电路、精密电流源电路、电流开关、输出保护管等部分组成。LM331 既可用作电压-频率 (V/F) 转换, 也可用作频率-电压 (F/V) 转换。

LM331 各引脚功能说明如下: 脚①为脉冲电流输出端, 内部相当于脉冲恒流源, 脉冲宽度与内部单稳态电路相同; 脚②为输出端脉冲电流幅度调节, 外接电流调节电阻  $R_s$ ; 脚③为脉冲电压输出端, 输出脉冲宽度及相位同单稳态, 不用时可悬空或接地; 脚④为地; 脚⑤为单稳态外接定时时间常数  $RC$ ; 脚⑥为单稳态触发脉冲输入端, 低于脚⑦电压触发有效, 要求输入负脉冲宽度小于单稳态输出脉冲宽度  $T_w$ ; 脚⑦为比较器基准电压, 用于设置输入脉冲的有效触发电平高低; 脚⑧为电源  $V_{CC}$ 。LM331 的正常工作电压范围为 4V~40V, 只需接入几个外部元件就可方便地构成 V/F 或 F/V 变换电路, 并且容易保证转换精度。

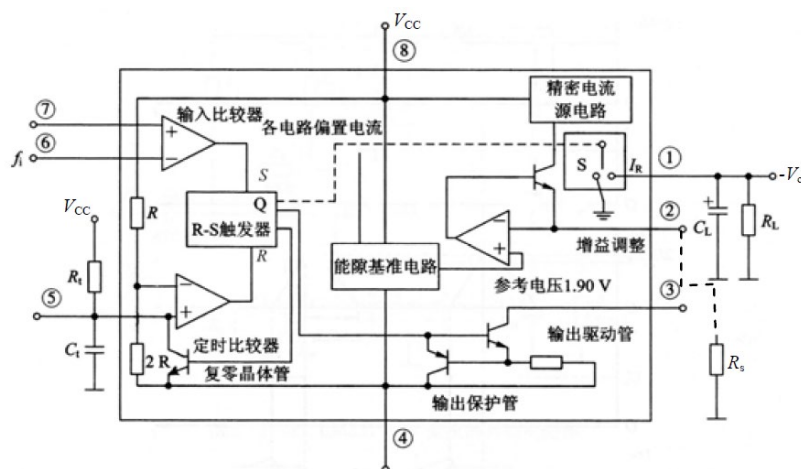


图 2 LM331 引脚及内部框图

LM331 的工作过程如下:

当输入负脉冲到达时, 由于⑥脚电平低于⑦脚电平, 所以  $S=1$  (高电平),  $\bar{Q}=0$  (低电平)。此时放电管截止, 于是  $C_t$  由  $V_{CC}$  经  $R_t$  充电, 其上电压  $V_{Ct}$  按指数规律增大。与此同时, 电流开关  $S$  使恒流源  $I$  与①脚接通, 使  $C_L$  充电,  $V_{CL}$  按线性增大 (因为是恒流源对  $C_L$  充电)。

经过  $1.1R_tC_t$  的时间,  $V_{Ct}$  增大到  $2/3V_{CC}$ , 此时  $R$  有效 ( $R=1, S=0$ ),  $\bar{Q}=1$ , 放电管导通,  $C_t$  通过放电管迅速放电。与此同时, 电流开关  $S$  使恒流源接地, 从而  $C_L$  通过  $R_L$  放电,  $V_{CL}$  减少。

以后就重复上面的过程, 于是在  $R_L$  上就得到一个直流电压  $V_o$ , 并且  $V_o$  与输入脉冲的重复频率  $f_i$  成正比。

$C_L$  的平均充电电流为  $I \times (1.1R_tC_t) \times f_i$ ,  $C_L$  的平均放电电流为  $V_o/R_L$ , 当  $C_L$  充放电平均电流平衡时, 得

$$V_o = I \times (1.1R_tC_t) \times f_i \times R_L$$

式中  $I$  是恒流电流,  $I = 1.90V/R_s$  (式中  $1.90V$  是 LM331 内部的基准电压 (即 2 脚上的电压),  $R_s$  是接在 2 脚与地之间的电阻, 用于调节恒流电流的大小)。于是得  $V_o = 2.09$

$(R_L/R_s) R_t C_t f_i$ , 可见, 当  $R_s$ 、 $R_t$ 、 $C_t$ 、 $R_L$  一定时,  $V_o$  正比于  $f_i$ , 显然, 要使  $V_o$  与  $f_i$  之间的关系保持精确、稳定, 则上述元件应选用高精度、高稳定性的。

对于一定的  $f_i$ , 要使  $V_o$  为一定值, 可调节  $R_s$  的大小。恒流源电流  $I$  允许在  $10\mu A \sim 500\mu A$  范围内调节, 故  $R_s$  可在  $190k\Omega \sim 3.8k\Omega$  范围内调节。一般取  $R_s$  为  $10k\Omega$  左右。

### 3. LM331 用作频率-电压转换的典型电路

如图 3 所示, 若取  $R_s = 14.2k\Omega$ , 则  $V_o = f_i \times 10^{-3}V$ 。因此, 当  $f_i$  为  $400Hz \sim 4kHz$  时, 输出的  $V_o$  为  $0.4 \sim 4V$ 。由于需要  $2 \sim 10V$  的输出, 所以在输出端需进行电平变换。

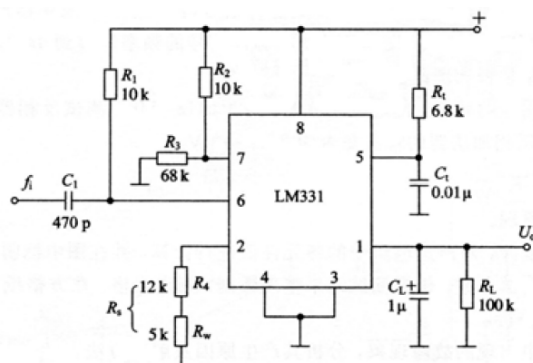


图 3 LM331F-V 变换的典型电路图

### 4. 电平变换电路

电平变换电路由反相器和反相加法器组成, 如图 4 所示。反相器将正的直流电压变换为负电压, 反相加法器通过选择合适的参考电压  $V_R$  和放大倍数, 将 LM331 输出的  $0.4V \sim 4V$  电压 (经反相器后为  $-0.4V \sim -4V$ ) 变换为  $2V \sim 10V$  电压输出。

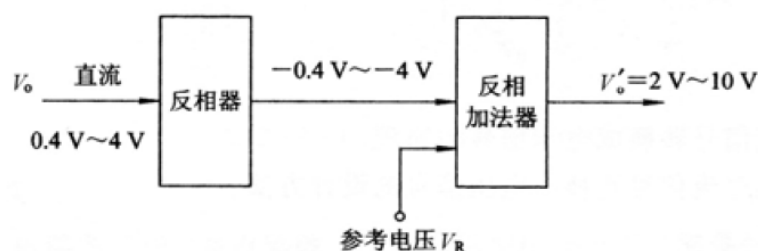


图 4 电平变换原理图

#### 四、调试要点

1. 进行电路设计时，对所选电路中的各元件值进行计算，并在图中标明。
2. 在电路输入端加入频率为 400Hz 的脉冲信号，调节  $R_s$ ，使 LM331 的输出电压值为 0.4V。接着，将脉冲信号的频率调整到 4kHz，测试 LM331 的输出电压值，判断是否与理论值相符。
3. 调节脉冲信号的频率，使之从 400Hz 向 4kHz 变化，测试反相器的输出是否为 -0.4V ~ -4V，反相加法器的输出是否为 2V ~ 10V。

## 05 电压-频率转换电路研究

### 一、实验目的

1. 熟悉电压-频率变换电路的原理和应用。
2. 掌握电压-频率变换电路的设计方法和调试。

### 二、实验要求

设计一个能够把电压值转换为脉冲频率的转换电路，要求当输入电压为  $0\sim 10\text{V}$  时，输出脉冲的频率变化为  $0\sim 10\text{kHz}$ ，且与输入电压成线性关系。

### 三、实验原理与电路设计

电压-频率 (V/F) 变换是信号处理的重要内容，常用于模拟电路系统和数字电路系统的接口电路中。V/F 变换的基本原理是用电压去控制振荡器的振荡频率，因此也称为压控振荡器 (VCO)。其输出波形可以是矩形波、三角波，也可以是正弦波。如果电压-频率变换电路的输出作为频率信号送至数字系统的输入端，变换器的输出应为矩形波；而在变频系统中，变换器的输出往往是正弦波。

在实际应用中，如果对电压-频率变换器的变换精度和频率范围有较高要求，则应选用精密集成 V/F 变换器件。这种器件把主要功能电路都集成在芯片内，外接少数元件（主要是定时阻容元件），即可实现变换功能，电路非常紧凑。

本实验选用集成电压/频率转换器 LM331 器件。关于器件的参数和典型应用设计，请参考 LM331 的数据手册和“频率-电压转换器研究”实验。

## 06 电流-电压转换电路实验研究

## 一、实验目的

1. 熟悉电流信号转换成电压信号的原理。
2. 掌握标准电流信号转换成电压信号的设计方法。

## 二、实验任务与设计要求

熟悉电流-电压转换电路的工作原理, 并设计出一个电路, 将标准电流信号  $4\text{mA}\sim 20\text{mA}$  转换为标准电压信号  $0\text{V}\sim 10\text{V}$ , 误差控制在  $5\%$  以内。

### 三、实验原理与参考电路

在自动控制技术中,传感器输出的标准电流信号通常为  $4\text{mA}\sim 20\text{mA}$ , 为了便于进一步处理, 需要将其转换为  $0\text{V}\sim 10\text{V}$  的电压信号。这可以通过工作在线性区的运算放大器来实现。图 1 给出了一种转换电路的例子:

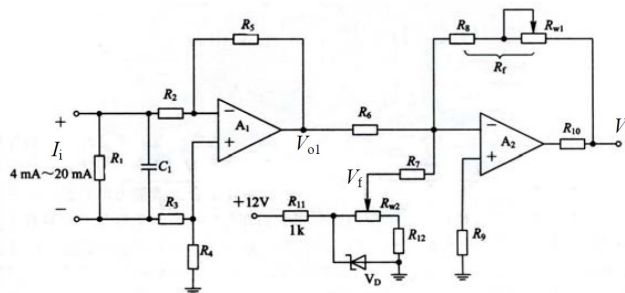


图 1 电流-电压转换电路原理图

- **第一级放大电路:** 电阻  $R_i$  跨接在电流源两端, 运放  $A_1$  采用差分输入, 将  $4\text{mA} \sim 20\text{mA}$  的电流转换为电压。此级放大电路的放大倍数为 1, 输出电压  $V_{o1} = -I_i * R_i$ , 实现了电流到电压的初步转换。
- **第二级放大电路:** 实现从  $V_{o1}$  到  $0\text{V} \sim 10\text{V}$  的电平变换。根据对第二级电路的

分析有：
$$\frac{V_{o1}}{R_6} + \frac{V_f}{R_7} = -\frac{V_o}{R_f}$$

由此可推出:

$$V_o = \frac{R_f R_l I_i}{R_6} - \frac{R_f V_f}{R_7}$$

通过合理选取  $R_6$ 、 $R_7$  的阻值，并调整  $V_f$  和  $R_f$  的值，可以确保当输入电流  $I_i$  从 4mA 变化到 20mA 时，输出电压  $V_o$  从 0V 变化到 10V。

#### 四、调试要点

1. 设计电路并计算出各元件参数，制作该电路。在电路输入端接入标准电流信号，该信号可由直流稳压电源经变换提供。
2. 调节电流的大小，当  $I_i$  分别为 4mA 和 20mA 时，测试对应的电压值  $V_{o1}$ ，判断是否与理论值相符。
3. 调节  $R_{w2}$ ，将  $V_f$  调整为 2V。
4. 调整  $I_i$  为 20mA，调节  $R_{w1}$ ，使  $A_2$  的输出电压  $V_o=10V$ 。
5. 进行电路联调，当  $I_i$  在 4mA~20mA 之间变化时，观察输出  $V_o$  是否为 0V~10V。



## 五、实验报告要求

1. **实验任务与要求：**详细描述实验的目的、任务和设计要求。
2. **分析电路原理：**阐述电流-电压转换电路的工作原理。
3. **进行电路设计：**对所选电路中的各元件值进行计算，并在图中标明。
4. **设计电路调试方案：**拟定调试步骤，根据调试结果整理数据，列出表格，绘制曲线图，并对数据误差进行分析。
5. **故障分析与解决：**写出实验中出现的故障现象，分析其产生的原因及解决方法。
6. **总结与心得体会：**总结实验过程，分享个人体会和收获。

## 六、思考题

如何将  $0\sim 10\text{V}$  的电压信号线性转换为  $420\text{mA}$  的电流信号？请说明设计思路并给出设计电路。

## 07 温度检测显示与控制器的设计与制作

### 一、实验目的

1. 学习温度传感器的原理、特性及基本使用方法。
2. 熟悉集成运算放大器在测量电路中的实际应用。
3. 学习并掌握对非电量信号的检测与控制及其电路的设计与调试。

### 二、实验理论基础

温度检测电路由温度传感器、调整放大电路等构成，温度值的数字显示由 AD 转换器及相应的显示电路等构成。检测电路与显示电路共同构成温度测量系统。根据温度的测量值与预先设定的值比较，决定是否对被控对象进行加热，从而使被控对象的温度维持在设定值附近，这就构成了温度控制系统。温度控制系统由温度设定电路、比较控制电路和驱动加热电路构成。

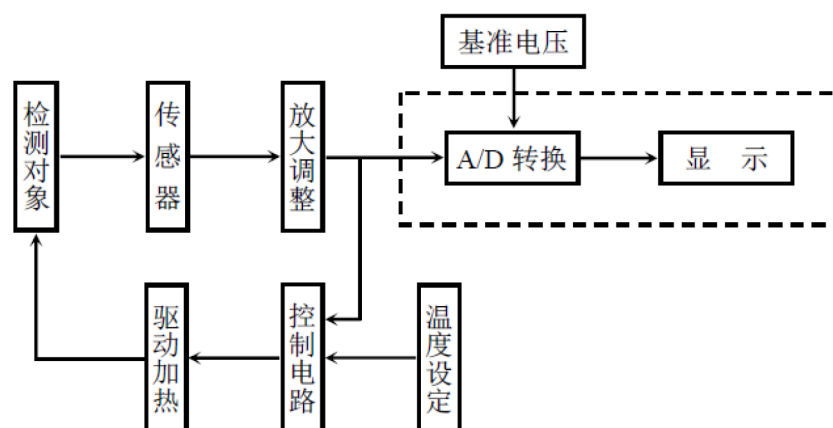


图 1 温度检测、显示与控制系统原理框图

#### 1. 温度传感器

温度传感器有多种类型，如集成温度传感器（电流输出型、电压输出型）、热敏电阻、热电阻和热电偶等，分别适用于不同的温度检测范围和场合。本实验主要介绍集成温度传感器 LM35。

##### 集成温度传感器 LM35 简介

LM35 是美国国家半导体公司生产的，具有高工作精度和宽线性工作范围，工作电压范围为 4~30V。其输出电压与摄氏温度成线性比例关系，非线性温度误差低于±0.25℃，线性温度系数为+10mV/℃。无需外部校准或微调，输出电压与温度的表达式为：

$$U_{OUT}=10\text{mV}/^{\circ}\text{C}\times t/^{\circ}\text{C}$$

LM35 的典型应用如图 2 所示，其供电模式有单电源与正负双电源两种模式。正负双电源供电模式可提供-55℃~150℃的全量程范围测量；单电源供电模式在 25℃下电流约为 50uA。温度传感器 LM35 测量温度范围 0℃~100℃时，其输出的电压范围为 0~1V。

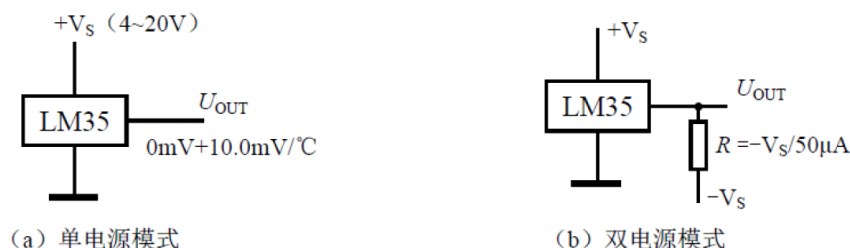


图 2 LM35 的典型应用

## 2. 控制驱动电路

系统控制是为了克服各种扰动的影响，对系统中的某个或某些物理量进行偏差纠正，以达到预期的系统稳定目标。最基本的控制方式是闭环控制，也称反馈控制。自动控制系统由控制装置和被控对象组成，通过外加的装置（控制器），使被控对象的某个工作状态或参数自动地按照预定的要求运行，如图 3 所示是温度自动控制系统的工作原理图。

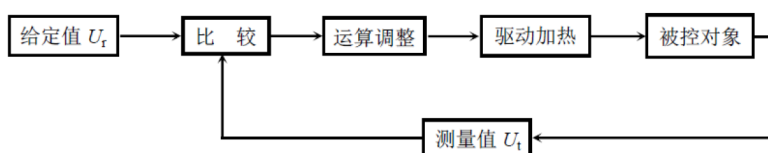


图 3 温度自动控制系统工作原理图

在模拟电路系统中，如果被控参数单一，系统扰动强度较弱，稳态性能要求不高，则可采用迟滞比较器或称滞回比较器，又称施密特触发器作为控制器实现基本的系统调控，如图 4 所示。迟滞比较器的优点是加有正反馈，可以加快控制器的响应速度。当输出状态一旦转换后，只要在跳变电压值附近的干扰不超过  $\Delta U$  之值，输出电压的值就是稳定的。但随之而来的是分辨能力的降低，因为它不能分辨差别小于  $\Delta U$  的两个输入电压值。另外，迟滞比较

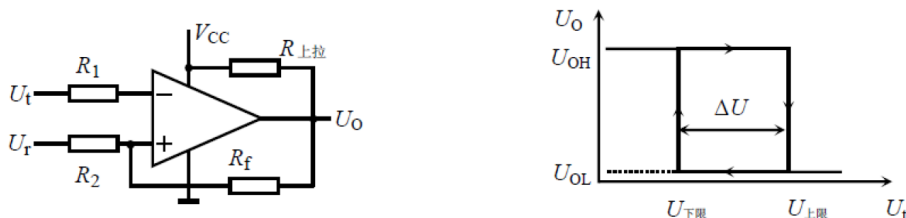


图 4 迟滞比较器工作电路及电压传输特性

器加的正反馈很强，远比模拟电路中的寄生耦合强得多，因此，可免除由于模拟电路寄生耦合而产生的自激振荡，增加了抗干扰性。

$$U_{\text{上限}} = \frac{R_2}{R_2 + R_f} U_{\text{OH}} + \frac{R_f}{R_2 + R_f} U_r \quad U_{\text{下限}} = \frac{R_2}{R_2 + R_f} U_{\text{OL}} + \frac{R_f}{R_2 + R_f} U_r$$

在一些复杂的模拟电路系统中，由于各种扰动不断产生且强度较强，同时对被控参数的稳、快、准要求较高，此时想达到被控参数保持恒定的目的，可用比例(P)、积分(I)、微分(D)三种调节方式组成的控制器，来实现系统的控制作用。根据不同的被控对象的特性，又可以分为 P、PI、PD、PD 等不同的控制模型。

若扰动出现使得被控参数发生变化，检测元件就会将这种变化采集，经处理后，送至 PD 控制器的实质就是对偏差进行比例、积分、微分运算，根据运算结果控制执行部件的过程。常规调节系统一般将偏差的比例、积分、微分通过线性组合构成调节量，对被控对象进行控制。其作用为：

(1) 比例调节：及时成比例地反映调节系统的偏差信号，偏差一产生，调节器立即产生调节

作用，以减少偏差。比例作用加快调节，但作用过大，使系统的稳定性下降，甚至造成系统的不稳定。

(2) 积分调节：主要是为了消除系统的稳态误差，提高系统的无差度。只要系统有误差存在，积分控制器就不断积累，输出控制量，以消除误差。因而，只要有足够的时间，积分控制将能完全消除误差，从而消除稳态误差。积分作用要适当，太强会使系统超调加大，使系统出现振荡。

(3) 微分调节：能反映偏差信号的变化趋势，并能在偏差信号变得太大之前，引入一个有效的早期修正信号，减小超调量，克服振荡，使系统的稳定性提高，从而加快系统的动态响应速度，减少调节时间，改善系统的动态性能。

### 三、实验电路设计

#### 1. 测温电路的设计

根据设计任务要求及温度传感器特性，在进行温度检测电路设计时，首先应注意以下几点。(1) 温度传感器与后续电路之间以电压跟随器隔离

(2) 电压跟随器与 AD 电路之间，可根据需要加放大电路 (3) 被测温度  $0^{\circ}\text{C}$  时，放大电路输出为零，被测温度  $100^{\circ}\text{C}$  时，放大电路输出应在 AD 转换器的输入范围内选定，并使转换后的显示值为 100。

#### 2. 控制驱动电路的设计

根据被控对象对控制精度的不同要求，可选择不同的控制方式。在控制精度要求高的场合，PD 调节控制方式是最好的选择，它可使系统快速地达到设定的要求，并稳定在设定值上。在控制精度要求不高的情况，可选择二位式或三位式调节控制方式。二位式调节控制方式的原理是当测量值低于设定值时，执行器工作，满负荷输出；当测量值达到或高于设定值时，执行器停止工作，没有输出。三位式调节控制方式的原理是有两个设定值  $U_{r1}$  和  $U_{r2}$ ，且  $U_{r1} < U_{r2}$ ，当测量值低于设定值  $U_{r1}$  时，执行器工作，满负荷输出；当测量值达到或高于设定值  $U_{r2}$  时，执行器停止工作，没有输出；当测量值介于设定值  $U_{r1}$  与  $U_{r2}$  之间时，执行器保持原来的状态不变。这种控制方式可避免执行器频繁地启动和停止，但控制精度低。

本实验采用二位式调节控制方式，用迟滞比较器作运算控制器，用功率电阻作加热器对一个封闭的环境实行温度控制。根据这个要求，可设计出运算控制和执行电路原理图如图 5 所示。

预设定温度的电压值  $U$  由电位器  $R_p$  与  $R_1$  的分压给定，调节  $R_p$  可设定不同的温度。 $U_t$  是温度测量值，来自温度检测电路的输出。运放 A 构成迟滞比较器，调整电阻  $R_2$  与  $R_4$  的比值可调整迟滞比较器的回差，从而调节控制精度。回差的大小应视被控对象的要求而定，太大控制精度低，回差小控制精度高，但执行器会频繁启动。迟滞比较器的输出经三极管 VT 放大后驱动继电器 K，由继电器 K 实现对加热电路通断的控制。加热器用 10W 的功率电阻。图中 LED 用作指示灯，指示加热电路的工作状态。

本实验采用二位式调节控制方式，用迟滞比较器作运算控制器，用功率电阻作加热器对一个封闭的环境实行温度控制。设计出的运算控制和执行电路原理图如图 5 所示。

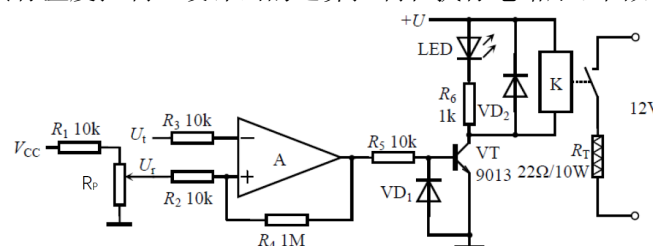


图 5 运算控制及执行器电原理图

当检测值  $U_t$  低于比较器的  $U_{\text{下限}}$  时, 比较器输出高电平, 三极管 VT 导通, LED 指示灯点亮, 继电器 K 吸合, 加热器工作, 温度开始上升。当温度的检测值  $U_t$  高于比较器的  $U_{\text{上限}}$  时, 比较器翻转, 输出低电平, 三极管 VT 截止, LED 熄灭, 继电器 K 释放, 加热器停止加热。

#### 四、实验任务要求

1. 选用合适的温度检测传感器, 设计一个能实现测量范围  $0^{\circ}\text{C} \sim 100^{\circ}\text{C}$ , 测量精度为  $0.5^{\circ}\text{C}$  的温度检测转换电路。
2. 选用合适的集成基准电压源, 设计一个能实现可调输出的基准电压源。
3. 设计一个温度加热控制电路, 实现用电位器调节电压值的方式来设定控制温度值。当检测温度值低于设定值时, 加热电路工作; 当检测温度值高于设定值时, 加热电路停止加热。
4. 综合以上设计, 完成一个能实现温度检测、控制和加热等功能的电路, 绘制相应的电路图, 完成器件选择和参数计算, 制作电路板, 进行器件安装和功能调试。
5. 完成设计方案、电路制作、功能调试等步骤的书面小结。

#### 五、实验操作要点

1. 根据控温要求, 设置相应的阈值电压回差。
2. 继电器的电源电压要与继电器线包的额定电压一致。
3. 电路完成安装后应分单元调试, 分别调试温度检测电路、控制电路和加热电路, 所有单元电路工作正常后再进行整机联调。

#### 六、思考题

1. 控制执行电路如遇干扰或噪声 (特别是在阈值电压附近) 影响而产生输出抖动, 应采取什么有效方法加以调整?
2. 与继电器线包并联的二极管起什么作用?
3. 对温度检测电路的输出电压值有何要求?

# 08 D 类功率放大器设计研究实验

## 一、实验目的

音频功率放大器不仅应用于便携式电子设备中，而且在高保真音响设备、高档的家庭影院大功率的电子设备中也非常需要。功率越大，放大器的效率也就越显重要。D 类放大器以其高效性，在这些设备中也扮演了极重要的角色。

通过本实验，学习 D 类放大器的基本原理，分析 D 类放大器的特点，通过 D 类放大器设计、安装和调试，提高电路综合设计和调试能力。

## 二、D 类放大器的工作原理

### 1. D 类放大器的工作原理

大家熟悉的 A 类、B 类、AB 类和 C 类放大器，其实所有这些放大器的区别只是在于静态工作点的选择。A 类放大器具有最大的静态工作电流，也就是它在没有输入信号的时候也会消耗电流，因而显然它的效率是最低的。但是，只要选择合适的工作点，它通常具有最低的失真。B 类放大器则选择了 50% 的导通时间，它的效率肯定比 A 类放大器要高，但是失真也要严重很多。AB 类放大器则是介于 A 类和 B 类之间。它的导通时间也是介于 50% 到 100% 之间。C 类放大器是指那些导通时间小于 50% 的放大器，通常用于负载为调谐回路的射频放大器中。

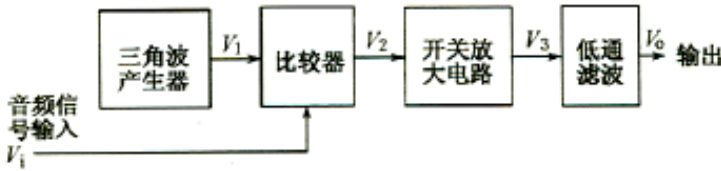


图 1 D 类放大器的工作原理

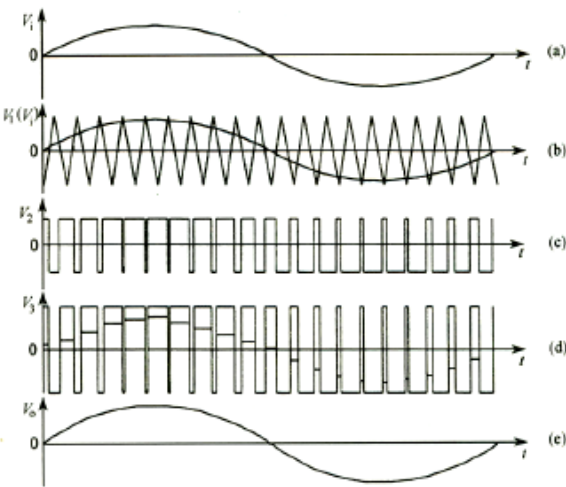


图 2 D 类放大器的工作波形示意图

一般的脉宽调制 D 类功放的原理方框图如图 1 所示。图 2 为工作波形示意，其中 (a) 为输入信号；(b) 为锯齿波与输入信号进行比较的波形；(c) 为调制器输出的脉冲(调宽脉冲)；(d) 为功率放大器放大后的调宽脉冲；(e) 为低通滤波后的放大信号。

## 2. 设计实例

### (1) 脉宽调制器

①三角波产生电路。该电路我们采用满幅运放 TLC4502 及高速精密电压比较器 LM311 来实现(电路如图 3 所示)。TLC4502 不仅具有较宽的频带,而且可以在较低的电压下满幅输出,既保证能产生线性良好的三角波,而且可达到发挥部分对功放在低电压下正常工作的要求。

载波频率的选定既要考虑抽样定理,又要考虑电路的实现,选择 150 kHz 的载波,使用四阶 Bultterworth LC 滤波器,输出端对载频的衰减大于 60dB,能满足题目的要求,所以我们选用载波频率为 150 kHz。

电路参数的计算:在 5V 单电源供电下,我们将运放 5 脚和比较器 3 脚的电位用  $R_d$  调整为 2.5 V,同时设定输出的对称三角波幅度为 1 V ( $V_{pp}=2V$ )。若选定  $R_{10}$  为 100 k $\Omega$ ,并忽略比较器高电平时  $R_{11}$  上的压降,则  $R_9$  的求解过程如下:

$$\frac{5-2.5}{100} = \frac{1}{R_9}, \quad R_9 = \frac{100}{2.5} = 40k\Omega$$

取  $R_9$  为 39 k $\Omega$ 。

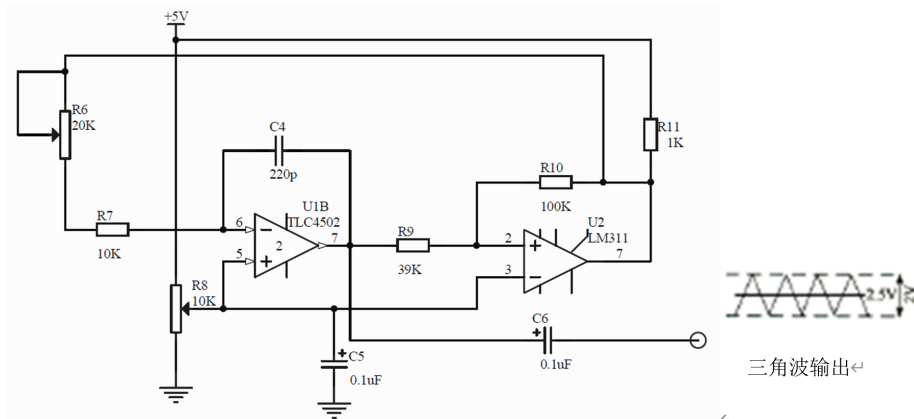


图 3 三角波产生电路

选定工作频率  $f=150$  kHz,并设定  $R_7+R_6=20k\Omega$ ,则电容  $C_4$  的计算过程如下:

对电容的恒流充电或放电电流为

$$I = \frac{5-2.5}{R_7+R_6} = \frac{2.5}{R_7+R_6}$$

则电容两端最大电压值为

$$V_{C_4} = \frac{1}{C_4} \int_0^{T_1} Idt = \frac{2.5}{C_4(R_7+R_6)} T_1$$

其中  $T_1$  为半周期,  $T_1=T/2=1/2f$ 。  $V_{C_4}$  的最大值为 2V, 则

$$2 = \frac{2.5}{C_4(R_7+R_6)} \frac{1}{2f}$$

$$C_4 = \frac{2.5}{(R_7 + R_6)} \frac{1}{4f} = \frac{2.5}{20 \times 10^3 \times 4 \times 150 \times 10^3} \approx 208.3 \text{ pF}$$

取  $C_4=220 \text{ pF}$ ,  $R_7=10\text{k}\Omega$ ,  $R_6$  采用  $20\text{k}\Omega$  可调电位器。使振荡频率  $f$  在  $150 \text{ kHz}$  左右有较大的调整范围。

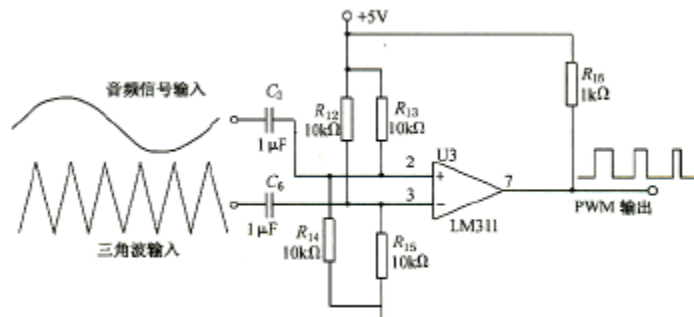


图4 比较器电路

②比较器。选用 LM311 精密、高速比较器，电路如图 4 所示，因供电为 5V 单电源，为给  $v_+=v_-$  提供 2.5V 的静态电位，取  $R_{12}=R_{15}$ ,  $R_{13}=R_{14}$ , 4 个电阻均取  $10 \text{ k}\Omega$ 。由于三角波  $v_{p-p}=2\text{V}$ ，所以要求音频信号的  $v_{p-p}$  不能大于 2V，否则会使功放产生失真。

#### (2) 前置放大器电路

如图 5 所示。设置前置放大器，可使整个功放的增益从 1~20 连续可调，而且也保证了比较器的比较精度。当功放输出的最大不失真功率为 1W 时，其  $8\Omega$  上的电压  $V_{p-p}=8\text{V}$ ，此时送给比较器音频信号的  $V_{p-p}$  值应为 2V，则功放的最大增益约为 4(实际上，功放的最大不失真功率要略大于 1W，其电压增益要略大于 4)。因此必须对输入的音频信号进行前置放大，其增益应大于 5。

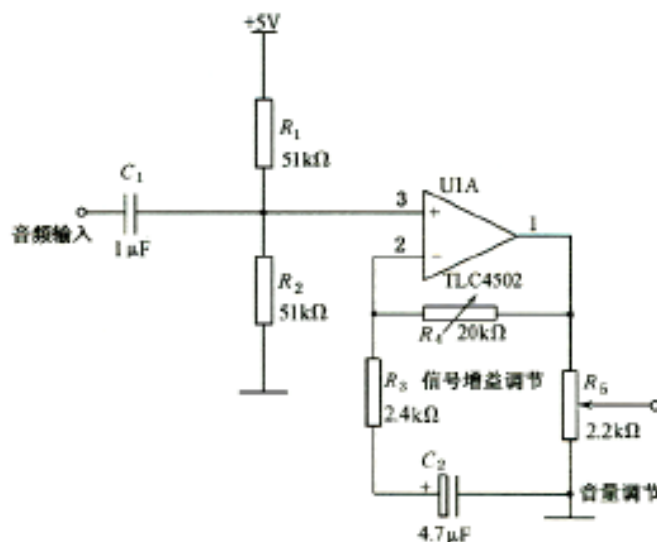


图5 前置放大器电路

前放仍采用宽频带、低漂移、满幅运放 TLC4502，组成增益可调的同相宽带放大器。选择同相放大器的目的是容易实现输入电阻  $R_i \geq 10\text{k}\Omega$  的要求。同时，采用满幅运放可在降低电源电压时仍能正常放大，取  $V_+=V_{CC}/2=2.5\text{V}$ ，要求输入电阻  $R_i$  大于  $10\text{k}\Omega$ ，故取  $R_1=R_2=51\text{k}\Omega$ ，则  $R_i=51/2=25.5\text{k}\Omega$ ，反馈电阻采用电位器  $R_4$ ，取  $R_4=20\text{k}\Omega$ ，反相端电阻  $R_3$  取  $2.4\text{k}\Omega$ ，则前置放大器的最大增益  $A_v$  为



$$A_v = 1 + \frac{R_4}{R_3} = 1 + \frac{20}{2.4} \approx 9.3$$

调整  $R_4$  使其增益约为 8，则整个功放的电压增益从 0~32 可调。

考虑到前置放大器的最大不失真输出电压的幅值  $V_{om} < 2.5V$ ，取  $V_{om} = 2.0V$ ，则要求输入的音频最大幅度  $V_{im} < (V_{om} / A_v) = 2 / 8 = 250mV$ 。超过此幅度则输出会产生削波失真。

### (3) 驱动电路

如图 6 所示。将 PWM 信号整形变换成互补对称的输出驱动信号，用 CD40106 施密特触发器并联运用以获得较大的电流输出，送给由晶体三极管组成的互补对称式射极跟随器驱动的输出管，保证了快速驱动。驱动电路晶体三极管选用 2SC8050 和 2SC8550 对管。

(4) H 桥互补对称输出电路对 VMOSFET 的要求是导通电阻小，开关速度快，开启电压小。因输出功率稍大于 1W，属小功率输出，可选用功率相对较小、输入电容较小、容易快速驱动的对管，IRFD120 和 IRFD9120 VMOS 对管的参数能够满足上述要求，故采用之。实际电路如图 7 所示。互补 PWM 开关驱动信号交替开启 Q5 和 Q8 或 Q6 和 Q7，分别经两个 4 阶 Butterworth 滤波器滤波后推动喇叭工作。

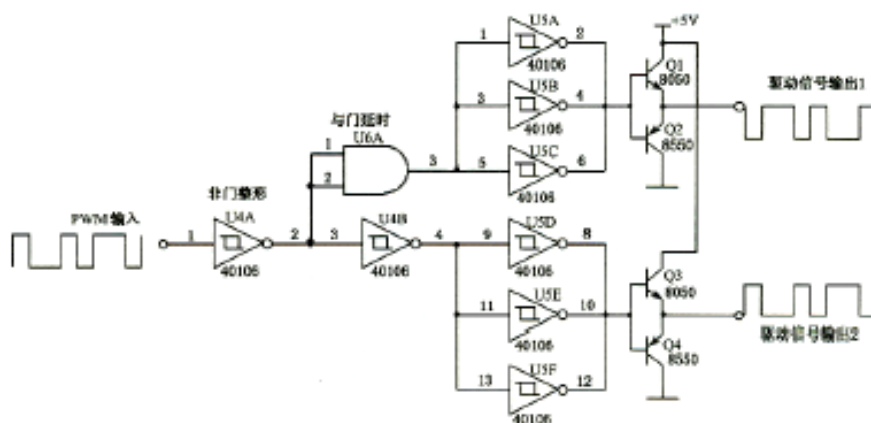


图 6 驱动电路

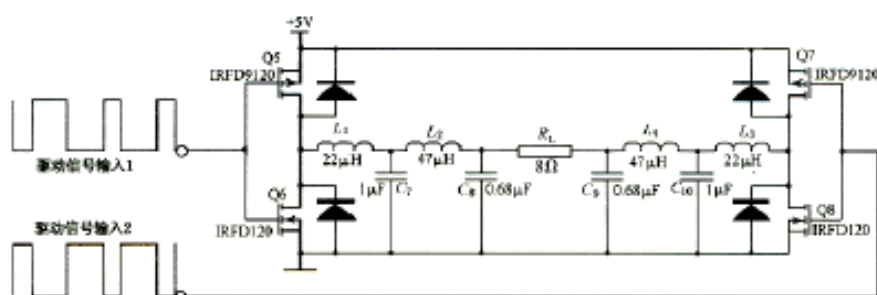


图 7 H 桥互补对称输出及低通滤波电路

(5) 低通滤波器本电路采用 4 阶 Butterworth 低通滤波器 (如图 7)。对滤波器的要求是上限频率  $\geq 20$  kHz，在通频带内特性基本平坦。

采用软件进行仿真，从而得到了一组较佳的参数： $L_1 = 22$  uH,  $L_2 = 47$  uH,  $C_1 = 0.68uF$ ,  $C_2 = 1uF$ 。19.95 kHz 处下降 2.464 dB，可保证 20 kHz 的上限频率，且通带内曲线基本平坦；100 kHz、150 kHz 处分别下降 48 dB、62 dB，完全达到要求。

### 三、实验任务与要求

#### 1、设计任务

设计并制作一个高效率音频功率放大器。功率放大器的电源电压为+5V，负载为  $8\ \Omega$  电阻。

#### 2、功率放大器设计基本要求

- (1) 3 dB 通频带为 300~3400Hz，输出正弦信号无明显失真。
- (2) 最大不失真输出功率  $\geq 1\text{W}$ 。
- (3) 输入阻抗  $> 10\text{k}\Omega$ ，电压放大倍数 1~20 连续可调。
- (4) 低频噪声电压 (20kHz 以下)  $\leq 10\text{mV}$ ，在电压放大倍数为 10、输入端对地交流短路时测量。
- (5) 在输出功率 500mW 时测量的功率放大器效率 (输出功率 / 放大器总功耗)  $\geq 50\%$ 。

### 四、注意事项或关键点

- 1、采用开关方式实现低频功率放大 (即 D 类放大) 是提高效率的主要途径之一，设计中采用 D 类放大方式，不允许使用 D 类功率放大集成电路。
- 2、效率计算中的放大器总功耗是指功率放大器部分的总电流乘以供电电压 (+5V)。
- 3、在整个测试过程中，要求输出波形无明显失真。

### 五、思考题

- 1、D 类功放有哪些特点？为什么 D 类功放具有极高的效率？
- 2、D 类功放的电路组成如何？结合图 1、图 2 简述其工作原理。
- 3、D 类功放是否存在失真，简要说明之。