

模拟电子技术设计性实验是在掌握基础验证性实验方法的基础上的进阶,是对模拟电子技术知识的深刻理解与综合运用,实验项目具有典型性和代表性。

5.1 晶体管放大电路

在掌握晶体管放大电路基本特性的基础上,根据技术指标要求设计单管放大电路并进行电路仿真或安装及调试,熟悉软件及仪器仪表的使用。

5.1.1 实验目的

- (1) 根据一定的技术指标要求设计单级放大电路,学习单级放大电路的一般设计方法。
- (2) 学习晶体管放大电路静态工作点的设置与调整方法;学习放大电路的电压放大倍数、最大不失真输出电压、输入电阻、输出电阻及频率特性等基本性能指标的测试方法。
- (3) 研究电路参数变化对放大器性能指标的影响及放大器的安装与调试技术。
- (4) 进一步学习万用表、示波器、信号发生器、直流稳压电源和毫伏表等常用仪器的正确使用方法。

5.1.2 实验原理

一个具有实用价值的电路是由若干个单级放大电路组成的,因此对单级放大电路的研究也为多级放大电路的研究与应用奠定了理论基础。由于单级放大电路在多级放大电路中所处位置不同,对其性能要求也不相同,但它们的最基本任务是相同的,即放大,而且要不失真地放大。单级放大电路的放大能力一般可达到几十到几百倍。

1. 单级放大电路

能完成不失真放大的单级放大电路很多,最常用的有基本放大电路(见图 5-1)和电流负反馈工作点稳定的电路(见图 5-2)。基本放大电路简单、元件少,流过 R_b 的电流为 I_B ,故 R_b 可选得较大,放大器的输入电阻较高,放大器对信号源的影响较小,具有较高的放大能力,但它在温度变化时工作点不够稳定,使不失真放大的要求受到影响,适用于对稳定性要求不高的场合。电流负反馈工作点稳定的电路,由于电路负反馈的作用使工作点比较稳定,故使用场合比较广泛。

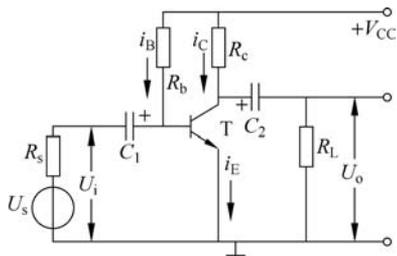


图 5-1 基本放大电路

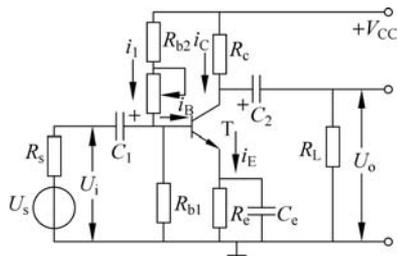


图 5-2 电流负反馈工作点稳定的电路

2. 静态工作点的选取

放大器中静态工作点的选取十分重要,它影响放大器的增益、失真及其他各方面。

(1) 静态工作点与增益。图 5-1 和图 5-2 所示放大倍数均由 $A_u = U_o/U_i = -\beta R'_L/r_{be}$ 表示,其中 R'_L 与静态工作点无关,在线性区 β 值变化甚小。在 $r_{be} = r_{bb'} + r_e(1 + \beta)$ 中, $r_{bb'}$ 取决于基区材料,不同类型的管子 $r_{bb'}$ 相差较大,其值从几欧姆到几百欧姆;而 $r_e = 26\text{mV}/I_{EQ}$,它取决于工作电流,工作电流大,则 r_e 小。可见工作点不同,其放大倍数也不同。

(2) 静态工作点与非线性失真。静态工作点选得过高或过低都会产生非线性失真。如果 Q 点选得过高,如图 5-3 中的 Q_1 ,微弱的输入信号也会产生饱和失真,使输出的电压波形产生下削波。相反,如果 Q 点选得太低,如图 5-3 中的 Q_2 ,易产生截止失真,其输出电压产生上削波。为了得到最大不失真输出幅度,其静态工作点应设在交流负载线的中间位置,如图 5-4 所示。从输入特性上看,如果 Q 点设置不当,将产生严重的非线性失真,如图 5-5 所示。由于晶体管特性的非线性,输入信号虽然是正弦波,但 i_B 已经成为上尖下钝的波形,它是由于晶体管输入特性的非线性引起的失真,故称为非线性失真。同样,晶体管输出特性的不均匀也会引起失真。这种由于晶体管特性的非线性或不均匀性引起的非线性失真又称为固有失真。适当选择静态工作点,如使

$$I_{BQ} = I_{bm} + 10 \mu\text{A} \quad (5-1)$$

可以减小这种失真但不能完全消除。在多级放大器中,由于前级输入信号的正半周到了下级输入端变成了负半周(即倒相),利用这种倒相作用可以使固有失真得到补偿,减小失真程度。

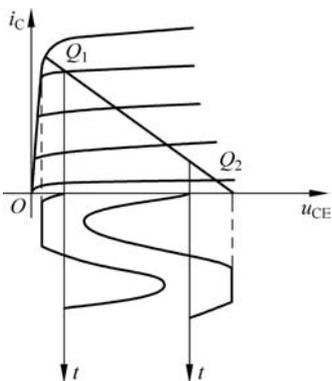


图 5-3 静态工作点过高或过低时放大电路工作情况

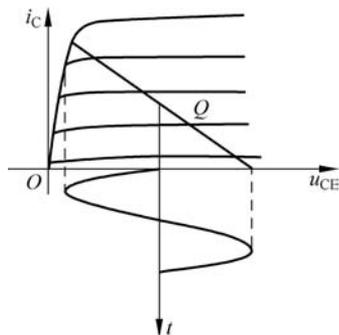


图 5-4 静态工作点设置合理时放大电路工作情况

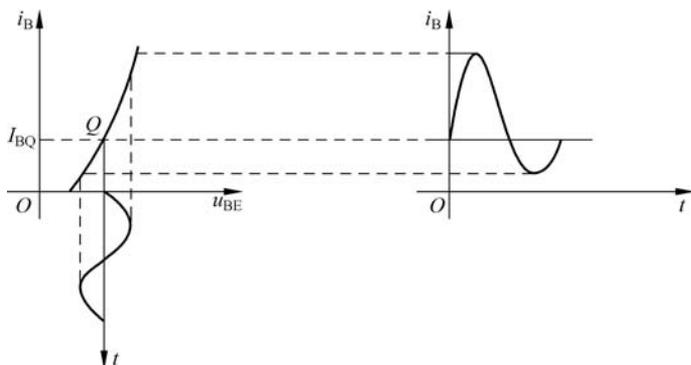


图 5-5 静态工作点设置不当产生的非线性失真

综上所述,静态工作点不仅影响放大器的增益,还影响着非线性失真,至于静态工作点选在电流较大区域好还是选在电流较小区域好,要视具体情况而定。例如,要得到最大的输出幅度,静态工作点要选在交流负载线的正中间位置;若信号幅度小又想得到较高的增益,静态工作点可选在电流较大区域。又如,为提高电路的输入电阻,减小噪声系数和能量损耗,静态工作点可选在电流较小区域。

5.1.3 性能指标与测试方法

晶体管放大器的主要性能指标有电压放大倍数 A_u 、最大不失真输出电压 U_{omax} 、输入电阻 R_i 、输出电阻 R_o 和频率响应 Δf 等。对于如图 5-2 所示的电路,各性能指标的计算式与测试方法如下。

1. 电压放大倍数 A_u

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}} \quad (5-2)$$

其中, $R'_L = R_c // R_L$; r_{be} 为晶体管输入电阻,即

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26\text{mV}}{I_{EQ}} \approx 300 + (1 + \beta) \frac{26\text{mV}}{I_{EQ}} \quad (5-3)$$

电压放大倍数的测量实质上是测量放大器的输入电压 u_i 和输出电压 u_o 。

测量方法:在输出波形不失真的情况下,给定输入值(有效值 U_i 或峰值 U_{im})或输出值(有效值 U_o 或峰值 U_{om}),测量相应的输出值或输入值即可,则

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{U_{om}}{U_{im}} \quad (5-4)$$

2. 最大不失真输出电压 U_{omax}

U_{omax} 为在给定静态工作点的条件下,放大器所能输出的最大且不失真的电压值。

测量方法:在测量电压放大倍数的基础上,逐渐增大输入信号幅值,同时观察输出波形,当输出波形刚出现失真时的 U_o 即为 U_{omax} 。

3. 输入电阻 R_i

$$R_i = r_{be} // R_{b1} // R_{b2} \approx r_{be} \quad (5-5)$$

输入电阻的大小反映了放大电路消耗信号源功率的大小。若 $R_i \gg R_s$ (信号源内阻),放

大器从信号源获取较大电压；若 $R_i \ll R_s$ ，放大器从信号源吸收较大电流；若 $R_i = R_s$ ，放大器从信号源获取最大功率。

输入电阻的测量有两种方法。第 1 种方法的测量原理如图 5-6 所示。在信号源输出与放大器输入端之间，串接一个已知电阻 R （一般选择 R 值与 R_i 为同数量级），在输出波形不失真的情况下，用交流毫伏表测量 U_s 及相应的 U_i 值，则

$$R_i = \frac{U_i}{U_s - U_i} R \quad (5-6)$$

其中， U_s 为信号源输出电压。当被测电路输入电阻很高时，上述测量方法将因 R 和毫伏表的接入而在输入端引起较大的干扰误差。特别是电压表内阻不是很高时， U_s 和 U_i 值会偏小。

第 2 种方法的测量原理如图 5-7 所示。当 $R=0$ 时，输出电压波形不失真的条件下，用交流毫伏表测出输出电压 U_{o1} ；当 R 取固定电阻时，测出输出电压 U_{o2} ，则

$$R_i = \frac{U_{o2}}{U_{o2} - U_{o1}} R \quad (5-7)$$

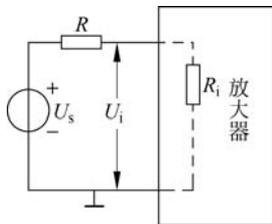


图 5-6 输入电阻测试电路(1)

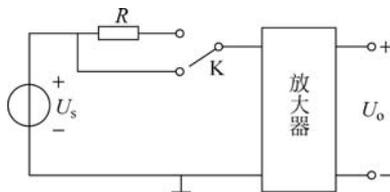


图 5-7 输入电阻测试电路(2)

4. 输出电阻 R_o

$$R_o = r_o // R_c \approx R_c \quad (5-8)$$

其中， r_o 为晶体管的输出电阻；输出电阻 R_o 的大小反映了放大器带负载的能力， R_o 越小，带负载的能力越强，当 $R_o \ll R_L$ 时，放大器可等效成一个恒压源。

测量方法如图 5-8 所示。在输出波形不失真的情况下，首先测量 R_L 未接入（空载）时的输出电压 U'_o ，然后接入负载 R_L ，再测量此时放大器的输出电压 U_o ，则

$$R_o = \left(\frac{U'_o}{U_o} - 1 \right) R_L \quad (5-9)$$

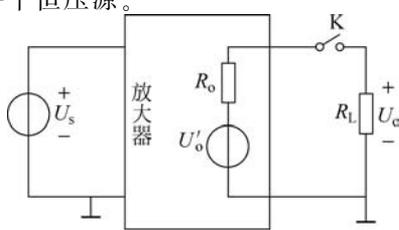


图 5-8 输出电阻测试电路

测量时应注意：两次测量时输入电压 U_i 应保持相等，且大小适当，保证在 R_L 接入和断开时输出波形不失真。 R_L 应与 R_o 为同数量级电阻。

5. 频率响应 Δf

放大器的幅频特性如图 5-9 所示，影响放大器幅频特性的主要因素是电路中存在的各种电容元件。

$$\Delta f = f_H - f_L \quad (5-10)$$

其中, f_H 为放大器的上限频率, 主要受晶体管的结电容和电路的分布电容的限制; f_L 为放大器的下限频率, 主要受耦合电容 C_1 、 C_2 和射极旁路电容 C_e 的影响。

要严格计算电容 C_1 、 C_2 和 C_e 同时存在时对放大器低频特性的影响比较麻烦。在工程设计中, 为了简化计算, 通常以每个电容单独存在时所决定的转折频率为基本频率。电容 C_1 、 C_2 和 C_e 所对应的等效回路如图 5-10 所示。如果放大器的下限频率 f_L 已知, 可按以下表达式估算电容 C_1 、 C_2 和 C_e 。

$$C_1 \geq (3 \sim 10) \frac{1}{2\pi f_L (R_s + r_{be})} \quad (5-11)$$

$$C_2 \geq (3 \sim 10) \frac{1}{2\pi f_L (R_c + R_L)} \quad (5-12)$$

$$C_3 \geq (1 \sim 3) \frac{1}{2\pi f_L \left(R_e // \frac{R_s + r_{be}}{1 + \beta} \right)} \quad (5-13)$$

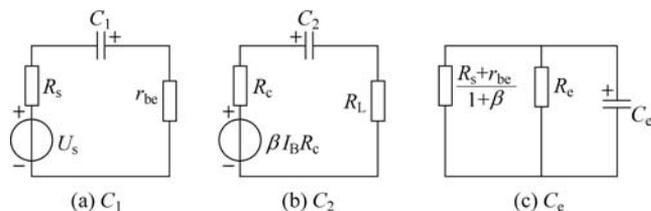


图 5-10 电容 C_1 、 C_2 和 C_e 对应的等效回路

放大器的幅频特性可通过测量不同频率时的电压放大倍数 A_u 获得。通常采用逐点法测量放大器的幅频特性曲线。测量时, 每改变一次信号源的频率(注意维持输入信号 U_i 的幅值不变且输出波形不失真), 用晶体管毫伏表或示波器测量一个输出电压值, 分别计算其增益, 然后将测试结果画在半对数坐标纸上(见图 5-9), 将所测结果连接成曲线。

如果只要求测量放大器的频率响应 Δf 或通频带 BW, 则首先测出放大器中频区(如 $f_0 = 1\text{kHz}$)时的输出电压 U_o , 然后升高频率直到输出电压降到 $0.707U_o$ 。(维持 U_i 不变), 此时所对应的信号源的频率就是上限频率 f_H 。同理, 维持 U_i 不变, 降低频率直到输出电压降到 $0.707U_o$, 此时所对应的频率为下限频率 f_L , 则放大器的频率响应 $\Delta f = f_H - f_L$ 。

5.1.4 单级放大器的设计原则

所谓设计, 就是按照指标要求, 根据理论的主要原则把电路选出来, 确定使用的电源电压和有源器件, 确定静态工作点, 计算出各元件数值的整个过程。因为在设计中常采用近似公式或经验公式, 有时也称此过程为电路估算或工程估算。根据所给已知条件的不同, 工程估算没有固定格式, 但有一些原则可以遵守。下面通过对图 5-2 所示电路的计算介绍一些设计原则。

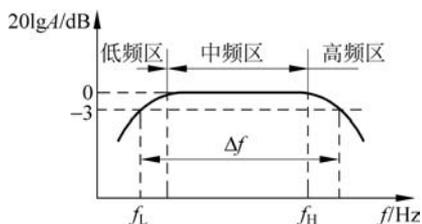


图 5-9 放大器的幅频特性

1. 集电极电阻 R_c

计算 R_c 的原则有两个：一是满足放大倍数要求；二是不能产生饱和失真。一般以输出电压 U_o 和放大倍数 A_u 为指标要求。

输入电压的峰值为

$$U_{im} = \frac{U_{om}}{A_u} \quad (5-14)$$

基极电流的峰值为

$$I_{bm} = \frac{U_{im}}{r_{be}} \quad (5-15)$$

对于小信号放大器，其静态工作点一般在 $1 \sim 2\text{mA}$ ，此时的 r_{be} 值可按 $1\text{k}\Omega$ 估算。

$$R'_L = \frac{U_{om}}{I_{cm}} = R_c // R_L \quad (5-16)$$

$$I_{cm} = \beta I_{bm} \quad (5-17)$$

则

$$R_c = \frac{R_L R'_L}{R_L - R'_L} \quad (5-18)$$

由于计算方法的欠缺，所求的 R_c 是否可用，要通过对静态工作点的验证加以判定，一般使

$$U_{CEQ} \geq U_{om} + 1\text{V} \quad (5-19)$$

才能使放大器不工作在饱和区，否则要重新计算 R_c 值。

2. 偏置电路电阻 R_{b1} 、 R_{b2} 和射极电阻 R_e 的确定

要使直流电流负反馈作用强，则要求基极电位 U_B 高而且稳定，这就要求流过偏置电路的电流 I_1 要大，即 I_B 在 I_1 中所占的比例要小。但 I_1 大，即要求 R_{b1} 、 R_{b2} 要小，这又影响着电路的输入电阻及能量损耗， I_1 也不能太大，通常取

$$I_1 = (5 \sim 10)I_B \quad (5-20)$$

U_E 越高 (U_B 越高)，电流反馈越强。但 U_E 越高，电源的有效利用率越低，即 U_E (U_B) 也不能太高，一般取

$$U_B = (5 \sim 10)U_{BE}, \quad U_B = \begin{cases} 3 \sim 5\text{V}, & \text{硅管} \\ 1 \sim 3\text{V}, & \text{锗管} \end{cases} \quad (5-21)$$

考虑到不使信号进入截止区而产生截止失真，要求 $I_{CQ} > I_{cm}$ ，一般取

$$I_{CQ} = 0.5\text{mA} + I_{cm} \quad (5-22)$$

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta_s} \quad (5-23)$$

故有

$$R_{b1} = \frac{U_B}{I_1} \quad (5-24)$$

$$R_{b2} = \frac{V_{CC} - U_B}{I_1} = \frac{V_{CC}}{I_1} - R_{b1} \quad (5-25)$$

为了调节静态工作点方便，通常把 R_{b2} 用一个可变电阻和一个固定电阻代替，使固定电阻阻值加上可变电阻中间值等于 R_{b2} 。

$$R_e = \frac{U_E}{I_E} \approx \frac{U_B - U_{BE}}{I_{CQ}} \quad (5-26)$$

3. 晶体管的选择

(1) 晶体管的选取依据很多,如极限参数、频率特性、噪声系数,以及 h_{fe} 和 h_{ie} 等。这些依据,在选取晶体管时,又根据晶体管在多级放大器中所处的位置不同而有所侧重。

(2) 极限参数。极限参数是选择晶体管的重要原则,特别是在选择放大器的末级和末前级晶体管时。极限参数很多,但经常考虑的是集电极耗散功率 P_{CM} 、击穿电压 $U_{(BR)CEO}$ 、最大集电极电流 I_{CM} ,即要求加于晶体管两端的电压应小于 $U_{(BR)CEO}$ 。在甲类工作时, I_{CQ} 与 U_{CEQ} 的乘积应小于 P_{CM} ;在乙类工作时, P_{CM} 又决定着输出功率。在小信号放大电路中以上 3 个参数易于满足,选择晶体管时可不考虑极限参数。

(3) 频率性能。无论晶体管工作在哪一级,晶体管的截止频率 f_β 都应大于放大电路的上限频率 f_H 。从手册中查出特性频率 f_T ,可通过 $f_T \approx \beta f_\beta$ 求出 f_β 。

(4) 噪声系数。为了减小放大电路的噪声,应选择噪声系数小的晶体管,特别是当晶体管工作在前置级时更应如此,因为第 1 级的噪声对整个放大电路影响最大。

(5) 在晶体管型号确定后,应选出需要的 β 值。一般希望 β 选高一些,但也不是越高越好。 β 太高会容易引起自激振荡,何况一般 β 值高的晶体管工作多不稳定,受温度影响大。通常 β 取值为 50~100,但低噪声高 β 值的晶体管(如 1815、9011~9015 等), β 值达数百时温度稳定性仍较好。

4. 电源电压 V_{CC}

电源电压 V_{CC} 既要满足输出幅度、工作点稳定的要求,又不能选得太高,以免对电源设备和晶体管的耐压提出过高而又不必要的要求。

$$V_{CC} = U_{CEQ} + I_{CQ}(R_c + R_e) \quad (5-27)$$

$$U_{CEQ} = U_{om} + U_{CES} \quad (5-28)$$

5.1.5 设计举例

技术指标与要求:已知信号频率 $f_0 = 1\text{kHz}$,负载电阻 $R_L = 3\text{k}\Omega$,晶体管参数见手册, β 自测(一般为 $50 < \beta < 100$),要求工作点稳定,电压放大倍数 $A_u \geq 70$,输出电压 $U_{om} \geq 2\text{V}$ (峰值)。

1. 选择电路形式

因要求工作点稳定性好,故选用分压式电流负反馈电路,如图 5-2 所示。

2. 选择晶体管

在小信号放大器中,由于对极限参数要求不高,一般不考虑极限参数。

由于要求工作频率很低,3AX 系列可以满足,考虑到通用性,也可以选取高频小功率 3DG 系列的晶体管。选取 3DG6B,集电极最大允许电流 $I_{CM} = 20\text{mA}$, $U_{(BR)CEO} = 20\text{V}$, $I_{CBO} < 0.01\mu\text{A}$,实测 $\beta = 70$ 。

3. 集电极电阻 R_c 的确定

设计要求 $A_u \geq 70$,考虑留有一定裕量,按 $A_u = 80$ 设计。同样, U_{om} 按 2.5V 设计。

故输入电压的峰值为

$$U_{im} = \frac{U_{om}}{A_u} = \frac{2.5 \times 10^3}{80} \approx 31\text{mV}$$

如果静态电流选在 2mA 左右,晶体管的输入电阻可以按 1kΩ 估计,则基极电流的峰值为

$$I_{bm} = \frac{U_{im}}{r_{be}} = \frac{31}{1} = 31\mu\text{A}$$

集电极电流的峰值为

$$I_{cm} = \beta I_{bm} = 70 \times 31 = 2170\mu\text{A} = 2.17\text{mA}$$

根据设计指标提出

$$U_{om} = 2.5\text{V}, I_{cm} = 2.17\text{mA}$$

则

$$R'_L = \frac{U_{om}}{I_{cm}} = \frac{2.5}{2.17} \approx 1.15\text{k}\Omega$$

集电极电阻

$$R_c = \frac{R_L R'_L}{R_L - R'_L} \approx 1.86\text{k}\Omega$$

取标称值

$$R_c = 2\text{k}\Omega$$

4. 射极电阻 R_e 的确定

根据工作点稳定的条件 $U_B = (5 \sim 10)U_{BE} = 3 \sim 5\text{V}$ (硅管),取 $U_B = 3\text{V}$ 。为了避免输入信号因截止而产生失真,故取

$$I_{CQ} = I_{cm} + 0.5\text{mA} = 2.67\text{mA}$$

则

$$R_e = \frac{U_E}{I_E} \approx \frac{U_B - U_{BE}}{I_{CQ}} \approx 0.86\text{k}\Omega$$

取标称值

$$R_e = 0.91\text{k}\Omega$$

5. 确定电源电压 V_{CC}

$$V_{CC} = U_{CEQ} + I_{CQ}(R_c + R_e) = U_{om} + U_{CES} + I_{CQ}(R_c + R_e) = 11.3\text{V}$$

取

$$V_{CC} = 12\text{V}$$

6. 基极偏置电阻 R_{b1} 、 R_{b2} 的确定

根据工作点稳定的另一条件

$$I_1 \approx (5 \sim 10)I_B \quad (5-29)$$

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} = \frac{2.6\text{mA}}{70} = 37\mu\text{A}$$

选 $I_1 = 0.2\text{mA}$, 则 $R_{b1} = \frac{U_B}{I_1} = 15\text{k}\Omega$, 实选 $R_{b1} = 15\text{k}\Omega$, $R_{b2} = \frac{V_{CC} - U_B}{I_1} = 45\text{k}\Omega$ 。

通常都是通过改变 R_{b2} 实现静态工作点的改变,所以 R_{b2} 可用 47kΩ 电位器与固定电阻 20kΩ 串联实现。

7. 电容的选取

耦合电容和旁路电容并不是每次都进行计算,而是根据经验和参考一些电路酌情选择,

在低频范围内通常取

$$C_1 = C_2 = (5 \sim 20)\mu\text{F} \quad (5-30)$$

$$C_e = (50 \sim 200)\mu\text{F} \quad (5-31)$$

选 $C_1 = C_2 = 10\mu\text{F}$ (耐压 15V), $C_e = 47\mu\text{F}$ (耐压 6V), 电容应选取标称值, 并注意耐压。

8. 校核放大倍数与静态工作点

1) 放大倍数

$$R'_L = \frac{R_c R_L}{R_c + R_L} = 1.2\text{k}\Omega$$

$$r_{be} = 300 + (1 + \beta) \frac{26\text{mV}}{I_E} = 1\text{k}\Omega$$

$$A_u = -\beta \frac{R_L}{r_{be}} = -84$$

可见满足指标要求。

2) 静态工作点 U_{CEQ}

为使放大器不产生饱和和失真, 要求

$$U_{CEQ} > U_{om} + 1 = 3.5\text{V}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}(R_c + R_e) = 4.2\text{V}$$

显然 $U_{CEQ} > U_{om} + 1$, 即放大器在满足输出幅度的要求下没有饱和失真, 再加上 $I_{CQ} = I_{cm} + 0.5\text{mA}$ 的条件, 可见放大电路工作在放大区。

9. 元件表

当电路设计完毕后, 为便于了解各元件的性能和索取元件, 应列出元件表, 如表 5-1 所示。

表 5-1 元件表

序号	参数和型号	数量	序号	参数和型号	数量
V_1	$\beta=70, 3\text{DG}6\text{B}$	1	C_1	$10\mu\text{F}(15\text{V})$	1
\vdots			\vdots		
R_c	$2\text{k}\Omega$	1			
\vdots					

5.1.6 电路安装与调试

1. 装接自己设计的单级放大电路

(1) 检查元器件。用图示仪检查三极管的主要参数, 用万用表检查三极管的质量、电阻的阻值以及电解电容的充放电情况。

(2) 对电路进行组装。按照自己设计的电路, 在面包板上插接元器件或在有铆钉的通用实验电路板上焊接元件。组装时, 应尽量按照电路的形式与顺序布线, 要求做到元件排列整齐, 密度均匀, 不互相重叠, 连接线尽量短和直, 避免交叉, 必须交叉时要使用绝缘导线。应注意电解电容正负极性, 正极接高电位, 负极接低电位, 并且不要放在功率大的电阻旁边, 防止过热融化。元件标称值字符朝外以便检查, 焊接时一个铆钉孔内一般只允许焊入 2~3

个线头。

安装完毕后,应对照电路图仔细检查,看是否有错接(焊)、漏接(焊)和虚接(焊)现象,并用万用表检查底板上电源正负极之间有无短路现象,若有,则应迅速排除故障,否则不能进行性能测试。

2. 通电调试

通电调试包括测试和调整两方面,测试是对安装完成的电路板的参数及工作状态进行测量,以便提供调整电路的依据。经过反复的调整和测量,使电路性能达到要求,最后通过测试获得电路的各项主要性能指标,以作为书写总结报告的依据。

为了使调试能顺利进行,最好在电路原理图上标明元器件参数、主要测试点的电位值及相应的波形图,具体步骤如下。

1) 通电观察

把经过准确测量的电源电压接入电路,此时不应急于测量数据,而应先观察有无异常现象,包括电路中是否有冒烟、有无异常气味以及元器件是否发烫、电源输出有无短路现象等。如果有异常现象发生,应立即切断电源,检查电路,排除故障,待故障排除后方可重新接通电源。

2) 静态工作点的测试与调整

静态工作点是由各级电流和电压描述的。在输入特性上, I_{BQ} 、 U_{BEQ} 确定了静态工作点(忽略了 U_{CE} 的影响);在输出特性上,静态工作点由 U_{CEQ} 、 I_{CQ} 、 I_{BQ} 描述。测量静态工作点时把以上数值测量出来即可,但在测量时应注意以下几点。

(1) 一般只测电压而避免测电流,因为测电流要断开电路,而电流大小可以通过测电压再换算出来。例如,要测 I_{CQ} ,只要把 U_E 测出就可通过已知 R_e 求出 I_{CQ} ,即 $I_{CQ} \approx I_{EQ} = U_E/R_e$ 。

(2) 当使用的测量仪表公共端接机壳时,应把测量仪表公共端与放大器公共端接在一起(共地),否则测量仪表外壳引入的干扰将使电路工作状态改变,并且测量结果也不可靠。例如,要测 U_{CEQ} ,可测出C、E两点电位 U_{CQ} 与 U_{EQ} , $U_{CEQ} = U_{CQ} - U_{EQ}$;若使用浮动电源(公共端不接地)的仪表(如万用表)测量电路,可直接跨在元件两端测量,但要注意是否会引入干扰。

(3) 注意使用仪表的内阻,正确选择测量仪表的量程范围,减少测量误差。例如,测量图5-2所示的 U_{BEQ} ,采用测量 U_B 与 U_E 的办法,再算出 U_{BE} ,而 U_B 是由 R_{b1} 和 R_{b2} 分压决定的(当忽略 I_B 对 R_{b1} 和 R_{b2} 支路影响时);当测量 U_B 时,要求测量仪表内阻要远大于 R_{b1} ,否则当仪表接入时,由于仪表的分流作用而改变了原分压比,测出的数据已不是 U_B 的实际值了。另外,为了在测量静态工作点时减少外界的干扰,原则上应使输入端交流短路。

测量电路静态工作点的方法:接通直流电源,放大电路不加输入信号,将放大器输入端接地,用万用表分别测量晶体管的E、B、C极对地的电压 U_{EQ} 、 U_{BQ} 、 U_{CQ} 。其中,应首先调节 R_{b2} ,使 U_{EQ} 为设计值,然后再测 U_{BQ} 和 U_{CQ} ,则集电极电流为

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{U_{EQ}}{R_e} \quad (5-32)$$

集电极与发射极电位差为

$$U_{CEQ} = U_{CQ} - U_{EQ} \quad (5-33)$$

基极与发射极之间电位差为

$$U_{BEQ} = U_{BQ} - U_{EQ} \quad (5-34)$$

基极电流为

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} \quad (5-35)$$

正常情况下, U_{CEQ} 应为正几伏, 说明晶体管工作在放大状态。若 $U_{CEQ} \approx V_{CC}$, 说明晶体管工作在截止状态; 若 $U_{CEQ} < 0.5V$, 说明晶体管已进入饱和状态。上述两种情况说明, 所设置的静态工作点偏离较大, 或应检查电路有无故障, 测量有无错误, 以及读数是否错误等。

3) 动态(性能指标)的测试与电路参数修改

按照如图 5-11 所示的测量系统接线, 测量放大器的主要性能指标。示波器用于观测放大器的输入输出电压波形, 晶体管毫伏表用于测量放大器的输入输出电压。当频率改变时, 信号发生器的输出电压可能变化, 应及时调整, 维持电压恒定。测量时, 信号发生器的频率应调到放大器中频区的某个频率 f_0 , 一般情况下 $f_0 = 1kHz$ 。在电路的输入端接入适当幅度的信号, 并沿着信号的流向, 逐次检测各有关点的波形、参数或电位, 通过计算测量结果, 估算电路性能指标, 然后进行适当调整, 使指标达到要求。电路性能经调整、初测达到指标要求后, 可进行电路性能指标的全面测量。

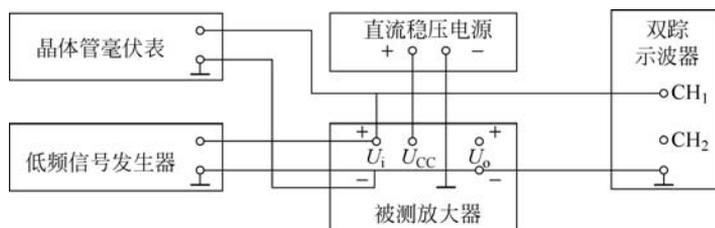


图 5-11 测试放大器性能指标的接线图

有时, 电路的性能指标达不到设计要求, 就必须通过实验调整修改电路参数, 使之满足各项指标要求。

例如, 希望提高电压放大倍数 A_u , 根据式(5-2)分析, 可以有 3 种方法, 即

$$\begin{cases} R'_L \uparrow \rightarrow R_o \uparrow \\ r_{be} \downarrow \rightarrow R_i \downarrow \Rightarrow A_u \uparrow \\ \beta \uparrow \rightarrow r_{be} \uparrow \end{cases}$$

增大 R'_L 会使输出电阻 R_o 增大; 减小 r_{be} 会使输入电阻 R_i 减小。若 R_i 和 R_o 有裕量, 可通过调整 R_c 或 I_{CQ} 提高电压放大倍数, 但这样会影响静态工作点, 要重新调整确定静态工作点。提高晶体管的放大倍数 β 比较有效。对于如图 5-2 所示的分压式直流负反馈偏置电路, 由于基极电位 U_{BQ} 固定, 则

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{R_e} \approx \frac{U_{BQ}}{R_e} \quad (5-36)$$

因此, 改变 β 不会影响放大器的静态工作点。

再比如, 希望提高最大不失真输出电压 U_{omax} , 可将静态工作点 Q 移到负载线中点附

近,此时输出波形顶部、底部同时失真,电路达到最大输出。

总之,不论采用何种方法,都必须进行综合考虑,通过实验调整修改电路参数,尽可能满足各项指标要求。经调整后的元件参数值,与设计计算值肯定有一定的差别。

4) 调试注意事项

(1) 调试前应先对各种仪器进行检查,熟悉其使用方法,避免由于仪器使用不当,或仪器的性能达不到要求而造成测量结果不准,导致做出错误的判断。

(2) 正确选择测量点和测量方法。

(3) 调试过程中,不但要认真观察测量,还要记录,并善于进行分析和判断。养成严谨的科学作风,不可急于求成,更不能没有目的地乱调、乱测和乱改接线,甚至把电路拆掉重新安装。这样,不仅不能解决问题,相反还会发生更大的故障,甚至损坏元器件和测量仪器。

5.1.7 设计任务

结合上述分析,提供3个备选设计任务及具体技术指标要求。以下设计选题任选其一完成。

1. 设计选题 A

设计一个单级放大电路。已知信号频率 $f_0 = 2\text{kHz}$, 负载电阻 $R_L = 3.3\text{k}\Omega$, 晶体管参数见手册, β 自测(一般为 $50 < \beta < 100$), 要求工作点稳定, 电压放大倍数 $A_u \geq 80$, 输出电压用毫伏表测得至少为 1.5V 。在测试中, 要讨论静态工作点 Q 升高或降低对放大电路输出波形的影响。

2. 设计选题 B

设计一个单级放大电路。已知 $V_{CC} = +12\text{V}$, $R_L = 3\text{k}\Omega$, $U_i = 10\text{mV}$, 信号源内阻 $R_s = 600\Omega$, 要求工作点稳定, 电压放大倍数 $A_u > 40$, 输入电阻 $R_i > 1\text{k}\Omega$, 输出电阻 $R_o < 3\text{k}\Omega$, 频率响应 Δf 为 $100\text{Hz} \sim 100\text{kHz}$ 。在测试中, 要求讨论负载变化对放大器性能的影响, 以及静态工作点 Q 升高或降低对放大电路输出波形的影响。

3. 设计选题 C

设计一个单级放大电路。已知 $V_{CC} = +12\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$, $U_i = 100\text{mV}$, 信号源内阻 $R_s = 600\Omega$, 要求工作点稳定, 电压放大倍数 $A_u > 30$, 输入电阻 $R_i > 2\text{k}\Omega$, 输出电阻 $R_o < 3\text{k}\Omega$, 频率响应 Δf 为 $20\text{Hz} \sim 100\text{kHz}$ 。

5.1.8 要求

查阅有关资料, 选定放大电路的静态工作点, 确定电路中所有元器件参数, 并画出电路原理图, 完成一份设计报告。

拟定调整测试内容、步骤和所需仪器, 可画出测试电路和记录表格, 完成一份预习报告。

独立完成电路的安装和调整测试, 并达到性能要求。

完成论据可靠、步骤清晰、测试数据齐全的设计实验总结报告。

5.1.9 实验研究与思考题

(1) 若 Q 点在交流负载线中点, 当 R_{b2} 增加时, U_{CEQ} 将如何变化? 此时若增大输入信号 U_i , 首先会出现什么失真? 波形如何?

- (2) 在用万用表(MF41-20k Ω)测量 U_B 时,用高量程挡还是低量程挡好? 为什么?
- (3) 分别增大或减小电阻 R_{b2} 、 R_c 、 R_L 、 R_e 及电源电压 V_{CC} ,对放大器的静态工作点 Q 及性能指标有何影响? 为什么?
- (4) 调整静态工作点时, R_{b2} 用一个固定电阻与电位器相串联实现,而不能直接用电位器,为什么?
- (5) 一般情况下,实验调整后的电路参数设计计算值都会有差别,为什么?
- (6) 测量放大器性能指标 A_u 、 R_i 、 R_o 和 Δf 时,为什么不用万用表测量?

5.2 差动放大电路

对比长尾型、恒流源型等典型的差动放大电路,设计符合技术指标要求的差动放大电路,并进行仿真、安装及测试等。

5.2.1 实验目的

- (1) 掌握差动放大器的主要特性及其测试方法。
- (2) 学习带恒流源式差动放大器的设计方法和调试方法。

5.2.2 实验原理

1. 直流放大电路的特点

在生产实践中,常需要对一些变化缓慢的信号进行放大,此时就不能用阻容耦合放大电路了。因此,若要传送直流信号,就必须采用直接耦合。图 5-12 所示的就是一种简单的直流放大电路。

由于该电路级间是直接耦合,不采用隔直元件(如电容或变压器),便带来了新的问题。首先,由于电路的各级直流工作点不是互相独立的,便产生级间电平如何配置才能保证有合适的工作点和足够的动态范围的问题。其次,当直流放大电路输入端不加信号时,由于温度、电源电压的变化或其他干扰而引起的各级工作点电位的缓慢变化,都会经过各级放大使末级输出电压偏离零值而上下摆动,这种现象称为零点漂移。这时,如果在输入端加入信号,则输出端不仅有被放大的信号,而且是放大信号和零点漂移量的总和,严重的零点漂移量甚至会比真正的放大信号大得多,因此抑制零点漂移是研制直流放大电路的一个主要问题。差动式直流放大电路能较好地抑制零点漂移,因此在科研和生产实践中得到广泛的应用。

2. 差动式直流放大电路

典型的差动式直流放大电路如图 5-13 所示。它是一种特殊的直接耦合放大电路,要求电路两边的元器件完全对称,即两管型号相同、特性相同,各对应的电阻值相等。

为了改善差动式直流放大电路的零点漂移,利用负反馈能稳定工作点的原理,在两管公共发射极回路接入稳流电阻 R_E 和负电源 V_{EE} , R_E 越大,稳定性越好。但由于负电源不可

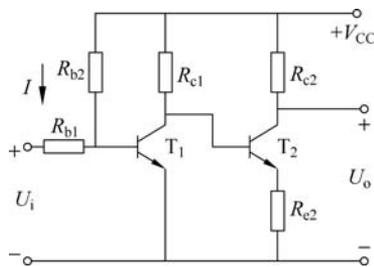


图 5-12 简单的直流放大电路

能选得很低,因而限制了 R_E 阻值的增大。为了解决这一矛盾,实际应用中常用晶体管恒流源代替 R_E ,形成了具有恒流源的差动放大器,如图5-14所示。具有恒流源的差动放大器应用十分广泛,特别是在模拟集成电路中,常被用作输入级或中间放大级。

在图5-13中,静态时,两输入端不加信号。由于电路两边电路参数、元件都是对称的,故两管的电流电压相等,即 $I_{B1} = I_{B2}$, $I_{C1} = I_{C2}$, $U_{CQ1} = U_{CQ2}$,此时输出电压为 $U_{CQ1} - U_{CQ2} = 0$,负载电阻 R_L 没有电流通过,而流过 R_E 的电流为两管电流 I_E 之和。所以在理想情况下,当输入信号为零时,此差动放大直流电路的输出也为零。

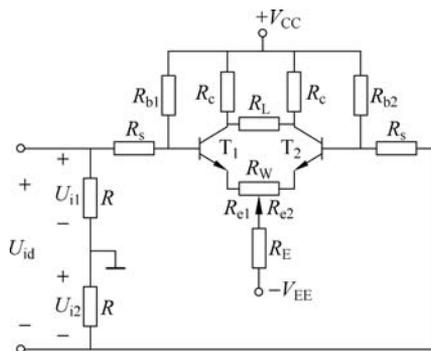


图 5-13 典型差动式直流放大电路

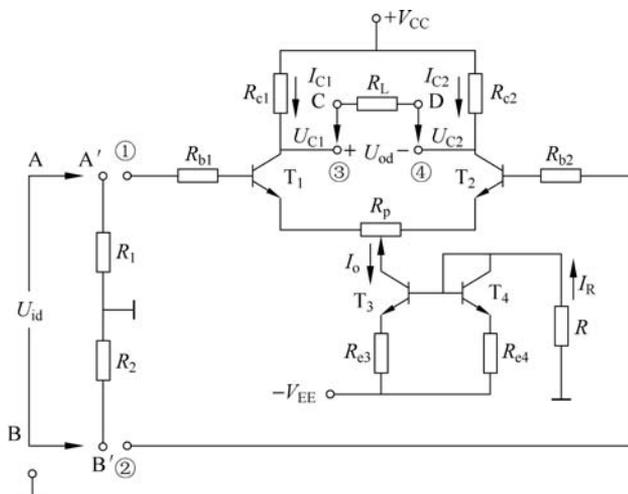


图 5-14 具有恒流源的差动放大器

当某些环境因素或干扰存在时,会引起电路参数变化。例如,当温度升高时,三极管 U_{BE} 会下降, β 会增加,其结果使两管的集电极电流增加了 ΔI_{CQ} 。由于电路对称,故必有 $\Delta I_{CQ1} = \Delta I_{CQ2} = \Delta I_{CQ}$,使两管集电极对地电位也产生了增量 ΔU_{CQ1} 和 ΔU_{CQ2} ,且数值相等。此时输出电压的变化量 $\Delta U_o = \Delta U_{CQ1} - \Delta U_{CQ2} = 0$,这说明虽然由于温度升高,每个管子的集电极对地电位产生了漂移,但只要电路对称,输出电压取自两管的集电极,差动式直流放大电路可以利用一个管子的漂移去补偿另一个管子的漂移,从而使零点漂移得到抵消,放大器性能得到改善。可见,差动放大器能有效地抑制零漂。

在图5-14中, T_1 和 T_2 称为差分对管,常采用双三极管,如5G921、BG319或FH1B等,它与信号源内阻 R_{b1} 、 R_{b2} ,集电极电阻 R_{c1} 、 R_{c2} 和电位器 R_p 共同组成差动放大器的基本电路。 T_3 、 T_4 和电阻 R_{e3} 、 R_{e4} 、 R 共同组成恒流源电路,为差分对管的设计提供恒定电流 I_o 。电路中 R_{b1} 、 R_{b2} 是取值相同而且比较小的电阻,其作用是使在连接不同输入方式时加到电路两边的信号大小相等、极性相反,或大小相等、极性相同,以满足差模信号输入或共模

信号输入时的需要。晶体管 T_1 与 T_2 , T_3 与 T_4 是分别连接在同一块衬底上的管子, 电路参数应完全对称, 调节 R_p 可调整电路的对称性。

3. 输入输出信号的连接方式

如图 5-14 所示, 差分放大器的输入信号 U_{id} 与输出信号 U_{od} 可以有以下 4 种不同的连接方式。

(1) 双端输入-双端输出。连接方式: ①-A'-A, ②-B'-B; ③-C, ④-D。

(2) 双端输入-单端输出。连接方式: ①-A'-A, ②-B'-B; ③和④分别接一个电阻 R_L 到地。

(3) 单端输入-双端输出。连接方式: ①-A, ②-B-地; ③-C, ④-D。

(4) 单端输入-单端输出。连接方式: ①-A, ②-B-地; ③和④分别接一个电阻 R_L 到地。连接方式不同, 电路的特性参数也有所不同。

4. 静态工作点的计算

静态时, 差分放大器的输入端不加信号 U_{id} , 对于恒流源电路, 有

$$I_R = 2I_{B4} + I_{C4} = \frac{2I_{C4}}{\beta} + I_{C4} \approx I_{C4} = I_o \quad (5-37)$$

故称 I_o 为 I_R 的镜像电流, 其表达式为

$$I_o = I_R = \frac{-V_{EE} + 0.7V}{R + R_{e4}} \quad (5-38)$$

式(5-38)表明, 恒定电流 I_o 主要由电源电压 $-V_{EE}$ 和电阻 R 、 R_{e4} 决定, 与晶体管的特性参数无关。对于差分对管 T_1 和 T_2 组成的对称电路, 则

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_o}{2} \quad (5-39)$$

$$U_{C1} = U_{C2} = V_{CC} - I_{C1}R_{c1} = V_{CC} - \frac{I_o R_{c1}}{2} \quad (5-40)$$

可见差分放大器的静态工作点主要由恒流源电流 I_o 决定。

5.2.3 主要性能及测试方法

下面介绍差动放大器的传输特性、差模特性、共模特性及测试方法等。

1. 传输特性

传输特性是指差动放大器在差模信号输入时, 输出电流 I_C 随输入电压 U_{id} 的变化规律, 传输特性曲线如图 5-15 所示。

(1) 当差模输入电压 $U_{id} = 0$ 时, 两管的集电极电流相等, $I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_o}{2}$, 称 $\frac{I_o}{2}$ 点为静态工作点。

(2) U_{id} 增加 ($\pm 25\text{mV}$ 以内时), I_{C1} 随 U_{id} 线性增加, I_{C2} 随 U_{id} 线性减小, $I_{C1} + I_{C2} = I_o$ 的关系不变, 称这个区域为差动放大器的线性放大区。

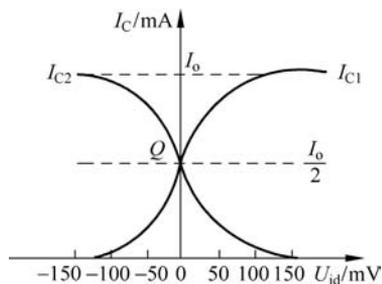


图 5-15 传输特性

(3) U_{id} 增加到使 T_1 趋于饱和区, T_2 趋于截止区时(U_{id} 超过 $\pm 50\text{mV}$), I_{C1} 的增加和 I_{C2} 的减小都逐渐缓慢, 这时 I_{C1} 和 I_{C2} 随 U_{id} 非线性变化, 称这个区域为差动放大器的非线性区。增大射极电阻 R_p (若 R_p 为固定电阻), 可加强电流负反馈作用, 扩展线性区, 缩小非线性区。

(4) U_{id} 再继续增加(超过 $\pm 100\text{mV}$), T_1 饱和时, I_{C1} 不再随 U_{id} 变化; T_2 截止时, I_{C2} 为反向饱和电流, 称这个区域为限幅区。

以上分析表明, 传输特性直观地反映了差分放大器的电路对称性和工作状态, 可用来设置差动放大器的静态工作点以及调整与观测电路的对称性。

可以通过测量 T_1 、 T_2 集电极电压 U_{C1} 、 U_{C2} 随差模电压 U_{id} 的变化规律测量差模传输特性。因为 $U_{C1} = V_{CC} - I_{C1}R_{c1}$, 如果 $+V_{CC}$ 、 R_{c1} 确定, 则 U_{C1} 与 $-I_{C1}$ 的变化规律完全相同, 而且测量电压 U_{C1} 、 U_{C2} 比测量电流 I_{C1} 、 I_{C2} 更方便, 测量方法如图 5-16 所示。信号发生器输出为 $U_{id} = 50\text{mV}$, $f_i = 1\text{kHz}$ 正弦波。设差分放大器为单端输入-双端输出接法, 示波器上将显示如图 5-17 所示的传输特性曲线。Q 点就是静态工作点, 对应的电压为 $\frac{U_{CQ}}{2}$,

当 U_{id} 增加时, U_{C1} 随 U_{id} 线性减少, U_{C2} 随 U_{id} 线性增加, 但始终保持 $U_{C1} + U_{C2} = \frac{U_{CQ}}{2}$ 的关系不变。所以, 此传输特性可以用来设置差分放大器的静态工作点, 观测电路的对称性。

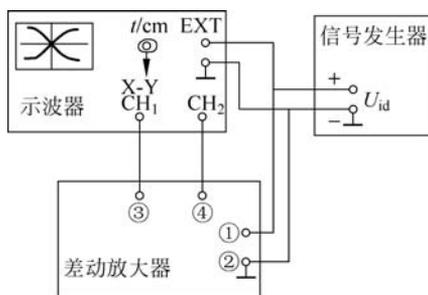


图 5-16 测量差模传输特性接线图

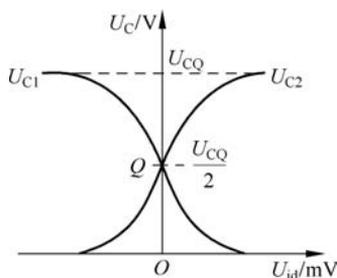


图 5-17 差模传输特性曲线

2. 差模特性

当差分放大器的两个输入端输入一对差模信号(大小相等、极性相反)时, 与差分放大器 4 种接法所对应的差模电压增益 A_{ud} 、差模输入电阻 R_{id} 、差模输出电阻 R_{od} 的关系如表 5-2 所示。

表 5-2 说明, 4 种连接方式中, 双端输出时的差模特性完全相同, 单端输出时的差模特性也完全相同。不论是双端输入还是单端输入, 其差模输入电阻 R_{id} 均相同。

表 5-2 差分放大器 4 种接法的差模特性

连接方式	差模电压增益	差模输入电阻	差模输出电阻
双端输入-双端输出	$A_{ud} \approx \frac{-\beta R'_L}{R_{b1} + r_{be}}$ (忽略 R_p 的影响) $R'_L = R_c // \frac{R_L}{2}$	$R_{id} = 2(R_{b1} + r_{be})$ (忽略 R_p 的影响) $r_{be} \approx 300 + (1 + \beta) \frac{26\text{mV}}{I_{E1}}$	$R_{od} = 2R_c$
单端输入-双端输出	同双端输入-双端输出	同双端输入-双端输出	$R_{od} = 2R_c$

续表

连接方式	差模电压增益	差模输入电阻	差模输出电阻
双端输入-单端输出	$A_{ud} \approx \frac{1-\beta R'_L}{2(R_{b1}+r_{be})}$ $R'_L=R_c//R_L$	同双端输入-双端输出	$R_{od}=R_c$
单端输入-单端输出	同双端输入-单端输出	同双端输入-双端输出	$R_{od}=R_c$

差模电压增益 A_{ud} 的测量方法：输入差模信号为 $U_{id}=20\text{mV}$, $f_i=100\text{Hz}$ 正弦波，设差分放大器为单端输入-双端输出接法。用双踪示波器分别观测 U_{C1} 和 U_{C2} ，它们应是一对大小相等、极性相反的不失真正弦波。用晶体管毫伏表或示波器分别测量 U_{C1} 和 U_{C2} 的值，则差模电压增益为

$$A_{ud} = \frac{U_{C1} + U_{C2}}{U_{id}} \quad (5-41)$$

如果是单端输出，则

$$A_{ud} = \frac{U_{C1}}{U_{id}} = \frac{U_{C2}}{U_{id}} \quad (5-42)$$

如果测得 U_{C1} 与 U_{C2} 不相等，说明放大器的参数不完全对称。如果 U_{C1} 与 U_{C2} 相差较大，应重新调整静态工作点，使电路性能尽可能对称。

差模输入电阻 R_{id} 和差模输出电阻 R_{od} 的测量方法与基本设计实验的单管放大器输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 的测量方法相同。

3. 共模特性

当差分放大器的两个输入端输入一对共模信号（大小相等、极性相同的一对信号，如漂移电压、电源波动产生的干扰等） ΔU_{ic} 时，有以下共模特性。

双端输出时，由于同时从两管的集电极输出，如果电路完全对称，则输出电压 $\Delta U_{C1} \approx \Delta U_{C2}$ ，共模电压增益为

$$A_{uc} = \frac{\Delta U_{oc}}{\Delta U_{ic}} \approx \frac{\Delta U_{C1} - \Delta U_{C2}}{\Delta U_{ic}} = 0 \quad (5-43)$$

如果恒流源电流恒定不变，则 $\Delta U_{C1} = \Delta U_{C2} \approx 0$ ，则 $A_{uc} \approx 0$ 。说明差分放大器双端输出时，对零点漂移等共模干扰信号有很强的抑制能力。

单端输出时，由于只从一个管的集电极输出电压 ΔU_{C1} 或 ΔU_{C2} ，则共模电压增益为

$$A_{uc} = \frac{\Delta U_{C1}}{\Delta U_{ic}} = \frac{\Delta U_{C2}}{\Delta U_{ic}} \approx \frac{R'_L}{2R'_e} \quad (5-44)$$

其中， R'_e 为恒流源的交流等效电阻，即

$$R'_e = r_{ce3} \left(1 + \frac{\beta_3 R_{e3}}{r_{be3} + R_B + R_{e3}} \right) \quad (5-45)$$

$$r_{be3} = 300\Omega + (1 + \beta) \frac{26\text{mV}}{I_{E3}} \quad (5-46)$$

$$R_B = R // R_{e4} \quad (5-47)$$

其中, r_{ce3} 为 T_3 的集电极输出电阻, 一般为几百千欧姆。

由于 $R'_e \gg R'_L$, 则共模电压增益 $A_{uc} < 1$ 。所以, 差分放大器即使是单端输出, 对共模信号也无放大作用, 仍有一定的抑制能力。

常用共模抑制比表征差分放大器对共模信号的抑制能力, 即

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right| \quad (5-48)$$

或

$$K_{CMR} = 20 \lg \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right| \text{dB} \quad (5-49)$$

K_{CMR} 越大, 说明差分放大器对共模信号的抑制力越强, 放大器的性能越好。

共模抑制比 K_{CMR} 的测量方法如下: 当差模电压增益 A_{ud} 的测量完成后, 将放大器的①端与②端相连接, 输入 $U_{ic} = 500 \text{mV}$, $f_i = 100 \text{Hz}$ 的共模信号。如果电路的对称性好, 恒流源恒定不变, 则 U_{C1} 和 U_{C2} 的值近似为零, 示波器观测 U_{C1} 和 U_{C2} 的波形, 近似于一条水平直线。共模放大倍数 $A_{uc} \approx 0$, 则共模抑制比 K_{CMR} 为

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right| \approx \infty \quad (5-50)$$

如果电路的对称性不好或恒流源不恒定, 则 U_{C1} 和 U_{C2} 为一对大小相等、极性相反的正弦波, 用交流毫伏表测量 U_{C1} 和 U_{C2} , 则共模电压增益为

$$A'_{uc} = \frac{U_{C1} + U_{C2}}{U_{ic}} \quad \text{或} \quad A'_{uc} = \frac{U_{C1}}{U_{ic}} \quad (\text{单端输出时}) \quad (5-51)$$

放大器的共模抑制比 K_{CMR} 为

$$K_{CMR} = 20 \lg \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right| \text{dB} \quad (5-52)$$

由于 $A'_{uc} \ll 1$, 所以放大器的共模抑制比也可以达到几十分贝。在要求不高的情况下, 可以用一个固定电阻代替恒流源, T_1 和 T_2 也可采用特性相近的两只晶体管, 而不一定要用对管, 可以通过调整外参数使电路尽可能对称。

5.2.4 设计举例

设计一个具有恒流源的单端输入-双端输出差动放大器。

已知: $+V_{CC} = +12 \text{V}$, $-V_{EE} = -12 \text{V}$, $R_L = 20 \text{k}\Omega$, $U_{id} = 20 \text{mV}$ 。

性能指标要求: $R_{id} > 20 \text{k}\Omega$, $A_{ud} \geq 20$, $K_{CMR} > 60 \text{dB}$ 。

1. 确定电路连接方式及晶体管型号

设计要求共模抑制比较高, 即电路的对称性好, 所以采用集成差分对管 BG319 或 FHIB。BG319 内部有 4 只特性完全相同的晶体管, 引脚如图 5-18 所示。FHIB 内部有两只特性完全相同的晶体管, 引脚如图 5-19 所示。图 5-20 所示为具有恒流源的单端输入-双端输出差分放大器电路, 其中 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 为 BG319 晶体管, 在图示仪上测量 $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = \beta_4 = 60$ 。

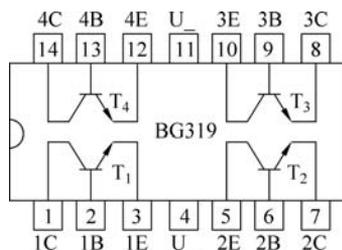


图 5-18 BG319 引脚图

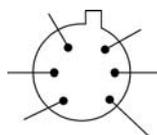


图 5-19 FH1B 引脚图

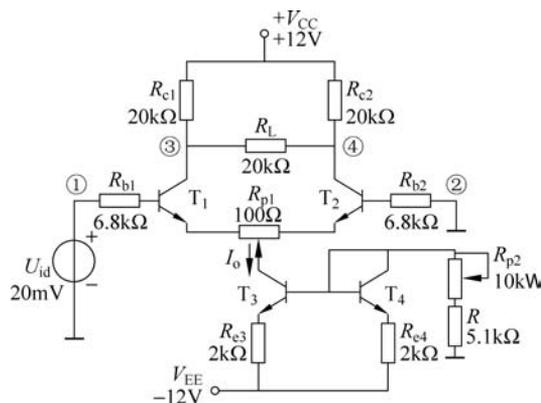


图 5-20 设计举例题的实验电路

2. 设置静态工作点计算元件参数

差动放大器的静态工作点主要由恒流源 I_o 决定,故一般先设定 I_o 。 I_o 取值不能太大, I_o 越小,恒流源越稳定,漂移越小,放大器的输入阻抗越高。但也不能太小,一般为几毫安。

这里取 $I_o = 1\text{mA}$,由式(5-39)得

$$I_R = I_o = 1\text{mA} \quad (5-53)$$

$$I_{C1} = I_{C2} = I_o / 2 = 0.5\text{mA} \quad (5-54)$$

$$r_{be} = 300\Omega + (1 + \beta) \frac{26\text{mV}}{I_o / 2} = 3.5\text{k}\Omega \quad (5-55)$$

要求 $R_{id} > 20\text{k}\Omega$,由表 5-2 可得

$$R_{id} = 2(R_{b1} + r_{be}) > 20\text{k}\Omega \quad (5-56)$$

则

$$R_{b1} > 6.5\text{k}\Omega \quad (5-57)$$

取

$$R_{b1} = R_{b2} = 6.8\text{k}\Omega \quad (5-58)$$

要求 $A_{ud} > 20$,由表 5-2 可得

$$A_{ud} = \left| \frac{-\beta R'_L}{R_{b1} + r_{be}} \right| > 20 \quad (5-59)$$

取

$$A_{ud} = 30 \quad (5-60)$$

则

$$R'_L = 6.7\text{k}\Omega \quad (5-61)$$

由表 5-2 得

$$R'_L = R_c // \frac{R_L}{2} \quad (5-62)$$

则

$$R_c = \frac{R'_L \times \frac{R_L}{2}}{\frac{R_L}{2} - R'_L} = 20.3\text{k}\Omega \quad (5-63)$$

取

$$R_{c1} = R_{c2} = 20\text{k}\Omega \quad (5-64)$$

由式(5-40)得

$$U_{C1} = U_{C2} = V_{CC} - I_C R_c = 2\text{V} \quad (5-65)$$

U_{C1} 、 U_{C2} 分别为 T_1 、 T_2 集电极对地的电压,而基极对地的电压 U_{B1} 、 U_{B2} 则为

$$U_{B1} = U_{B2} = \frac{I_C}{\beta} R_{b1} = 0.08\text{V} \approx 0\text{V} \quad (5-66)$$

则

$$U_{E1} = U_{E2} = -0.7\text{V} \quad (5-67)$$

射极电阻不能太大,否则负反馈作用太强,使得放大器增益很小,一般取 100Ω 左右的位置器,以便调整电路的对称性,现取 $R_{p1} = 100\Omega$ 。

对于恒流源电路,其静态工作点和元件参数计算如下。

$$I_R = I_o = \frac{-V_{EE} + 0.7\text{V}}{R + R_e} \quad (5-68)$$

则

$$R + R_e = 12.7\text{k}\Omega \quad (5-69)$$

射极电阻 R_e 一般取几千欧,这里取 $R_{e3} + R_{e4} = 2\text{k}\Omega$,则 $R = 9\text{k}\Omega$ 。为方便调整 I_o , R 用 $5.1\text{k}\Omega$ 固定电阻与 $10\text{k}\Omega$ 电位器 R_{p2} 串联。

3. 静态工作点的调整方法

输入端①接地,用万用表测量差分对管 T_1 、 T_2 的集电极对地的电压 U_{C1} 、 U_{C2} 。如果电路不对称,则 U_{C1} 与 U_{C2} 不等,应调整 R_{p1} ,使其满足 $U_{C1} = U_{C2}$,再测量电阻 R_{c1} 两端的电

压,并调节 R_{p2} ,使 $I_o = 2 \frac{U_{R_{c1}}}{R_{c1}}$,以满足设计要求值(如 1mA)。

5.2.5 电路安装与调试

认真安装电路,并仔细检查后通电。

输入端①接地,用万用表测量 T_1 、 T_2 的集电极对地的电压 U_{C1} 、 U_{C2} 。若 $U_{C1} \neq U_{C2}$,证明电路不对称,应调整 R_{p1} ,测得③、④间电压为零,使 $U_{C1} = U_{C2}$,这一过程称为调零。再测量电阻 R_{c1} 两端的电压,并调节 R_{p2} 使 $I_o = 2U_{R_{c1}}/R_{c1}$,满足设计要求值(如 1mA)。由于

I_o 为设定值,不一定使两只管子工作在放大状态,所以要用万用表分别测量 T_1 、 T_2 各极对地的电压,即 U_{C1} 、 U_{B1} 、 U_{E1} 、 U_{C2} 、 U_{B2} 、 U_{E2} 。这时 $U_{BE} \approx 0.7V$, U_{CE} 应为正几伏电压。如果 T_1 、 T_2 已经工作在放大状态,再利用差模传输特性曲线,观测电路的对称性,并调整静态工作点 I_o 的值。将输入端①输入差模信号 $U_{id} = 200mV$,其测量方法如图 5-20 所示。进一步调节 R_{p1} 、 R_{p2} ,使传输特性曲线尽可能对称。如果选用特性不太一致的晶体管作为差分对管,改变 R_{p1} 、 R_{p2} 的值仍然不能使特性曲线对称,可适当调整电路外参数,如 R_{c1} 或 R_{c2} ,使 R_{c1} 与 R_{c2} 不等,以满足传输特性曲线对称。待电路的差模特性曲线对称后,移去信号源,再用万用表测量各三极管的电压值,并记录下来,然后再计算静态工作点 I_o 、 U_{CE1} 、 U_{CE2} 、 U_{CE3} 、 A_{ud} 、 A_{uc} 、 K_{CMR} 和 R_{id} 的值。

5.2.6 设计任务

结合上述分析,提供 3 个差动放大器的备选设计任务及具体技术指标要求。

1. 设计选题 A

设计一个双端输入-双端输出差动式直流放大电路,要求当输入信号 $U_{id} = 100mV$ 时,输出电压不小于 $2V$, $K_{CMR} > 40dB$ 。设计条件:信号源是平衡输出,内阻 $R_{内} = 40k\Omega$,负载电阻 $R_L = 120k\Omega$ 。

2. 设计选题 B

设计一个带有恒流源的单端输入-单端输出的差动放大器。已知电源电压为 $+12V$,输入信号是频率为 $1kHz$,幅值为 $20mV$ 的交流信号,负载电阻 $R_L = 20k\Omega$,要求 $R_{id} > 10k\Omega$, $A_{ud} > 15$, $K_{CMR} > 50dB$ 。以上两个选题提供的差分对管为 BG319 或 FHIB。

3. 设计选题 C

用集成模拟乘法器 MC1496 设计实现一个双端输入-单端输出的差动放大器,其他要求同设计选题 B。

注意: MC1496 为双差分对模拟乘法器,其内部电路和引脚排列如图 5-21 所示。 T_1 和 T_2 、 T_3 和 T_4 、 T_5 和 T_6 为 3 对差分对管, T_7 、 T_8 、 T_9 组成多路恒流源电路。利用 T_1 、 T_2 、 T_5 或 T_3 、 T_4 、 T_6 可构成具有恒流源的差分放大电路。

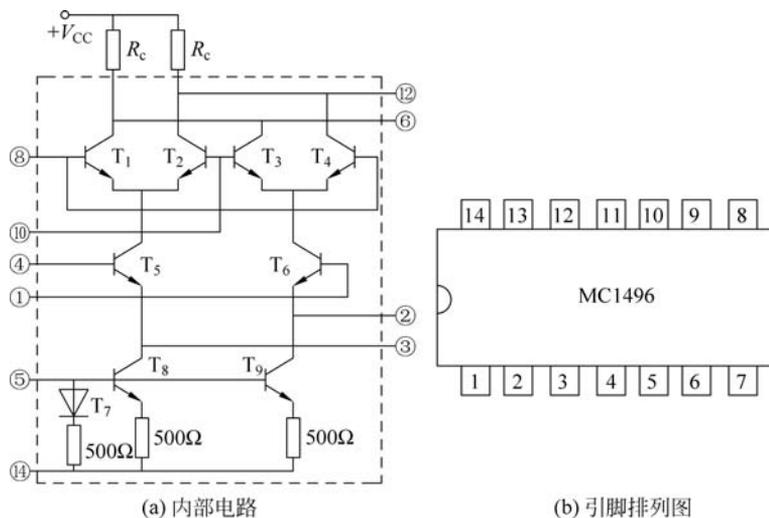


图 5-21 MC1496 内部电路及引脚排列

5.2.7 实验研究与思考题

- (1) 差动放大器中两管及元件对称对电路性能有何影响?
- (2) 为什么电路在工作前要进行零点调整?
- (3) 恒流源的电流 I_0 取大一些好还是小一些好?
- (4) 用一个固定电阻 $R_e = 1\text{k}\Omega$ 代替恒流源电路,即将 R_e 跨接在负电源和电位器 R_{p1} 滑动端之间,输入共模信号 $U_{ic} = 500\text{mV}$,观察 U_{C1} 与 U_{C2} 波形,其大小、极性和共模抑制比 K_{CMR} 与恒流源电路相比有何区别? 为什么?
- (5) 可否用交流毫伏表跨接在输出端③与④之间(双端输出时)测差动放大器的输出电压 U_{od} ? 为什么?
- (6) 用一根短路线将 R_{p1} 短接,传输特性曲线有何变化? 为什么? 如果用两只 100Ω 的电阻代替 R_{p1} ,传输特性又如何变化? 为什么?

5.3 RC 正弦波振荡电路

用集成运算放大器所构成的正弦波振荡电路有 RC 桥式振荡电路、RC 移相振荡电路、正交式正弦波振荡电路和 RC 双 T 振荡电路等多种形式。最常采用的是 RC 桥式振荡电路,它适合产生 1MHz 以下的低频振荡信号。本节介绍常用的 RC 桥式振荡电路的设计方法,并通过实验掌握其调试技能。

5.3.1 设计任务与要求

下面对 RC 正弦波振荡电路提出具体设计任务、技术指标及要求。

1. 任务

设计一个 RC 正弦波振荡电路。其正弦波输出要求为:

- (1) 振荡频率 500Hz ;
- (2) 振荡频率测量值与理论值的相对误差小于 $\pm 5\%$;
- (3) 电源电压变化为 $\pm 1\text{V}$ 时,振幅基本稳定;
- (4) 振荡波形对称,无明显非线性失真。

2. 要求

- (1) 根据设计要求和已知条件确定电路方案,计算并选取各元件参数。
- (2) 测量正弦波振荡电路的振荡频率,使之满足设计要求。

5.3.2 设计原理与参考电路

下面着重介绍 RC 桥式振荡电路。

1. 电路工作原理

RC 桥式振荡电路由 RC 串并联选频网络和同相放大电路组成,如图 5-22 所示。图 5-22 中,RC 选频网络形成正反馈电路,并由它决定振荡频率 f_0 , R_a 和 R_b 形成负反馈回路,由它决定起振的幅值条件和调节波形的失真程度与稳幅控制。

在满足 $R_1 = R_2 = R, C_1 = C_2 = C$ 的条件下,该电路的振荡频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (5-70)$$

起振幅值条件为

$$A_{\text{uf1}} = \frac{R_a + R_b}{R_a} \geq 3 \quad (5-71)$$

$$\frac{R_b}{R_a} \geq 2 \quad (5-72)$$

其中, $R_b = R_4 + R_3 // r_d$, r_d 为二极管的正向动态电阻。

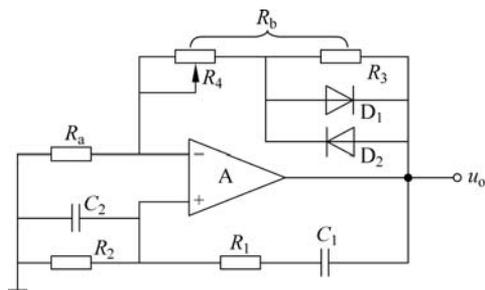


图 5-22 RC 桥式振荡电路

2. 参数确定与元件选择

一般来说,设计振荡电路就是要产生满足设计要求的振荡波形。因此,振荡条件是设计振荡电路的主要依据。

设计如图 5-22 所示的振荡电路,需要确定和选择的元件如下。

(1) 确定 R 、 C 值。根据设计所要求的振荡频率 f_0 ,先确定 R 与 C 之积,即

$$RC = \frac{1}{2\pi f_0} \quad (5-73)$$

为了使选频网络的选频特性尽量不受集成运算放大器的输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 的影响,应使 R 满足

$$R_i \gg R \gg R_o \quad (5-74)$$

一般 R_i 为几百千欧姆以上(如 LM741 型 $R_i \geq 0.3\text{M}\Omega$),而 R_o 仅为几百欧以下。初步选定 R 之后,计算出电容 C 值,再复算 R 的取值是否能满足振荡频率的要求。考虑到电容 C 的标称档次较少,也可以先初选电容 C ,再计算电阻 R 。

(2) 确定 R_a 和 R_b 。电阻 R_a 和 R_b 应由起振的幅值条件确定。由式(5-72)可知, $R_b \geq 2R_a$,通常取 $R_b = (2.1 \sim 2.5)R_a$,这样既能保证起振,又不致产生严重的波形失真。

此外,为了减小输入失调电流和漂移的影响,电路还应满足直流平衡条件,即

$$R = R_a // R_b \quad (5-75)$$

于是可导出

$$R_a = \left(\frac{3.1}{2.1} \sim \frac{3.5}{2.5} \right) R \quad (5-76)$$

(3) 确定稳幅电路及元件值。常用的稳幅方法是利用 A_{uf} 随输出电压振幅上升而下降(负反馈加强)的自动调节作用实现稳幅。因此, R_a 可选用正温度系数的电阻(如钨丝灯泡),或 R_b 选用负温度系数的电阻(如热敏电阻)。

在图 5-22 所示的电路中,稳幅电路由两只正反向并联的二极管 D_1 、 D_2 与电阻 R_3 并联组成,利用二极管正向动态电阻的非线性实现稳幅,为了减小因二极管特性的非线性而引起的波形失真,在二极管两端并联小电阻 R_3 ,这是一种最简单易行的稳幅电路。

在选取稳幅元件时,应注意:

① 稳幅二极管 D_1 、 D_2 宜选用特性一致的硅管;

② 并联电阻 R_3 的取值不能过大(对削弱波形失真不利),也不能过小(稳幅效果差),实践证明, $R_3 \approx r_d$ 时效果最佳,通常 R_3 取 $3 \sim 5\text{k}\Omega$ 即可。

当 R_3 选定后, R_4 的阻值可由式(5-77)求得。

$$R_4 = R_b - (R_3 // r_d) \approx R_b - \frac{R_3}{2} \quad (5-77)$$

(4) 选择集成运算放大器。振荡电路中使用的集成运算放大器除要求输入电阻高、输出电阻低外,最主要的是运算放大器的增益-带宽积($G \cdot BW$)应满足

$$G \cdot BW > 3f_0 \quad (5-78)$$

若设计要求的振荡频率 f_0 较低,则可选用任意型号的运算放大器(如通用型)。

(5) 选择阻容元件。选择阻容元件时,应注意选用稳定性较好的电阻和电容(特别是串并联回路的 R 和 C),否则将影响频率的稳定性。此外,还应对 RC 串并联网络的元件进行选配,使电路中的电阻、电容分别相等。

5.3.3 实验内容与步骤

实验参考电路如图 5-22 所示。

(1) 根据已知条件和设计要求计算和确定元件参数,并在实验电路板上搭接电路,检查无误后接通电源,进行调试。

(2) 调节反馈电阻 R_4 ,使电路起振且波形失真最小,并观察电阻 R_4 的变化对输出波形 u_o 的影响。

(3) 测量和调节参数,改变振荡频率,直至满足设计要求为止。

测量频率的方法很多,如直接测量法(频率计、TDS 数字示波器均可)、测周期计算频率法以及应用李沙育图形法等,测量时要求观测并记录运放反相、同相端电压 u_N 、 u_P 和输出电压 u_o 波形的幅值与相位关系,测出 f_0 ,计算反馈放大电路闭环电压增益 A_{uf} 和反馈系数 F_u 。

5.3.4 预习要求与思考题

(1) 复习 RC 正弦波振荡电路的工作原理。

(2) 根据设计任务和已知条件设计如图 5-22 所示的 RC 桥式振荡电路,计算并选取参数。

(3) 根据实验内容,自拟实验步骤。

(4) 在如图 5-22 所示的 RC 桥式振荡电路中,若电路不能起振,应调节哪个参数? 如何调节? 若输出波形失真,应调节哪个参数? 如何调节?

5.3.5 实验报告要求

(1) 原理电路的设计,内容包括:简要说明电路的工作原理和主要元件在电路中的作用;元件参数的确定和元器件选择。

(2) 记录并整理实验数据,画出输出电压 u_o 和运放反相、同相端电压 u_N 、 u_P 的波形(标出幅值、周期、相位关系),分析实验结果,得出相应的结论。

(3) 将实验测得的正弦波频率、输出与输入的幅值分别与理论计算值进行比较,分析产生误差的原因。

(4) 调试过程中所遇到的问题以及解决的方法。

(5) 回答思考题。

5.3.6 主要元器件

- (1) 集成运算放大器：LM324 或 LM741。
- (2) 1/4W 金属膜电阻：10k Ω 、20k Ω 、15k Ω 若干。
- (3) 可调电阻：30k Ω 。
- (4) 瓷片电容：0.03 μ F/25V \times 2。
- (5) 二极管：1N4001 \times 2。

5.4 场效应管放大电路

根据设计任务及技术指标要求,可选取结型场效应管或绝缘栅型场效应管进行电路设计、验证及测试等。

5.4.1 实验目的

- (1) 掌握场效应管的输出特性、转移特性、主要性能参数及其测试方法。
- (2) 学习场效应管源极跟随器的设计方法和安装测试技术。

5.4.2 实验原理

1. 场效应管的特点

场效应管也是半导体器件,与晶体管相比具有以下特点。

(1) 场效应管是电压控制器件。晶体管的输出电流受输入电流的控制,而场效应管的漏极电流受输入输出电压 U_{GS} 的控制。

(2) 场效应管的输入电阻极高,可达到 $10^5 \sim 10^{15} \Omega$; 而一般晶体管的输入电阻则小得多。

(3) 场效应管为单极型导电,即电子或空穴单独导电; 晶体管为双极型导电,即电子或空穴同时导电。

(4) 噪声系数 N_F 小。

2. 场效应特性曲线及主要参数测试方法

图 5-23 所示为 N 沟道结型场效应管工作原理。由于栅(G)源(S)之间的 PN 结加的是反向偏压,不存在栅流,输入阻抗很高,所以它没有输入特性,它是利用栅源之间的电压 U_{GS} 控制漏极(D)电流 I_D ; 它仅有描述栅极电压和漏极电流关系的转移特性以及描述漏极电流与漏极电压关系的输出特性(漏极特性),后者与晶体管的输出特性相似。

1) 转移特性($U_{GS}-I_D$) 曲线

测量转移特性原理的电路如图 5-24 所示。现在以 N 沟道结型场效应管为例进行讨论。

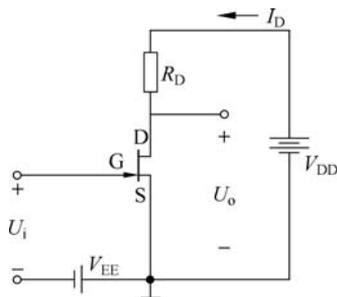


图 5-23 N 沟道结型场效应管工作原理

测量时,先固定一个电压 U_{DS1} ,然后改变 U_{GS} 就可得出一组对应的 I_D 值。根据这一组 U_{GS} 与 I_D 的对应数值,就可画出一条转移特性曲线,如图 5-25 所示。然后令 U_{DS} 为 U_{DS2} ,可得另一组 U_{GS} 与 I_D 的对应数据,画出另一条曲线。由图 5-25 可见,在电流较小时,两条曲线是重合在一起的,只有电流较大时两条曲线才稍微分开,实际的曲线是极其接近的,因此一般只画出一条曲线。在转移特性曲线上可以定义出几个重要参数。

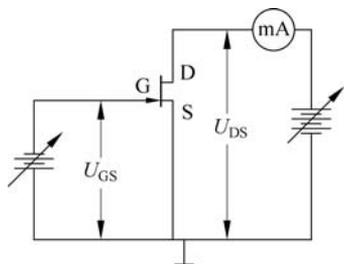


图 5-24 测量转移特性原理的电路

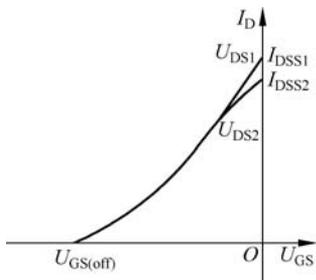


图 5-25 转移特性曲线

(1) 夹断电压 $U_{GS(off)}$ 。

场效应管的夹断电压 $U_{GS(off)}$ 是指栅源之间耗尽层扩展到沟道夹断时所必需的栅源电压值。测量方法:当 U_{DS} 为某一定值,如 10V 时,改变 U_{GS} 值,使 $I_D = 50\mu\text{A}$,对应的 U_{GS} 值就是夹断电压 $U_{GS(off)}$ 。结型场效应管的 $U_{GS(off)}$ 为负,一般 $|U_{GS(off)}| < 9\text{V}$ 。

(2) 饱和漏电流 I_{DSS} 。

饱和漏电流 I_{DSS} 是指场效应管工作在放大状态时输出的最大电流。测量方法:当 $U_{GS} = 10\text{V}$ 时,对应的漏极电流就是饱和漏电流 I_{DSS} 。一般结型场效应管的 $I_{DSS} < 10\text{mA}$ 。

有了以上两个参数之后,转移特性曲线也可以用下面的表达式描述。

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}}\right)^2 \quad (5-79)$$

当测出 I_{DSS} 和 $U_{GS(off)}$ 后,也可以用计算法画出转移特性曲线。

场效应管除了以上两个重要参数之外,还有一个重要参数——跨导 g_m ,它是表征场效应管放大能力的一个重要参数。 g_m 越大,放大能力越强。它的定义为 I_D 对 U_{GS} 的变化率,即

$$g_m = \left. \frac{dI_D}{dU_{GS}} \right|_{U_{DS}=\text{常数}} = -\frac{2I_{DSS}}{U_{GS(off)}} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}}\right) \quad (5-80)$$

此参数为转移特性曲线上各点的斜率。当静态工作点一定时, g_m 为某固定值,可在手册中查询参考值。由于曲线在较大范围内接近直线,因此 g_m 在曲线较大范围内是接近的。从物理意义上讲, g_m 为 U_{DS} 一定时栅极电压变化所引起的漏极电流的变化量。

利用图示仪求 g_m 时,可在转移特性上通过静态工作点附近找两点,为了减少噪声系数 N_F ,通常静态工作点选在 $\left(\frac{1}{3} \sim \frac{1}{2}\right) I_{DSS}$ 。例如,图 5-26 所示的 A 点与 B 点,A 点对应着 U_{GSA} 和 I_{DA} ,B 点对应着 U_{GSB} 和 I_{DB} ,则

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} = -\frac{I_{DA} - I_{DB}}{U_{GSA} - U_{GSB}} \quad (5-81)$$

也可在曲线上测出 I_{DSS} 和 $U_{GS(off)}$ 。

2) 漏极特性

漏极特性是以 U_{GS} 为参量, 改变 U_{DS} 测得 I_D , 画出对应的 I_D-U_{DS} 曲线。测量电路如图 5-24 所示, 漏极特性曲线如图 5-27 所示。可以看出, 它与晶体管输出特性相似, 只是参量不同。

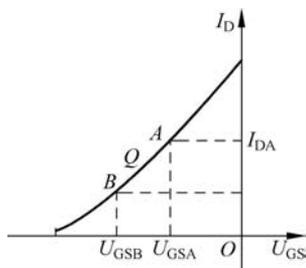


图 5-26 利用图示仪求 g_m

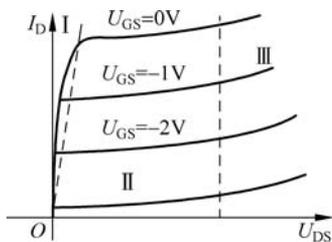


图 5-27 漏极特性曲线

特性曲线分为 3 个区间。

(1) I 区——可变电阻区。

在这个区域中, 电流 I_D 随 U_{GS} 增大而上升, 此时沟道变宽, 导电面积加大, 沟道电阻减小; 当 U_{DS} 一定时, I_D 随 U_{GS} 增大而增大。反之 U_{GS} 越负, 沟道电阻越大, 电流越小。

(2) II 区——饱和区。

在这个区域中, 电流 I_D 随 U_{DS} 的变化是极其缓慢的, 可以说 I_D 基本上与 U_{DS} 无关, 因为 U_{DS} 的变化只能改变预夹断点的位置, 不能改变沟道中电场强度, I_D 仅随 U_{GS} 的变化而变化。 U_{GS} 上升, I_D 增大; U_{GS} 下降, I_D 减小; 当 U_{GS} 下降到等于夹断电压时, $I_D = 0$ 。可见 U_{GS} 对 I_D 有较好的控制作用, 这个区域是工作区域, 也能说明场效应管为压控元件。场效应管作为放大器时, 就工作在这一区域。

(3) III 区——击穿区。

电压 U_{DS} 过大时, 将使 PN 结击穿, 电流 I_D 猛增, 曲线上翘, 管子将不能正常工作, 甚至烧毁。工作时要避免进入此区域。

3. 放大电路

电子场效应管也具有放大作用, 如果不考虑物质本质上的区别, 可把场效应管的栅极(G)、源极(S)、漏极(D)分别与晶体三极管的基极(B)、发射极(E)、集电极(C)相对应。场效应管放大电路和晶体管放大电路相似, 也有共源、共漏、共栅之分, 最常用的是共源电路和共漏(源极输出器)电路, 其电路结构与晶体管电路也基本相同。偏置电路稍复杂些, 分为固定偏置电路、自给偏压偏置电路和分压式偏置电路等, 应根据场效应管的结构情况区分使用。比较常见的自给偏压偏置电路如图 5-28 所示。

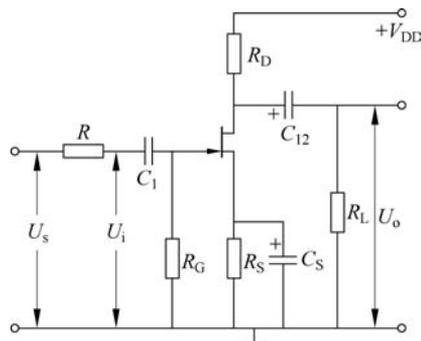


图 5-28 自给偏压偏置电路

图 5-28 中,偏压由 R_S 、 C_S 自偏电路产生。可知

$$U_{GSQ} = -I_{DQ}R_S \quad (5-82)$$

其中, I_{DQ} 由式(5-79)决定。

前面已指出, Q 点一般选在特性曲线 $\left(\frac{1}{3} \sim \frac{1}{2}\right) I_{DSS}$ 。当 Q 点选定后, U_{GSQ} 、 I_{DQ} 已知, R_S 即可求出。

R_S 为栅漏电阻,它构成了栅极与源极之间的直流通路,但由于场效应管基本上不存在栅流,放大器的输入电阻就是 R_G 。 R 为测量输入电阻所设,其他元件的作用和晶体管放大电路是一样的。

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{I_D R'_D}{U_i} = -g_m R'_D \quad (5-83)$$

其中, g_m 为工作点处的跨导。

$$R'_D = R_D // R_L$$

$$R_i = R_G$$

$$R_o = R_D$$

图 5-29 所示的结型场效应管源极跟随器的特点是输入阻抗特别高,输出阻抗低,电压放大倍数近似为 1,常被用在测量仪器的输入端,起阻抗变换的作用。该电路采用电阻分压式偏置电路,再加上源极电阻 R_S ,产生很深的直流负反馈,因此电路的稳定性很好。当 $R_G \gg R_{G1}$ 和 R_{G2} 时,基本关系式为

$$U_{GQ} = \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} V_{DD} \quad (5-84)$$

$$U_{SQ} = I_{DQ} R_S \quad (5-85)$$

$$U_{GSQ} = U_{GQ} - U_{SQ} = \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} V_{DD} - I_{DQ} R_S \quad (5-86)$$

$$R_i = R_G + R_{G1} // R_{G2} \quad (5-87)$$

$$R_o = \frac{1}{g_m} // R_S = \frac{R_S}{1 + g_m R_S} \quad (5-88)$$

$$A_u = \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S} \quad (5-89)$$

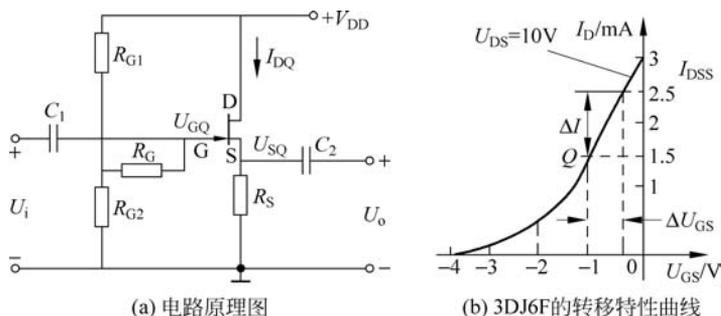


图 5-29 结型场效应管源极跟随器

当 $g_m R_S \gg 1$ 时, $A_u \approx 1$ 。若源极输出器接负载电阻 R_L , 则

$$A_u = \frac{g_m R'_S}{1 + g_m R'_S} \quad (5-90)$$

其中

$$R'_S = R_S // R_L \quad (5-91)$$

5.4.3 设计举例

设计一个场效应管源极跟随器。已知所用电源电压 $V_{DD} = +12V$, 场效应管自选, 要求输入电阻 $R_i > 2M\Omega$, $A_u \approx 1$, $R_o < 1k\Omega$ 。

(1) 根据设计要求, 场效应管可选结型场效应管或绝缘栅型场效应管。这里选结型场效应管 3DJ6F。

(2) 采用如图 5-29 所示的结型场效应管源极跟随器电路。

(3) 场效应管的静态工作点要借助转移特性曲线来设置。利用图示仪测得 3DJ6F 的转移特性曲线如图 5-29(b) 所示。根据 Q 点一般选在特性曲线 $(\frac{1}{3} \sim \frac{1}{2}) I_{DSS}$ 的原则, 取静态工作点 Q, 其对应的参数分别为

$$U_{GS(off)} = -4V, I_{DS} = -3mA, I_{DQ} = 1.5mA$$

$$U_{GSQ} = 1V, g_m = \frac{\Delta I}{\Delta U_{GS}} = 2mS$$

因为要求 $A_u \approx 1$, 即空载时要求 $g_m R_S \gg 1$, 所以可得

$$R_S \gg \frac{1}{g_m} = 0.5k\Omega$$

取标称值

$$R_S = 5.6k\Omega$$

由式(5-85)得

$$U_{SQ} = I_{DQ} R_S = 8.4V$$

由式(5-86)得

$$U_{GQ} = U_{GSQ} + U_{SQ} = 9.4V$$

由式(5-84)得

$$\frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} \approx \frac{U_{GQ}}{V_{DD}} = 0.78$$

若取 $R_{G2} = 75k\Omega$, 则 $R_{G1} = 21k\Omega$, 可用 $10k\Omega$ 固定电阻与 $47k\Omega$ 电位器串联, 用以调整静态工作点。

因设计要求 $R_i > 2M\Omega$, 由式(5-87)得

$$R_G \approx R_i$$

取 $R_G = 2.2M\Omega$ 。

由式(5-88)得

$$R_o = \frac{1}{g_m} // R_S = \frac{R_S}{1 + g_m R_S} = 0.46k\Omega$$

满足指标 $R_o < 1\text{k}\Omega$ 的要求。

因本设计对频率响应未提出要求,所以只能根据已知电路元件参数选取 C_1 和 C_2 。场效应管的输入输出阻抗比晶体管的都要高,与晶体管放大器相比,场效应管的输入耦合电容 C_1 的值小得多,一般取 C_1 为 $0.02\mu\text{F}$ 左右,这里取 $C_1 = 0.022\mu\text{F}$, $C_2 = 20\mu\text{F}$ 。场效应管跟随器的输入电阻可以做得很大,但输出电阻不是很小,比晶体管射极跟随器的输出电阻大得多。因为受互导 g_m 的限制,输出电阻一般为几百

欧姆。如果采用如图 5-30 所示的复合互补源极跟随器电路,可获得较小的输出电阻,其阻抗变换系数 $\frac{R_i}{R_o}$ 比图 5-29 所示的场效应管源极跟随器要大得多。

对于如图 5-30 所示电路,利用微变等效电路分析表明,电路的输入电阻 R_i 、输出电阻 R_o 及电压放大倍数 A_{um} 的表达式如下。

$$R_i = R_G [1 + (1 + \beta') g_m R'] \quad (5-92)$$

其中

$$R' = R_S // R_{G1} // R_{G2} \quad (5-93)$$

$$\beta' = \frac{\beta R_D}{R_D + r_{be}} \quad (5-94)$$

$$R_o = \frac{R_C + (1 + g_m R_C) R'}{1 + (1 + \beta') g_m R'} \quad (5-95)$$

$$A_{um} = \frac{g_m \beta' R_C + (1 + \beta') g_m R'}{1 + (1 + \beta') g_m R'} \quad (5-96)$$

如果

$$g_m \beta' R_C = 1 \quad (5-97)$$

则

$$A_{um} \approx 1 \quad (5-98)$$

若增大 R_C ,使 $g_m \beta' R_C \gg 1$,则电压放大倍数 $A_u > 1$,说明该电路还可以用作放大倍数大于 1 的高输入阻抗的同相放大器。这种电路常被用作高灵敏度测量仪器的输入级电路。

5.4.4 安装与调试

1. 静态工作点的调整和测试

连接自己设计的场效应管源极跟随电路,结型场效应管的栅源极不能接反,静态时 $U_{GS} < 0$ 。由于场效应管的输入阻抗很高,测量 U_{GQ} 时,一般是测量电阻 R_{G2} 对地的电压 $U_{R_{G2}}$,即 $U_{GQ} \approx U_{R_{G2}}$ 。采用等效内阻较高的仪表测量直流电压 U_{GQ} 和 U_{SQ} ,防止仪表内阻对被测电压产生影响。调整 R_{G1} ,使静态工作点 U_{GQ} 、 U_{SQ} 和 I_{DQ} 满足设计要求。

2. 动态性能指标的测试

性能指标 R_i 、 R_o 、 Δf 和 A_u 的测试方法参见之前的实验。输入信号后,若输出波形底

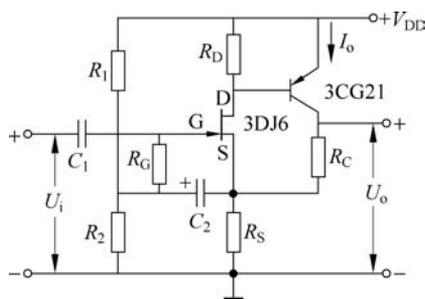


图 5-30 复合互补源极跟随器实验电路

部或顶部没有同时出现失真,说明电路的静态工作点没有设置在合适的位置,可重新调整静态工作点,使输出波形底部或顶部同时出现失真,说明此时源极跟随器跟随范围最大。因场效应管的实际转移特性与用图示仪测得的转移特性有一定误差,故本实验测量值与理论计算值误差可能较大。

5.4.5 设计任务

1. 设计选题 A

设计一个场效应管源极跟随器。场效应管自选,已知 $U_i = 300\text{mV}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$, $V_{DD} = +15\text{V}$ 。要求 $A_u \approx 1$, $R_i > 2\text{M}\Omega$, $R_o < 1\text{k}\Omega$, $\Delta f = 50\text{Hz} \sim 500\text{kHz}$ 。

2. 设计选题 B

设计一个 $|A_u| = 10$ 的场效应管共源放大电路。已知所用电源电压为 $V_{DD} = +18\text{V}$ 。

3. 设计选题 C

设计一个 $|A_u| = 10$ 的绝缘栅型场效应管共源放大电路。已知输入信号有效值 $U_i = 150\text{mV}$, $R_L = 20\text{k}\Omega$, 选 3DOID 型场效应管,其参数为 $I_{DSS} = 0.35\text{mA}$ ($U_{DS} = 10\text{V}$), $g_m = 1\text{mS}$, $U_{GS(off)} = -1.5\text{V}$ 。

5.4.6 要求

查阅资料,总结场效应管的使用注意事项。

5.4.7 实验研究与思考题

- (1) 场效应管源极跟随器与晶体管射极跟随器各有哪些优缺点和用途?
- (2) 为什么场效应管的电压放大倍数一般没有晶体管的电压放大倍数大?
- (3) 测量场效应管源极跟随器的静态工作点 U_{GQ} 、 U_{SQ} 、 U_{GSQ} 和 I_{DQ} 时,采用什么方法? 对测试仪表有什么要求?
- (4) 测量场效应管放大电路输入电阻 R_i 时,应考虑哪些因素? 为什么?
- (5) 为什么场效应管输入端的耦合电容 C_1 一般只需 $0.02\mu\text{F}$ 左右,比晶体管的耦合电容小得多?
- (6) 在设计举例的源极跟随器电路中,为什么要接电阻 R_G 构成分压式偏置电路?
- (7) 场效应管源极跟随器的频率响应、跟随范围与哪些参数或因素有关? 为什么?

5.5 模拟运算电路

利用集成运算放大器可以构成加、减、乘、除、乘方、开方、积分、微分等各种模拟运算电路,在许多实时控制和物理量的检测中有着非常广泛的应用前景。本实验着重讨论最基本的比例、加、减与积分运算电路。

5.5.1 设计任务与要求

1. 任务

设计一个能实现下列运算关系的运算电路(任选其一)。

$$u_o = 4u_{i1} - 2u_{i2} \quad (5-99)$$

$$u'_o = -0.1 \int (4u_{i1} - 2u_{i2}) dt \quad (5-100)$$

该电路满足下列技术要求。

输入电阻

$$R_i > 10k\Omega \quad (5-101)$$

各级的输出失调电压

$$U_{OO} \leq 5mV \quad (5-102)$$

输入信号：方波 u_{i1} ，重复频率为 100Hz，幅度自选；直流电压 u_{i2} ，幅值为 1.5V。

2. 要求

- (1) 确定电路方案，计算并选取外电路的元件参数。
- (2) 对集成运算放大器进行静态测试、调零和消除自激振荡。
- (3) 用示波器分别测试 u_{i1} 、 u_{i2} 和各级的输出电压，分析是否满足函数式的要求。
- (4) 输入信号 u_{i1} 改为 $f=100\text{Hz}$ 的正弦交流信号 (u_{i2} 为直流电压不变)，测试 u'_o 的输出波形。

5.5.2 设计原理与参考电路

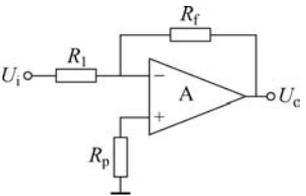
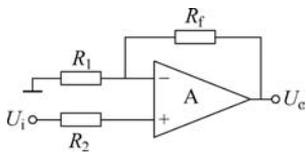
分析了多种运算电路的原理，并提供了设计参考电路。

1. 比例运算电路

1) 电路工作原理

比例运算(反相比例运算与同相比例运算)是一种应用最广泛的基本运算电路。根据集成运算放大器的基本原理，理想条件下比例运算电路的闭环特性如表 5-3 所示。

表 5-3 理想条件下比例运算电路的闭环特性

电路及参量	反相比例运算	同相比例运算	备注
原理电路			
闭环电压增益 A_{uf}	$-\frac{R_f}{R_1}$	$1 + \frac{R_f}{R_1}$	
闭环带宽 BW_f	$A_{uo} \cdot BW \cdot \frac{R_1}{R_f}$	$\frac{A_{uo}}{A_{uf}} \cdot BW$	A_{uo} 为开环电压增益, A_{uf} 为闭环电压增益, BW 为开环带宽
输入电阻 R_{if}	R_1	$R_1(1 + A_{uo}F_u)$	R_1 为差模输入电阻, F_u 为反馈系数
输出电阻 R_{of}	≈ 0		
平衡电阻	$R_p = R_1 // R_f$	$R_2 = R_1 // R_f$	

2) 参数确定与元件选择

在设计比例运算电路时,通常是根据已知的闭环电压增益 A_{uf} 、输入电阻 R_{if} 、闭环带宽 BW_f 、最大输出电压 U_{omax} 、最小输入电压 U_{imin} 等条件选择运放和确定外电路的元件参数。方法如下。

(1) 选择集成运算放大器。选择集成运算放大器时,首先应查阅产品手册,了解运放的主要性能,如开环电压增益 A_{uo} 、开环带宽 BW 、输入失调电压 U_{I0} 、输入失调电流 I_{I0} 、输入偏置电流 I_{IB} 、最大输出电压 U_{omax} 、差模输入电阻 R_{id} 和输出电阻 R_{od} 等,并注意以下几点。

为了减小闭环增益误差,提高放大电路的工作稳定性,应尽量选用失调温漂小、开环电压增益高、输入电阻高、输出电阻低的运算放大器。此外,为减少放大电路的频率失真和相位失真(动态误差),集成运算放大器的增益-带宽积 $G \cdot BW$ 和转换速度 S_R 必须满足

$$G \cdot BW > |A_{uf}| \cdot BW_f \quad (5-103)$$

$$S_R > 2\pi f_{max} U_{omax} \quad (5-104)$$

其中, f_{max} 为输入信号最高工作频率; U_{omax} 为最大输出电压幅值。

对于同相比例运算电路,还要特别注意共模信号输入的问题。也就是说,要求集成运算放大器允许的共模输入电压范围必须大于实际的共模输入信号幅值,并要求有很高的共模抑制比。

(2) 选择 R_f 。反馈电阻 R_f 的最大值由允许的输出失调电压 U_{O0} 和输入失调电流 I_{I0} 决定。即

$$R_f = \left| \frac{U_{O0}}{I_{I0}} \right| \quad (5-105)$$

其中, I_{I0} 的大小由已选定的运算放大器给定; U_{O0} 为设计要求值。若未提出此项要求,则 R_f 可在低于 $1M\Omega$ 的范围内取任意值。不过 R_f 值不宜过大,否则误差电压过大; R_f 也不能过小,因为 R_f 是放大电路的一个负载,若过小,运算放大器易过载(输出 u_o 为定值)。

(3) 选择 R_1 和 R_p 。参照表 5-3 可直接求出 R_1 和平衡电阻 R_p 。

(4) 选择电阻元件。运算电路中电阻的精度是决定运算精度的主要因素,因此要精心选配电阻,并要选用误差较小的金属膜电阻。

2. 加法运算电路

1) 电路工作原理

根据输入信号是从反相端输入还是从同相端输入,加法运算电路可分为反相加法电路和同相加法电路两种,如图 5-31 和图 5-32 所示。

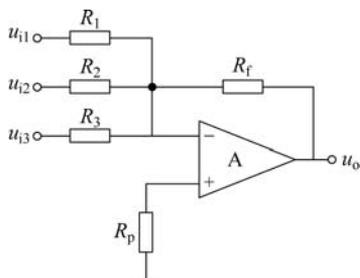


图 5-31 反相加法电路

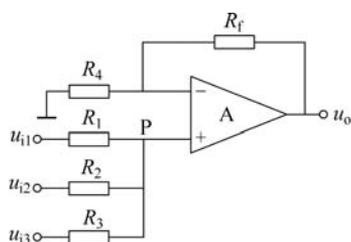


图 5-32 同相加法电路

理想条件下,图 5-31 所示反相加法电路的输出电压与输入电压的关系为

$$\begin{aligned} u_o &= -\left(\frac{R_f}{R_1}u_{i1} + \frac{R_f}{R_2}u_{i2} + \frac{R_f}{R_3}u_{i3}\right) \\ &= -(A_{uf1}u_{i1} + A_{uf2}u_{i2} + A_{uf3}u_{i3}) \end{aligned} \quad (5-106)$$

平衡电阻为

$$R_p = R_1 // R_2 // R_3 // R_f \quad (5-107)$$

同理,在理想条件下,图 5-32 所示同相加法电路的输出电压与输入电压的关系为

$$u_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_4}\right) R_p \left(\frac{1}{R_1}u_{i1} + \frac{1}{R_2}u_{i2} + \frac{1}{R_3}u_{i3}\right), R_p = R_1 // R_2 // R_3 \quad (5-108)$$

由式(5-108)可知, R_p 与每个回路的电阻有关,因此要满足一定的比例系数时,电阻选配较困难,调节不太方便。

2) 参数确定与元件选择

根据设计要求和已知条件,选择集成运算放大器和确定外电路的元件参数,需要注意的是,在加法运算电路中,输出电压的峰-峰值不能超出运算放大器最大输出电压范围 U_{omax} 。图 5-31 所示的反相加法电路中运放正常工作,必须满足

$$|-(A_{uf1}u_{i1} + A_{uf2}u_{i2} + A_{uf3}u_{i3})| \leq U_{omax} \quad (5-109)$$

电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 的选择可由式(5-106)或式(5-108)确定。

3) 设计举例

设计一个能完成 $u_o = -(1.5u_{i1} + 2.5u_{i2} + u_{i3})$ 的运算电路。要求输出失调电压 $U_{OO} \leq \pm 5\text{mV}$,计算各元件参数值(运放采用通用型 LM741)。

根据设计要求,选定图 5-31 所示反相加法电路为设计电路。查看手册,LM741 的输入失调电流 $I_{IO} \leq 200\text{nA}$,若 $I_{IO} = 100\text{nA}$,则

$$R_f = \left| \frac{U_{OO}}{I_{IO}} \right| = \frac{0.05\text{V}}{100 \times 10^{-9}\text{A}} = 50\text{k}\Omega \quad (\text{取 } 51\text{k}\Omega)$$

按式(5-106)分别计算 R_1 、 R_2 、 R_3 。

$$R_1 = \frac{R_f}{|A_{uf1}|} = \frac{51\text{k}\Omega}{1.5} = 34\text{k}\Omega \quad (\text{取 } 33\text{k}\Omega)$$

$$R_2 = \frac{R_f}{|A_{uf2}|} = \frac{51\text{k}\Omega}{2.5} = 20.4\text{k}\Omega \quad (\text{取 } 20\text{k}\Omega)$$

$$R_3 = \frac{R_f}{|A_{uf3}|} = \frac{51\text{k}\Omega}{1} = 51\text{k}\Omega$$

按式(5-107)计算 R_p 。

$$\begin{aligned} R_p &= R_1 // R_2 // R_3 // R_f \\ &= 33 // 20 // 51 // 51 = 8.4\text{k}\Omega \quad (\text{取 } 8.2\text{k}\Omega) \end{aligned}$$

以上所取电阻值均为标称值,填入表 5-3 即可。

3. 减法运算电路

减法运算电路可以利用差分电路由单运放实现,也可以利用反相信号求和由双运放实现,如图 5-33 所示,在理想条件下,输出电压与输入电压的关系为

$$u_o = \frac{R_{f1} R_{f2}}{R_1 R_2} u_{i1} - \frac{R_{f2}}{R_3} u_{i2} \quad (5-110)$$

当 $R_2 = R_3$ 时,有

$$u_o = \frac{R_{f2}}{R_2} \left(\frac{R_{f1}}{R_1} u_{i1} - u_{i2} \right) \quad (5-111)$$

平衡电阻

$$R_{p1} = R_1 // R_{f1} \quad (5-112)$$

$$R_{p2} = R_2 // R_3 // R_{f2} \quad (5-113)$$

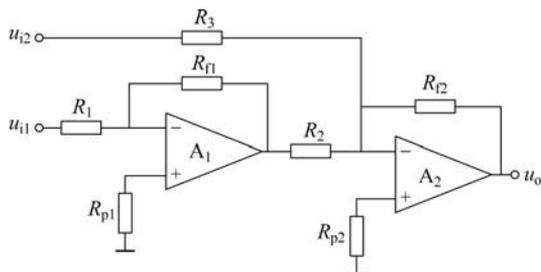


图 5-33 双运放减法运算电路

与单运放减法运算电路相比,双运放减法运算电路不仅克服了外电路电阻值不易计算与调整的缺点,还降低了对运放本身共模抑制比的要求。

4. 积分运算电路

同相输入和反相输入均可构成积分电路。下面仅介绍与反相积分电路设计有关的问题。

1) 电路工作原理

反相积分运算电路如图 5-34 所示。在理想条件下,输出电压为

$$\begin{aligned} u_o &= -\frac{1}{RC} \int u_i dt \\ &= -\frac{1}{\tau} \int u_i dt \end{aligned} \quad (5-114)$$

当 u_i 为阶跃电压 u_s 时,输出电压为

$$u_o = -\frac{1}{RC} u_s t = -\frac{u_s}{\tau} t \quad (5-115)$$

此时输出电压 u_o 是时间的线性函数,其斜率与输入电压成正比,与时间常数 τ 成反比。当应用图 5-34 所示电路进行积分运算时,应尽量减小由于集成运算放大器的非理想特性而引起的积分漂移(积分误差)。针对这种情况,在如图 5-34 所示的反相积分电路中接入静态平衡电阻 R_p ($R_p = R$),用来补偿偏置电流所产生的失调。实际应用电路中,往往在积分电容 C 的两端并联积分漂移泄放电阻 R_f ,用于防止积分漂移所造成的积分器饱和或

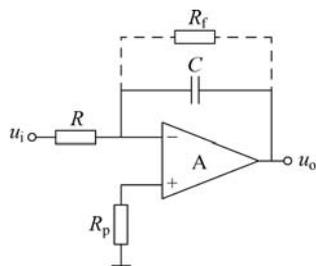


图 5-34 反相积分运算电路

截止现象。但是 R_f 对电容 C 的分流作用会引入新的积分误差,为了减小此误差,必须满足 $R_f C \gg RC$ 。通常选取 $R_f \geq 10R$ 。

2) 参数确定和元件选择

积分运算电路的积分误差除了与积分电容的质量有关外,主要是集成运算放大器参数的非理想性所致。因此,为了减小积分误差,应选用输入失调参数小,开环增益高、输入电阻高、开环带宽较宽的运算放大器。

(1) 确定积分时间常数 τ 。

积分时间常数 τ 是决定积分器工作速度的主要参数, τ 值越小,工作速度越高。但是 τ 取值不允许选得太小,因为受到集成运算放大器最大输出电压 U_{omax} 的限制, τ 与 U_{omax} 之间必须满足

$$\tau \geq \frac{1}{U_{\text{omax}}} \int_0^t u_i dt \quad (5-116)$$

其中, t 为积分时间;当 u_i 为阶跃电压 u_s 时,则要求

$$\tau \geq \frac{u_s}{U_{\text{omax}}} t \quad (5-117)$$

可知, τ 越大,积分器输出越小;相反, τ 越小,集成运算放大器的输出在不到积分时间 t 时将可能出现饱和现象。

当 u_i 为正弦输入信号 $u_i = U_{\text{im}} \sin \omega t$ 时,有

$$\begin{aligned} u_o &= -\frac{1}{\tau} \int U_{\text{im}} \sin \omega t dt \\ &= -\frac{U_{\text{im}}}{\tau \omega} \cos \omega t \end{aligned} \quad (5-118)$$

为了不产生波形失真,必须满足

$$\frac{U_{\text{im}}}{\tau \omega} \leq U_{\text{omax}} \quad (5-119)$$

即

$$\tau \geq \frac{U_{\text{im}}}{U_{\text{omax}} \omega} \quad (5-120)$$

对于正弦输入信号的积分电路,时间常数 τ 的选择不仅受到集成运算器最大输出电压 U_{omax} 的限制,而且与信号频率有关,频率越低, τ 应越大。

(2) 确定积分元件 R 和 C 。

当积分时间常数 τ 确定之后,可进一步确定 R 和 C 。首先可根据积分电路对输入电阻 R_i 的要求,确定 R 值($R = R_i$)。电阻 R 的取值确定后,满足 τ 值的积分电容 C 即可求出。但要注意,积分电容 C 值不宜过大,若过大,使泄漏电阻相应增大,增大了积分误差;电容量也不宜过小,若 C 值过小,积分漂移显著。所以,一般积分电容选在 $0.01 \sim 1 \mu\text{F}$ 为宜。

(3) 选择阻容元件。

为提高积分精度,应选用高质量的积分电容和高精度的积分电阻,如选用聚苯乙烯电容或聚四氟乙烯电容均可。如果积分时间常数过小,选用云母电容也能得到较好的结果。

3) 设计举例

设计一个反相积分电路,电路如图 5-34 所示。已知输入脉冲方波的幅值为 2V,周期为 $T=5\text{ms}$,积分电路输入电阻 $R_i>10\text{k}\Omega$ 。采用 LM741 型运算放大器,要求计算并选取各元件参数。

查看手册,LM741 型运算放大器的最大差模输入电压 $U_{id\max}\leq|\pm 30\text{V}|$,最大共模输入电压 $U_{ic\max}\leq|\pm 15\text{V}|$,最大输出电压 $U_{o\max}$ 可取 $\pm 10\text{V}$,积分时间 $t=T/2=2.5\text{ms}$ 。由式(5-117)确定积分时间常数为

$$\tau \geq \frac{u_s}{U_{o\max}} t = \frac{2\text{V}}{10\text{V}} \times 2.5\text{ms} = 0.5\text{ms}$$

取 $\tau=1\text{ms}$ 。

为了满足输入电阻 $R_i>10\text{k}\Omega$ 的要求,取积分电阻 $R=10\text{k}\Omega$,则积分电容为

$$C = \frac{\tau}{R} = 0.1\mu\text{F}$$

积分漂移泄放电阻 R_f 为

$$R_f \geq 10R = 100\text{k}\Omega$$

平衡电阻 R_p 为

$$R_p = R // R_f = 9\text{k}\Omega$$

5.5.3 实验内容与步骤

(1) 根据已知条件和设计要求,选定电路方案,包括比例运算电路、加减运算电路和积分运算电路,画出原理电路图,并计算与选取各元件参数。

(2) 在实验电路板上组装所设计的电路。检查无误后,接通电源进行调试。调试时要注意,对于有一个以上基本运算单元的电路要逐级进行单独调试。

(3) 比例运算电路的调试。

① 调零与消除自激振荡。

② 输入频率为 100Hz 的方波信号 u_{i1} ,调节方波幅度,用示波器分别测量与记录 u_{i1} 和 u_{o1} 的波形,标出其幅值、周期和相位关系,研究 u_{o1} 与 u_{i1} 的关系式,并与理论值 $u_{o1}=4u_{i1}$ 比较。

(4) 第 2 级加减运算电路的调试。 u_{i2} 为 1~2V 的直流电压,此直流电压可由 +5V 直流电源用电阻分压所得,也可采用可调电阻调压。正常工作时, $u_{o2}=4u_{i1}-2u_{i2}=u_{o1}-2u_{i2}$ 。

(5) 积分运算电路的调试。积分运算电路的输出为 $u'_o = -0.1 \int (4u_{i1} - 2u_{i2}) dt = -0.1 \int u_{o2} dt$ 。

① 调零。积分运算电路的调零主要是减小积分漂移。调试步骤如下:将输入端接地,用直流电压表监测积分器的输出电压并观察输出积分漂移的变化情况,同时反复调节调零电位器,直至积分漂移变化最小。

② 保持 u_{i1} 和 u_{i2} 不变,分别观察积分器输出与输入电压的波形,并记录相应的 u_{i1} 、 u_{i2} 、 u_{o1} 、 u_{o2} 、 u'_o 的幅值和相位关系,将测量值和理论值列表比较,得出结论。

③ 保持 u_{i1} 输入方波的频率不变(如 100Hz),改变方波幅度,分别观测并记录积分器输

出与输入电压幅值的变化关系,确定本电路输入方波信号的幅度范围。

④ 保持 u_{i1} 输入方波的幅值不变(自选一个定值),改变方波频率,分别观测并记录积分器输出与输入电压频率的变化关系,确定本电路输入方波的频率范围。

5.5.4 预习要求与思考题

(1) 复习集成运算放大器基本运算电路的工作原理,熟悉集成运算放大器静态调试的内容和方法。

(2) 根据设计任务与已知条件确定实验电路,并计算和选取参数。

(3) 根据实验内容,自拟实验方法和设计步骤。

(4) 非理想运算放大器运算电路的运算误差与哪些因素有关? 实验中采用哪些方法可以减小运算误差?

(5) 本实验电路输入信号 u_{i1} 若改为同频率的正弦交流信号(u_{i2} 为直流电压不变),试定性分析积分器输出 u_o' 的波形。

5.5.5 实验报告要求

(1) 原理电路的设计,内容如下。

① 方案比较。分别画出各方案的原理图,说明其原理、优缺点以及最后选定方案。

② 主要参数的计算。

③ 元器件的选取。

(2) 记录、整理实验数据,画出各级输入与输出电压的波形图(标出幅值、周期和相位关系),分析实验结果,确定实验电路的工作频率范围和输入方波信号的幅度范围。

(3) 定性分析产生运算误差的原因,说明在实验中采取了哪些减小运算误差的措施。

(4) 回答思考题。

(5) 心得体会与建议。

5.5.6 主要元器件

(1) 集成运算放大器: LM741 或 LM324, 1~2 片。

(2) 1/4W 金属膜电阻: 7.5k Ω 、10k Ω 、30k Ω 、15k Ω 、100k Ω , 若干。

(3) 瓷片电容: 0.01 μ F。

5.6 方波-三角波产生电路

电子电路领域中的信号波形,除了正弦波以外,另一类就是非正弦波。非正弦波一般又称为脉冲波,如方波(占空比为 50%)、矩形波、三角波都是最常见的脉冲波,它们被广泛应用于测量、自动控制、计算技术、通信等领域。本实验要求以模拟集成电路为核心元件设计一个方波-三角波产生电路,通过本实验,了解集成运算放大器的波形变换及非线性应用。

5.6.1 设计任务与要求

方波-三角波产生电路设计任务的具体技术指标及要求如下。

1. 任务

设计一个用集成运算放大器构成的方波-三角波产生电路,指标要求如下。

- (1) 方波: 重复频率为 500Hz, 相对误差 $< \pm 5\%$; 脉冲幅度为 $\pm(6 \sim 6.5)\text{V}$ 。
- (2) 三角波: 重复频率为 500Hz, 相对误差 $< \pm 5\%$; 幅度为 $1.5 \sim 2\text{V}$ 。

2. 要求

- (1) 根据设计要求和已知条件确定电路方案, 计算并选取各单元电路的元件参数。
- (2) 测量产生电路输出方波的幅度和重复频率, 使之满足设计要求。
- (3) 测量三角波产生电路输出三角波的幅度和重复频率, 使之满足设计要求。

5.6.2 设计原理与参考电路

能产生方波(或矩形波)的电路形式有很多, 如由门电路、集成运算放大器或 555 定时器组成的多谐振荡器均能产生矩形波。再经过积分电路产生三角波(或锯齿波)。下面仅介绍由集成运算放大器组成的方波-三角波产生电路。

1. 简单的方波-三角波产生电路

图 5-35 所示为由集成运算放大器组成的反相输入施密特触发器(即迟滞比较器)构成的多谐振荡器, RC 积分电路起反馈即延迟作用, 电容上的电压 u_C 即是它的输入电压, 近似于三角波, 这是一种简单的方波-三角波产生电路, 其特点就是电路简单, 但输出三角波的线性度差。

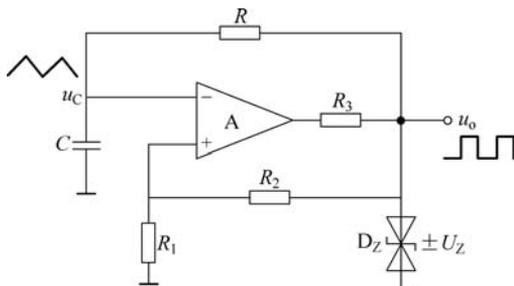


图 5-35 简单的方波-三角波产生电路

该电路的有关计算式如下。

振荡周期为

$$T = 2RC \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right) \quad (5-121)$$

输出三角波 u_C 的幅度为

$$U_{cm} = \left| \pm \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_Z \right| \quad (5-122)$$

输出方波 u_o 的幅度为

$$U_{om} = | \pm U_Z | \quad (5-123)$$

2. 常见的方波-三角波产生电路

图 5-36 所示为由集成运算放大器组成的一种常见的方波-三角波产生电路。运算放大器 A_1 与电阻 R_1 、 R_2 构成同相输入施密特触发器(即迟滞比较器)。运算放大器 A_2 与 R 、 C

构成积分电路,二者形成闭合回路。由于电容 C 的密勒效应, A_2 的输出为线性度较好的三角波。

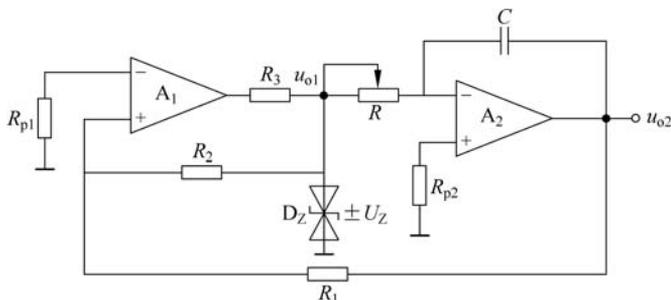


图 5-36 常见的方波-三角波产生电路

不难分析,该电路的有关计算式如下。

振荡周期为

$$T = \frac{4R_1 RC}{R_2} \quad (5-124)$$

输出的方波 u_{o1} 的幅度为

$$u_{o1m} = |\pm U_Z| \quad (5-125)$$

输出三角波 u_{o2} 的幅度为

$$u_{o2m} = \left| \pm \frac{R_1}{R_2} U_Z \right| \quad (5-126)$$

3. 参数确定与元件选择

(1) 选择集成运算放大器。由于方波的前后沿与用作开关器件的运算放大器 A_1 的转换速率 S_R 有关,因此当输出方波的重复频率较高时,集成运算放大器 A_1 应选用高速运算放大器,一般要求选用通用型运放即可。集成运算放大器 A_2 的选择原则参见 5.5 节“积分运算电路”部分。

(2) 选择稳压二极管 D_Z 。稳压二极管 D_Z 的作用是限制和确定方波的幅度,要根据设计所要求的方波幅度选择稳压管的稳定电压 U_Z 。此外,方波幅度和宽度的对称性也与稳压管的对称性有关,为了得到对称的方波输出,通常应选用高精度的双向稳压二极管(如 2DW7 型)。 R_3 为稳压管的限流电阻,其值由所选用的稳压管稳压电流决定。

(3) 确定正反馈回路电阻 R_1 与 R_2 。在图 5-35 或图 5-36 所示电路中, R_1 与 R_2 的比值均决定了运算放大器 A 或 A_1 的触发翻转电平(即上、下门槛电压),也就是决定了三角波的输出幅度。因此,根据设计要求的三角波输出幅度,可以确定 R_1 与 R_2 的阻值。

(4) 确定积分时间常数 RC 。积分元件 R 、 C 的参数值应根据方波和三角波所要求的重复频率确定。当正反馈回路电阻 R_1 、 R_2 的阻值确定以后,再选取电容 C 值,由式(5-121)或式(5-124)求得 R 。

5.6.3 实验内容与步骤

实验参考电路如图 5-36 所示。

(1) 根据已知条件和设计要求,计算并确定元件参数,然后在实验电路板上搭接电路,检查无误后再接通电源进行调试。

(2) 用双踪示波器同时观察输出电压 u_{o1} 、 u_{o2} 的波形,分别记录其幅值、周期以及它们相互之间的相位关系。

(3) 调节积分电阻 R (或改变积分电容 C),使振荡频率满足设计要求,调节 R_1/R_2 的比值,使三角波的幅值满足设计要求。

5.6.4 预习要求与思考题

(1) 复习集成运算放大器波形变换与非正弦产生电路的工作原理,熟悉其设计和调试方法。

(2) 根据设计任务与已知条件,设计如图 5-36 所示方波-三角波产生电路,计算并选取参数。

(3) 根据实验内容,自拟实验步骤。

(4) 在如图 5-36 所示的方波-三角波产生电路中,若要求输出占空比可调的矩形脉冲,电路应做何改动?为什么?

(5) 工作于非线性状态下的运算放大器(如比较器),调试中是否需要调零消振?为什么?

(6) 画出用 RC 正弦波振荡器、迟滞比较器与积分器串接以产生正弦波、方波、三角波的原理电路图。

5.6.5 实验报告要求

(1) 原理电路的设计:简要说明电路的工作原理和主要元件在电路中的作用;元件参数的确定和元件选择。

(2) 记录并整理实验数据,画出输出电压 u_{o1} 、 u_{o2} 的波形(标出幅值、周期和相位关系),分析实验结果,得出相应结论。

(3) 将实验测出的振荡频率、输出电压的幅值分别与理论计算值进行比较,分析产生误差的原因。

(4) 调试过程中所遇到的问题以及解决的方法。

(5) 回答思考题。

5.6.6 主要元器件

(1) 集成运算放大器:LM324 或 LM741,1~2 片。

(2) 1/4W 金属膜电阻:10k Ω 、20k Ω 、3.3k Ω ,若干。

(3) 可调电阻:30k Ω 。

(4) 瓷片电容:0.047 μ F/25V。

(5) 稳压二极管:2DW7 \times 2。

5.7 语音放大电路

在日常生活和工作中,经常会遇到一些问题。例如,在检修各种机器设备时常常需要依据故障设备的异常声响寻找故障,这种异常声响的频谱覆盖面往往很广;又如,在打电话

时,有时往往因声音太大或干扰太大而难以听清对方讲的话,于是需要一种既能放大语音信号又能降低外来噪声的仪器。具有类似功能的实用电路实际上就是一个能识别不同频率范围的小信号放大系统。本实验从教学训练的角度出发,要求设计一个集成运算放大器组成的语音放大电路。

5.7.1 设计任务与要求

语音放大电路设计任务的具体技术指标及要求如下。

1. 任务

设计并制作一个由集成运算放大器组成的语音放大电路。该放大电路的原理框图如图 5-37 所示。

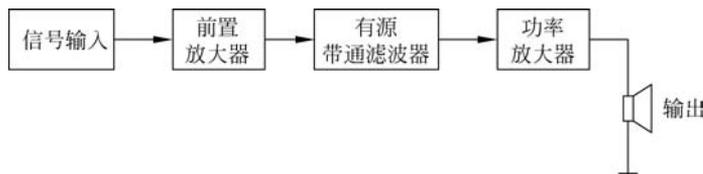


图 5-37 语音放大电路原理框图

各基本单元电路的设计条件分别如下。

- (1) 前置放大器的输入信号 $u_{id} < 10\text{mV}$; 输入阻抗 $R_i \geq 100\text{k}\Omega$; 共模抑制比 $K_{\text{CMR}} \geq 60\text{dB}$ 。
- (2) 有源带通滤波器的带通频率范围为 $300\text{Hz} \sim 3\text{kHz}$ 。
- (3) 功率放大器最大不失真输出功率 $P_{\text{om}} \geq 5\text{W}$; 负载阻抗 $R_L = 40\Omega$; 电源电压为 $+5\text{V}$ 和 $+12\text{V}$ 。
- (4) 输出功率连续可调。直流输出电压 $\leq 50\text{mV}$ (输入短路时); 静态电源电流 $\leq 100\text{mA}$ (输入短路时)。

2. 要求

(1) 根据设计要求和已知条件确定前置放大电路、有源带通滤波电路和功率放大电路的方案,计算并选取单元电路的元件参数。

(2) 前置放大电路的组装与调试。测量前置放大电路的差模电压增益 A_{ud1} 、共模电压增益 A_{uc1} 、共模抑制比 K_{CMR1} 、带宽 BW_1 、输入电阻 R_i 等各项技术指标,并与设计要求值进行比较。

(3) 有源带通滤波电路的组装与调试。测量有源带通滤波电路的差模电压增益 A_{ud2} 、带宽 BW_2 ,并与设计要求值进行比较。

(4) 功率放大电路的组装与调试。测量功率放大电路的最大不失真输出功率 P_{om} 、电源供给功率 P_V 、输出功率 η 、直流输出电压、静态电源电流等技术指标。

(5) 整体电路的联调与试听。

5.7.2 设计原理与参考电路

下面分别分析语音放大设计电路的各个单元电路及组成,并提供设计参考电路。

1. 前置放大电路

前置放大电路也称为测量用小信号放大电路。在测量用的放大电路中,一般传感器送

来的直流或低频信号经放大后多以单端方式传输。在典型情况下,有用信号的最大幅度可能仅有几毫伏,而共模噪声可能高达几伏,故放大器输入漂移和噪声等因素对于总的精度影响很大,放大器本身的共模抑制特性也是同等重要的问题。因此,前置放大电路应该是一个高输入阻抗、高共模抑制比、低漂移的小信号放大电路。

2. 有源滤波电路

有源滤波电路是用有源器件与 RC 网络组成的滤波电路。

有源滤波电路的种类很多,如果按通带的性能划分,可分为低通(LPF)、高通(HPF)、带通(BPF)、带阻(BEF)滤波器,下面着重讨论典型的二阶有源滤波器。

1) 二阶有源 LPF

(1) 基本原理。典型的二阶有源低通滤波器如图 5-38 所示,为抑制尖峰脉冲,在反馈回路可增加电容 C_3 ,一般为 $22 \sim 51 \text{pF}$ 。该滤波器每节 RC 电路每倍频程衰减 -6dB ,每级滤波器每倍频程衰减 -12dB 。其传递函数为

$$A(s) = \frac{A_{\text{uf}} \omega_n^2}{s^2 + \frac{\omega_n}{Q}s + \omega_n^2} \quad (5-127)$$

其中, A_{uf} 为通带增益; ω_n 为固有角频率; Q 为品质因数。

$$A_{\text{uf}} = 1 + \frac{R_b}{R_a} \quad (5-128)$$

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (5-129)$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{C_2 (R_1 + R_2) + (1 - A_{\text{uf}}) R_1 C_1} \quad (5-130)$$

(2) 设计方法。下面介绍设计二阶有源 LPF 时选用 R 、 C 的两种方法。

方法 1 设 $A_{\text{uf}} = 1$, $R_1 = R_2$, 则 $R_a = \infty$, 以及

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \quad (5-131)$$

$$f_n = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C_1 C_2}} \quad (5-132)$$

$$C_1 = \frac{2Q}{\omega_n R} \quad (5-133)$$

$$C_2 = \frac{1}{2Q\omega_n R} \quad (5-134)$$

$$n = \frac{C_1}{C_2} = 4Q^2 \quad (n \text{ 为阶数}) \quad (5-135)$$

在此设计中,由于通常增益 $A_{\text{uf}} = 1$,因而工作稳定,故适用于高 Q 值应用。

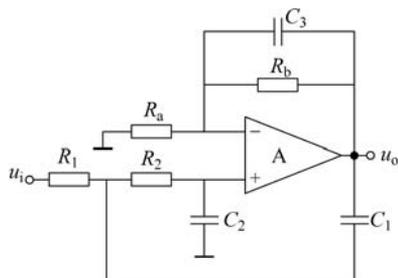


图 5-38 二阶有源 LPF

方法 2 设 $R_1=R_2=R, C_1=C_2=C$, 则

$$Q = \frac{1}{3 - A_{uf}}, f_n = \frac{1}{2\pi RC} \quad (5-136)$$

由式(5-136)得知, f_n 和 Q 可分别由 R 和 C 值以及运放增益 A_{uf} 的变化单独调整, 相互影响不大, 因此该设计法对要求特性保持一定而 f_n 在较宽范围内变化的情况比较适用, 但必须使用精度和稳定性均较高的元件。在图 5-38 所示, Q 值按照近似特性可有如下分类:

- $Q = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0.71$ 为巴特沃斯特性;
- $Q = \frac{1}{\sqrt{3}} \approx 0.58$ 为贝塞尔特性;
- $Q \approx 0.96$ 为切比雪夫特性。

(3) 设计实例。要求设计如图 5-38 所示的具有巴特沃斯特性($Q \approx 0.71$)的二阶有源 LPF, 已知 $f_n = 1\text{kHz}$ 。按方法 1 和方法 2 两种设计方法分别进行计算, 可得以下两种结果。

方法 1 $A_{uf} = 1 (R_a = \infty), Q \approx 0.71$, 选取 $R_1 = R_2 = 160\text{k}\Omega$, 由式(5-128)和式(5-126)可得

$$\begin{aligned} \frac{C_1}{C_2} &\approx 2 \\ C_1 &= \frac{2Q}{\omega_n R} = 1400\text{pF} \\ C_2 &= \frac{C_1}{2} = 700\text{pF} \quad (\text{取标称值 } 680\text{pF}) \end{aligned}$$

方法 2 取 $R_1 = R_2 = 160\text{k}\Omega, Q \approx 0.71$, 由式(5-136)可得

$$\begin{aligned} A_{uf} &= \frac{3Q - 1}{Q} \approx 1.59 \\ C_1 = C_2 &= \frac{1}{2\pi f_n R} = 0.001\mu\text{F} \end{aligned}$$

2) 二阶有源 HPF

(1) 基本原理。HPF 与 LPF 几乎具有完全的对偶性, 把图 5-38 所示的 R_1, R_2 和 C_1, C_2 位置互换就构成如图 5-39 所示的二阶 HPF。二者的参数表达式与特性也具有对偶性, 二阶 HPF 的传递函数为

$$A(s) = \frac{A_{uf}s^2}{s^2 + \frac{\omega_n}{Q}s + \omega_n^2} \quad (5-137)$$

$$A_{uf} = 1 + \frac{R_b}{R_a} \quad (5-138)$$

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (5-139)$$

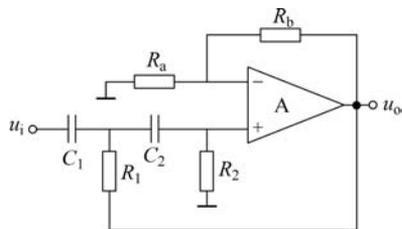


图 5-39 二阶有源 HPF

$$Q = \frac{1/\omega_n}{R_1(C_1 + C_2) + (1 - A_{uf})R_2C_2} \quad (5-140)$$

(2) 设计方法。HPF 中 R 、 C 参数的设计方法也与 LPF 相似,有以下两种。

方法 1 设 $A_{uf}=1$,取 $C_1=C_2=C$,根据所要求的 Q 、 $f_n(\omega_n)$,可得

$$R_1 = \frac{1}{2Q\omega_n C} \quad (5-141)$$

$$R_2 = \frac{2Q}{\omega_n C} \quad (5-142)$$

$$n = \frac{R_2}{R_1} = 4Q^2 \quad (5-143)$$

方法 2 设 $R_1=R_2=R$, $C_1=C_2=C$,根据所要求的 Q 、 ω_n ,可得

$$A_{uf} = 3 - \frac{1}{Q}, R = \frac{1}{\omega_n C} \quad (5-144)$$

这两种方法的应用特点与 LPF 情况完全相同。

(3) 设计实例。设计如图 5-39 所示的具有巴特沃斯特性的二阶有源 HPF($Q \approx 0.71$),已知 $f_n=1\text{kHz}$,计算 R 、 C 的参数值。

方法 1 设 $A_{uf}=1$ ($R_a=\infty$),选取 $C_1=C_2=C=1000\text{pF}$,求得 $R_1=112\text{k}\Omega$, $R_2=216\text{k}\Omega$,各选用 $110\text{k}\Omega$ 与 $220\text{k}\Omega$ 标称值即可。

方法 2 取 $R_1=R_2=R=160\text{k}\Omega$,求得 $A_{uf}=1.59$, $C_1=C_2=C=1000\text{pF}$ 。

3) 二阶有源 BPF

(1) 基本原理。带通滤波器(BPF)能通过指定范围的频率,这个频率范围就是电路的带宽 BW,滤波器的最大输出电压峰值出现在中心频率 f_0 上。

BPF 的带宽越窄,选择性越好,也就是电路的品质因数 Q 越高。电路的 Q 值计算式为

$$Q = \frac{f_0}{\text{BW}} \quad (5-145)$$

可见,高 Q 值滤波器有较窄的带宽,较大的输出电压;反之,低 Q 值滤波器有较宽的带宽,势必输出电压较小。

(2) 参考电路。BPF 的电路形式较多,下面列举一二供参考。

• 文氏桥式 BPF

大家所熟悉的 RC 桥式振荡电路(如图 5-22 所示)实质就是一个选择性很好的有源 BPF 电路。该电路在满足 $R_1=R_2=R$, $C_1=C_2=C$ 的条件下, Q 值与中心频率 f_0 分别为

$$Q = \frac{1}{3 - A_{uf}} = \frac{1}{2 - \frac{R_b}{R_a}} \quad (5-146)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (5-147)$$

其中

$$A_{uf} = 1 + \frac{R_b}{R_a} \quad (5-148)$$

通带电压增益为

$$A_0 = \frac{A_{uf}}{3 - A_{uf}} \quad (5-149)$$

• 宽带 BPF

在满足 LPF 的通带截止频率高于 HPF 的通带截止频率的条件下,把相同元件压控电压源滤波器的 LPF 和 HPF 串接起来可以实现巴特沃斯通带响应,如图 5-40 所示。用该方法构成的 BPF 通带较宽,通带截止频率易于调整,因此多用作测量信号噪声比(S/N)的音频带通滤波器。例如,在电话通信系统中,采用如图 5-40 所示的滤波器能抑制低于 300Hz 和高于 3000Hz 的信号,整个通带增益为 8dB,运算放大器为 LM741。

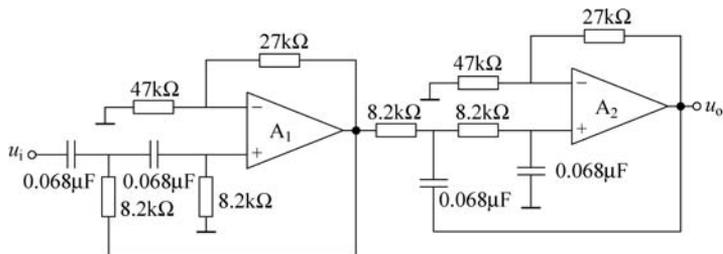


图 5-40 宽带 BPF

3. 功率放大电路

功率放大电路的主要作用是向负载提供功率,要求输出功率尽可能大,转换率尽可能高,非线性失真尽可能小。

功率放大电路的电路形式很多,有双电源供电的 OCL 互补对称功放电路,单电源供电的 OTL 功放电路、BTL 桥式推挽功放电路和变压器耦合功放电路等。这些电路都各有特性,可根据设计要求和具备的实验条件综合考虑做出选择。下面介绍几种常用的集成功放电路。

1) 五端集成功放(200X 系列)

TDA200X 系列包括 TDA2002/TDA2003/TDA2030(D2002/D2003/D2030 或 MPC2002H 等),均为单片集成功放器件。其性能优良,功能齐全,并附加有各种保护、消噪声电路,外接元件大大减小,仅有 5 个引出端(脚),易于安装使用,因此也称为五端集成功放。集成功放基本都工作在接近乙类(B类)的甲乙类(AB类)状态,静态电流大都为 10~50mA,因此静态功耗很小,但动态功耗很大,且随输出的变化而变化。

图 5-41 和图 5-42 所示为 TDA2002/TDA2003 的典型应用电路。图 5-42 的补偿元件 R_X 和 C_X 可按式(5-150)选用。

$$R_X = 20R_2, \quad C_X = \frac{1}{2\pi R_1 f_c} \quad (5-150)$$

其中, f_c 为 -3dB 带宽。通常取 $R_X \approx 39\Omega$, $C_X \approx 0.033\mu\text{F}$ 。

在使用集成功放时,应注意以下几点。

- (1) 均应安装适当的散热器。
- (2) 必须在电源引脚旁加去耦电容以防止自激振荡,调试时用示波器监视输出波形。
- (3) 电解电容极性不能接反,集成功放的引脚不能接错,特别是 TDA2003 的引脚要另焊导线引出并加套管,以免碰撞短路。

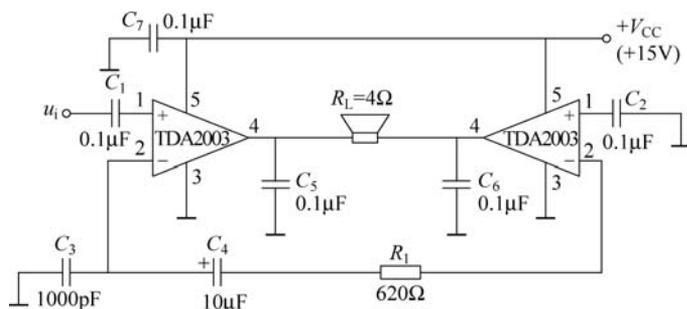


图 5-41 简易 BTL 功放

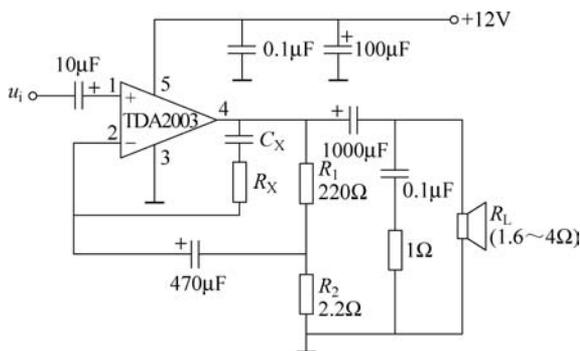


图 5-42 五端功放 TDA2002/2003 应用

(4) 经常注意观察稳压电源上电流表的指示,以防电流过大。若电流过大,应关闭电源,检查电路。

(5) 为防止功放电路对前级的影响,功放级的电源线要单独连接,接线不要交叉,并尽可能短。

2) 用集成运算放大器驱动的功放电路

图 5-43 所示为直接利用运算放大器驱动互补输出级的功放电路,这种电路总的增益取决于比值 $(R_1 + R_3)/R_1$,而互补输出级能扩展输出电流,不能扩展输出电压。运算放大器输出一般仅有 $\pm(10 \sim 12)\text{V}$,所以输出功率不大,特点是结构简单。

该电路的输出功率为

$$P_o = I_o^2 R_L \quad (5-151)$$

当输入信号幅值足够大, U_{om} 达到 $V_{CC} - U_{CES}$ 时,此时最大不失真输出功率为

$$P_{om} = \frac{1}{2} \frac{(V_{CC} - U_{CES})^2}{R_L} \approx \frac{1}{2} \frac{V_{CC}^2}{R_L} \quad (5-152)$$

直流电源提供的功率为

$$P_V = \frac{2}{\pi} \frac{V_{CC}^2}{R_L} \quad (5-153)$$

电路的效率为

$$\eta = \frac{P_o}{P_V} \quad (5-154)$$

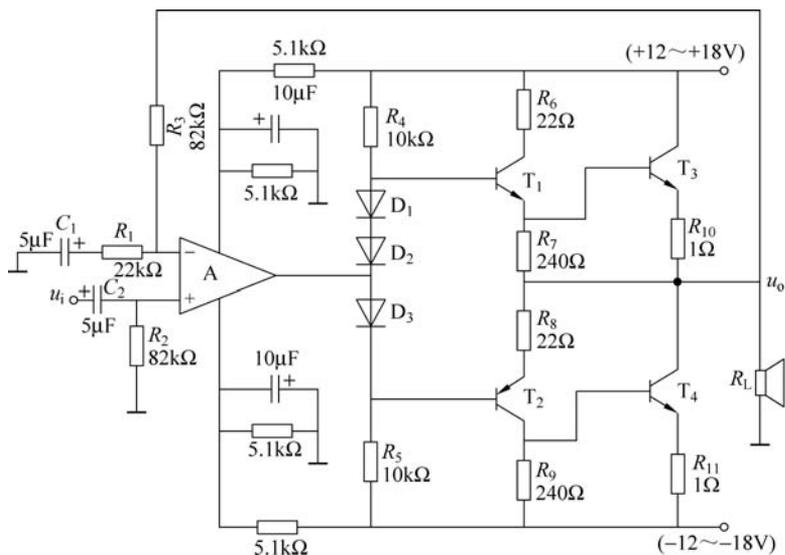


图 5-43 集成运算放大器驱动的 OCL 功放电路

在选择输出晶体管时,应注意使每只晶体管的最大允许管耗满足

$$P_{CM} > \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} \text{ (或 } 0.2P_{om} \text{)} \quad (5-155)$$

最大集电极电流满足

$$I_{CM} > \frac{V_{CC}}{R_L} \quad (5-156)$$

反向击穿电压满足

$$|V_{(BR)CEO}| > 2V_{CC} \quad (5-157)$$

5.7.3 实验内容与步骤

1. 分配各级放大电路的电压放大倍数

由电路设计要求得知,该放大器由 3 级组成,总电压放大倍数 $A_u = A_{u1} A_{u2} A_{u3}$ 。应根据放大器所要求的总放大倍数 A_u 合理分配各级的电压放大倍数 ($A_{u1} \sim A_{u3}$),同时还要注意考虑各级基本放大电路所能达到的放大倍数。因此,在分配和确定各级电压放大倍数时,应注意以下几点。

(1) 由输入信号 u_{id} 、最大不失真输出功率 P_{om} 和负载阻抗 R_L 求出总电压放大倍数(增益) A_u 。

(2) 为了提高信噪比 S/N ,前置放大电路的放大倍数可以适当取得大一些。一般来说,一级放大倍数可达几十倍。

(3) 为了使输出波形不致产生饱和和失真,输出信号的幅值应小于电源电压。

2. 确定电路方案

根据已分配确定的电压放大倍数和设计已知条件,分别确定前置级、有源滤波级与输出级的电路方案,并计算和选取各元件参数。

3. 组装电路并调试

在实验电路板上组装所设计的电路,检查无误后接通电源进行调试。在调试时要注意先进行基本单元电路的调试,再进行系统联调;也可以对基本单元采取边组装边调试的办法,最后系统联调。

4. 前置放大电路的调试

1) 静态调试

调零和消除自激振荡。

2) 动态调试

(1) 在两输入端加差模输入电压 u_{id} (输入正弦电压,幅值与频率自选),测量输出电压 u_{od1} ,观测与记录输出电压与输入电压的波形(幅值、相位关系),算出差模放大倍数 A_{ud1} 。

(2) 在两输入端加共模输入电压 u_{ic} (输入正弦电压,幅值与频率自选),测量输出电压 u_{oc1} ,算出共模放大倍数 A_{uc1} 。

(3) 算出共模抑制比 K_{CMR} 。

(4) 用逐点法测量幅频特性,并作出幅频特性曲线,求出上、下限截止频率。

(5) 测量差模输入电阻。

5. 有源带通滤波电路的调试

1) 静态调试

调零和消除自激振荡。

2) 动态调试(测试方法同上)

(1) 测量幅频特性,作出幅频特性曲线,求出带通滤波电路的带宽 BW_2 。

(2) 在通带范围内,输入端加差模输入电压(输入正弦信号,幅值与频率自选),测量输出电压,算出通带电压放大倍数(通带增益) A_{u2} 。

6. 功率放大电路的调试

1) 静态调试

集成功放(如 TDA200X)或用运算放大器驱动的功放电路,其静态调试均应在输入端对地短路的条件下进行。

(1) 图 5-42 所示电路静态调试。输入对地短路,观察输出有无振荡,如有振荡,采取消振措施以消除振荡。

(2) 图 5-43 所示电路静态调试。静态调试时调整参数,使 T_1 、 T_3 和 T_2 、 T_4 组成的 NPN 复合管和 PNP 复合管的特性尽量一致,即 $I_{C3} \approx I_{C4}$,此时有 $u_o \approx 0$ 。从减小交越失真的角度考虑, I_{C3} (I_{C4}) 应大一些,但静态电流增大会使效率 η 相应下降,一般取 $I_{C3} \approx I_{C4} = 5 \sim 10\text{mA}$ 为宜。

2) 功率参数测试

集成或分立元件电路的功率参数测试方法基本相同。测试中应注意在输出信号不失真的条件下进行,因此测试过程中必须用示波器监视输出信号。

(1) 测量最大输出功率 P_{om} 。输入 $f=1\text{kHz}$ 的正弦输入信号(u_{i3}),并逐渐增大输入电压幅值直至输出电压 u_o 的波形出现临界削波,测量此时 R_L 两端输出电压的最大值 U_{om} 或有效值 U_o ,则

$$P_{om} = \frac{U_{om}^2}{2R_L} \approx \frac{U_o^2}{2R_L} \quad (5-158)$$

(2) 测量电源供给的平均功率 P_V 。近似认为电源供给整个电路的功率即为 P_V (前级消耗功率不大), 所以, 在测试 U_{om} 的同时, 只要在供电回路串入一只直流电流表测出直流电源提供的平均电流 $I_{C(AV)}$, 即可求出 P_V 。

$$P_V = V_{CC} I_{C(AV)} \quad (5-159)$$

此平均电流 $I_{C(AV)}$ 也就是静态电源电流。

(3) 计算效率 η 。

$$\eta = \frac{P_{om}}{P_V} \quad (5-160)$$

(4) 计算电压增益 A_{u3} 。

$$A_{u3} = \frac{U_o}{U_{i3}} \quad (5-161)$$

7. 系统联调

经过以上对各级放大电路的局部调试之后, 可以逐步扩大到整个系统的联调。

(1) 令输入信号 $u_i = 0$ (前置级输入对地短接), 测量输出端的直流输出电压。

(2) 输入 $f = 1\text{kHz}$ 的正弦信号, 改变 u_i 幅值, 用示波器观察输出电压 u_o 。波形的变化情况, 记录输出电压最大不失真幅度所对应的输入电压的变化范围。

(3) 输入 u_i 为一定值的正弦信号 (在 u_o 不失真范围内取值), 改变输入信号的频率, 观察 u_o 幅值变化情况, 记录幅值下降到 $0.707U_{om}$ 之内的频率变化范围。

(4) 计算总电压放大倍数 $A_u = u_o / u_i$ 。

8. 试听

系统的联调与各项性能指标测试完毕之后, 可以模拟试听效果。去掉信号源, 改接微音器或收音机 (接收音机的耳机输出口即可), 用扬声器 (4Ω 喇叭) 代替 R_L , 从扬声器即可传出说话声或收音机播出的美妙音乐声。从试听效果看, 应该是音质清楚、无杂音、音量大, 电路运行稳定为最佳设计。

5.7.4 预习要求与思考题

(1) 复习差分放大电路、有源滤波电路和功率放大电路的工作原理, 熟悉静态与动态的调试方法。

(2) 根据设计任务与要求, 确定各级的电压放大倍数和电路方案, 并计算和选取外电路的元件参数。

(3) 计算放大电路的性能指标。

前置输入级: 差模电压增益 A_{ud1} 、共模电压增益 A_{uc1} 、输入电阻 R_i 。

有源滤波级: 通带电压增益 A_{u2} 、带宽 BW_2 。

功率放大级: 最大不失真输出功率 P_{om} 、电源提供的直流功率 P_V 、效率 η 。

(4) 根据测试内容, 自拟实验方法和调试步骤。

(5) 思考在有源二阶 HPF 实验中, 采用组件 LM741 (开环增益 $A_{uo} = 80\text{dB}$, 上限截止频率 $f_H = 7\text{Hz}$), 当闭环增益 $A_{uf} = 2$ 时所对应的频率。

5.7.5 实验报告要求

(1) 原理电路的设计。内容包括：方案比较,分别画出各方案原理图,说明其原理、优缺点和最后的方案;每级电压放大倍数的分配值和分配理由;每级主要性能指标的计算(抄录预习内容3的预习结果);每级主要参数的计算与元器件选择。

(2) 整理各项实验数据,并画出有源带通滤波器和前置输入级的幅频特性曲线,画出各级输入、输出电压的波形(标出幅值和相位关系),分析实验结果,得出结论。

(3) 将实验测量值分别与理论计算值进行比较,分析误差原因。

(4) 分析总体调试结果和试听结果,是否满足设计要求。

(5) 在整个调试和试听过程中所遇到的问题和解决方法。

(6) 总结收获和体会。

5.7.6 主要元器件

(1) 集成运算放大器: LM741 或 LM324, 3~4 片。

(2) 集成功放: TDA2003(另加散热器), 1 片。

(3) 4Ω 喇叭、麦克风: 1 只。

(4) 1/4W 金属膜电阻、可调电阻、电容,若干。

5.8 多路数据巡回检测与显示电路

自动化工业生产或大型设备(如激光器)经常需要对生产过程或运行状态的各种工作参数(如压力、温度、流量、电压、电流等)实时进行巡回检测、监视并报警,以确定系统的稳定性和可靠性。

5.8.1 任务与要求

设计并调试多路数据巡回检测、显示与报警电路,其原理框图如图 5-44 所示,图中 3 路模拟信号分别为温度(t)、直流电压(V_{DC})与交流正弦电压(u_{AC})。各路模拟参数的控制要求如下:正常工作温度 $t=(27\pm 3)^{\circ}\text{C}$,当 $t>30^{\circ}\text{C}$ 或 $t<24^{\circ}\text{C}$ 时报警(发光显示);正常直流电压 $V_{DC}=(1.5\sim 3.5)\text{V}$,当 $V_{DC}<1.5\text{V}$ 时,报警(发光显示);交流正弦电压 $u_{AC}=(1\sim 2)\text{V}$, $f=1\text{kHz}$,观测 D/A 转换后的电压波形;采样数据巡回显示。

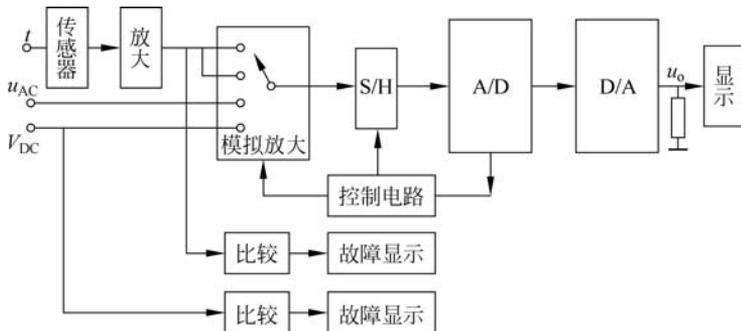


图 5-44 多路数据巡回检测、显示与报警电路原理框图

5.8.2 实验参考电路

多路数据巡回检测与显示电路的各个单元电路的设计参考如下。

1. A/D 转换

A/D 转换芯片种类繁多,按转换原理分类,主要有逐次比较式、双积分式、量化反馈式和并行式。现仅以逐次比较式单片集成芯片 ADC0801 系列为例进行介绍。

ADC0801~0805 型芯片为美国 National Semiconductor 公司的产品,是当前较流行的中速廉价型产品之一。由于它具有三态输出锁存器,可直接驱动数据总线,因而可直接与微处理器接口连接。此外,模拟输入采用差分输入方式,能最大限度抑制共模噪声。主要特性如下。

- (1) 分辨率: 8 位。
- (2) 转换时间: $100\mu\text{s}$ 。
- (3) 非线性误差: $\pm\frac{1}{4}\text{LSB}$ (0801), $\pm 1\text{LSB}$ (0804/0805)。
- (4) 片内有时钟产生器。
- (5) 电源电压: 单+5V 供电。
- (6) 模拟输入电压范围: $0\sim 5\text{V}$ 。
- (7) 模拟输入通道数: 单通道。
- (8) 低功耗: 典型电源电流为 1.5mA 。

ADC0801~0805 典型外部接线如图 5-45 所示。图中外接电阻、电容的典型应用参数为 $R = 10\text{k}\Omega$, $C = 150\text{pF}$, $f_{\text{CLK}} = 1/1.1RC = 610\text{kHz}$ 。

ADC0801~0805 提供两个信号输入端 $V_{\text{IN}}(+)$ 和 $V_{\text{IN}}(-)$ 。当输入信号为 $0\sim V_{\text{max}}$ 时, $V_{\text{IN}}(-)$ 接地, $V_{\text{IN}}(+)$ 接 V_{max} ; 当输入信号为 $V_{\text{min}}\sim V_{\text{max}}$ 时, $V_{\text{IN}}(-)$ 接 V_{min} , $V_{\text{IN}}(+)$ 接 V_{max} 。同时,还分别设置有模拟地和数字地的引入端。

转换器的零点无须调整,输入电压的范围可以通过调整 $V_{\text{REF}}/2$ 端的电压加以改变, $V_{\text{REF}}/2$ 端的电压值应为输入电压范围的 $1/2$ 。例如,输入电压范围为 $0.5\sim 3.5\text{V}$,在 $V_{\text{REF}}/2$ 端应接 1.5V 。当输入电压为 $0\sim 5\text{V}$ 时, $V_{\text{REF}}/2$ 端无须加任何电压(悬空即可),由内部供电电源分压得到。

$\overline{\text{CS}}$ 为片选端, $\overline{\text{WR}}$ 为控制芯片启动的输入端,当 $\overline{\text{CS}}$ 、 $\overline{\text{WR}}$ 同时有效时,便启动转换。 $\overline{\text{INTR}}$ 为转换结束信号输出端,输出跳转低电平表示本次转换已经完成,可作为中断或查询信号。如果将 $\overline{\text{CS}}$ 接地, $\overline{\text{WR}}$ 端与 $\overline{\text{INTR}}$ 端相连,则 ADC080X 就处于自动循环转换状态。 $\overline{\text{RD}}$ 为转换结果读出控制端,当 $\overline{\text{CS}}$ 和 $\overline{\text{RD}}$ 端同时有效时,输出数据锁存器 $\text{DB}_0\sim\text{DB}_7$ 提供 8 位并行二进制数码输出,同时使 $\overline{\text{INTR}}$ 复位。

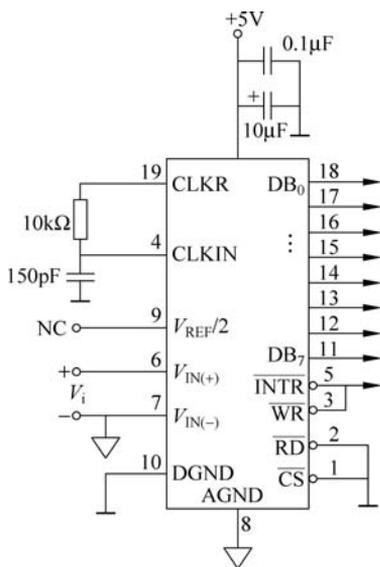


图 5-45 ADC0801~0805 外部接线

2. 信号提取与比较

如前所述,自动控制系统中,控制的对象是某些物理量。因此,首先要把这些物理量转换为便于处理的电信号或其他信号,而实现这个变换的部件称为传感器。通常所说的放大器的输入信号,从某种意义上讲,取决于传感器的质量。

传感器的种类很多,最常用的有光传感器、温度传感器和压力传感器等。下面以 AD590 为例着重介绍温度传感器的典型应用电路。

1) 集成电路温度传感器 AD590 电路简介

AD590 是电流型(即产生一个与绝对温度成正比的电流输出)集成温度传感器的代表产品,与传统的热电阻、热电偶、半导体 PN 结等温度传感器相比,它具有体积小、线性度好、稳定性好、输出信号大且规范化等优点。其电路原理与底视封装如图 5-46 所示。

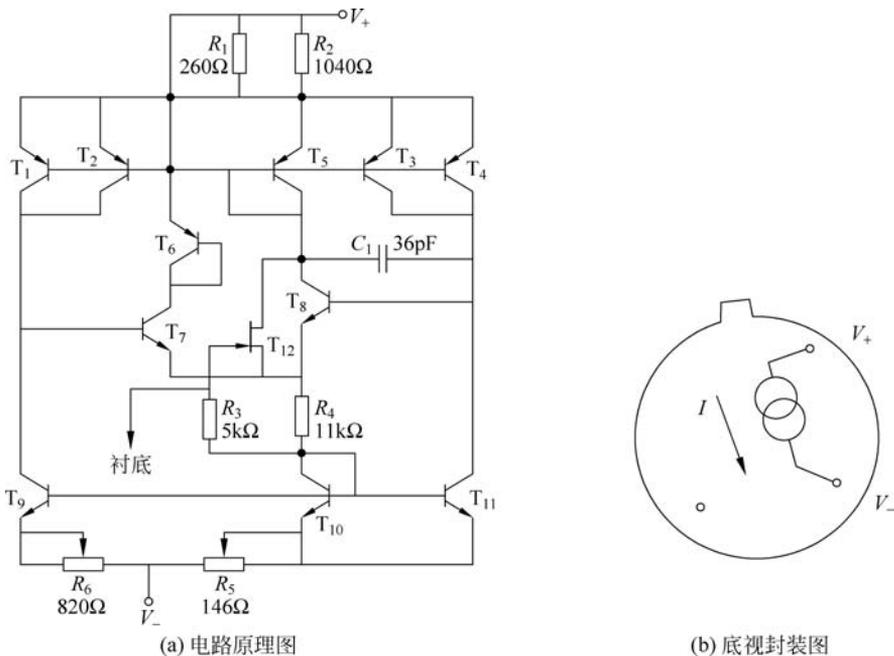


图 5-46 AD590 电路原理与底视封装

AD590 的主要电气参数如下。

- (1) 工作电压范围: 4~30V。
- (2) 测温范围: $-50\sim 150^{\circ}\text{C}$ 。
- (3) 温度系数: $1\mu\text{A}/\text{K}$ 。
- (4) 25°C 电流输出(298.20K): $298.2\mu\text{A}$ 。
- (5) 输出阻抗: 大于 $10\text{M}\Omega$ 。

由于 AD590 是一个温控的恒流源器件,因此使用时往往转换为电压信号,如图 5-47 所示。其中,图 5-47(a)所示为最简单的测温电路,它仅对某一温度进行调整,至于这一点选什么温度值好,视使用范围而定,若选在 25°C ,通过调节 R_p ,使 $(R+R_p)I=298.2\text{mV}$,则在此温度下的温度系数能满足 $1\mu\text{A}/\text{K}$ 的精确度要求。图 5-47(b)所示为温差测量电路,若 $T_1=T_2$, $I=0$,则 $u_T=0$;若 $V_+=V_-=5\text{V}$,则调节范围为 $\pm 1\mu\text{A}$ (相当于 $\pm 1^{\circ}\text{C}$),由于

$R_f = 10\text{k}\Omega$, 故电路输出 $u_T = (T_2 - T_1) \times 10\text{mV}/^\circ\text{C}$ 。这种电路通常把 T_1 视为参考温度, T_2 为监视的被测温度。

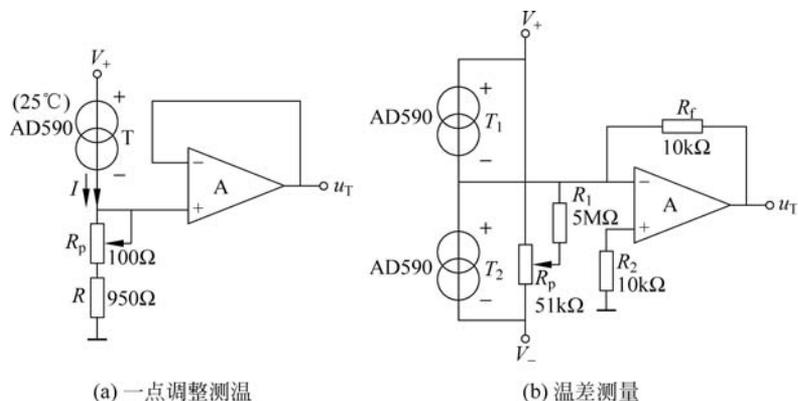


图 5-47 AD590 测温电路

2) 比较电路

经传感器转换后的电信号与某一给定值(基准电压 U_R)比较时,将产生一个开关信号,此信号送到执行机构即可报警(或发光显示)。

基本的热-电、光-电转换电路为桥式转换电路,与比较器 A 相连,构成热动(光动)开关,如图 5-48 所示。其中,图 5-48(a)所示为单运放比较器;图 5-48(b)所示为双运放构成的上下限比较器。例如,当 $u_i > U_{R1}$ 时, u_{o1} 为高电平;而 $u_i < U_{R2}$ 时, u_{o2} 为高电平。

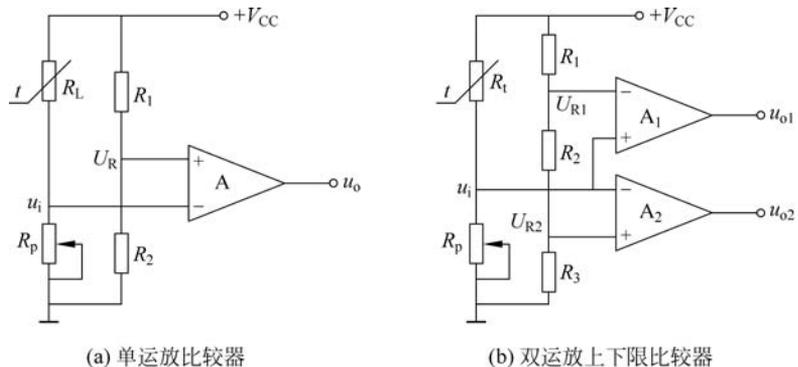


图 5-48 比较电路

3. 取样/保持(S/H)电路

在 A/D 转换前需要将模拟信号转换成能直接满足 A/D 转换要求的信号电平及输入方式,而为了减小动态数据的测量误差,对于快速变化的输入信号往往设置取样/保持(S/H)电路,以防止采样过程中的信号发生变化。因此,多路开关 S/H 电路是数据采集系统前向通道中的一个重要环节。

此外,转换电路中是否一定要使用取样/保持器,这完全取决于输入信号的频率。对于快速变化的信号,必须在 A/D 前加 S/H 电路;对于一般非快速变化的输入信号,可以不用 S/H 电路。有关这方面的详细讨论,在此不做介绍,请读者参阅其他文献。

目前取样/保持电路大多为集成芯片,最常用的有 LF198/298/398 和 AD582。图 5-49 所示为 LF398 的内部原理电路与引脚配置。如图 5-49 所示,当 8 端逻辑控制为高电平时,输出处于跟随状态,有 $u_o = u_i$; 当 8 端为低电平时,输出处于保持状态。保持电容 C_H 一般选用 $0.01 \sim 0.1 \mu\text{F}$ 的优质电容器(如聚四氟乙烯电容)。

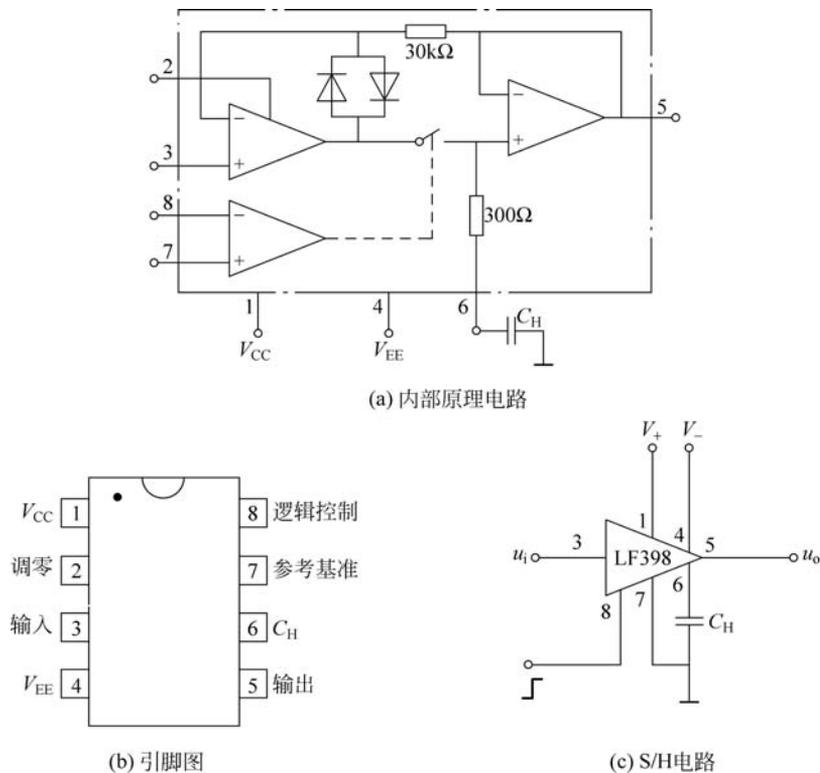


图 5-49 LF398 取样/保持器

5.8.3 实验内容与步骤

(1) 以图 5-47(a) 所示电路为参考电路(R 值另取), 测量 $t = 20 \sim 30^\circ\text{C}$ 时温度传感器 AD590 的温度-电压变化曲线, 确定 $t = (27 \pm 3)^\circ\text{C}$ 时所对应的电压值 u_T 。

(2) 根据步骤(1)所测电压值, 设计并调试温度变量的转换与比较电路, 并用发光二极管显示不正常温度。

(3) 设计并调试模拟信号为直流电压($V_{\text{DC}} = 1.5 \sim 3.5\text{V}$)时的比较电路, 当输入电压 $V_{\text{DC}} < 1.5\text{V}$ 时, 发光二极管显示欠压状态。

(4) 利用所提供的元器件设计并调试如图 5-44 所示数据采集与转换电路, 主要包括以下几部分。

- 多路模拟开关(如选用双 4 路模拟开关 CC4052 或 8 路模拟开关 CC4051)。
- 取样/保持电路(LF398)。
- A/D 转换(单通道 8 位 ADC0804)。
- D/A 转换(8 位 DAC0808)。

- 控制电路,作用是协调各部分电路的正常工作。例如,控制电路的时钟脉冲可使用 A/D 转换结束信号 $\overline{\text{INTR}}$,而控制电路的输出应作为开关电路的地址选择信号、S/H 的逻辑控制信号以及锁存器的输入信号等。

(5) 输出显示。用示波器观察并测量 D/A 转换后交流电压 u_{AC} 的输出波形,并与取样/保持前模拟输入电压值进行比较。

若有条件,也可以在 A/D 转换后利用通用阵列逻辑(Generic Array Logic,GAL)器件或其他显示器件,进行 7 段显示。

在调试中应注意以下几点。

(1) 系统的取样速度。数据采集系统中,取样速度由模拟信号带宽、数据通道数和取样频率(即每个周期的取样点数)决定。取样频率至少为输入信号最高有效频率的两倍,即每个信号周期内至少取样两次。实际使用时,为了保证数据采集的精度,一般每周期取样 7~10 次。

(2) 系统的同步。例如,S/H 与 A/D 相连时,必须保持同步。因此,可将 ADC0804 的 $\overline{\text{INTR}}$ 信号作为控制电路的时钟输入信号(如前所述),也可将 $\overline{\text{INTR}}$ 信号直接作为 S/H 的控制信号。具体如何连接,根据设计电路而定。

(3) 基准电压 U_R 。因为 A/D 转换的精度直接与基准源的质量有关。因此,应选择精确、稳定的电压作为基准电压 U_R 。严格来说,数字电路的电压源最好不要用作产生 U_R 的电源。另外, U_R 值应依据模拟输入信号的电压范围选定。当输入信号为 0~5V 时, U_R 端可以悬空。

5.8.4 预习要求与思考题

- (1) 复习比较器与 A/D、D/A 转换的工作原理。
- (2) 查阅资料,了解并熟悉上述各集成芯片的引脚功能及使用要求。
- (3) 根据设计任务与要求,设计如图 5-44 所示的总体原理电路。

5.8.5 实验报告要求

- (1) 原理电路的设计。内容包括:温度电压的变换电路、放大电路和比较电路;直流电压(V_{DC})的欠压比较电路;控制电路;A/D、D/A 转换电路等。
- (2) 画出总体原理电路图。
- (3) 整理实验数据,记录观察到的波形,分析转换误差。
- (4) 设计与调试过程中遇到的问题及解决方法。

5.8.6 主要元器件

- (1) LM339(或 LM324)、LF398、CC4051(或 CC4052),各 1 片。
- (2) AD590、ADC0804、DAC0808、74LS138、74LS74,各 1 片。
- (3) 电阻、电容、发光二极管,若干。