

第3章 分立元件基本应用电路及其分析

引言 前面所介绍的二极管、三极管和场效应管等,因其相对独立性而被称为分立元件。它们都是电子线路的重要组成元件。本章将从实际应用的角度,介绍有关电路的组成特点、分析方法和性能指标。

3.1 二极管基本应用电路

3.1.1 普通二极管基本电路的分析方法

1. 图解法

由二极管的伏安特性可见,二极管是一个非线性器件。因此,二极管电路是一个非线性电路,对于它的分析就比较麻烦。图解法是非线性电路通用的一种分析方法,以下举例介绍。

例 3.1.1 电路如图 3.1(a)所示,已知二极管的伏安特性如图 3.1(b)所示。求二极管和负载上的电压和电流。

解 由图 3.1(a)可知 $U_D = E - I_D(R_1 + R_L)$,与二极管特性曲线相交于 Q 点,如图 3.2 所示, Q 点所对应的横坐标和纵坐标即为二极管电压 U_{DQ} 和电流 I_{DQ} 。所以,负载上的电流为 I_{DQ} ,电压 $U_O = I_{DQ}R_L$ 。

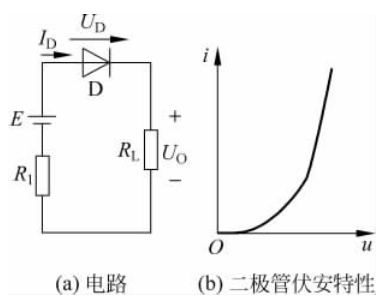


图 3.1 例 3.1.1 电路图

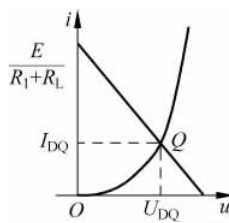


图 3.2 例 3.1.1 电路的图解法

2. 等效电路法

可以看到,图解法直观但不方便。考虑到半导体器件的参数存在着较大的离散性,通常采用一种近似的等效电路来分析。其基本思想是将非线性问题线性化处理,这当然会带来方法上的误差。为了兼顾分析的精度和方法的简洁,根据二极管的工作条件,一般可选择以下等效电路模型中的一种进行分析。

(1) 理想模型

图 3.3(a₁)中的实线表示理想二极管的伏安特性,虚线表示实际二极管的伏安特性。用实线近似代替虚线所建立的模型即理想模型,图 3.3(b₁)所示为它的代表符号。

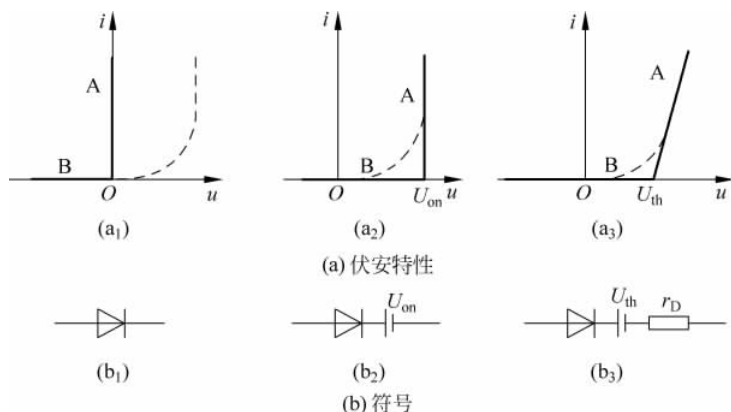


图 3.3 二极管理想模型、恒压降模型和折线模型

用理想模型分析电路的步骤如下:

首先,判断二极管的工作状态。一般可假设二极管截止(工作于 B 段),求出二极管两端的正向电压。若小于 0,则假设成立,否则导通(工作于 A 段)。

然后,利用等效模型分析电路。即二极管截止,等效于开路;二极管导通,等效于短路。注意,此法适宜于电源电压远比二极管正向管压降大的电路。

(2) 恒压降模型

将实际二极管的伏安特性用图 3.3(a₂)所示的实线来近似,所得到的模型即恒压降模型。图 3.3(b₂)所示为它的代表符号。

用恒压降模型分析电路的步骤如下:

首先,判断二极管的工作状态。一般可假设二极管截止(工作于 B 段),求出二极管两端的正向电压。若小于导通电压 U_{on} (典型值为 0.7V),则假设成立,否则导通(工作于 A 段)。

然后,利用等效模型分析电路。即二极管截止,等效于开路;二极管导通,等效于一个大小为 U_{on} 的恒压源。

注意,此法适宜于二极管正向导通电流较大(一般不低于 1mA)的电路。

(3) 折线模型

将实际二极管的伏安特性用图 3.3(a₃)所示的实线来近似,所得到的模型即折线模型。图 3.3(b₃)所示为它的代表符号。

用折线模型分析电路的步骤如下:

首先,判断二极管的工作状态。一般可假设二极管截止(工作于 B 段),求出二极管两端的正向电压。若小于门槛电压 U_{th} (典型值为 0.5V),则假设成立,否则导通(工作于 A 段)。

然后,利用等效模型分析电路。即二极管截止,等效于开路;二极管导通,等效于一个大小为 U_{th} 的恒压源串联一个电阻 r_D (典型值为 200Ω), r_D 的大小决定了折线 A 段的斜率。

注意,此法适宜于二极管正向导通电流较小的电路。

(4) 低频小信号模型

二极管在直流电源和低频小信号共同作用下,如图 3.4 所示,可以先考虑直流电源的作用,确定二极管的静态工作点 Q ,然后考虑低频小信号的作用。前者可以按照前面介绍的方法分析,后者可以近似等效为一个动态电阻 r_d ,即利用低频小信号模型分析。动态电阻 r_d 的倒数实际上就是二极管特性曲线以 Q 点为切点的切线的斜率,即

$$\begin{aligned}\frac{1}{r_d} &= \frac{di_D}{du_D} = \frac{d}{du_D} [I_S(e^{u_D/U_T} - 1)] \\ &= \frac{I_S}{U_T} e^{u_D/U_T} \approx \frac{i_D}{U_T} = \frac{I_D}{U_T} \quad (\text{在 } Q \text{ 点上})\end{aligned}$$

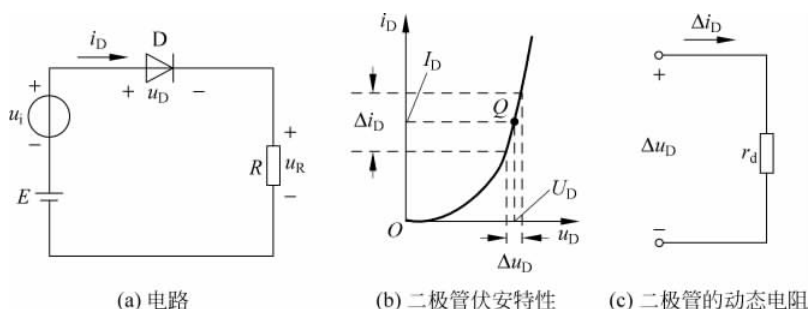


图 3.4 二极管在低频小信号作用下的等效电阻

由此可得

$$r_d = \frac{U_T}{I_D} \quad (T = 300\text{K 时}, U_T = 26\text{mV}) \quad (3.1)$$

例 3.1.2 电路如图 3.5 所示,试分别用理想模型、恒压降模型和折线模型求输出电压 U_O 。

解 (1) 理想模型

假设 D 截止,则 D 两端的电压为

$$U_D = E_1 - \frac{R_L}{R_2 + R_L} E_2$$

当 $U_D < 0$ 时,假设成立, D 等效于开路。此时,输出电压为

$$U_O = \frac{R_L}{R_2 + R_L} E_2$$

当 $U_D \geq 0$ 时,假设不成立, D 等效于短路。此时,输出电压为

$$U_O = \frac{R_2 \parallel R_L}{R_1 + R_2 \parallel R_L} E_1 + \frac{R_1 \parallel R_L}{R_2 + R_1 \parallel R_L} E_2$$

(2) 恒压降模型

假设 D 截止,则 D 两端的电压为

$$U_D = E_1 - \frac{R_L}{R_2 + R_L} E_2$$

当 $U_D < U_{on}$ 时,假设成立, D 等效于开路。此时,输出电压为

$$U_O = \frac{R_L}{R_2 + R_L} E_2$$

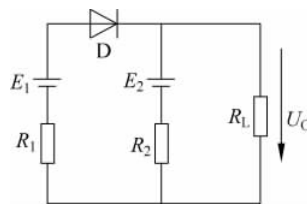


图 3.5 例 3.1.2 电路

当 $U_D \geq U_{on}$ 时, 假设不成立, D 等效于一个大小为 U_{on} 的恒压源。此时, 输出电压为

$$U_O = \frac{R_2 // R_L}{R_1 + R_2 // R_L} (E_1 - U_{on}) + \frac{R_1 // R_L}{R_2 + R_1 // R_L} E_2$$

(3) 折线模型

假设 D 截止, 则 D 两端的电压为

$$U_D = E_1 - \frac{R_L}{R_2 + R_L} E_2$$

当 $U_D < U_{th}$ 时, 假设成立, D 等效于开路。此时, 输出电压为

$$U_O = \frac{R_L}{R_2 + R_L} E_2$$

当 $U_D \geq U_{th}$ 时, 假设不成立, D 等效于一个大小为 U_{th} 的恒压源串联一个电阻 r_D 。此时, 输出电压为

$$U_O = \frac{R_2 // R_L}{R_1 + r_D + R_2 // R_L} (E_1 - U_{th}) + \frac{(R_1 + r_D) // R_L}{R_2 + (R_1 + r_D) // R_L} E_2$$

例 3.1.3 电路如图 3.6 所示, 已知二极管导通电压 $U_{on} = 0.6V$, $U_T = 26mV$ 。若 u_i 是有效值为 $20mV$, 频率为 $1kHz$ 的正弦信号, 电容在正弦信号作用下的容抗忽略不计, 则输入的交流电流有效值 I_i 为多少?

解 (1) 首先求出二极管的动态电阻。在交流信号为零时, 二极管的直流电流为

$$I_D = \frac{E - U_{on}}{R} = \frac{2 - 0.6}{500} A = 0.0028 A = 2.8 mA$$

所以, 由式 (3.1) 可知二极管的动态电阻为

$$r_d \approx \frac{U_T}{I_D} = \frac{26}{2.8} \Omega \approx 9.3 \Omega$$

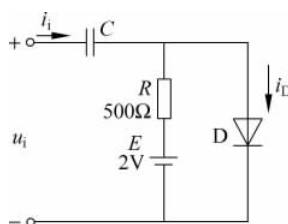


图 3.6 例 3.1.3 电路

(2) 输入的交流电流等于电阻和二极管电流之和, 计算时应将 $2V$ 电源看成短路, 即

$$I_i = \frac{U_i}{R} + \frac{U_i}{r_d} \approx \frac{20}{500} mA + \frac{20}{9.3} mA \approx 2.2 mA$$

3.1.2 普通二极管基本应用电路

1. 整流电路

将交流电压转换成直流电压, 称为整流。利用二极管的单向导电性实现整流目的的电路称为整流电路。通常, 在分析整流电路时采用理想模型。

图 3.7(a) 所示为半波整流电路, 设输入电压 $u_i = U_m \sin \omega t$ 。当 $u_i > 0$ 时, D 导通, $u_o = U_m \sin \omega t$; 当 $u_i < 0$ 时, D 截止, $u_o = 0$ 。因此, 输入、输出电压波形如图 3.7(b) 所示, 输出为脉动的直流电压。

图 3.8(a) 所示为全波整流电路, 输入电压为 $220V/50Hz$ 交流电, 经变压器得到两个合适的交流电压 u_2 。当 $u_2 > 0$, 即 A 为“+”、C 为“-”时, D_1 导通, D_2 截止, 电流从 A 点经 D_1 、 R_L 至 B 点, u_o 等于上面的 u_2 ; 当 $u_2 < 0$, 即 A 为“-”、C 为“+”时, D_1 截止, D_2 导通, 电流从 C 点经 D_2 、 R_L 至 B 点, u_o 等于下面的 u_2 。因此, 输入、输出电压波形如图 3.8(b) 所示, R_L 中的电流方向不变, 输出为脉动的直流电压。

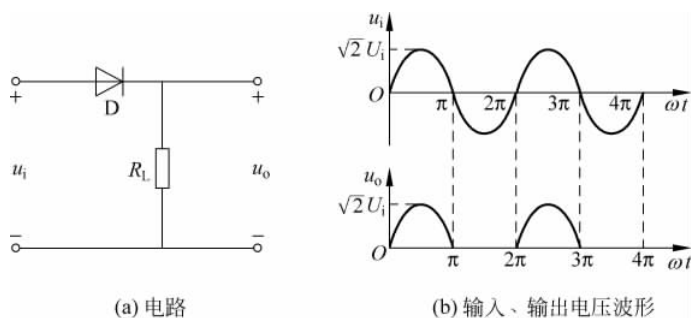


图 3.7 半波整流电路

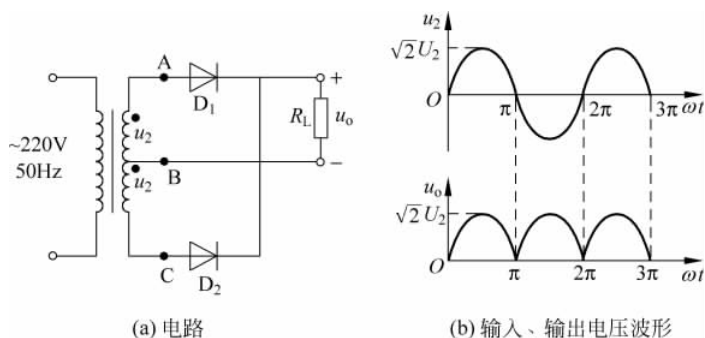


图 3.8 全波整流电路

2. 开关电路

图 3.9(a)所示为开关电路中的与门,其输出与输入的逻辑关系是:只有输入均为高电平时,输出才为高电平,其余情况下输出均为低电平。分析这类电路时,通常用恒压降模型(一般取二极管导通电压 0.7V)。

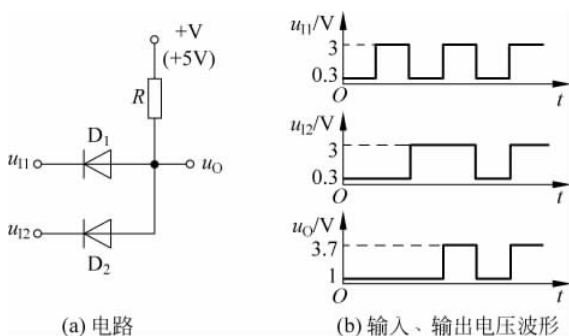


图 3.9 与门

设图 3.9(a)所示电路中的输入高电平 $U_{\text{IH}} = 3\text{V}$, 输入低电平 $U_{\text{IL}} = 0.3\text{V}$ 。当输入电压波形如图 3.9(b)中的 u_{i1} 和 u_{i2} 所示时, 输出电压波形如图 3.9(b)中的 u_o 所示。两个输入经组合共有 4 种情况, 输出与输入的对应关系及二极管的工作状态如表 3.1 所示。

表 3.1 与门输入与输出的关系

u_{11}/V	u_{12}/V	u_O/V	D_1	D_2
0.3	0.3	1	导通	导通
0.3	3	1	导通	截止
3	0.3	1	截止	导通
3	3	3.7	导通	导通

在二极管应用电路中,当二极管一端的电位确定时,另一端的电位也基本确定,称之为二极管的箝位作用。

3. 低电压稳压电路

稳压电源是电子电路中常见的电源,通常由稳压电路实现。稳压电路的作用就是使得输出电压在输入电压和负载一定的变化范围内基本保持不变。图 3.10(a)所示为低电压稳压电路,它是利用二极管的正向特性得到的。

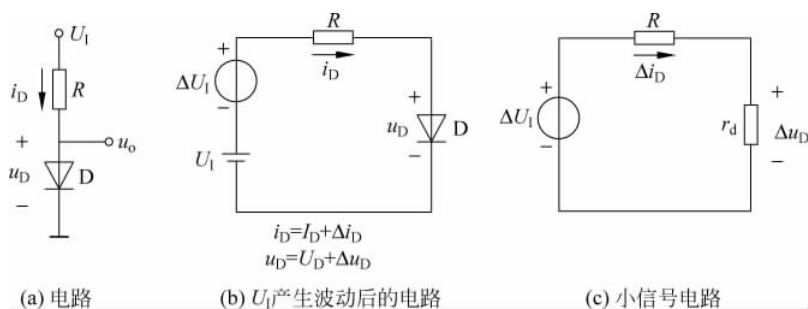


图 3.10 低电压稳压电路

由于某种原因(如电网电压的波动),直流电源电压 U_1 产生波动,即 U_1 变成了 $U_1 + \Delta U_1$ 。可见, ΔU_1 相当于一个随机变化的小电源,与 U_1 串联共同作用于电路。因此,图 3.10(a)所示的低电压稳压电路的分析可用小信号模型。

例 3.1.4 图 3.10(a)所示电路中,直流电源电压 U_1 的正常值为 $10V$, $R=10k\Omega$,若 U_1 变化 $\pm 1V$,问相应的硅二极管电压(输出电压)的变动如何?

解 (1) 当 U_1 的正常值为 $10V$ 时,利用二极管恒压降模型,可得二极管 Q 点上的电流为

$$I_D = \frac{U_1 - U_D}{R} = \frac{10 - 0.7}{10} \text{mA} = 0.93 \text{mA}$$

有如此大的导通电流,用恒压降模型分析二极管的静态工作点是合适的。

(2) 设 U_T 为 26mV ,则二极管在此 Q 点上的微变电阻为

$$r_d = \frac{U_T}{I_D} = \frac{26}{0.93} \Omega \approx 28 \Omega$$

(3) 按题意, U_1 有 $\pm 1V$ 的波动,相应地,二极管上的波动电压,即输出电压的变动为

$$\Delta u_D = \pm 1V \times \frac{r_d}{r_d + R} = \pm 1V \times \frac{28}{28 + 10 \times 10^3} = \pm 2.79 \text{mV}$$

例 3.1.4 表明,电源的相对变化为 $\pm \frac{1}{10} \times 100\%$ 时,输出电压的相对变化只有

$\pm \frac{2.79 \times 10^{-3}}{0.7} \times 100\%$ 。可见,利用二极管正向压降基本恒定的特点,可以构成低电压稳压电路。若将 3 只二极管串联起来,可等效于 1 只约 2V 的稳压管。由于低电压稳压管的稳压性能不够理想,所以在 3~4V 以下,采用多只二极管串联可以获得较好的稳压特性。

另外,在实际电路中,二极管还常常用于保护、限幅、电位偏移和温度补偿等,对此后面章节将有描述。

3.1.3 特殊二极管在电路中的应用

1. 稳压管稳压电路

图 3.11 所示为稳压管稳压电路,由限流电阻 R 和稳压管 D_Z 组成,其输入为变化的直流电压 U_1 ,输出为稳压管的稳定电压 U_Z 。

例 3.1.5 图 3.11 所示电路中,已知输入电压 $U_1 = 10 \sim 12\text{V}$,稳压管的稳定电压 $U_Z = 6\text{V}$,低限稳定电流 $I_{ZL} = 5\text{mA}$,高限稳定电流 $I_{ZH} = 25\text{mA}$,负载电阻 $R_L = 600\Omega$ 。求限流电阻 R 的取值范围。

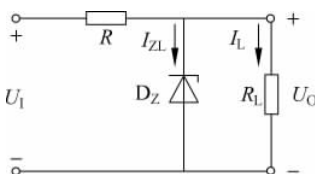


图 3.11 稳压管稳压电路

解 由图 3.11 所示电路可知, $I_Z = I_R - I_L$ 。其中,
 $I_L = U_Z / R_L = (6/600)\text{A} = 10\text{mA}$ 。由于 $U_1 = 10 \sim 12\text{V}$, $U_Z = 6\text{V}$, 所以 $U_R = 4 \sim 6\text{V}$, I_R 也将随之变化。当 $U_1 = U_{1\min} = 10\text{V}$ 时, U_R 最小, I_R 最小, I_Z 也最小, 这时 R 的取值应保证 $I_{Z\min} > I_{ZL}$, 即 $I_{Z\min} = I_{R\min} - I_L > I_{ZL}$, 故

$$\frac{U_{1\min} - U_Z}{R} - I_L > I_{ZL} \quad (3.2)$$

代入数据后得

$$\frac{10\text{V} - 6\text{V}}{R} - 1 \times 10^{-3}\text{A} > 5 \times 10^{-3}\text{A}$$

可得 $R < 267\Omega$ 。

同理, 当 $U_1 = U_{1\max} = 12\text{V}$ 时, U_R 最大, I_R 最大, I_Z 也最大, 这时 R 的取值应保证 $I_{Z\max} < I_{ZH}$, 即 $I_{Z\max} = I_{R\max} - I_L < I_{ZH}$, 故

$$\frac{U_{1\max} - U_Z}{R} - I_L < I_{ZH} \quad (3.3)$$

代入数据后得

$$\frac{12\text{V} - 6\text{V}}{R} - 10 \times 10^{-3}\text{A} < 25 \times 10^{-3}\text{A}$$

可得 $R > 171\Omega$ 。

由以上分析可知, 限流电阻的取值范围为 $171 \sim 267\Omega$ 。

2. 稳压管限幅电路

在电压比较器中, 为了满足不同负载对电压幅值的要求, 常利用稳压管组成限幅电路。图 3.12 所示为几种常见的设有稳压管限幅电路的电压比较器及其传输特性。图中各稳压管的稳定电压均小于集成运放输出电压的最大幅值 U_{OM} , R 为稳压管的限流电阻。

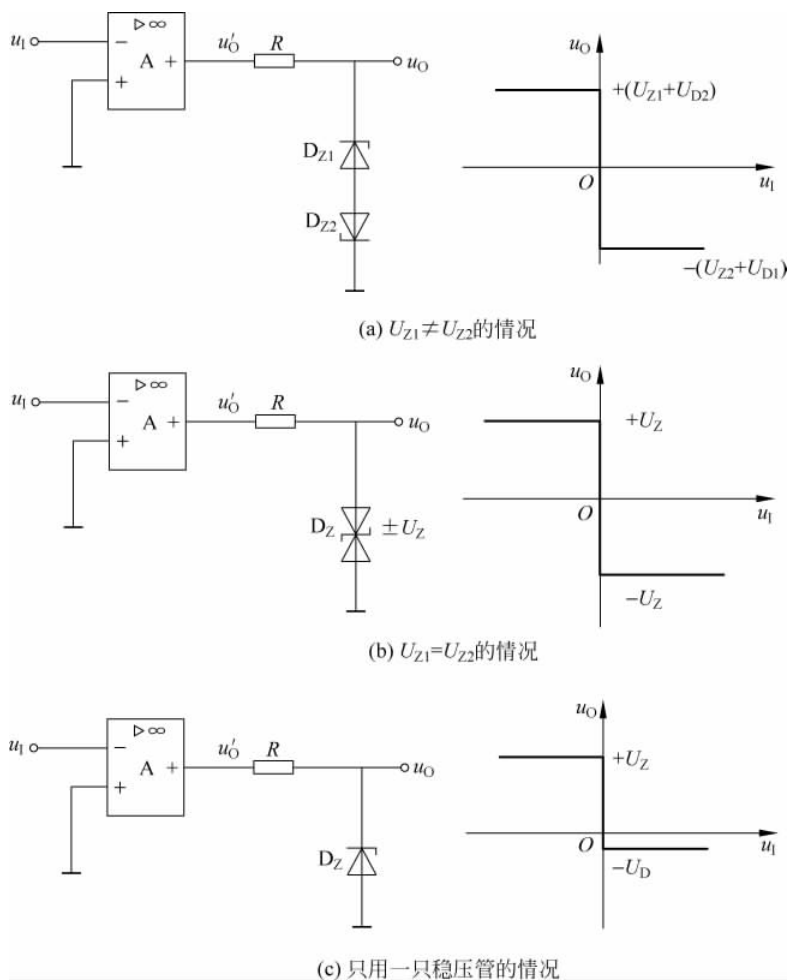


图 3.12 具有稳压管限幅的电压比较器及其传输特性

在图 3.12(a) 所示电路中, 稳压管 D_{Z1} 的稳定电压为 U_{Z1} , 正向导通电压为 U_{D1} ; 稳压管 D_{Z2} 的稳定电压为 U_{Z2} , 正向导通电压为 U_{D2} 。若 $u_I < 0$, 则集成运放的输出电压为 $+U_{OM}$, 使 D_{Z1} 工作在稳压状态, 且 D_{Z2} 正向导通, 因而输出电压 $u_O = +(U_{Z1} + U_{D2})$; 若 $u_I > 0$, 则集成运放的输出电压为 $-U_{OM}$, 使 D_{Z1} 正向导通, 且 D_{Z2} 工作在稳压状态, 因而输出电压 $u_O = -(U_{D1} + U_{Z2})$ 。

在图 3.12(b) 所示电路中采用了双向稳压管, 其稳定电压为 $\pm U_Z$, 电路等同于图 3.12(a) 所示电路中 $U_{Z1} = U_{Z2}$ 的情况。

在图 3.12(c) 所示电路中, 稳压管 D_Z 的稳定电压为 U_Z , 正向导通电压为 U_D 。若 $u_I < 0$, 则集成运放的输出电压为 $+U_{OM}$, 使 D_Z 工作在稳压状态, 因而输出电压 $u_O = +U_Z$; 若 $u_I > 0$, 则集成运放的输出电压为 $-U_{OM}$, 使 D_Z 正向导通, 因而输出电压 $u_O = -U_D$ 。

例 3.1.6 图 3.13(a) 所示为窗口比较器电路。它由两个集成运放 A_1 和 A_2 组成, 输入电压分别接到 A_1 的同相输入端和 A_2 的反向输入端。两个参考电压 U_{RH} 和 U_{RL} 分别接到 A_1 的反相输入端和 A_2 的同相输入端, 其中 $U_{RH} > U_{RL}$ 。设稳压管 D_Z 的稳压电压为

U_Z , 试分析电路的传输特性。

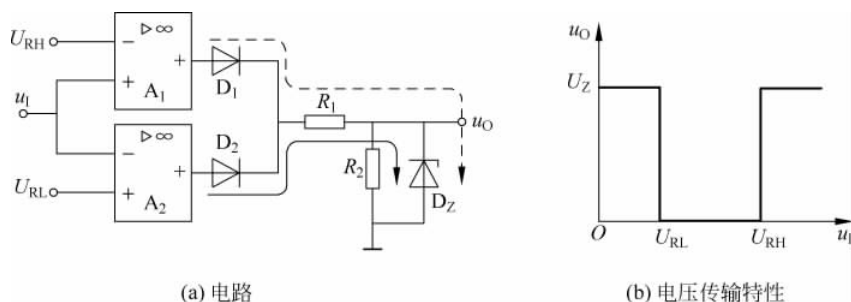


图 3.13 窗口比较器

解 当 u_i 低于 U_{RL} 时, 必然更低于 U_{RH} , 因而 A_1 输出低电平, D_1 截止; A_2 输出高电平, D_2 导通, 电流如图 3.13(a) 中实线所示, $u_O = +U_Z$ 。

当 u_i 高于 U_{RH} 时, 必然更高于 U_{RL} , 因而 A_2 输出低电平, D_2 截止; A_1 输出高电平, D_1 导通, 电流如图 3.13(a) 中虚线所示, $u_O = +U_Z$ 。

当 u_i 高于 U_{RL} 且低于 U_{RH} 时, A_1 、 A_2 均输出低电平, D_1 、 D_2 均截止, 因而 $u_O = 0$ 。

由此可得到电压传输特性如图 3.13(b) 所示, 其形状如窗口。

3. 发光二极管基本应用电路

发光二极管包括可见光、不可见光、激光等不同类型, 这里只对可见光二极管作一简单介绍。发光二极管的发光颜色决定于所用材料, 目前有红、绿、黄、橙等色, 可以制成各种形状, 如长方形、圆形等。

发光二极管也具有单向导电性。只有当外加的正向电压使得正向电流足够大时, 发光二极管才发光, 它的开启电压比普通二极管的大, 红色的在 $1.6 \sim 1.8V$ 之间, 绿色的约 $2V$ 。正向电流越大, 发光越强。使用发光二极管时, 应特别注意不要超过最大功耗、最大正向电流和反向击穿电压等极限参数。发光二极管因其驱动电压低、功耗小、寿命长和可靠性高等优点广泛用于显示电路中。

例 3.1.7 电路如图 3.14 所示, 已知发光二极管的导通电压 $U_D = 1.6V$, 正向电流大于 $5mA$ 才能发光, 小于 $20mA$ 才不至于损坏。试问:

(1) 开关处于何种位置时, 发光二极管可能发光?

(2) 为使发光二极管正常发光, 电路中 R 的取值范围为多少?

解 (1) 当开关断开时, 发光二极管可能发光。因为开关断开时, 发光二极管两端可能有合适的电压; 而开关闭合时, 发光二极管两端的电压为零。

(2) 因为 $I_{Dmin} = 5mA$, $I_{Dmax} = 20mA$, 所以

$$R_{max} = \frac{E - U_D}{I_{Dmin}} = \frac{6 - 1.6}{5} k\Omega = 0.88 k\Omega$$

$$R_{min} = \frac{E - U_D}{I_{Dmax}} = \frac{6 - 1.6}{20} k\Omega = 0.22 k\Omega$$

R 的取值范围为 $220 \sim 880 \Omega$ 。

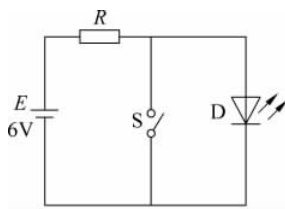


图 3.14 发光二极管基本应用电路

3.1.4 二极管应用实例

1. 二极管稳压电路

二极管稳压电路主要用于一些局部的直流电压供给电路中,由于电路简单,成本低,所以应用比较广泛。二极管稳压电路中主要利用二极管的管压降基本不变特性。对硅二极管而言管压降是 0.6V 左右,对锗二极管是 0.2V 左右。图 3.15 是由 3 只硅二极管构成的直流稳压电路。电路中的 D_1 、 D_2 和 D_3 是普通二极管,它们串联起来后构成一个直流电压稳压电路。根据二极管的恒压降特性,可以很方便地分析由普通二极管构成的直流稳压电路工作原理。3 只二极管导通之后,每只二极管的管压降是 0.6V ,那么 3 只串联之后的直流电压降是: $V_A = 0.6\text{V} \times 3 = 1.8\text{V}$,用于对三极管提供较稳定的基极偏置电压。

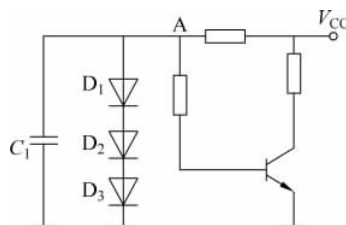


图 3.15 二极管直流稳压电路

2. 二极管温度补偿电路

二极管导通后的压降基本不变,但不是不变,PN 结两端的压降随温度升高而略有下降,温度愈高其下降的量愈多,当然二极管的 PN 结两端电压下降量的绝对值对于 0.6V 而言相当小,利用这一特性可以构成温度补偿电路。如图 3.16 所示是利用二极管温度特性构成的温度补偿电路。

由于三极管在温度升高时,集电极电流会增加。当在三极管基极偏置中增加二极管后,由于二极管的管压降随温度升高而降低,所以会使得三极管的 U_{BE} 下降,从而使三极管的集电极电流下降,达到温度补偿的作用。

3. 二极管控制电路

二极管导通之后,它的正向电阻大小随电流大小变化而有微小改变,正向电流愈大,正向电阻愈小;反之则大。利用二极管正向电流与正向电阻之间的特性,可以构成一些自动控制电路。如图 3.17 所示是一种由二极管构成的自动电平控制电路(ALC),它在录音电路中经常应用。

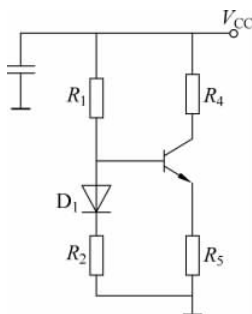


图 3.16 二极管温度补偿电路

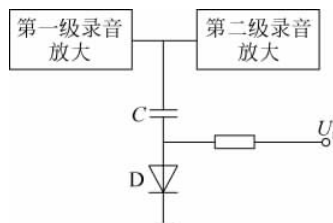


图 3.17 录音机自动电平控制电路

由图可知,当 U_i 的信号与输出信号成正比时,信号越大, U_i 越大,则二极管电流越大,等效电阻越小,电容 C 对信号的旁路作用越强。从而达到对输出电平的控制作用。

4. 二极管限幅电路

二极管最基本的工作状态是导通和截止两种,利用这一特性可以构成限幅电路。所谓限幅电路就是限制电路中某一点的信号幅度大小,让信号幅度大到一定程度时不让信号的幅度再增大,当信号的幅度没有达到限制的幅度时,限幅电路不工作,具有这种功能的电路称为限幅电路,利用二极管来完成这一功能的电路称为二极管限幅电路。如图 3.18 所示是二极管限幅电路。在电路中,IC1 是集成电路(一种常用元器件), T_1 和 T_2 是三极管(一种常用元器件), R_1 和 R_2 是电阻器, $D_1 \sim D_6$ 是二极管。

5. 二极管开关电路

二极管构成的电子开关电路形式多种多样,如图 3.19 所示是一种常见的二极管开关电路。

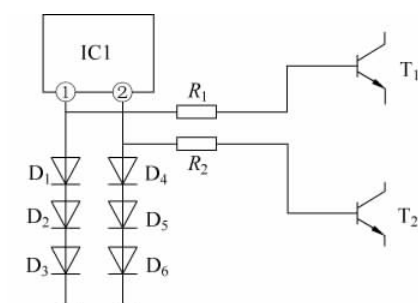


图 3.18 二极管限幅电路

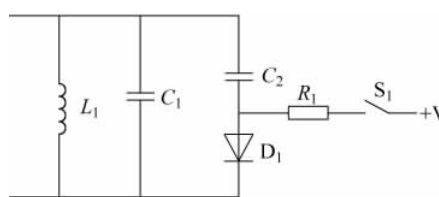


图 3.19 二极管开关电路

6. 继电器驱动电路中二极管保护电路

继电器内部具有线圈的结构,所以它在断电时会产生电压很大的反向电动势,会击穿继电器的驱动三极管,为此要在继电器驱动电路中设置二极管保护电路,以保护继电器驱动管。

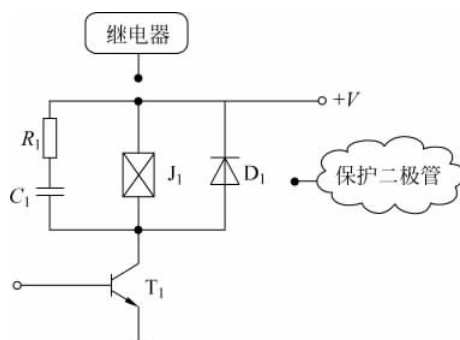


图 3.20 二极管保护电路

3.2 基本电压放大电路

电压放大电路的用途是极其广泛的。在电子系统中,往往传感器得到的电信号都是很微弱的,要驱动负载,首先必须进行电压放大。

3.2.1 三极管电压放大电路及其分析

三极管放大电路都是利用三极管的电流控制作用来实现信号放大的。因此,三极管电压放大电路的组成原则,首先是三极管必须具有电流控制作用,或者说必须有合适的工作状态,其次要考虑电压放大能力、与信号源和负载的连接、温度稳定性、失真和频率特性等问题。

1. 共发射极电路

固定偏流电路是一种最简单的共发射极电路,如图 3.21 所示, C_1 和 C_2 分别将信号源与放大电路、放大电路与负载连接起来,称之为耦合电容。耦合电容的容量足够大时,对一定频率的交流信号而言,其容抗可忽略,即可视为短路,信号就可以几乎无损失地进行传递。耦合电容对于直流来讲相当于开路,可以隔离信号源与放大电路、放大电路与负载之间的直流量。所以,可将 C_1 和 C_2 的作用概括为“隔直通交”。至于电路中其他元件的作用,可以在以下对电路的分析后自然得出。这种电路的特点是信号源将信号从三极管基极送入、负载将信号从三极管集电极取走,发射极为输入和输出的公共端,所以称其为共发射极电路。与二极管一样,对该电路的分析主要有两种方法,即图解法和等效电路法,以下分别介绍。

(1) 图解法

① 静态分析

静态分析的目的是为了确定三极管在电路中的工作状态,判断其能否在电路中起电流控制作用。

静态分析的步骤如下:

第一步,画出直流通路。即将信号源除去,电容看作开路,如图 3.22 所示。

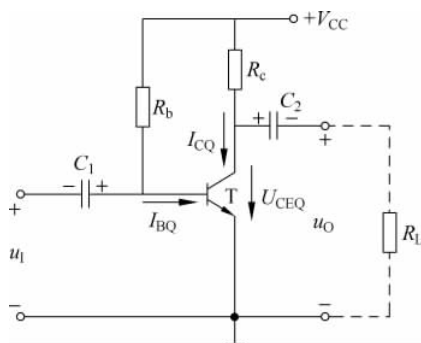


图 3.21 固定偏流电路

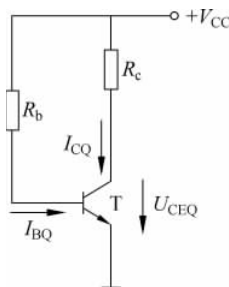


图 3.22 固定偏流电路直流通路

第二步,如图 3.23(a)所示,在三极管输入特性坐标系中画出电路输入回路方程

$$i_B = \frac{V_{CC} - u_{BE}}{R_b} \quad (3.4)$$

所对应的直线。该直线与三极管输入特性曲线的交点就是静态工作点 $Q(U_{BEQ}, I_{BQ})$ 。

第三步,如图 3.23(b)所示,在三极管输出特性坐标系中画出电路输出回路方程

$$u_{CE} = V_{CC} - i_C R_c \quad (3.5)$$

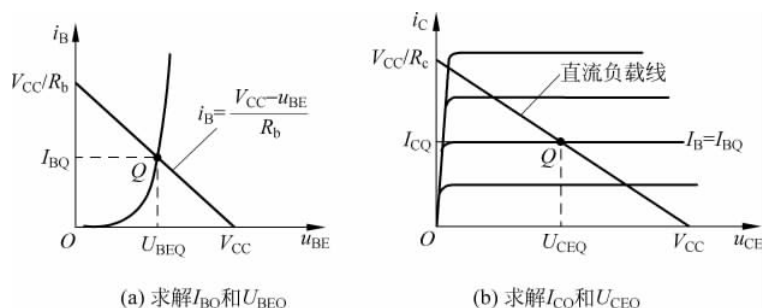


图 3.23 固定偏流电路的静态分析

所对应的直线(又称直流负载线)。直流负载线与三极管输入特性曲线中 I_B 等于 I_{BQ} 的交点就是静态工作点 $Q(U_{CEQ}, I_{CQ})$ 。

② 动态分析

动态分析的目的是为了确定电路的放大能力和工作范围等动态指标。

如图 3.24 所示,电压放大倍数的求解步骤如下:

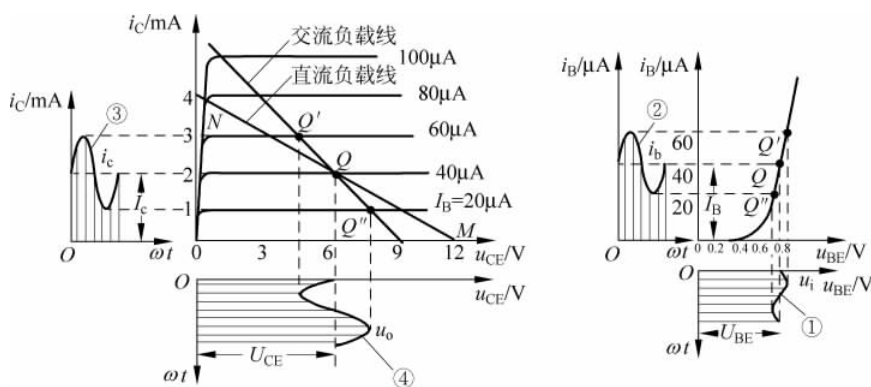


图 3.24 固定偏流电路的图解法动态分析

第一步,由给定输入电压 u_i (即基极与发射极间的动态电压 u_{be}),在输入特性上求得基极动态电流 i_b 。

第二步,画出交流通路,作出交流负载线。交流通路如图 3.25 所示,即将直流电源除去,电容看作短路。然后,由交流通路得到输出电压和输出电流的关系 $u_{ce} = -(R_c // R_L) i_c$,交流负载线的斜率为 i_c / u_{ce} ,即 $-1 / (R_c // R_L)$ 。又因为输入信号为零时,三极管必然工作于 Q 点上,即交流负载线一定通过 Q 点,从而交流负载线可由点斜式得到。

第三步,由在输出特性上求得的集电极动态电流 i_c 和集电极与发射极间的动态电压 u_{ce} ,可得到输出电压 u_o 。

第四步, u_o 与 u_i 之比即为电压放大倍数 A_u 。

注意,动态分析依赖于静态分析,即

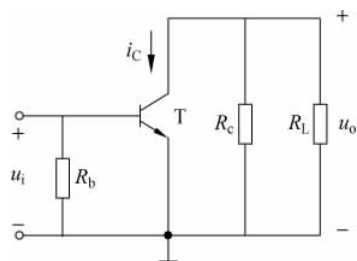


图 3.25 固定偏流电路的交流通路

$$u_{BE} = U_{BEQ} + u_{be} \quad (3.6)$$

$$i_B = I_{BQ} + i_b \quad (3.7)$$

$$u_{CE} = U_{CEQ} + u_{ce} \quad (3.8)$$

$$i_C = I_{CQ} + i_c \quad (3.9)$$

另外,应该看到,交流负载线比直流负载线更陡;负载越大(R_L 值越小),交流负载线越陡;当空载($R_L = \infty$)时,交流负载线与直流负载线重合。还应该看到, u_o 与 u_i 的相位相反; u_o 的大小与集电极电阻和负载的大小有关。

下面介绍非线性失真分析及工作范围的确定。

不难从图 3.24 演变得到,假设输入电压为正弦波,若 Q 点过低,基极电流将因三极管在信号负半周峰值附近截止而产生失真,如图 3.26(a)所示,因而集电极电流和集电极与发射极间的电压必然随之失真,如图 3.26(b)所示。这种因三极管截止而产生的失真叫做截止失真。由 NPN 型管组成的基本共射放大电路产生截止失真时,输出电压顶部失真。

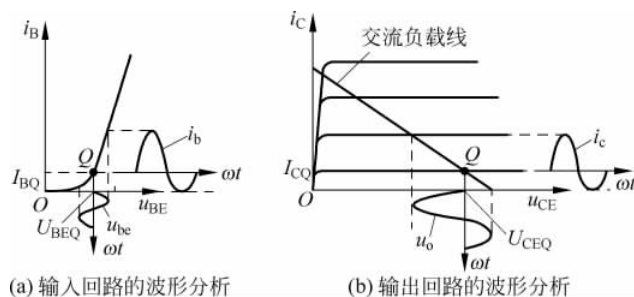


图 3.26 截止失真分析

反之,若 Q 点过高,虽然基极电流不会产生失真,如图 3.27(a)所示,但集电极电流将因三极管在信号正半周峰值附近饱和而产生失真,集电极与发射极间的电压将随之失真,如图 3.27(b)所示。这种因三极管饱和而产生的失真叫做饱和失真。由 NPN 型管组成的基本共射放大电路产生饱和失真时,输出电压底部失真。

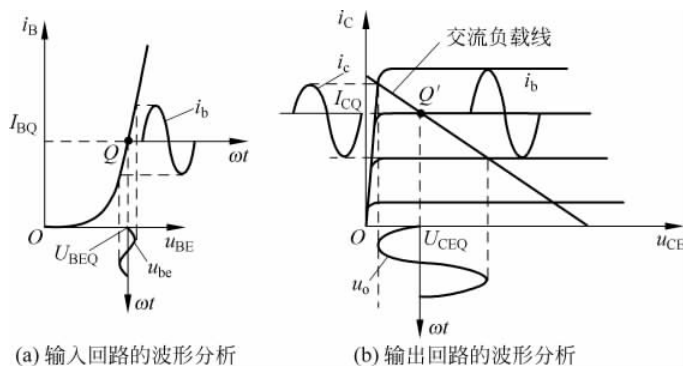


图 3.27 饱和失真分析

放大电路的最大不失真输出电压是指在不失真的情况下能够输出的最大电压,通常

用峰—峰值 U_{pp} 来表示。显然, Q 点设置偏低, U_{pp} 由 Q 点和截止区决定; Q 点设置偏高, U_{pp} 由 Q 点和饱和区决定。为充分利用三极管的线性工作区域, 以便得到较大的最大不失真输出电压, Q 点应尽量设置在交流负载线的中部。

例 3.2.1 电路如图 3.21 所示, 已知三极管的输出特性如图 3.28(a) 所示, 三极管导通时 b-e 间电压约为 $0.7V$, 空载。试分别画出下列不同条件下的静态工作点, 读出 I_{CQ} 与 U_{CEQ} 的值; 并分别说明当输入正弦信号加大时, 电路首先出现截止失真还是饱和失真, 最大输出电压的峰值 U_{om} 是多少。

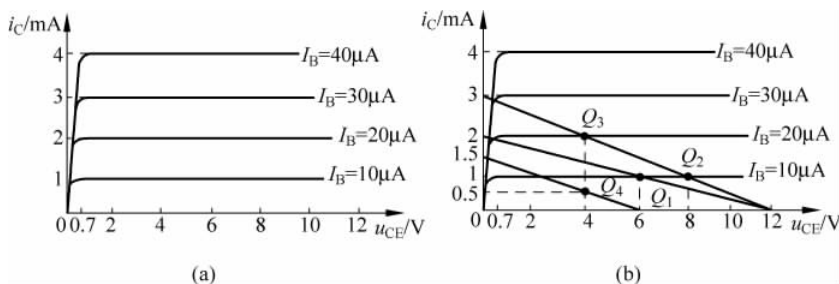


图 3.28 例 3.2.1 图

- ① $R_b = 1.2M\Omega, R_c = 6k\Omega, V_{CC} = 12V$;
- ② $R_b = 1.2M\Omega, R_c = 4k\Omega, V_{CC} = 12V$;
- ③ $R_b = 600k\Omega, R_c = 4k\Omega, V_{CC} = 12V$;
- ④ $R_b = 1.06M\Omega, R_c = 6k\Omega, V_{CC} = 6V$ 。

解 为求出 I_{CQ} 和 U_{CEQ} , 先求 I_{BQ} , 然后作直流负载线。 $i_B = I_{BQ}$ 的输出特性曲线与直流负载线的交点就是 Q 点。在空载情况下, 交流负载线与直流负载线重合, 所以比较 $U_{CEQ} - U_{CES}$ 和 $V_{CC} - U_{CEQ}$ 的大小, 就可知当输入信号增大时首先出现哪种失真。当 $U_{CEQ} - U_{CES} > V_{CC} - U_{CEQ}$ 时, 首先出现截止失真; 当 $U_{CEQ} - U_{CES} < V_{CC} - U_{CEQ}$ 时, 首先出现饱和失真; 当 $U_{CEQ} - U_{CES} = V_{CC} - U_{CEQ}$ 时, 截止失真和饱和失真同时出现。

① 由输入回路可知

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_b} \approx \frac{12}{1.2} \mu A = 10 \mu A$$

由输出回路可列直流负载线方程为

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_c = 12 - 6I_{CQ} \quad (3.10)$$

直流负载线与三极管输出特性曲线 $i_C = f(u_{CE})|_{I_{BQ}}$ 的交点, 就是此时的静态工作点 Q_1 。由图 3.28(b) 可知, $I_{CQ} = 1mA, U_{CEQ} = 6V$ 。

因三极管临界饱和和管压降 U_{CES} 约为 $0.7V$ (在小功率放大电路中, U_{CES} 约为 U_{BEQ}), 故 $U_{CEQ} - U_{CES} < V_{CC} - U_{CEQ}$, 所以电路首先出现饱和失真。最大输出电压的峰值 $U_{om} = U_{CEQ} - U_{CES} = 5.3V$ 。

② 同理, $I_{BQ} \approx 10\mu A, U_{CEQ} = 12 - 4I_{CQ}$ 。由图 3.28(b) 可知, 此时的静态工作点为 Q_2 , 即 $I_{CQ} = 1mA, U_{CEQ} = 8V$ 。

因 $U_{CEQ} - U_{CES} > V_{CC} - U_{CEQ}$, 所以电路首先出现截止失真。最大输出电压的峰值 $U_{om} = V_{CC} - U_{CEQ} = 4V$ 。

③ 同理, $I_{BQ} \approx 20 \mu A$, $U_{CEQ} = 12 - 4I_{CQ}$ 。由图 3.28(b)可知,此时的静态工作点为 Q_3 , 即 $I_{CQ} = 2 \text{ mA}$, $U_{CEQ} = 4 \text{ V}$ 。

因 $U_{CEQ} - U_{CES} < V_{CC} - U_{CEQ}$, 所以电路首先出现饱和失真。最大输出电压的峰值 $U_{om} = U_{CEQ} - U_{CES} = 3.3 \text{ V}$ 。

④ 同理

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_b} = \frac{6 - 0.7}{1.06} \mu A = 5 \mu A, \quad U_{CEQ} = 6 - 4I_{CQ}$$

由图 3.28(b)可知,此时的静态工作点为 Q_4 , 即 $I_{CQ} = 0.5 \text{ mA}$, $U_{CEQ} = 4 \text{ V}$ 。

因 $U_{CEQ} - U_{CES} > V_{CC} - U_{CEQ}$, 所以电路首先出现截止失真。最大输出电压的峰值 $U_{om} = V_{CC} - U_{CEQ} = 2 \text{ V}$ 。

(2) 等效电路法

① 静态分析

静态分析的步骤如下:

第一步,画出直流通路,如图 3.22 所示。

第二步,列出电路输入回路方程,求得 I_{BQ} 。实际上,就是将三极管用折线模型等效,并将 U_{BEQ} 看成常数(同二极管一样,硅管 U_{BEQ} 取 0.7 V , 锗管取 0.3 V)。这里,即

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_b} \quad (3.11)$$

第三步,求得 I_{CQ} , 即 $I_{CQ} = \beta I_{BQ}$ 。

第四步,由电路输出回路方程,求得 U_{CEQ} 。这里,即

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_c \quad (3.12)$$

② 动态分析

动态分析的步骤如下:

第一步,画出交流通路,如图 3.25 所示。

第二步,画出微变等效电路。即将交流通路中的三极管用低频小信号等效模型(如图 3.29 所示)取代,微变等效电路如图 3.30 所示。三极管低频小信号等效模型的建立可见有关参考资料。其中, r_{ce} 为三极管的输出电阻,通常在几百千欧以上,分析时一般将其忽略; r_{be} 为三极管的输入电阻,由基区体电阻 $r_{bb'}$ 和发射结电阻 $r_{b'e}$ 组成。不同型号的管子 $r_{bb'}$ 不同,一般在几十至几百欧之间。管子的 $r_{b'e}$ 可由 PN 结导通电流方程推导而得,即

$$r_{b'e} = (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{EQ}} \quad (3.13)$$

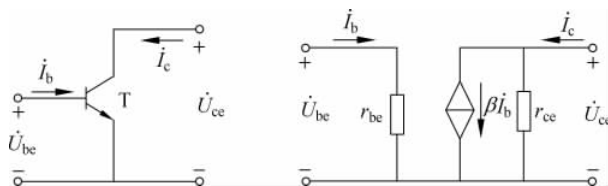


图 3.29 三极管低频小信号等效模型

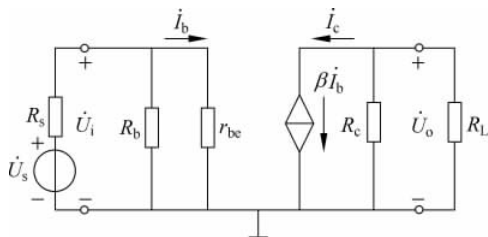


图 3.30 微变等效电路

因此,三极管的输入电阻为

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{EQ}} \quad (3.14)$$

常温下, U_T 约为 26mV。若无特殊说明,本书中 $r_{bb'}$ 取 200Ω 。

第三步,求得电压放大倍数 $\dot{A}_{uo}$ 。

由图 3.30 可知, $\dot{U}_i = \dot{I}_b r_{be}$, $\dot{U}_o = -\dot{I}_c (R_c // R_L) = -\beta \dot{I}_b (R_c // R_L)$, 所以

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\beta \frac{R'_L}{r_{be}} \quad (R'_L = R_c // R_L) \quad (3.15)$$

第四步,求得输入电阻 R_i 。

若输入端的测试电压和电流分别为 $\dot{U}_{iT}$ 和 $\dot{I}_{iT}$, 由图 3.30 可得, $\dot{U}_{iT} = \dot{I}_{iT} (r_{be} // R_b)$, 通常 $R_b \gg r_{be}$, 所以

$$R_i = \frac{\dot{U}_{iT}}{\dot{I}_{iT}} = r_{be} \quad (3.16)$$

第五步,求得输出电阻 R_o 。

若输出端的测试电压和电流分别为 $\dot{U}_{oT}$ 和 $\dot{I}_{oT}$, 令 $\dot{U}_s = 0$, 由图 3.30 可得, $\dot{I}_b r_{be} + \dot{I}_b (R_s // R_b) = 0$, 所以 $\dot{I}_b = 0$, 因此 $\dot{I}_{oT} = \frac{\dot{U}_{oT}}{R_c} + \beta \dot{I}_b = \frac{\dot{U}_{oT}}{R_c}$, 所以

$$R_o = \frac{\dot{U}_{oT}}{\dot{I}_{oT}} = R_c \quad (3.17)$$

注意,通过上述参数,还可以得到负载电压 $\dot{U}_o$ 。

与信号源 $\dot{U}_s$ 之间的关系,通常用 $\dot{A}_{us}$ 来表示,即

$$\dot{A}_{us} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_s} \cdot \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \dot{A}_u \quad (3.18)$$

例 3.2.2 电路如图 3.31 所示,晶体管的 $\beta = 60$, $r_{bb'} = 100\Omega$ 。

(1) 求解 Q 点;

(2) 求 $\dot{A}_u$ 、 R_i 和 R_o ;

(3) 设 $U_s = 10\text{mV}$ (有效值), 求 U_i 和 U_o , 若

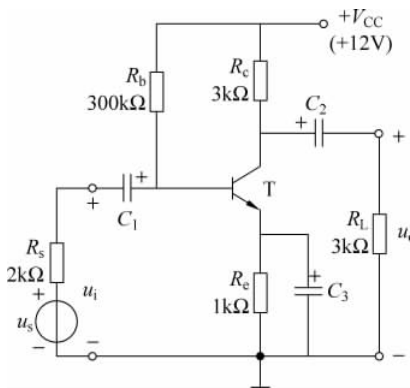


图 3.31 例 3.2.2 电路

C_3 开路, 则 U_i 和 U_o 各是多少。

解 (1) 求 Q 点

$$\begin{aligned} I_{BQ} &= \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_b + (1 + \beta)R_c} \approx 31 \mu A \\ I_{CQ} &= \beta I_{BQ} \approx 1.86 \text{ mA} \\ U_{CEQ} &\approx V_{CC} - I_{EQ}(R_c + R_e) = 4.56 \text{ V} \end{aligned}$$

(2) $\dot{A}_u$ 、 R_i 和 R_o 的分析

$$\begin{aligned} r_{be} &= r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26 \text{ mV}}{I_{EQ}} \approx 952 \Omega \\ R_i &= R_b // r_{be} \approx 952 \Omega \\ \dot{A}_u &= -\frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be}} \approx -95 \\ R_o &= R_c = 3 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

(3) 设 $U_s = 10 \text{ mV}$ (有效值), 则

$$\begin{aligned} U_i &= \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot U_s \approx 3.2 \text{ mV} \\ U_o &= |\dot{A}_u| U_i \approx 304 \text{ mV} \end{aligned}$$

若 C_3 开路, 则(后面将有更详细的分析介绍)

$$\begin{aligned} R_i &= R_b // [r_{be} + (1 + \beta)R_c] \approx 51.3 \text{ k}\Omega \\ \dot{A}_u &\approx -\frac{R_c // R_L}{R_e} = -1.5 \\ U_i &= \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot U_s \approx 9.6 \text{ mV} \\ U_o &= |\dot{A}_u| U_i \approx 14.4 \text{ mV} \end{aligned}$$

(3) 图解法与等效电路法的比较

前面所介绍的图解法和等效电路法, 都是放大电路的基本分析方法, 各有特点, 相互补充。

图解法形象、直观。当输入信号幅度较大, 三极管工作在非线性区时, 就需要用图解法, 如后面将要介绍的功率放大电路。此外, 在确定工作范围、非线性失真分析、求取最大不失真输入/输出电压及合理设置静态工作点等问题上, 采用图解法比较好。

等效电路法简洁、方便。当输入信号幅度较小, 三极管工作在线性区时, 通常采用等效电路法, 尤其是在放大电路比较复杂时更为有效。

(4) 静态工作点的稳定

通过前面的讨论可以看到, Q 点在放大电路中是非常重要的, 它不仅关系到波形的失真, 而且对电压增益有重大影响, 所以在设计或调试放大电路时, 为获取较好的性能, 必须首先设置一个合适的 Q 点。在前面讨论的固定偏流电路中, 当电源电压 V_{CC} 和集电极电阻 R_c 确定后, 放大电路的 Q 点就由基极电流 I_B 来决定, 这个电流就叫做偏流, 获得偏流的电路叫做偏置电路。固定偏流电路实际上是由一个偏置电阻 R_b 构成的, 这种电路简单, 调试方便。但是, 这种电路偏流是“固定”的 ($I_B \approx V_{CC}/R_b$), 当更换管子或是环境温度

变化引起管子参数变化时,电路的工作点往往会移动,甚至移到不合适的位置而使电路无法正常工作。如图 3.32 所示,实线为 20℃ 时的曲线,虚线为 40℃ 时的曲线。温度升高,三极管电流放大系数 β 和穿透电流 I_{CE0} 均增加,使得 I_{CQ} 增加、 U_{CEQ} 减小, Q 点沿直流负载线上移。可见,在温度变化时,如果能设法使 I_{CQ} 维持稳定, Q 点漂移的问题就可得到解决。

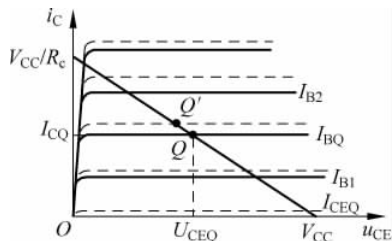


图 3.32 温度对静态工作点的影响

典型的静态工作点稳定电路如图 3.33(a) 所示, 由于偏置电阻 R_{b1} 和 R_{b2} 的分压作用, 故常称其为分压式偏置电路。它的直流通路如图 3.33(b) 所示, 为使 Q 点稳定, 即 I_{CQ} 基本不随环境温度的变化而变化, 从以下分析可以看出, 必须满足 $I_1 \gg I_{BQ}$, $U_{BQ} \gg U_{BEQ}$ 。在实际电路中, 为兼顾其他指标, 对于硅管, 一般选取

$$I_1 = (5 \sim 10) I_{BQ}$$

$$U_{BQ} = (3 \sim 5) U_{BEQ}$$

至此, 分压式偏置电路的 Q 点可通过估算法得到

$$U_{BQ} \approx \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC} \quad (I_1 \gg I_{BQ}) \quad (3.19)$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{R_{e1} + R_{e2}} \approx \frac{U_{BQ}}{R_{e1} + R_{e2}} \quad (U_{BQ} \gg U_{BEQ}) \quad (3.20)$$

$$I_{BQ} = \frac{I_{EQ}}{1 + \beta} \quad (3.21)$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_c - I_{EQ} R_e \approx V_{CC} - I_{CQ} (R_c + R_{e1} + R_{e2}) \quad (3.22)$$

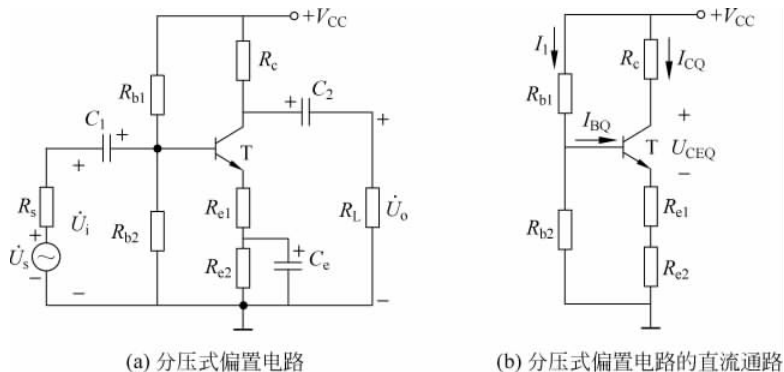


图 3.33 静态工作点稳定分析

分压式偏置电路的动态参数可通过微变等效电路法求得。微变等效电路如图 3.34 所示, 所以

$$\dot{A}_u = -\beta \frac{R'_L}{r_{be} + (1 + \beta) R_{e1}} \quad (R'_L = R_c \parallel R_L) \quad (3.23)$$

$$R_i = R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel [r_{be} + (1 + \beta) R_{e1}] \quad (3.24)$$

$$R_o = R_c \quad (3.25)$$

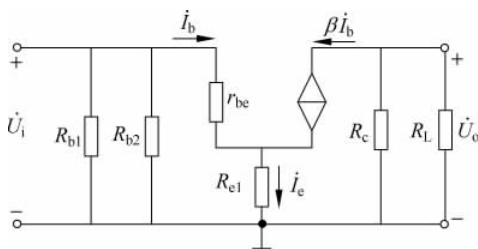


图 3.34 分压式偏置电路的微变等效电路

在式(3.23)中,若 \$(1+\beta)R_c \gg r_{be}\$, 且 \$\beta \gg 1\$, 则

$$\dot{A}_u = -\beta \frac{R'_L}{r_{be} + (1+\beta)R_{e1}} \approx -\frac{R'_L}{R_{e1}} \quad (R'_L = R_c // R_L) \quad (3.26)$$

可见,虽然 \$R_{e1}\$ 使 \$|\dot{A}_u|\$ 减小了,但由于 \$|\dot{A}_u|\$ 仅决定于电阻取值,不受环境温度的影响,所以温度稳定性好,而且 \$R_{e1}\$ 使电路的输入电阻增加了。

2. 共基极电路

共基极电路是三极管放大电路的又一种组成形式,如图 3.35 所示,信号从三极管发射极送入、集电极送出,所以称其为共基极电路。由于它的直流通路与分压式偏置电路一样,所以对于它的静态分析从略。以下利用微变等效电路法对其进行动态分析。

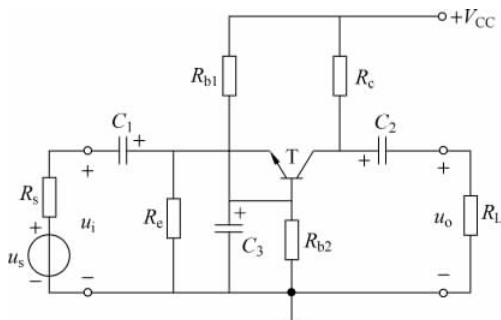


图 3.35 共基极电路

(1) 电压放大倍数

共基极电路的交流通路和微变等效电路如图 3.36 所示。由图可知

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{-\beta \dot{I}_b R'_L}{-\dot{I}_b r_{be}} = \frac{\beta R'_L}{r_{be}} \quad (R'_L = R_c // R_L) \quad (3.27)$$

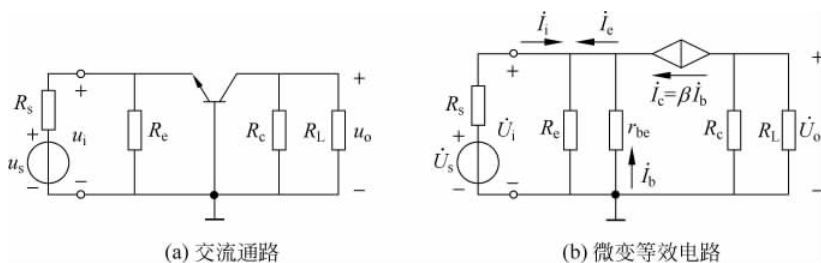


图 3.36 共基极电路的动态分析

(2) 输入电阻

由图 3.37(a)可知

$$\dot{i}_{iT} = \frac{\dot{U}_{iT}}{R_e} - \dot{i}_e = \frac{\dot{U}_{iT}}{R_e} + \frac{\dot{U}_{iT}}{r_{be}}(1 + \beta)$$

所以

$$R_i = \frac{\dot{U}_{iT}}{\dot{i}_{iT}} = R_e // \frac{r_{be}}{1 + \beta} \quad (3.28)$$

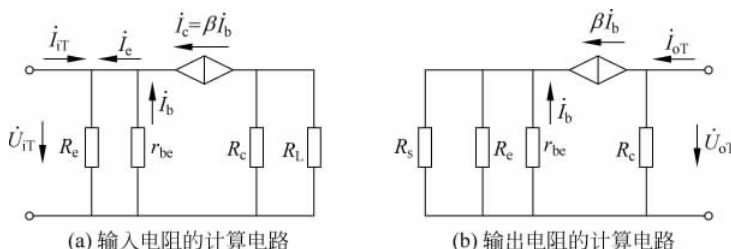


图 3.37 输入电阻和输出电阻的计算

(3) 输出电阻

由图 3.37(b)可知

$$\dot{I}_b r_{be} + (1 + \beta) \dot{I}_b (R_s // R_e) = 0$$

所以 $\dot{I}_b = 0$ 。因此

$$\dot{i}_{oT} = \frac{\dot{U}_{oT}}{R_c} + \beta \dot{I}_b = \frac{\dot{U}_{oT}}{R_c}$$

所以

$$R_o = \frac{\dot{U}_{oT}}{\dot{i}_{oT}} = R_c \quad (3.29)$$

3. 共发射极电路与共基极电路的比较

共发射极电路与共基极电路都具有电压放大能力,不同之处在于:共发射极电路的输出电压与输入电压反相,共基极电路的输出电压与输入电压同相;共发射极电路还具有电流放大能力,共基极电路却没有;共发射极电路的输入电阻较大,共基极电路的输入电阻很小;共发射极电路的通频带较窄,共基极电路的通频带较宽。所以,应根据电路的外部条件和需要,结合它们的特点合理地选用,若信号源是电压源型,应选用共发射极电路;若信号源是电流源型,应选用共基极电路。

4. 放大电路的频率响应

在放大电路中,由于耦合电容、旁路电容和电感线圈等电抗元件的存在,当信号频率下降到一定程度时,电压放大倍数的幅度将减小,且产生超前相移;由于三极管极间电容、电路分布电容和寄生电容等因素的存在,当信号频率上升到一定程度时,电压放大倍数的幅度将减小,且产生滞后相移。总之,放大倍数是信号频率的函数,这种函数关系称为频率响应或频率特性。阻容耦合放大电路的频率响应如图 3.38 所示,其中放大倍数的

幅度与频率的关系称为幅频响应,放大倍数的幅角与频率的关系称为相频响应。两者综合起来可全面表征放大电路的频率响应。

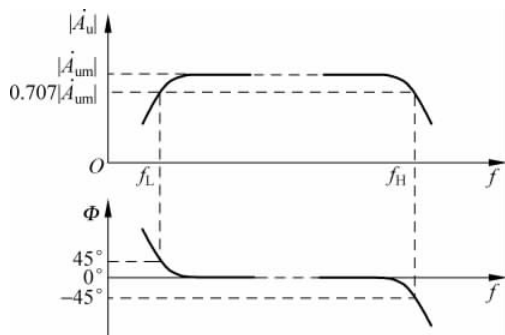


图 3.38 阻容耦合放大电路的频率响应

必须说明的是,前面在电路分析时忽略了电抗的影响,即将耦合电容、旁路电容和电感线圈的电抗看成零;将三极管极间电容、电路分布电容和寄生电容的容抗看成无穷大。当然,这在一定的信号频率范围内是可以的,对此常用通频带定义这个范围,以描述电路对不同信号频率的适应能力。所谓通频带,即放大倍数的幅度下降 $\sqrt{2}$ 倍以内的区域。在低频段,放大倍数的幅度下降 $\sqrt{2}$ 倍所对应的频率,称为下限频率 f_L ;在高频段,放大倍数的幅度下降 $\sqrt{2}$ 倍所对应的频率,称为上限频率 f_H 。所以,通频带的带宽为

$$f_{bw} = f_H - f_L \quad (3.30)$$

由于放大电路的通频带很宽且放大倍数的幅度很大,所以常用波特图描述放大电路的频率响应,即将坐标系的横轴用对数刻度 $\lg f$ 表示,但常标注为 f ;幅频特性的纵轴用 $20\lg|\dot{A}|$ 表示,称为增益,单位为分贝(dB)。波特图不但开阔了视野,而且将多级放大电路的各级放大倍数的乘法运算转换成加法运算。注意,在波特图中,通频带的定义变成了增益下降3dB以内的区域。

3.2.2 场效应管电压放大电路及其分析

与三极管电压放大电路一样,场效应管电压放大电路同样要有合适的Q点。所不同的是,场效应管是电压控制器件,它需要有合适的栅—源电压;场效应管电压放大电路的输入电阻可以达到 $10^7\Omega$ 以上,特别适宜于信号源非常微弱且内阻较大、只能提供微安甚至更小的信号电流的放大电路中。场效应管电压放大电路通常采用的偏置电路有自给偏压电路和分压式偏置电路两种。

1. 自给偏压电路

以N沟道结型场效应管为例,自给偏压电路如图3.39所示。当已知场效应管的特性曲线时,自给偏压电路的分析一般采用图解法;当已知场效应管的特性参数时,自给偏压电路的分析采用解析

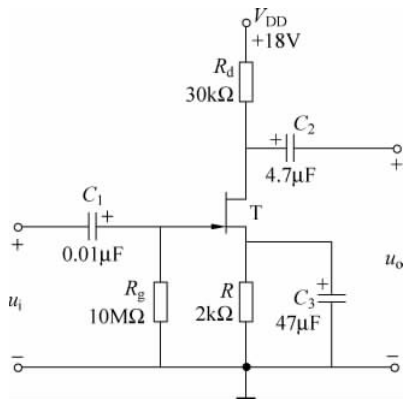


图 3.39 自给偏压电路

法。图解法可参照三极管放大电路的分析,以下仅讨论用解析法进行静态分析和动态分析。

(1) 静态分析

由场效应管的转移特性方程和自给偏压电路的直流通路可知,场效应管的 Q 点由以下方程联列决定:

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}} \right)^2 \quad (3.31)$$

$$U_{GSQ} = -I_{DQ}R \quad (3.32)$$

$$U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ}(R_d + R) \quad (3.33)$$

很明显,由于 U_{GSQ} 取值的限制,自给偏压电路仅适用于耗尽型场效应管放大电路。

(2) 动态分析

与三极管放大电路的动态分析一样,首先建立场效应管低频小信号等效模型,然后利用等效电路法进行分析。场效应管低频小信号等效模型如图 3.40 所示。由于场效应管栅—源间的动态电阻 r_{gs} 极大,分析时可近似认为栅—源间开路,基本不从信号源索取电流。由于场效应管漏—源间的动态电阻 r_{ds} 通常在几百千欧数量级,漏极电阻或负载电阻一般比 r_{ds} 小很多,分析时同样将其忽略。因而当场效应管工作在恒流区时,漏极电流仅仅取决于栅—源电压,可以认为输出回路是一个电压控制的电流源,从而可得自给偏压电路的交流通路和微变等效电路如图 3.41 所示。

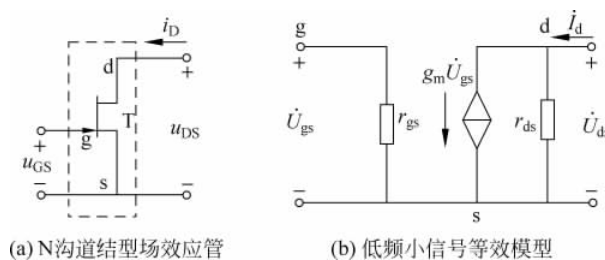


图 3.40 场效应管低频小信号等效模型

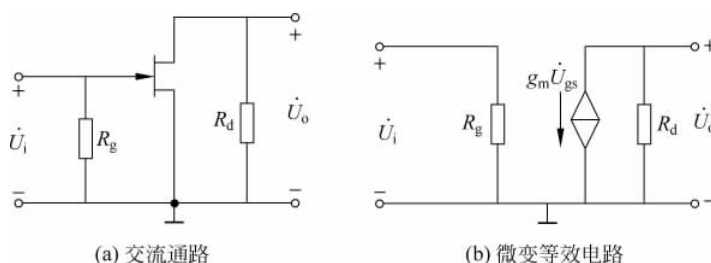


图 3.41 自给偏压电路的动态分析

由图 3.41 和有关参数的定义可得

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{-g_m \dot{U}_{gs} R_d}{\dot{U}_{gs}} = -g_m R_d \quad (3.34)$$

$$R_i = R_g \quad (3.35)$$

$$R_o = R_d \quad (3.36)$$

2. 分压式偏置电路

以 N 沟道增强型 MOS 场效应管为例,分压式偏置电路如图 3.42 所示。

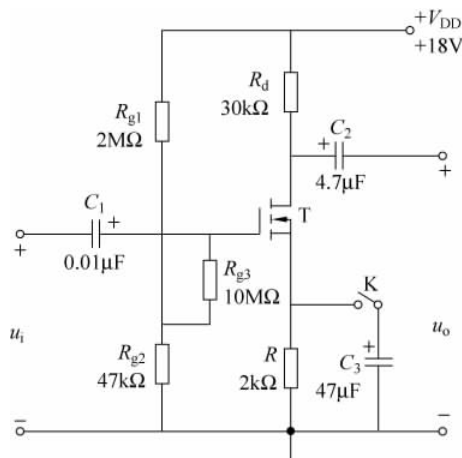


图 3.42 分压式偏置电路

(1) 静态分析

由场效应管的转移特性方程和分压式偏置电路的直流通路可知,场效应管的 Q 点由以下方程确定:

$$I_{DQ} = I_{DO} \left(\frac{U_{GSQ}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2 \quad (3.37)$$

$$U_{GSQ} = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} V_{DD} - I_{DQ} R \quad (3.38)$$

$$U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} (R_d + R) \quad (3.39)$$

很明显,分压式偏置电路不仅适用于耗尽型场效应管放大电路,也适用于增强型场效应管放大电路。

(2) 动态分析

若无旁路电容 C_3 (开关 K 处于断开位置),同自给偏压电路的动态分析一样,首先建立分压式偏置电路的微变等效电路如图 3.43 所示。忽略 r_{gs} 和 r_{ds} ,可得

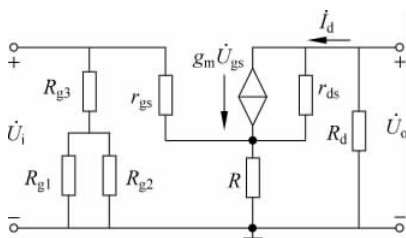


图 3.43 分压式偏置电路的微变等效电路

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{-g_m \dot{U}_{gs} (R_d // R_L)}{\dot{U}_{gs} + g_m \dot{U}_{gs} R} = -\frac{g_m R_d}{1 + g_m R} \quad (3.40)$$

$$R_i = R_{g3} + R_{g1} // R_{g2} \quad (3.41)$$

$$R_o = R_d \quad (3.42)$$

若有旁路电容 C_3 ,则电路的动态分析等同于 $R=0$ 的情况。

注意,与三极管共基极电路相对应,理论上,场效应管还有一种具有电压放大能力的电路组成形式,就是共栅极电路,但由于场效应管高输入阻抗的特点没有发挥作用,所以很少在实际电路中应用,故不再介绍。

3.3 基本功率放大电路

3.3.1 功率放大电路的一般问题

任何负载的驱动,都必须满足一定的功率要求。对于前面所介绍的电压放大电路,讨论的主要指标是电压放大倍数、输入电阻和输出电阻等,其输出电流一般都较小,所以不能提供足够的电流以驱动负载。功率放大电路的主要任务就是在大电压信号的作用下,得到一个大功率输出信号。

与电压放大电路不同,功率放大电路由于工作在大信号的状态下,所以有一些特殊问题必须重点考虑,主要有:

(1) 输出功率要尽可能大

这个性能可以用最大输出功率 P_{om} 来评价。所谓最大输出功率,即在输入正弦信号且不失真的情况下,负载能够获得的最大交流功率。若最大不失真输出电压(有效值)为 U_{om} ,负载电阻为 R_L ,则最大输出功率

$$P_{om} = \frac{U_{om}^2}{R_L} \quad (3.43)$$

(2) 效率要高

最大输出功率 P_{om} 与此时直流电源提供的平均功率 P_V 的比值称为效率 η ,即

$$\eta = \frac{P_{om}}{P_V} \quad (3.44)$$

其中, P_V 等于直流电源输出电流的平均值与电源电压之积。

(3) 非线性失真要小

非线性失真与输出功率和效率等指标总是矛盾的,考虑到负载在一定程度上允许信号有少量的失真,因此往往兼顾输出功率和效率等其他指标。在实际电路中,必须具体情况具体分析,充分抓住矛盾的主要方面予以解决。例如,在测量系统和电声设备中,应该重点考虑非线性失真;而在工业控制系统等场合中,应该重点考虑输出功率和效率。

此外,在功率放大电路中,有相当大的功率消耗在管子上,使管子出现热量累积,所以还必须考虑管子的散热问题,以及管子的保护和可换性问题。

总之,应根据管子工作时所流过的最大集电极电流 i_{Cmax} 、所承受的最大管压降 u_{CEmax} 和所消耗的最大功率 P_{Tmax} 来选择管子。若三极管的最大集电极电流、最大管压降和集电极最大耗散功率分别为 I_{CM} 、 $U_{(BR)CEO}$ 和 P_{CM} ,则

$$i_{Cmax} < I_{CM} \quad (3.45)$$

$$u_{CEmax} < U_{(BR)CEO} \quad (3.46)$$

$$P_{Tmax} < P_{CM} \quad (3.47)$$

3.3.2 三极管基本功率放大电路

前面在讨论三极管基本电压放大电路时,已介绍过共发射极和共基极两种组态。三极管基本放大电路还有一种组态,即共集电极电路,如图 3.44 所示。事实上,共集电极电路具备了功率放大电路所必需的基本要求,是一个最基本、最简单的功率放大电路。由于信号从发射极送出,所以常称其为射极输出器,其分析过程可仿照三极管基本电压放大电路。需要说明的是,在输出非失真较小的前提下可用等效电路法,否则只能用图解法。因大多数三极管基本功率放大电路的非线性失真都较小,故等效电路法是常用的一种分析方法。

1. 静态分析

三极管基本功率放大电路的直流通路如图 3.45 所示。由输入回路方程可得

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_b + (1 + \beta)R_e} \quad (3.48)$$

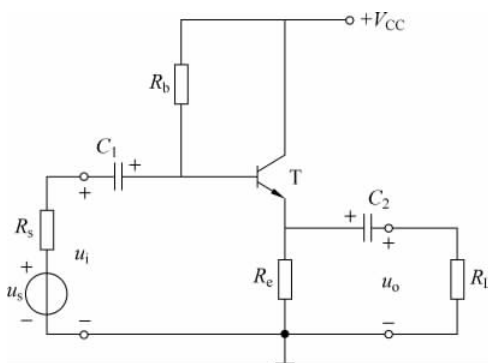


图 3.44 共集电极放大电路

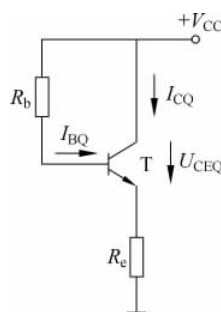


图 3.45 共集电极放大电路的直流通路

所以

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} \quad (3.49)$$

由输出回路方程可得

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{EQ}R_e \quad (3.50)$$

2. 动态分析

(1) 电压放大倍数

共集电极放大电路的交流通路和微变等效电路如图 3.46 所示,因此

$$\dot{U}_i = \dot{I}_b r_{be} + (1 + \beta) \dot{I}_b (R_e \parallel R_L), \quad \dot{U}_o = (1 + \beta) \dot{I}_b (R_e \parallel R_L) \quad (3.51)$$

所以,电压放大倍数为

$$\dot{A}_u = \frac{(1 + \beta)(R_e \parallel R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_e \parallel R_L)} \quad (3.52)$$

(2) 输入电阻

根据输入电阻的定义,输入电阻的计算电路如图 3.47 所示。因此,输入电阻为

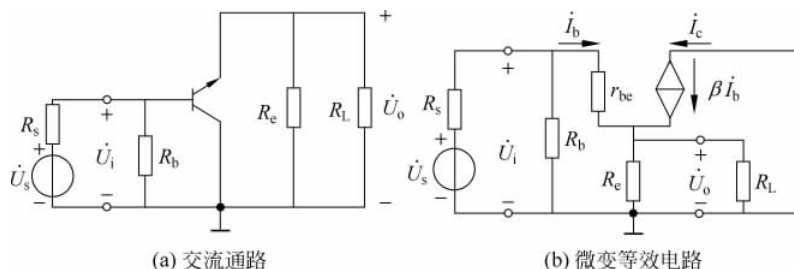


图 3.46 共集电极放大电路的微变等效电路法

$$R_i = \frac{\dot{U}_{iT}}{\dot{I}_{iT}} = R_b \parallel [r_{be} + (1 + \beta)(R_e \parallel R_L)] \quad (3.53)$$

(3) 输出电阻

根据输出电阻的定义,输出电阻的计算电路如图 3.48 所示,因此

$$\begin{aligned} \dot{I}_b &= \frac{\dot{U}_{oT}}{r_{be} + R_b \parallel R_s} \\ \dot{I}_{oT} &= \dot{I}_{R_e} + (1 + \beta) \dot{I}_b = \frac{\dot{U}_{oT}}{R_e} + (1 + \beta) \frac{\dot{U}_{oT}}{r_{be} + R_b \parallel R_s} \end{aligned}$$

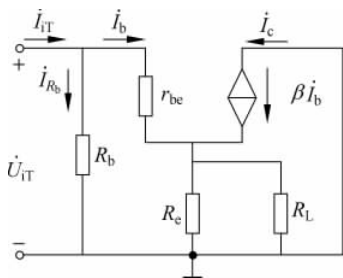


图 3.47 输入电阻计算电路

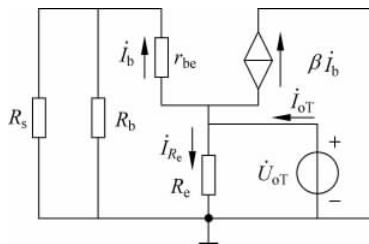


图 3.48 输出电阻计算电路

所以,输出电阻为

$$R_o = \frac{\dot{U}_{oT}}{\dot{I}_{oT}} = R_e \parallel \frac{r_{be} + R_b \parallel R_s}{1 + \beta} \approx R_e \parallel \frac{r_{be} + R_s}{1 + \beta} \quad (R_b \gg R_s) \quad (3.54)$$

综上所述,基本共集电极电路有以下 3 个显著特点:

- (1) 当 $(1 + \beta)R_e \gg r_{be}$ 时, $\dot{U}_o \approx \dot{U}_i$, 具有电压跟随作用;
- (2) 输入电阻较大,可达几十千欧以上;
- (3) 输出电阻小,可达几十欧以下。

基于共集电极电路的特点,其应用很广。利用电路的电压跟随作用,共集电极基本放大电路可作为多级放大电路(后面将会介绍)的中间级,起到缓冲或隔离前、后级的作用;利用电路的输入电阻较大,它可作为多级放大电路的输入级,以增加电路从信号源获取信号的能力;利用电路的输出电阻小,它可作为多级放大电路的输出级,以增加电路向负载提供电流的能力,若电路的输入信号较大,就可以得到一个较大的输出功率。

3.3.3 场效应管基本功率放大电路

与三极管共集电极基本放大电路相对应,场效应管的共漏基本放大电路具有类似的特点。N沟道结型场效应管组成的共漏基本放大电路如图 3.49 所示,以下仅用等效电路法对其进行分析。

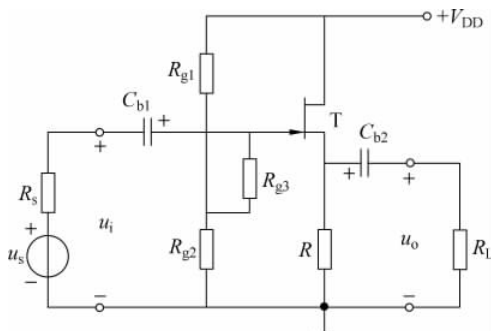


图 3.49 N 沟道结型场效应管共漏基本放大电路

1. 静态分析

由场效应管的转移特性方程和共漏基本放大电路的直流通路可知,场效应管的 Q 点由以下方程联列决定:

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}} \right)^2 \quad (3.55)$$

$$U_{GSQ} = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} V_{DD} - I_{DQ} R \quad (3.56)$$

$$U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} R \quad (3.57)$$

2. 动态分析

(1) 电压放大倍数

首先建立共漏基本放大电路的微变等效电路,如图 3.50 所示。由此可得

$$\dot{U}_o = g_m \dot{U}_{gs} (R // R_L)$$

$$\dot{U}_i = \dot{U}_{gs} + g_m \dot{U}_{gs} (R // R_L)$$

所以,电压放大倍数为

$$\dot{A}_u = \frac{g_m (R // R_L)}{1 + g_m (R // R_L)} \quad (3.58)$$

(2) 输入电阻

$$R_i = R_{g3} + R_{g1} // R_{g2} \quad (3.59)$$

(3) 输出电阻

输出电阻的计算电路如图 3.51 所示。由此可知

$$\dot{I}_{oT} = \dot{I}_R - g_m \dot{U}_{gs} = \frac{\dot{U}_{oT}}{R} + g_m \dot{U}_{oT}$$

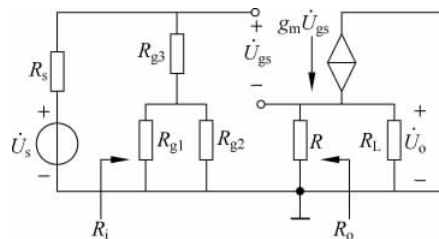


图 3.50 共漏基本放大电路的微变等效电路

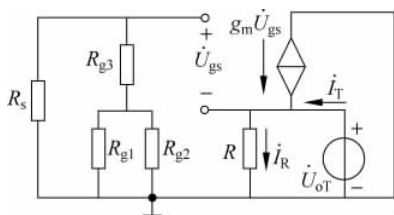


图 3.51 输出电阻的计算电路

所以,输出电阻为

$$R_o = \frac{\dot{U}_{oT}}{\dot{I}_{oT}} = R // \frac{1}{g_m} \quad (3.60)$$

3.3.4 互补对称功率放大电路

1. 电路组成及其特点

对于前面讨论的三极管和场效应管基本功率放大电路,其输入信号在整个周期内都有电流流过管子,这种工作方式的电路被称为甲类功率放大电路。其特点是非线性失真小,但输出功率和效率低。可以证明,在忽略管子非线性区域的情况下,甲类功率放大电路的效率也不会超过 50%。通过分析可以看到,静态电流是造成管耗、效率降低的主要因素。若降低静态工作点 Q,使得静态电流为零,亦即让电路工作在乙类状态下,就可以充分提高电路的效率。但显然,电路输出会出现最严重的截止失真。对此,可以根据补偿原理,在电路结构上进行改造,就有了乙类互补对称功率放大电路。

图 3.52(a)所示为两个射极输出器组成的互补对称功率放大电路。 T_1 和 T_2 分别为 NPN 管和 PNP 管,两管的基极和发射极相互连接在一起,两管的集电极分别接正电源和负电源,信号从基极输入,从发射极输出,形成一个结构及性能参数对称的电路。考虑到三极管发射结正向偏置时才导通,因此当输入信号处于正半周时, T_2 截止, T_1 承担放大任务,电路相当于图 3.52(b);当输入信号处于负半周时, T_1 截止, T_2 承担放大任务,电路相当于图 3.52(c)。由此可见,在输入信号的整个周期内都有几乎一样的信号输出。

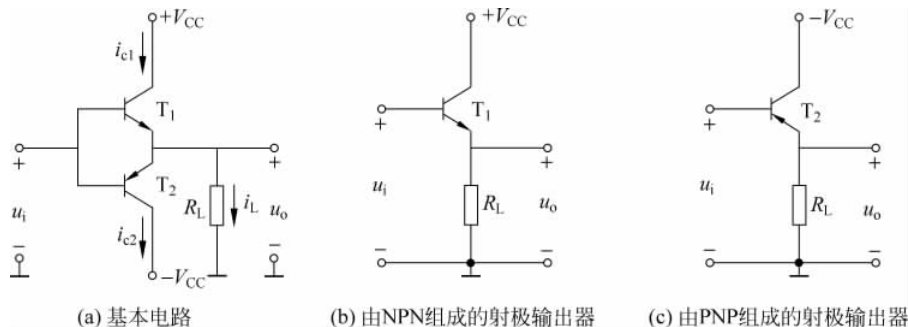


图 3.52 两个射极输出器组成的互补对称功率放大电路

但是,由于实际管子的发射结都存在一段死区,当输入信号不足以克服这段死区时,管子就不能有效导通,使得输出出现如图 3.53 所示的非线性失真。这个失真被称为交越失真。

消除交越失真的办法有很多,通常在 T_1 和 T_2 之间加两个正向导通的二极管,或者在 T_1 和 T_2 之间加一个 U_{BE} 倍增电路,典型电路分别如图 3.54 和图 3.55 所示。显然,图 3.54 采用的方法虽然简单,但管子的偏置电压无法调整;而在图 3.55 中,只要适当调节 R_1 和 R_2 的比值,就可改变

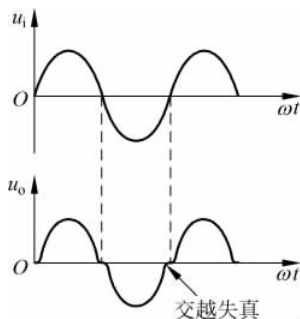


图 3.53 交越失真波形

T_1 和 T_2 的偏压值。不过,无论是哪种方法,其实质都是在乙类工作状态的基础上,适当抬高静态工作点。这种介于甲类和乙类工作方式的电路被称为甲乙类功率放大电路。图 3.54 和图 3.55 所示的电路被称为甲乙类互补对称功率放大电路,也是一种最实用的功率放大电路。

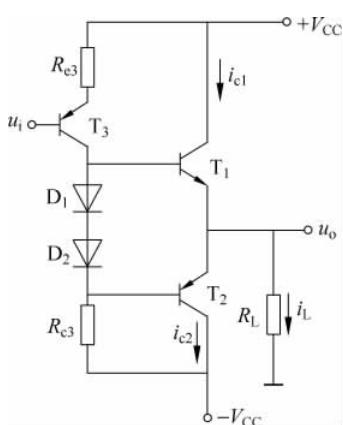
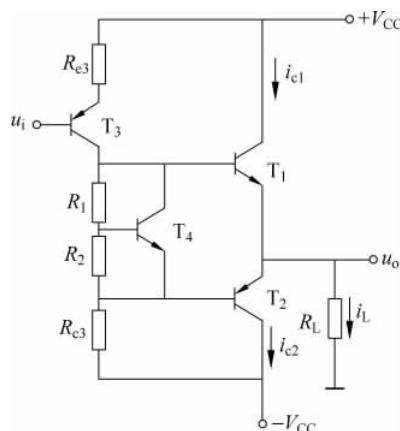


图 3.54 加二极管消除交越失真

图 3.55 加 U_{BE} 倍增电路消除交越失真

在功率放大电路中,负载电流常达到几安以上。为了提高功放管的电流放大系数,常用多个三极管组成复合管,如图 3.56 所示。

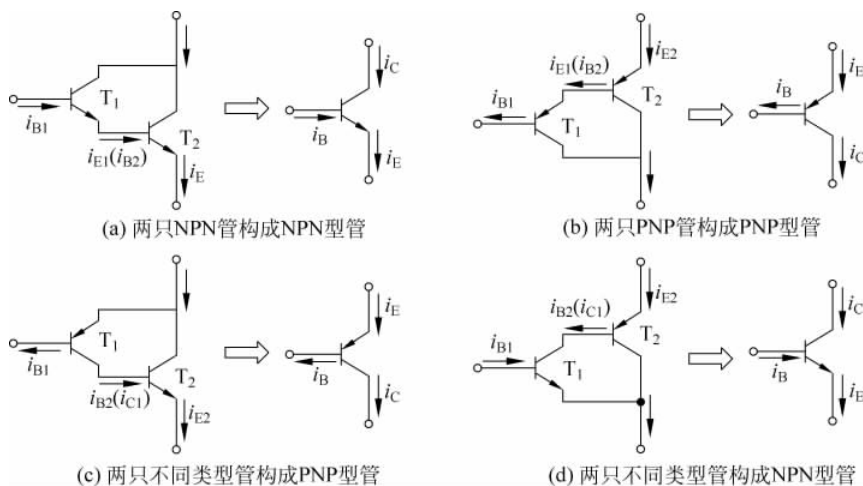


图 3.56 三极管组成的复合管

在进行电路分析时,可将复合管等效成一个管子。若在小信号工作条件下,通过微变等效电路法分析可以得到。这个管子的管型与复合管的前置管相同,电流放大系数近似等于两个管子的电流放大系数的乘积,即

$$\beta \approx \beta_1 \beta_2$$

复合管的应用电路如图 3.57 所示。

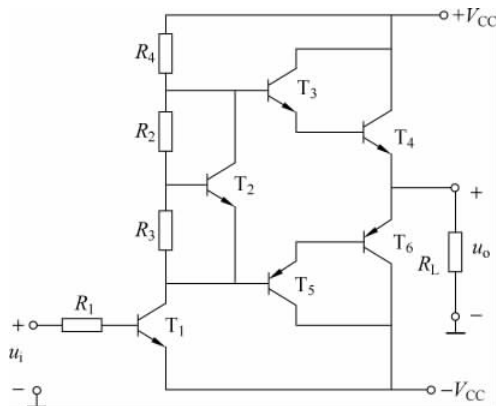


图 3.57 复合管组成的互补对称功率放大电路

2. 电路的输出功率和效率

为简化分析,假设功放管的静态电流为零,若功放管集电极与发射极间的饱和压降为 $|U_{CES}|$,则负载上能够获得的交流电压的峰值为

$$U_{op} = V_{CC} - |U_{CES}| \quad (3.61)$$

因而,最大不失真电压的有效值为

$$U_{om} = \frac{V_{CC} - |U_{CES}|}{\sqrt{2}} \quad (3.62)$$

所以,最大输出功率为

$$P_{om} = \frac{U_{om}^2}{R_L} = \frac{(V_{CC} - |U_{CES}|)^2}{2R_L} \quad (3.63)$$

在最大输出功率时,集电极电流最大,直流电源的输出功率也最大,因而在忽略三极管基极电流的情况下,直流电源的最大输出电流为

$$i_{Vmax} = i_{Cmax} = \frac{V_{CC} - |U_{CES}|}{R_L} \quad (3.64)$$

在半周期内提供的平均电流为 $\frac{i_{Cmax}}{\pi}$,因此两个电源所提供的总功率为

$$P_V = 2V_{CC} \frac{i_{Cmax}}{\pi} = 2V_{CC} \frac{V_{CC} - |U_{CES}|}{\pi R_L} \quad (3.65)$$

所以,效率为

$$\eta = \frac{P_{om}}{P_V} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{CC} - |U_{CES}|}{V_{CC}} \quad (3.66)$$

若忽略三极管饱和管压降,即 $U_{CES}=0$,则

$$\eta = \frac{\pi}{4} \approx 78.5\% \quad (3.67)$$

可见,功率放大电路的效率总是低于 78.5% 的。由于大功率管的饱和管压降常为 2~3V,故常不可忽略。

3. 功放管的选择

在互补功率放大电路中,为了在选择功放管的极限参数时留有余地,通常设功放管的

饱和管压降 U_{CES} 为零。因此,功放管的最大集电极电流为

$$i_{Cmax} = \frac{V_{CC}}{R_L} \Big|_{U_{CES}=0} \quad (3.68)$$

当 T_1 管导通且输出电压最大,即 $u_{omax}=V_{CC}$ 时, T_2 管承受最大管压降,且为

$$|u_{CEmax}| = 2V_{CC} \Big|_{U_{CES}=0} \quad (3.69)$$

同理,可得 T_1 管承受的最大管压降也为 $2V_{CC}$ 。

当输出电压幅度最大时,虽然功放管集电极电流最大,但管压降最小,故管耗不是最大;当输出电压为零时,虽然功放管管压降最大,但集电极电流最小,故管耗也不是最大。因而,必定在输出电压幅值为一定值时,管耗最大。对此,可以列出管耗和输出电压幅值的关系式,然后通过求极值的方法得到管耗的最大值和此时的输出电压幅值。结论是:

当输出电压的幅值为 $\frac{2}{\pi}V_{CC}$ 时,管耗最大,且每个管子的管耗为

$$P_{Tmax} = \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} \quad (3.70)$$

由此可得,在忽略功放管的饱和管压降的前提下,管子的最大功耗 P_{Tmax} 与电路最大输出功率 P_{om} 之间的关系为

$$P_{Tmax} \approx 0.2P_{om} \Big|_{U_{CES}=0} \quad (3.71)$$

由以上分析可知,选择功放管时其极限参数应满足:

(1) 集电极最大允许耗散功率 $P_{CM} > 0.2P_{om} \Big|_{U_{CES}=0}$;

(2) c-e 间击穿电压 $|U_{(BR)CEO}| > 2V_{CC}$;

(3) 最大集电极电流 $I_{CM} > \frac{V_{CC}}{R_L}$ 。

功放管消耗的功率主要表现为管子的结温升高。散热条件越好,越能发挥管子的潜能,增加功放管的输出功率,因而为功放管配备良好的散热器往往是必要的。

3.3.5 其他类型的功率放大电路

1. 单电源互补功率放大电路

对于前面讨论的互补对称功率放大电路,其输出端与负载直接耦合,因没有通过耦合电容,所以习惯上称其为 OCL (Output Capacitorless) 电路。而对于采用一个电源的互补功率放大电路,如图 3.58 所示,其输出端必须通过耦合电容与负载耦合,但因没有通过耦合变压器,所以习惯上称其为 OTL (Output Transformerless) 电路。

必须指出的是,采用一个电源的互补功率放大电路,每个功放管的工作电压和最大输出电压的峰值为

$$U_{opp} = \frac{V_{CC}}{2} - |U_{CES}| \quad (3.72)$$

所以,最大输出功率为

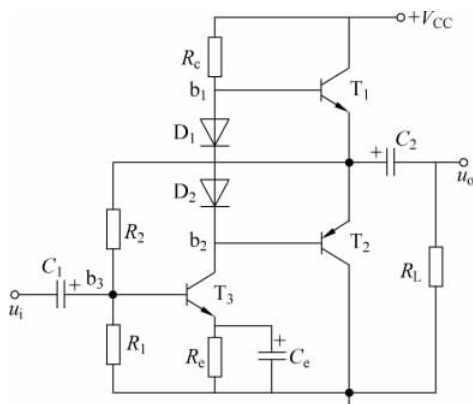


图 3.58 单电源互补功率放大电路

$$P_{om} = \frac{U_{opp}^2}{2R_L} = \frac{\left(\frac{V_{CC}}{2} - |U_{CES}| \right)^2}{2R_L} \quad (3.73)$$

同理,依照互补对称功率放大电路的分析方法,可得单电源的互补功率放大电路的效率和功放管的最大功耗等参数,其实只需将前面互补对称功率放大电路分析结论中的 V_{CC} 用 $V_{CC}/2$ 替换即可。

在图 3.58 所示的电路中, R_2 不仅为 T_3 提供偏置电流,同时引入了负反馈(后面将介绍),从而提高了电路工作点的稳定性,改善了电路的动态性能。

2. 桥式推挽功率放大电路

由于 OTL 电路低频特性的好坏取决于耦合电容容量的大小,大容量电容均为电解电容,当容量大到一定程度时,因其极板面积大且卷成筒状放入外壳中而产生电感效应和漏阻,所以耦合电容在实用电路中最大也不会超过一二千微法。如果这样大的电容量不能满足低频特性的要求,就只能选择直接耦合。

桥式推挽功率放大电路,又称 BTL(Balanced Transformerless)电路,它的特点是能够使用单电源和直接耦合方式。

典型电路如图 3.59 所示, $T_1 \sim T_4$ 管均具有同样的特性, $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ 。若输入为正弦信号时,在正半周, T_1 和 T_4 导通, T_2 和 T_3 截止;在负半周, T_1 和 T_4 截止, T_2 和 T_3 导通。输出信号在整个周期内都能跟随输入信号。

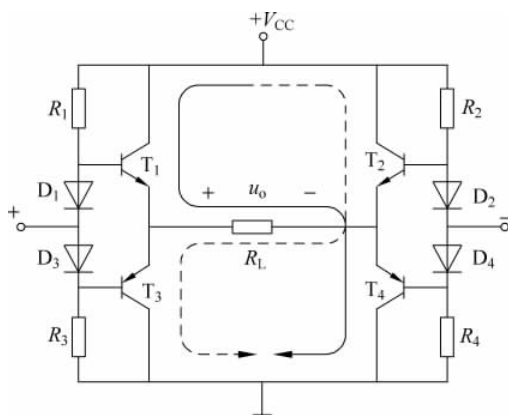


图 3.59 桥式推挽功率放大电路

设静态电流为零, $T_1 \sim T_4$ 管的饱和管压降为 $|U_{CES}|$,则最大输出电压的峰值为

$$U_{op} = V_{CC} - 2|U_{CES}| \quad (3.74)$$

因此,最大输出功率为

$$P_{om} = \frac{U_{op}^2}{2R_L} = \frac{(V_{CC} - 2|U_{CES}|)^2}{2R_L} \quad (3.75)$$

效率为

$$\eta = \frac{P_{om}}{P_V} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{CC} - 2|U_{CES}|}{V_{CC}} \quad (3.76)$$

由于 BTL 电路的输入和输出都没有与整个电路形成共地,所以电路的抗干扰能力相

对较弱。

OCL、OTL 和 BTL 电路均有集成电路,在输出功率满足要求的情况下,应优先选用它们。但若要求输出功率很大时,仍需采用传统的变压器耦合方式。

3.4 多级放大电路

前面所介绍的基本放大电路,从电路结构上来讲都是单级放大电路,其性能指标往往不能满足电路系统的要求。对于一个完整的电路系统,通常要求输入电阻高,同时电压放大能力和功率放大能力足够大。因此,必须将多个基本放大电路通过恰当的方式有机地耦合在一起,以满足多方面的性能要求。

3.4.1 多级放大电路的耦合方式及其特点

最常见的多级放大电路的耦合方式有阻容耦合、直接耦合、变压器耦合和光电耦合等,它们各有特点,下面将一一介绍。

1. 阻容耦合

用电阻和电容将各个单级放大电路连接起来,称为阻容耦合。图 3.60 所示为两级阻容耦合放大电路。前级为共射放大电路,主要起电压放大作用;后级为共集放大电路,主要起功率放大作用。

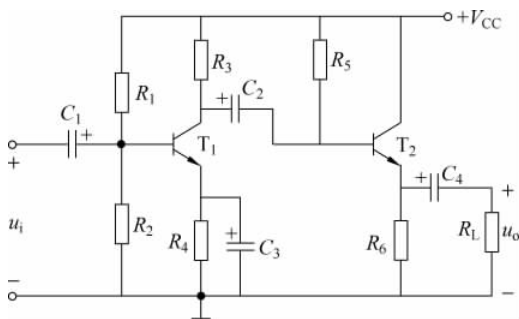


图 3.60 两级阻容耦合放大电路

由于耦合电容对直流量相当于开路,使各级间的静态工作点相互独立,因而设置各级电路静态工作点的方法与前面介绍的基本放大电路完全一样。

由于耦合电容对低频信号呈现出很大的电抗,低频信号在耦合电容上的压降很大,致使电压放大倍数大大下降,甚至不能放大,所以阻容耦合放大电路的低频特性差,不能放大变化缓慢的信号。同时,大容量电容不易集成,所以阻容耦合只能用于分立元件电路中。

2. 直接耦合

将各个单级放大电路直接连接起来,称为直接耦合。图 3.61 所示为两级直接耦合放大电路。前级为共源放大电路,主要起电压放大作用;后级为共射放大电路,进一步起电压放大作用。

由于前、后级电路直接相连,各级间的静态工作点相互影响,当改变电路某一参数时,

可能带来各级静态工作点的变化。

直接耦合放大电路具有很好的低频特性,便于集成。目前,集成电路几乎都采用直接耦合方式,因其高性能、低价位而广泛用于模拟电路。只有在工作频率特别高或输出功率特别大的情况下,才考虑采用分立元件电路。

3. 变压器耦合

图 3.62 所示为变压器耦合放大电路,电阻 R_L 可能是实际的负载,也可能是后一级放大电路。由于变压器耦合放大电路之间靠磁路耦合,因而与阻容耦合放大电路一样,各级间的静态工作点相互独立,但其低频特性差,不能集成化,笨重。变压器耦合放大电路的最大优点是可以利用变压器的阻抗变换作用,进一步提高电路的放大能力。

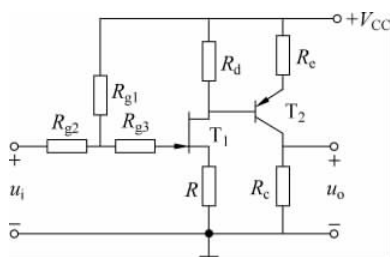


图 3.61 两级直接耦合放大电路

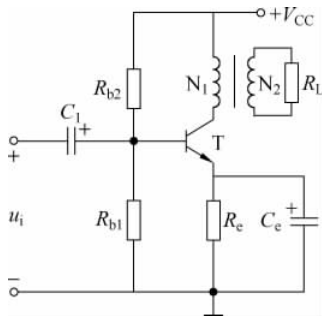


图 3.62 变压器耦合放大电路

4. 光电耦合

光电耦合器如图 3.63 所示,前、后级放大电路通过光电耦合器连接。其中,光电耦合器由发光二极管 D 和光电三极管 T_1 相互绝缘地组合在一起构成。D 与输入级相连,并将输入级提供的电信号转换成光信号; T_1 与 T_2 组成复合管,并与输出级相连,同时将光信号还原成电信号,传送给输出级。注意,前、后级放大电路必须同时保证 D、 T_1 和 T_2 的工作点合适,否则光电耦合器就不能正常工作。

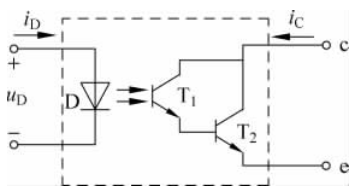


图 3.63 光电耦合器

光电耦合是以光信号为媒介来实现电信号的耦合和传递的,目前已有集成光电耦合放大器问世,因其抗干扰能力强而得到越来越广泛的应用。

3.4.2 多级放大电路的分析

1. 静态分析

首先画出直流通路,然后用估算法进行分析。

例 3.4.1 电路如图 3.61 所示,已知 T_1 的 I_{DSS} 、 $U_{GS(off)}$ 和 T_2 的 β 、 U_{BE1} ,试求 T_1 和 T_2 的静态工作点。

解 先分析 T_1 的静态工作点。因 $I_{DQ1} \gg I_{B2}$,忽略 T_2 对 T_1 的影响,所以 T_1 的静态工作点由下列方程联列决定:

$$I_{DQ1} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ1}}{U_{GS(off)}} \right)^2$$

$$U_{GSQ1} = \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} V_{CC} - I_{DQ1} R$$

$$U_{DSQ1} = V_{CC} - I_{DQ1} (R_d + R)$$

再求 T_2 的静态工作点。 T_2 的静态工作点由下列方程联列求得：

$$I_{EQ2} = \frac{I_{DQ1} R_d + U_{BE}}{R_e} \approx I_{CQ2}$$

$$I_{BQ2} = \frac{I_{CQ2}}{\beta}$$

$$U_{ECQ2} = V_{CC} - I_{CQ2} (R_e + R_c)$$

2. 动态分析

多级放大电路的方框图如图 3.64 所示。可见,前级放大电路的输出就是后级放大电路的输入,即 $\dot{U}_{o1} = \dot{U}_{i2}, \dot{U}_{o2} = \dot{U}_{i3}, \dots, \dot{U}_{o(N-1)} = \dot{U}_{iN}$ 。所以,根据电压放大倍数的定义, N 级放大电路的电压放大倍数为

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_i} \cdot \frac{\dot{U}_{o2}}{\dot{U}_{i2}} \cdot \dots \cdot \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{iN}} = \dot{A}_{u1} \cdot \dot{A}_{u2} \cdot \dots \cdot \dot{A}_{uN} \quad (3.77)$$

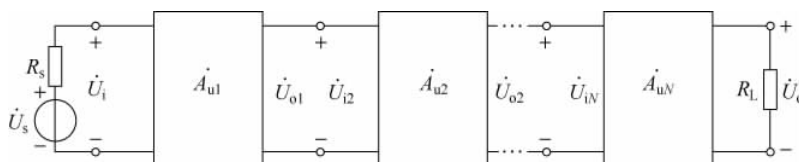


图 3.64 多级放大电路的方框图

即多级放大电路的电压放大倍数等于组成它的各级放大电路的电压放大倍数的乘积。

根据输入电阻和输出电阻的定义,多级放大电路的输入电阻等于第一级(即输入级)的输入电阻;输出电阻等于末级(即输出级)的输出电阻,即

$$R_i = R_{i1}$$

$$R_o = R_{oN}$$

必须注意的是,在计算前级的电压放大倍数和输入电阻时,应将后级的输入电阻看成前级的负载;在计算后级的输出电阻时,应将前级的输出电阻看成后级的信号源内阻。

例 3.4.2 在图 3.60 所示电路中,设静态工作点合适,试求出电路 $\dot{A}_u$ 、 R_i 和 R_o 的表达式。

解 (1) 求 $\dot{A}_u$

对前级来讲,负载电阻为后级的输入电阻,即

$$R_{i2} = R_5 // [r_{be2} + (1 + \beta_2)(R_6 // R_L)]$$

前级的电压放大倍数为

$$\dot{A}_{u1} = -\beta_1 \frac{R_3 // R_{i2}}{r_{be1}}$$

后级的电压放大倍数为

$$\dot{A}_{u2} = \frac{(1 + \beta_2)(R_6 // R_L)}{r_{be2} + (1 + \beta_2)(R_6 // R_L)}$$

所以

$$\dot{A}_u = \dot{A}_{u1} \cdot \dot{A}_{u2} = -\beta_1 \frac{R_3 \parallel R_{i2}}{r_{be1}} \cdot \frac{(1+\beta_2)(R_6 \parallel R_L)}{r_{be2} + (1+\beta_2)(R_6 \parallel R_L)}$$

(2) 求 R_i

$$R_i = R_{i1} = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{be1}$$

(3) 求 R_o

对后级来讲,信号源内阻为前级的输出电阻,即

$$R_{o1} = R_3$$

所以

$$R_o = R_{o2} = R_6 \parallel \frac{r_{be2} + R_5 \parallel R_{o1}}{1+\beta_2}$$

3.4.3 音频放大电路设计

设计目的:设计满足一组指标要求的三极管音频放大器电路。

设计指标:要求设计的音频放大器将来自麦克风的信号进行放大并传送到 8Ω 扬声器提供 $0.1W$ 的平均功率,麦克风(话筒)产生的正弦信号峰值为 $10mV$,并具有 $10k\Omega$ 的信号源电阻。

设计方案:根据设计指标要求,本设计将采用多级放大电路构成。多级放大器电路结构如图 3.65 所示。它由三级组成:第一级是缓冲级,应具有输入电阻大,输出电阻小的特点,所以可采用射极跟随器电路,从而可以减小 $10k\Omega$ 信号源电阻的负载效应;第二级为放大级,应具有较大的电压放大倍数及足够的通频带,所以可采用共射极放大器电路组成;输出级应具有带负载能力强的特点,所以也可以用射极跟随器电路,用来提供必需的输出电流和输出信号功率。设音频放大器系统采用 $12V$ 的直流电源供电。



图 3.65 音频放大器框图

1. 输入级设计

输入级为射极跟随器电路,电路如图 3.66 所示。设三极管电流放大倍数 $\beta=100$ 。三极管集电极静态电流为 $I_{CQ1}=1mA$,集电极-发射极电压为 $U_{CEQ1}=6V$,发射结电压为 $U_{BE}=0.7V$ 。则:

$$R_{E1} \approx \frac{V_{CC} - U_{CEQ1}}{I_{CQ1}} = \frac{12-6}{1} k\Omega = 6k\Omega$$

可得: $r_{be} = 200 + (1+\beta) \frac{26}{I_E} \approx 2.8k\Omega$

$$I_B = \frac{I_E}{1+\beta_1} \approx 10\mu A$$

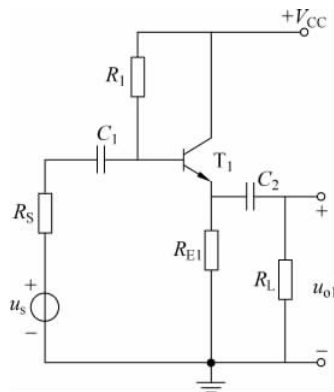


图 3.66 输入级射极跟随器

$$U_B = U_E + U_{BE} = 6.7\text{V}$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} - U_B}{I_B} = \frac{12 - 6.7}{10} \text{k}\Omega = 530\text{k}\Omega$$

偏置电阻 R_1 取 $510\text{k}\Omega$ 。

由于射极跟随器输出电阻较小,所以忽略下一级放大器输入电阻对本级的影响,所以有:

$$R_{i1} = R_1 // [r_{be} + (1 + \beta_1)R_{E1}] = 510 // [2.8 + 101 \times 6] = 277\text{k}\Omega$$

电压放大倍数为

$$A_{u1} = \frac{u_o}{u_s} \approx \frac{(1 + \beta_1)R_{E1}}{r_{be} + (1 + \beta_1)R_{E1}} \cdot \frac{R_{i1}}{R_s + R_{i1}} = 0.96$$

对于峰值为 10mV 的输入信号电压,经输入级放大后的输出电压峰值为

$$u_{o1} = A_{u1} \cdot u_s = 9.6\text{mV}$$

由于放大信号为音频信号,所以频率范围为 $20\text{Hz} \sim 20\text{kHz}$ 。放大电路中,耦合电容与下级电路的输入电阻(或负载)组成 RC 高通滤波器,则截止频率为

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

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_{i1} f_L} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 277 \times 10^3 \times 20} \mu\text{F} \approx 0.03\mu\text{F}$$

为留有足够的裕量, C_1 、 C_2 选 $0.1\mu\text{F}$ 电容。

2. 输出级设计

为提高带负载能力,输出级也采用射极跟随器电路,电路如图 3.67 所示。由于输出为功率驱动电路,所以三极管选用中功率三极管。设三极管电流放大倍数 $\beta = 50$ 。三极管集电极静态电流为 $I_{CQ4} = 0.3\text{A}$,集电极-发射极电压为 $U_{CEQ4} = 6\text{V}$,发射结电压为 $U_{BE} = 0.7\text{V}$ 。则:

$$R_{E4} = \frac{V_{CC} - U_{CEQ4}}{I_{EQ4}} = \frac{12 - 6}{0.3} \Omega = 20\Omega$$

$$I_{B4} = \frac{I_{E4}}{1 + \beta_4} \approx 5.9\text{mA}$$

$$U_{B4} = U_{E4} + U_{BE4} = 6.7\text{V}$$

$$R_6 = \frac{V_{CC} - U_{B4}}{I_{B4}} = \frac{12 - 6.7}{5.9} \text{k}\Omega = 0.898\text{k}\Omega$$

取偏置电阻 R_6 为 910Ω 。

对于功率三极管, $r_{bb'}$ 可由几欧至几十欧,本电路设 $r_{bb'} = 10\Omega$

$$r_{be4} = 10 + (1 + \beta) \frac{26}{I_{EQ4}} \approx 14\Omega$$

$$A_{u4} = \frac{(1 + \beta_4)(R_{E4} // R_L)}{r_{be4} + (1 + \beta_4)(R_{E4} // R_L)} \approx 0.92$$

$$R_{i4} = R_6 // [r_{be4} + (1 + \beta_4)(R_{E4} // R_L)] = 228\Omega$$

对于提供给负载 0.1W 平均功率,负载电流的有效值为 $P_L = I_1^2 \cdot R_L$,即: $0.1 = I_1^2 \cdot 8$,则: $I_1 = 0.11\text{A}$ 。输出峰值电流为: $i_1 = \sqrt{2} I_1 = 0.158\text{A}$ 。

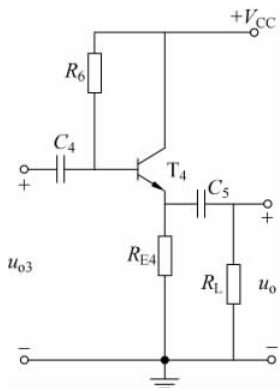


图 3.67 输出级射极输出器

输出电压峰值为

$$u_o = i_1 \cdot R_L = 1.26\text{V}$$

则需要中间放大级输出电压峰值为

$$u_{o3} = \frac{u_o}{A_{u4}} \approx 1.37\text{V}$$

3. 中间放大级设计

放大级要将输入 10mV 的电压放大到输出级所需要的 1.37V, 则放大级放大器的总放大倍数为

$$\left| \frac{u_{o3}}{u_{o1}} \right| = \frac{1.37\text{V}}{9.6\text{mV}} \approx 143$$

为实现稳定放大, 放大电路采用两级分压式稳定工作点共射极放大电路。放大的两级间也通过电容耦合在一起。电路如图 3.68 所示。

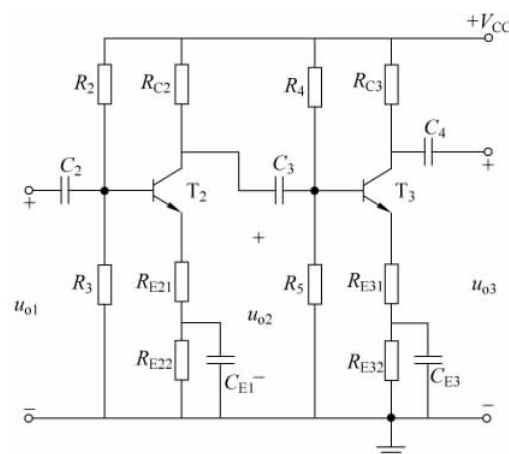


图 3.68 中间级电压放大电路

设计两级放大器使各级的电压放大倍数分别为

$$\left| A_{u3} \right| = \left| \frac{u_{o3}}{u_{o2}} \right| = 5 \quad \text{和} \quad \left| A_{u2} \right| = \left| \frac{u_{o2}}{u_{o1}} \right| = 28.6$$

设计 T_2 、 T_3 的 $\beta=100$, 集电极电流为 $I_{C2}=I_{C3}=5\text{mA}$, 集电极-发射极电压 $u_{CE2}=u_{CE3}=6\text{V}$, 发射结电压为 $u_{BE2}=u_{BE3}=0.6\text{V}$ 。

根据 $U_{BQ}=(3\sim 5)U_{BEQ}$, 取 $U_{BQ}=5U_{BEQ}=3\text{V}$, 则:

$$R_{C2}=R_{C3}=\frac{V_{CC}-U_{CEQ}-U_{BQ}+U_{BEQ}}{I_{C2}}=0.72\text{k}\Omega$$

取 $R_{C2}=R_{C3}=750\Omega$ 。

$$I_{B2}=I_{B3}=\frac{I_C}{\beta}=10\mu\text{A}$$

根据 $I_1=(5\sim 10)I_{BQ}$, 取 $I_1=10I_{BQ}$, 则:

$$R_2=R_4=\frac{V_{CC}-U_{BQ}}{I_1}=\frac{12-3}{100}\text{k}\Omega=90\text{k}\Omega$$

取 $R_2=R_4=91\text{k}\Omega$ 。

$$R_3 = R_5 = \frac{U_{BQ}}{I_1} = \frac{3}{100} \text{k}\Omega = 30 \text{k}\Omega$$

取 $R_3 = R_5 = 30 \text{k}\Omega$ 。

$$R_{E2} = R_{E3} = \frac{U_{BQ} - U_{BE}}{I_C} \approx \frac{3 - 0.6}{5} \text{k}\Omega = 0.48 \text{k}\Omega$$

$$r_{be2} = r_{be3} = 200 + (1 + \beta_3) \frac{26}{I_{E3}} \approx 725 \Omega$$

$$|A_{u3}| = \left| \frac{\beta_3 (R_{C3} // R_{i4})}{r_{be3} + (1 + \beta_3) R_{E31}} \right| = \frac{100 \times (750 // 228)}{725 + 101 \cdot R_{E31}} = 5$$

可得 $R_{E31} = 27 \Omega$ ，则 $R_{E32} = 450 \Omega$ 。

$$R_{i3} = R_4 // R_5 // [r_{be3} + (1 + \beta_3) R_{E31}] = 90 // 30 // (0.725 + 101 \times 0.027) = 3.5 \text{k}\Omega$$

$$|A_{u2}| = \left| \frac{\beta_2 (R_{C2} // R_{i3})}{r_{be2} + (1 + \beta_2) R_{E21}} \right| = \frac{100 \times (750 // 3500)}{725 + 101 \cdot R_{E21}} = 28.6$$

可得 $R_{E21} = 14 \Omega$ ，取 $R_{E21} = 15 \Omega$ 。则 $R_{E22} = 465 \Omega$ ，取 $R_{E22} = 470 \Omega$ ，则：

$$R_{i2} = R_2 // R_3 // [r_{be2} + (1 + \beta_2) R_{E21}] \approx 2.1 \text{k}\Omega$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi R_{i2} f_L} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 2.1 \times 10^3 \times 20} \mu\text{F} \approx 3.8 \mu\text{F}$$

取 $C_2 = 4.7 \mu\text{F}$ 。

$$C_3 = \frac{1}{2\pi R_{i3} f_L} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 3.5 \times 10^3 \times 20} \mu\text{F} \approx 2.3 \mu\text{F}$$

取 $C_3 = 4.7 \mu\text{F}$ 。

$$C_4 = \frac{1}{2\pi R_{i4} f_L} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 228 \times 20} \mu\text{F} \approx 35 \mu\text{F}$$

取 $C_4 = 47 \mu\text{F}$ 。

$$C_5 = \frac{1}{2\pi R_L f_L} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 8 \times 20} \mu\text{F} \approx 1000 \mu\text{F}$$

取 $C_5 = 1000 \mu\text{F}$ 。

3.5 差分放大电路

如前所述，直接耦合放大电路既能放大交流信号，又能放大直流信号，但由于直流通路相互关联，一旦前级静态工作点稍有偏移，这种不定而又不断的偏移对后级来讲相当于一个缓慢变化着的信号，它就会被逐级放大，致使放大器输出电压发生偏移，严重时甚至将原有信号淹没。这种输入电压为零，输出电压不为零的现象被称为零点漂移。在实际放大电路中，不解决零点漂移问题，电路是无法正常工作的。

产生零点漂移的原因很多，主要有电源电压的波动、元件的老化和半导体器件对温度的敏感性等。原因知道了，似乎可以从这里入手解决零点漂移问题了，但事实上是不行的，因为半导体器件的性能参数受环境温度的影响是很难克服的，这也是常将零点漂移表示为温度漂移的原因。怎么办呢？负补偿技术为我们提供了一个很好的解决手段：利用电路结构参数的对称性，将产生的零点漂移抵消。这就是差分放大电路最原始的设计思想。

3.5.1 基本差分放大电路

图 3.69 所示为典型差分放大电路,它的结构参数具有对称性,即 $R_{b1} = R_{b2} = R_b$, $R_{c1} = R_{c2} = R_c$, T_1 和 T_2 在各种环境下具有相同的特性。电路采用 $+V_{CC}$ 和 $-V_{EE}$ 两路电源供电。可以利用其对称性得到半边等效电路进行分析。

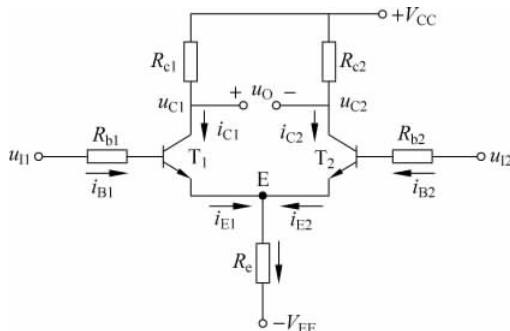


图 3.69 典型差分放大电路

1. 静态分析

静态时, $u_{I1} = u_{I2} = 0$, T_1 和 T_2 的静态工作点相同, $I_{EQ1} = I_{EQ2} = I_{EQ}$, 电阻 R_e 上流过的电流为 $2I_{EQ}$, 可将电阻 R_e 看成是两个电阻为 $2R_e$ 的并联, 且每个并联电阻上流过的电流为 I_{EQ} , 由此可得典型差分放大电路的直流半边等效电路如图 3.70 所示。

由图 3.70 可知, 输入回路方程为

$$I_{BQ}R_b + U_{BEQ} + 2I_{EQ}R_e - V_{EE} = 0$$

因为 $I_{EQ} = (1 + \beta)I_{BQ}$, 所以

$$I_{BQ} = \frac{V_{EE} - U_{BEQ}}{R_b + 2(1 + \beta)R_e} \quad (3.78)$$

通常, $R_b \ll 2(1 + \beta)R_e$, $V_{EE} \gg U_{BEQ}$, 因此

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} \approx \frac{V_{EE}}{2R_e} \quad (3.79)$$

又由输出回路方程得

$$U_{CEQ} = V_{CC} + V_{EE} - I_{CQ}(R_c + 2R_e) \quad (3.80)$$

2. 动态分析

(1) 共模分析

若在两个输入端上所加信号的电压大小相等、方向相同, 则称之为共模信号, 用 u_{ic} 表示, 如图 3.71 所示, 其交流通路所对应的半边等效电路如图 3.72 所示。半边等效电路的共模电压放大倍数为

$$A_{c1} = \frac{u_{OC1}}{u_{IC}} = -\beta \frac{R_c}{R_b + r_{be} + 2(1 + \beta)R_e} \quad (3.81)$$

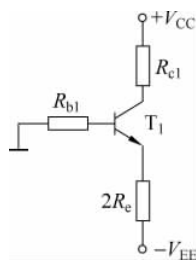


图 3.70 直流半边等效电路

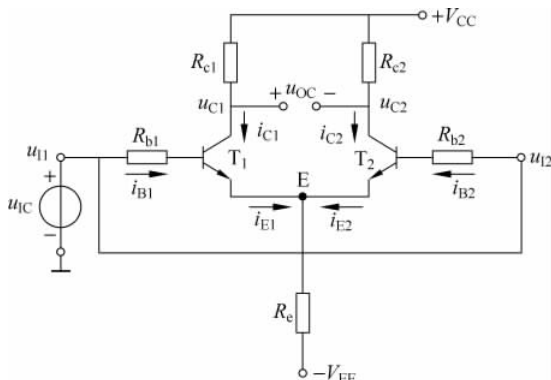


图 3.71 典型差分放大电路共模分析

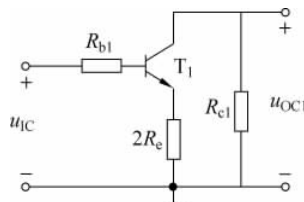


图 3.72 共模分析半边等效电路

理想情况下, $u_{OC1} = u_{OC2}$, 所以差分放大电路的共模电压放大倍数为

$$A_c = \frac{u_{OC}}{u_{IC}} = \frac{u_{OC1} - u_{OC2}}{u_{IC}} = 0 \quad (3.82)$$

即差分放大电路在理想情况下对共模信号没有放大作用,或者说,对共模信号具有抑制作用。而环境温度变化导致管子的参数变化,等效于共模信号。因此,电路对环境温度变化产生的零点漂移具有抑制作用,且差分放大电路的共模电压放大倍数越小,抑制零点漂移的作用就越强。

(2) 差模分析

若在两个输入端上所加信号的电压大小相等、方向相反,则称之为差模信号,用 u_{id} 表示,如图 3.73 所示。由于 $u_{ID1} = -u_{ID2} = u_{ID}/2$, 因而 T_1 和 T_2 的各级电流变化大小相等、方向相反,流过电阻 R_e 的电流不变,或者说,在交流通路中电阻 R_e 两端的电压为零, T_1 和 T_2 的 e 极相当于接地,故交流通路所对应的半边等效电路如图 3.74 所示,半边等效电路的差模电压放大倍数为

$$A_{d1} = \frac{u_{OD1}}{u_{ID1}} = -\beta \frac{R_c}{R_b + r_{be}} \quad (3.83)$$

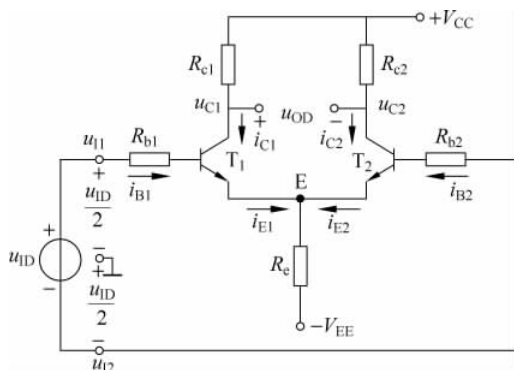


图 3.73 典型差分放大电路差模分析

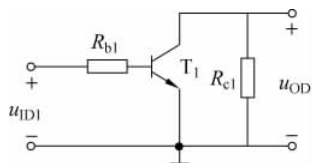


图 3.74 差模分析半边等效电路

理想情况下, $u_{OD1} = -u_{OD2}$, 所以差分放大电路的差模电压放大倍数为

$$A_d = \frac{u_{OD}}{u_{ID}} = \frac{u_{OD1} - u_{OD2}}{2u_{ID1}} = A_{d1} \quad (3.84)$$

输入电阻为

$$R_i = 2R_{i1} = 2(R_b + r_{be}) \quad (3.85)$$

输出电阻为

$$R_o = 2R_{o1} = 2R_c \quad (3.86)$$

从以上分析可以看到, 差分放大电路对差模信号有放大作用, 对共模信号具有抑制作用。为了综合评价两方面的性能, 特引入参数共模抑制比

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \quad (3.87)$$

K_{CMR} 越大越好。因此, 增加 R_c , 可以提高放大电路的共模抑制比。但 R_c 的增大是有限的, 因为在管子静态电流不变的情况下, R_c 越大, 所需的 V_{EE} 将越高, 电路的功耗和大电源本身的组成成本将显著增加, 对管子极限指标的要求也将提高, 同时大电阻难于在集成电路中实现。为此, 需要在 V_{EE} 较小的情况下, 既能设置合适的静态电流, 又能对于共模信号呈现很大电阻的等效电路来取代 R_c 。以下介绍的电流源就具有这样的特点。

3.5.2 电流源

1. 单管电流源

单管电流源如图 3.75 所示, 电阻 R_2 上的电流 I_2 远远大于三极管 T 的基极电流 I_B , R_2 上的电压为

$$U_{R2} \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \quad (3.88)$$

三极管上的集电极电流为

$$I_C \approx I_E = \frac{U_{R2} - U_{BE}}{R_3} \quad (3.89)$$

可见, 单管电流源的结构虽然简单, 但因 U_{BE} 将随温度变化而变化, 输出电流存在着一定的温度漂移。为了减小输出电流的温度漂, 应尽量做到 $U_{R2} \gg U_{BE}$ 。

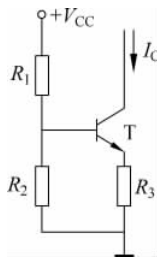


图 3.75 单管电流源

2. 基本镜像电流源

图 3.76 所示为镜像电流源。因为 T_0 管和 T_1 管具有完全相同的特性, 且基极与基极相连、发射极与发射极相连, 使得 $U_{BE0} = U_{BE1}$, $I_{B0} = I_{B1}$, 所以就像照镜子一样, T_1 管的集电极电流永远和 T_0 管的相等, 因此该电路称为镜像电流源。

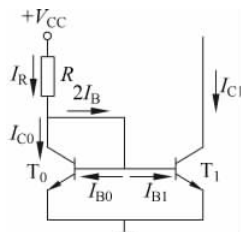


图 3.76 基本镜像电流源

由于 T_0 管的 b、c 极相连, T_0 管处于临界放大状态, 电阻 R 中的电流 I_R 为基准电流, 表达式为

$$I_R = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R} \quad (3.90)$$

且 $I_R = I_{C0} + I_{B0} + I_{B1} = I_{C1} + 2I_{B1} = \left(1 + \frac{2}{\beta}\right) I_{C1}$, 所以

$$I_{C1} = \frac{\beta}{\beta + 2} I_R \quad (3.91)$$

若 $\beta \gg 2$, 则 $I_{C1} \approx I_R$ 。因此, 只要电源 V_{CC} 和电阻 R 确定, I_{C1} 就确定。

在电路中, 若温度升高使 I_{C1} 增大, 与此同时, I_{C0} 也增大, 则 R 的压降增大, 从而使 U_{BE0} (U_{BE1}) 减小, I_{B1} 随之减小, I_{C1} 必然减小; 当温度降低时, 各物理量与上述变化相反。可见, T_0 的发射结对 T_1 具有温度补偿作用, 可有效抑制 I_{C1} 的温漂, 使之在温度变化时基本稳定。

3. 基本微电流源

镜像电流源电路适用于毫安数量级工作电流的场合, 若需要微安数量级工作电流的电流源, 则要求镜像电流源电路中的 R 值太大, 不易集成。此时, 一般使用微电流源, 其电路如图 3.77 所示。显然, T_1 管的集电极电流

$$I_{C1} \approx I_{E1} = \frac{U_{BE0} - U_{BE1}}{R_e} \quad (3.92)$$

式中, $U_{BE0} - U_{BE1}$ 的最大值只有几十毫伏, 因而 R_e 只要几千欧, 就可得到几十微安的 I_{C1} 。由于管子的发射极电流与 b-e 间的电压关系为

$$I_E \approx I_s e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \quad (3.93)$$

且两只管子的特性完全相同, 所以

$$U_{BE0} - U_{BE1} \approx U_T \ln \frac{I_{E0}}{I_{E1}} = U_T \ln \frac{I_{C0}}{I_{C1}} \quad (3.94)$$

当 $\beta \gg 2$ 时, $I_{C0} \approx I_R = \frac{V_{CC} - U_{BE0}}{R}$, 所以

$$I_{C1} \approx \frac{U_T}{R_e} \ln \frac{I_R}{I_{C1}} \quad (3.95)$$

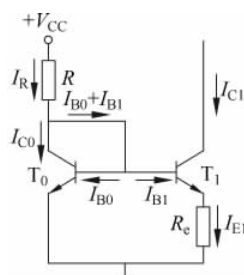


图 3.77 基本微电流源

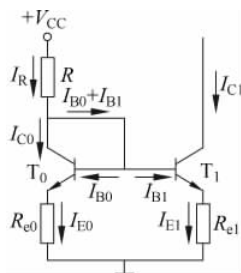


图 3.78 基本比例电流源

4. 基本比例电流源

比例电流源可以改变镜像电流源中 $I_{C1} \approx I_R$ 的关系, 而使 I_{C1} 与 I_R 成比例关系, 其电路如图 3.78 所示。由图可知

$$U_{BE0} + I_{E0} R_{e0} = U_{BE1} + I_{E1} R_{e1}$$

只要 β 足够大, 即可认为 $I_R \approx I_{E0}$, $I_{C1} \approx I_{E1}$ 。由于 $U_{BE0} \approx U_{BE1}$, 所以

$$I_{C1} \approx \frac{R_{e0}}{R_{e1}} I_R \quad (3.96)$$

5. 多路电流源

由三极管组成的多路电流源如图 3.79 所示, 由于所有管子的特性相同, 所以可以近似认为

$$I_{E0} R_{e0} \approx I_{E1} R_{e1} \approx I_{E2} R_{e2} \approx I_{E3} R_{e3} \quad (3.97)$$

若 β 足够大, 则

$$I_{C0} R_{e0} \approx I_{C1} R_{e1} \approx I_{C2} R_{e2} \approx I_{C3} R_{e3} \quad (3.98)$$

由场效应管同样可以构成镜像电流源、比例电流源和多路电流源等,常见的多路电流源如图 3.80 所示, $T_0 \sim T_3$ 均为 N 沟道增强型 MOS 管,它们的开启电压等参数相等,在 $U_{GS0} = U_{GS1} = U_{GS2} = U_{GS3}$ 时,它们的漏极电流 I_D 正比于沟道的宽长比。设宽长比 $W/L = S$,且 $T_0 \sim T_3$ 的宽长比分别为 $S_0 \sim S_3$,则

$$I_{Dj} = \frac{S_j}{S_0} I_R, \quad j = 1, 2, 3 \quad (3.99)$$

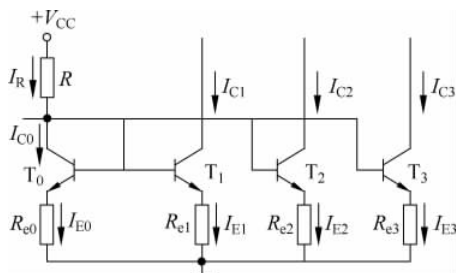


图 3.79 多路电流源

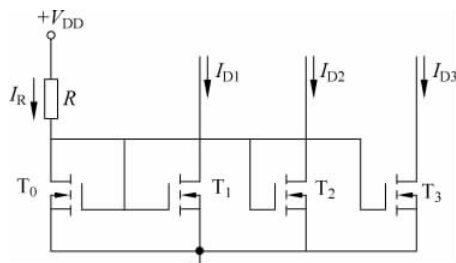


图 3.80 场效应管构成的多路电流源

6. 改进型电流源

对于前面所描述的由三极管实现的基本镜像电流源、基本微电流源和基本比例电流源,当 β 不够大时存在着较大的误差。为此,常在其基础上加以改进,以获取更高精度的电流源。

图 3.81 所示电路是在基本镜像电流源的基础之上加一个射极输出器, T_0 、 T_1 和 T_2 具有完全相同的特性,因而 $\beta_0 = \beta_1 = \beta_2 = \beta$ 。由于 $U_{BE0} = U_{BE1}$,故 $I_{B0} = I_{B1}$, $I_{C0} = I_{C1}$ 。与基本镜像电流源一样,基准电流为

$$I_R = \frac{V_{CC} - U_{BE0}}{R} \quad (3.100)$$

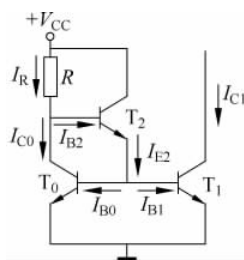


图 3.81 改进型镜像电流源

输出电流 I_{C1} 与基准电流 I_R 的关系为

$$I_{C1} = I_R - I_{B2} = I_R - \frac{I_{E2}}{1 + \beta} = I_R - \frac{2I_{B1}}{1 + \beta} = I_R - \frac{2I_{C1}}{\beta(1 + \beta)}$$

整理可得

$$I_{C1} = \frac{I_R}{1 + \frac{2}{\beta(1 + \beta)}} \quad (3.101)$$

可见,加射极输出器后,输出电流与基准电流更加接近。用同样的思路可以构成精度更高的微电流源和多路电流源。

3.5.3 含电流源的差分放大电路

1. 用电流源取代发射极电阻

在差分放大电路中,用电流源取代发射极电阻可以提高抑制共模信号的能力。典型电路如图 3.82 所示。

2. 用电流源取代集电极电阻

在放大电路中,用电流源作为有源负载取代集电极电阻,可以提高电路的放大能力,所以差分放大电路中的集电极电阻经常用电流源取代。典型电路如图 3.83 所示, T_1 和 T_2 为放大管, T_3 和 T_4 组成镜像电流源取代集电极电阻。

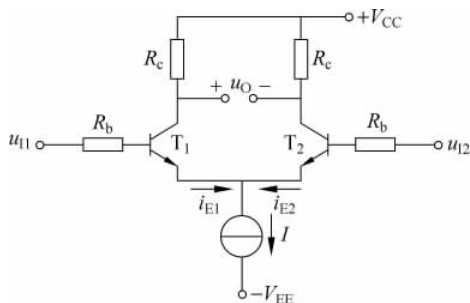


图 3.82 用电流源取代发射极电阻的差分放大电路

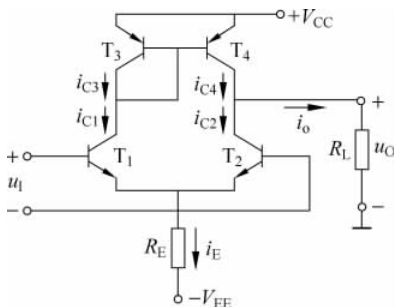


图 3.83 用电流源取代集电极电阻的差分放大电路

3.5.4 差分放大电路的接法

如图 3.84 所示,差分放大电路有 4 种接法,分别是双端输入双端输出、双端输入单端输出、单端输入双端输出和单端输入单端输出。但不管哪种接法,都可以利用半边等效电路来分析,只是需要注意接入负载后对半边等效电路的影响。这 4 种接法有着不同的接地情况、技术指标及其应用。对此在后面将有所介绍。

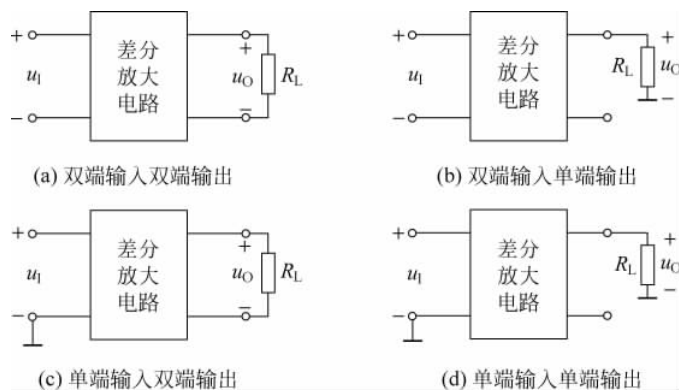


图 3.84 差分放大电路的接法

习题

3.1 选择题

(1) 理想二极管的反向电阻为()。

A. 零 B. 无穷大 C. 约几百千欧

(2) 如果把一个小功率二极管直接同电源电压为 1.5V、内阻为零的电池实行正

向连接,电路如图 3.85 所示,则后果是该管()。

- A. 击穿
- B. 电流为零
- C. 电流正常
- D. 电流过大使管子烧坏

(3) 电路如图 3.86 所示,二极管 D 为理想元件, $U_s=5V$,则电压 $u_O=()$ 。

- A. U_s
- B. $U_s/2$
- C. 0



图 3.85

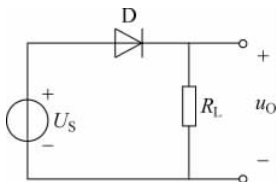


图 3.86

(4) 电路如图 3.87 所示,二极管 D_1 、 D_2 为理想元件,则在电路中()。

- A. D_1 起箝位作用, D_2 起隔离作用
- B. D_1 起隔离作用, D_2 起箝位作用
- C. D_1 、 D_2 均起箝位作用
- D. D_1 、 D_2 均起隔离作用

(5) 电路如图 3.88 所示,所有二极管均为理想元件,则 D_1 、 D_2 、 D_3 的工作状态为()。

- A. D_1 导通, D_2 、 D_3 截止
- B. D_1 、 D_2 截止, D_3 导通
- C. D_1 、 D_3 截止, D_2 导通
- D. D_1 、 D_2 、 D_3 均截止

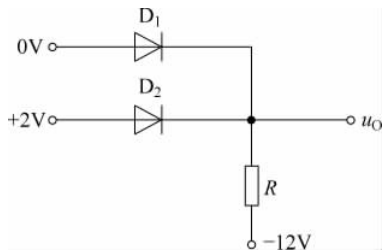


图 3.87

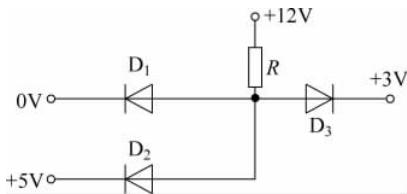


图 3.88

(6) 一个稳定电压为 12V 的稳压管,当温度升高时,其稳定电压 U_Z 将()。

- A. 升高
- B. 降低
- C. 不变

(7) 稳压管反向击穿后,其后果为()。

- A. 永久性损坏
- B. 只要流过稳压管电流不超过规定值允许范围,稳压管无损
- C. 由于击穿而导致性能下降

(8) 固定偏置放大电路中,三极管的 $\beta=50$,若将该管调换为 $\beta=80$ 的另外一个三极管,则该电路中三极管集电极电流 I_C 将()。

- A. 增加
- B. 减少
- C. 基本不变

(9) 对放大电路进行静态分析的主要任务是()。

- A. 确定电压放大倍数 A_u
- B. 确定静态工作点 Q
- C. 确定输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o

(10) 固定偏置放大电路中,三极管的 $\beta=50$,若工作环境温度升高,则该电路中三极管集电极电流 I_C 将()。

- A. 增加 B. 减少 C. 基本不变

(11) 分压式偏置单管放大电路的发射极旁路电容 C_E 因损坏而断开,则该电路的电压放大倍数将()。

- A. 增大 B. 减小 C. 不变

(12) 两级共射阻容耦合放大电路,若将第二级换成射极输出器,则第一级的电压放大倍数将()。

- A. 提高 B. 降低 C. 不变

(13) 与共射单管放大电路相比,射极输出器电路的特点是()。

- A. 输入电阻高,输出电阻低 B. 输入电阻低,输出电阻高
C. 输入、输出电阻都很高 D. 输入、输出电阻都很低

(14) 放大电路如图 3.89 所示,由于 R_{B1} 和 R_{B2} 阻值选取得不合适而产生了饱和失真,为了改善失真,正确的做法是()。

- A. 适当增加 R_{B2} ,减小 R_{B1} B. 保持 R_{B1} 不变,适当增加 R_{B2}
C. 适当增加 R_{B1} ,减小 R_{B2} D. 保持 R_{B2} 不变,适当减小 R_{B1}

(15) 电路如图 3.90 所示,设晶体管工作在放大状态,欲使静态电流 I_C 减小,则应()。

- A. 保持 U_{CC} 、 R_B 一定,减小 R_C
B. 保持 U_{CC} 、 R_C 一定,增大 R_B
C. 保持 R_B 、 R_C 一定,增大 U_{CC}

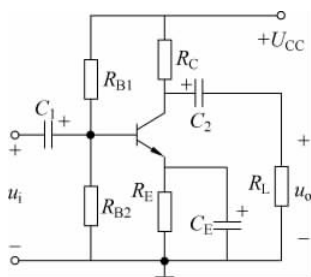


图 3.89

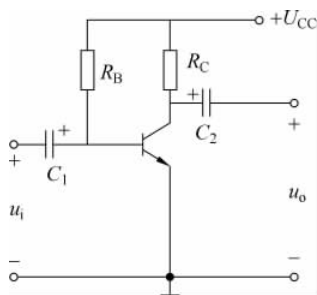


图 3.90

(16) 共源场效应管放大电路中,若将源极旁路电容 C_s 去掉,则该电路的电压放大倍数将()。

- A. 增大 B. 减小 C. 不变

(17) 就放大作用而言,射极输出器是一种()。

- A. 有电流放大作用而无电压放大作用的电路
B. 有电压放大作用而无电流放大作用的电路
C. 电压和电流放大作用均没有的电路

(18) 对功率放大电路的基本要求是在不失真的情况下能有()。

- A. 尽可能高的电压放大倍数

B. 尽可能大的功率输出

C. 尽可能小的零点漂移

(19) 欲提高功率放大器的效率,常需要()。

A. 增加电源供给的功率,减小动态输出功率

B. 增加动态输出功率,减小电源供给的功率

C. 设置静态工作点在接近饱和区处,增加静态电流 I_C

(20) 互补对称功率放大电路,若设置静态工作点使两管均工作在乙类状态,将会出现()。

A. 饱和失真

B. 频率失真

C. 交越失真

(21) 某人自装了一台小型扩音机,功率放大级工作在甲类状态推动喇叭,下列说法正确的是()。

A. 声音越小越省电

B. 声音越大越省电

C. 耗电与声音大小无关

(22) 在多级直接耦合放大电路中,导致零点漂移最为严重的是()。

A. 第一级的漂移

B. 中间级漂移

C. 末级漂移

(23) 在直接耦合放大电路中,采用差动式电路结构的主要目的是()。

A. 提高电压放大倍数

B. 抑制零点漂移

C. 提高带负载能力

(24) 具有发射极电阻 R_E 的典型差动放大电路中, R_E 的作用是()。

A. 稳定静态工作点,抑制零点漂移

B. 稳定电压放大倍数

C. 提高输入电阻,减小输出电阻

(25) 具有发射极电阻 R_E 的典型差动放大电路,电路完全对称,在双端输出时共模抑制比 K_{CMR} 的值等于()。

A. 零

B. 无穷大

C. 20dB

(26) 具有发射极电阻 R_E 的典型差动放大电路中,负电源 E_E 的作用是()。

A. 稳定三极管的发射极电位

B. 稳定发射极电流

C. 补偿 R_E 两端直流压降,使电路获得合适的静态工作点

3.2 电路如图 3.91 所示,求 A 点与 B 点的电位差 U_{AB} 和二极管电流 I_{AB} 。(用理想模型及恒压降模型分析)

3.3 电路如图 3.92 所示,设二极管 D_1 、 D_2 为理想元件,试计算电路中电流 I_1 、 I_2 的值。

3.4 电路如图 3.93 所示,已知 $u_i = 5\sin\omega t$ V,二极管导通电压 $U_{on} = 0.7$ V。试画出 u_i 与 u_o 的波形,并标出幅值。

3.5 已知图 3.94 所示电路中稳压管的稳定电压 $U_Z = 6$ V,最小稳定电流 $I_{Zmin} = 5$ mA,最大稳定电流 $I_{Zmax} = 25$ mA。

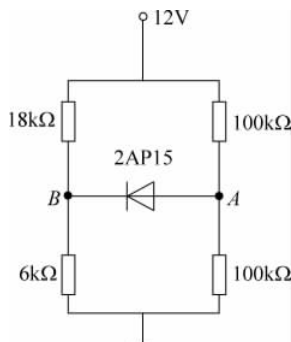


图 3.91

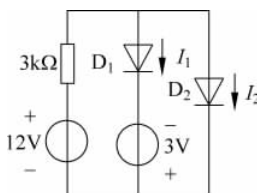


图 3.92

- (1) 分别计算 U_1 为 10V、15V、35V 三种情况下输出电压 U_o 的值；
- (2) 若 $U_1=35V$ 时负载开路,则会出现什么现象,为什么?

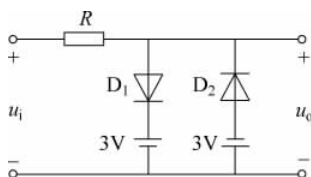


图 3.93

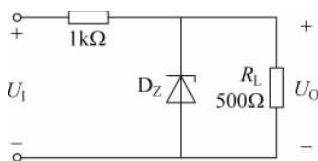


图 3.94

3.6 某固定偏置放大电路,已知 $U_{CC}=12V$, $U_{BE}=0.7V$, $U_{CE}=5V$, $I_C=2mA$,采用 $\beta=50$ 的 3DG6 晶体管,要求:

- (1) 画出固定偏置放大电路;
- (2) 计算 R_B 和 R_C 的阻值;
- (3) 若换用 $\beta=70$ 的同型号晶体管,其他参数不变,试问 I_C 和 U_{CE} 等于多少?

3.7 电路如图 3.95 所示,已知 $R_B=400k\Omega$, $R_C=1k\Omega$, $U_{BE}=0.6V$,要求:

- (1) 今测得 $U_{CE}=15V$,试求发射极电流 I_E 以及三极管的 β ;
- (2) 欲将三极管的集射极电压 U_{CE} 减小到 8V,试求 R_B 应如何调整? 并求出其值;

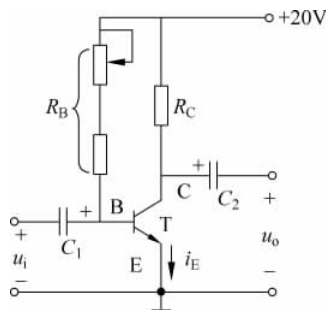


图 3.95

- (3) 画出微变等效电路,求电压放大倍数、输入电阻及输出电阻。

3.8 电路如图 3.96 所示,要求:

- (1) 若要将 NPN 管改换为 PNP 管,电路应如何改动,画出改动后的电路图;
- (2) 若不改变输入信号大小,改换管子后输出电压 u_o 出现了饱和失真,分析原因并指出消除失真的方法;
- (3) 写出管子改换后该电路的电压放大倍数的表达式。

3.9 放大电路如图 3.97 所示,晶体管的电流放大系数 $\beta=50$, $U_{BE}=0.6V$, $R_{B1}=$

$110\text{k}\Omega, R_{B2}=10\text{k}\Omega, R_C=6\text{k}\Omega, R_E=400\Omega, R_L=6\text{k}\Omega$, 要求:

- (1) 计算静态工作点;
- (2) 画出微变等效电路;
- (3) 计算电压放大倍数、输入电阻及输出电阻。

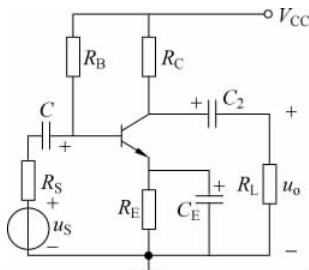


图 3.96

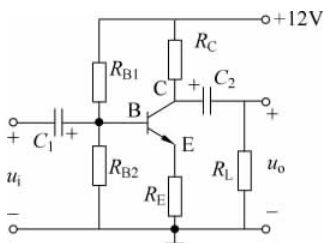


图 3.97

3.10 电路如图 3.98 所示, 已知晶体管的 $r_{be}=2\text{k}\Omega, \beta=75$, 输入信号 $u_s=5\sin\omega t\text{mV}, R_S=6\text{k}\Omega, R_{B1}=270\text{k}\Omega, R_{B2}=100\text{k}\Omega, R_C=5.1\text{k}\Omega, R_{E1}=150\Omega, R_{E2}=1\text{k}\Omega$ 。要求:

- (1) 画出微变等效电路;
- (2) 求电路的输出电压 U_o ;
- (3) 若调节电路参数使基极电流 $I_B=16\mu\text{A}$, 试分析说明当 $u_s=50\sin\omega t\text{mV}$ 时, 电路输出电压会不会出现截止失真, 为什么?

3.11 电路如图 3.99 所示, 已知场效应管的低频跨导为 g_m , 要求:

- (1) 写出 $\dot{A}_u, R_i$ 和 R_o 的表达式;
- (2) 标出所有电容的极性。

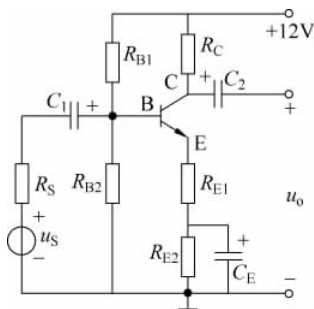


图 3.98

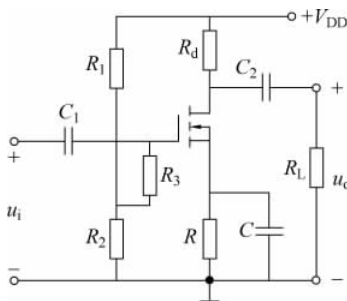


图 3.99

3.12 电路如图 3.100 所示, 已知晶体管的电流放大系数 $\beta=40$, 晶体管的输入电阻 $r_{be}=1\text{k}\Omega$, 要求:

- (1) 画出放大电路的微变等效电路;
- (2) 计算放大电路的输入电阻 r_i ;
- (3) 写出电压放大倍数 A_u 的表达式。

3.13 放大电路如图 3.101 所示, 硅晶体管的 $\beta=150, U_{BE}=0.6\text{V}, u_s=$

$2\sqrt{2}\sin\omega t$ mV, 要求:

- (1) 计算发射极静态电压 U_E ;
- (2) 画出微变等效电路;
- (3) 计算输入电流和输出电压的有效值 I_i 和 U_o ;
- (4) 在同一坐标轴上画出 u_s 和 u_o 的波形。

3.14 在图 3.102 所示电路中, 已知 T_1 和 T_2 管的饱和管压降 $|U_{CES}| = 2V$, $V_{CC} = 16V$, $R_L = 4\Omega$, 输入电压足够大。试问:

- (1) 最大输出功率 P_{om} 和效率 η 各为多少?
- (2) 三极管的最大功耗 P_{Tmax} 为多少?
- (3) 为了使输出功率达到 P_{om} , 输入电压的有效值约为多少?

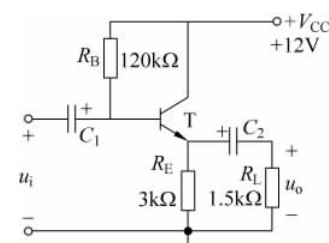


图 3.100

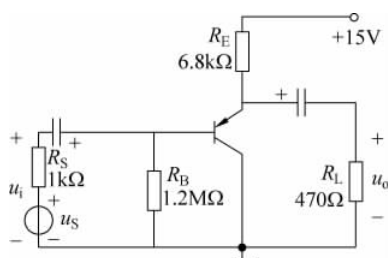


图 3.101

3.15 在图 3.103 所示电路中, 已知 $V_{CC} = 15V$, T_1 和 T_2 管的饱和管压降 $|U_{CES}| = 2V$, 输入电压足够大。要求:

- (1) 最大不失真输出电压的有效值;
- (2) 负载电阻 R_L 上电流的最大值;
- (3) 最大输出功率 P_{om} 和效率 η 。

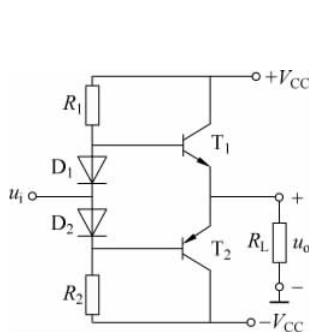


图 3.102

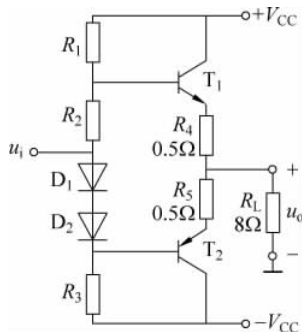


图 3.103

3.16 两级放大电路如图 3.104 所示, 晶体管 T_1 的 $r_{be1} = 3k\Omega$, T_2 的 $r_{be2} = 1.8k\Omega$, 两管的 β 均为 50, 试求两级放大电路的电压放大倍数 A_u 、输入电阻 r_i 及输出电阻 r_o 。

3.17 差动放大电路如图 3.105 所示, 已知晶体管的电流放大系数 $\beta_1 = \beta_2 = 50$, 管子的输入电阻 $r_{be1} = r_{be2} = 2k\Omega$, $U_{BE} = 0.7V$, 要求:

- (1) 计算静态工作点。

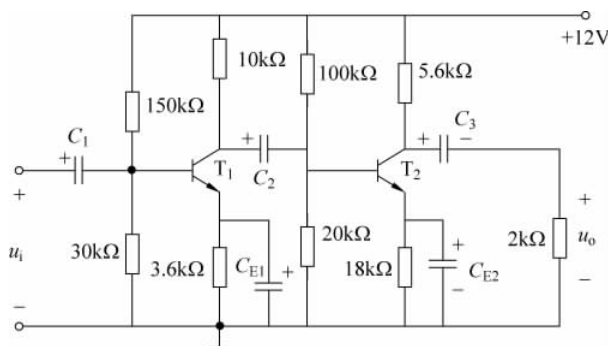


图 3.104

(2) 计算双端输入-双端输出的差模电压放大倍数。

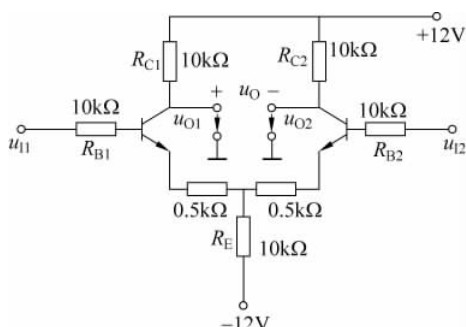


图 3.105

3.18 图 3.106 所示电路的结构参数对称, $\beta_1 = \beta_2 = 150$, $r_{be1} = r_{be2} = 200\Omega$, $U_{BE1} = U_{BE2} = 0.7V$, $R_w = 200\Omega$ 。

(1) 求 Q 点;

(2) 当 $u_{I1} = 0.02V$ (交流)、 $u_{I2} = 0V$ 时, 用交流电表测得的 u_O 应为多少?

(3) 当 $u_{I1} = 0.02V$ (直流)、 $u_{I2} = 0V$ 时, 用直流电表测得的 u_O 应为多少?

3.19 差动放大电路如图 3.107 所示, 已知输入电压 $u_a = 12mV$, $u_b = 2mV$, 晶体管的电流放大系数 $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = 50$, 管子的输入电阻 $r_{be1} = r_{be2} = r_{be3} = 1k\Omega$, 求输出电压 u_O 。

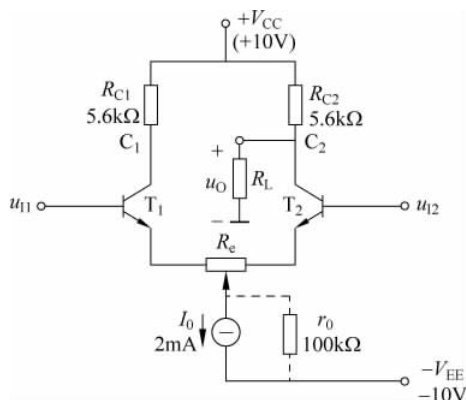


图 3.106

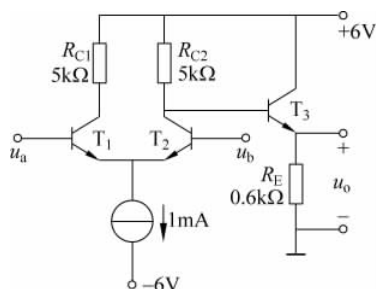


图 3.107