

第一章

三. 简答题

1、PN 结的伏安特性有何特点？

答：根据统计物理理论分析，PN 结的伏安特性可用式 $I_D = I_s \cdot (e^{\frac{V}{V_T}} - 1)$ 表示。

式中， I_D 为流过 PN 结的电流； I_s 为 PN 结的反向饱和电流，是一个与环境温度和材料等有关的参数，单位与 I 的单位一致； V 为外加电压； $V_T = kT/q$ ，为温度的电压当量（其单位与 V 的单位一致），其中玻尔兹曼常数 $k = 1.38 \times 10^{-23} J/K$ ，电子电量

$q = 1.60217731 \times 10^{-19} C$ (库伦)，则 $V_T = \frac{T}{11594.2} (V)$ ，在常温（ $T=300K$ ）下，

$V_T = 25.875 mV = 26 mV$ 。当外加正向电压，即 V 为正值，且 V 比 V_T 大几倍时， $e^{\frac{V}{V_T}} \gg 1$ ，于是

$I = I_s \cdot e^{\frac{V}{V_T}}$ ，这时正向电流将随着正向电压的增加按指数规律增大，PN 结为正向导通状态。外加反向电压，即 V 为负值，且 $|V|$ 比 V_T 大几倍时， $e^{\frac{V}{V_T}} \ll 1$ ，于是 $I \approx -I_s$ ，这时 PN 结

只流过很小的反向饱和电流，且数值上基本不随外加电压而变，PN 结呈反向截止状态。PN 结的伏安特性也可用特性曲线表示，如图 1.1.1 所示。从式(1.1.1)伏安特性方程的分析和图 1.1.1 特性曲线（实线部分）可见：PN 结真有单向导电性和非线性的伏安特性。

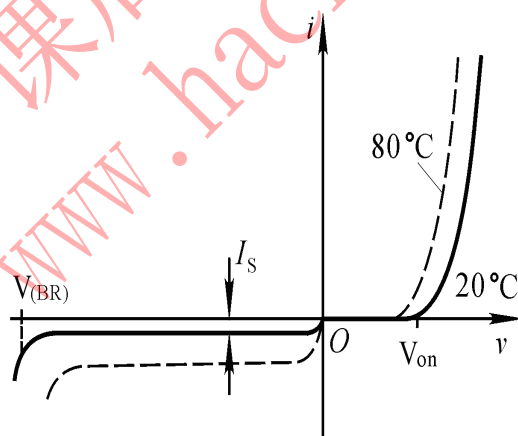


图 1.1.1 PN 伏安特性

2、什么是 PN 结的反向击穿？PN 结的反向击穿有哪几种类型？各有何特点？

答：“PN”结的反向击穿特性：当加在“PN”结上的反向偏压超过其设计的击穿电压后，PN 结发生击穿。

PN 结的击穿主要有两类，齐纳击穿和雪崩击穿。齐纳击穿主要发生在两侧杂质浓度都较高的 PN 结，一般反向击穿电压小于 $4E_g/q$ (E_g —PN 结量子阱禁带能量，用电子伏特衡量，

E_g/q 指 PN 结量子阱外加电压值，单位为伏特）的 PN 的击穿模式就是齐纳击穿，击穿机理就是强电场把共价键中的电子拉出来参与导电，使的少子浓度增加，反向电流上升。

雪崩击穿主要发生在“PN”结一侧或两侧的杂质浓度较低“PN”结，一般反向击穿电压高于 $6 E_g/q$ 的“PN”结的击穿模式为雪崩击穿。击穿机理就是强电场使载流子的运动速度加快，动能增大，撞击中型原子时把外层电子撞击出来，继而产生连锁反应，导致少数载流子浓度升高，反向电流剧增。

3、PN 结电容是怎样形成的？和普通电容相比有什么区别？

PN 结电容由势垒电容 C_b 和扩散电容 C_d 组成。

势垒电容 C_b 是由空间电荷区引起的。空间电荷区内有不能移动的正负离子，各具有一定的电量。当外加反向电压变大时，空间电荷区变宽，存储的电荷量增加；当外加反向电压变小时，空间电荷区变窄，存储的电荷量减小，这样就形成了电容效应。“势垒电容”大小随外加电压改变而变化，是一种非线性电容，而普通电容为线性电容。在实际应用中，常用微变电容作为参数，变容二极管就是势垒电容随外加电压变化比较显著的二极管。

扩散电容 C_d 是载流子在扩散过程中的积累而引起的。PN 结加正向电压时，N 区的电子向 P 区扩散，在 P 区形成一定的电子浓度(n_p)分布，PN 结边缘处浓度大，离结远的地方浓度小，电子浓度按指数规律变化。当正向电压增加时，载流子积累增加了 ΔQ ；反之，则减小，如图 1.3.3 所示。同理，在 N 区内空穴

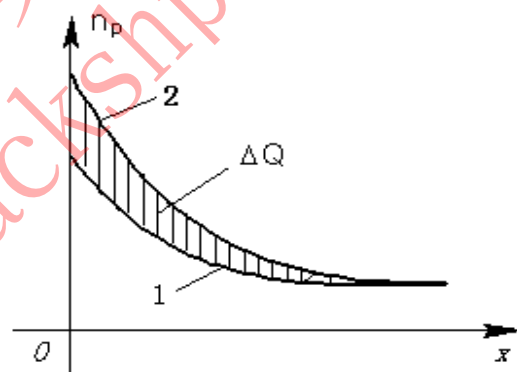


图 1.3.3 P 区中电子浓度的分布曲线及电荷的积累

浓度随外加电压变化而变化 的关系与 P 区电子浓度的变化相同。因此，外加电压增加 ΔV 时所出现的正负电荷积累变化 ΔQ ，可用扩散电容 C_d 来模拟。 C_d 也是一种非线性的分布电容。

综上所述，势垒电容和扩散电容是同时存在的。PN 结正偏时，扩散电容远大于势垒电容；PN 结反偏时，扩散电容远小于势垒电容。势垒电容和扩散电容的大小都与 PN 结面积成正比。与普通电容相比，PN 结电容是非线性的分布电容，而普通电容为线性电容。

习题 2

客观检测题

一、填空题

- 1、半导体二极管当正偏时，势垒区 变窄，扩散电流 大于 漂移电流。
- 2、在常温下，硅二极管的门限电压约 0.6 V，导通后在较大电流下的正向压降约 0.7 V；锗二极管的门限电压约 0.1 V，导通后在较大电流下的正向压降约 0.2 V。
- 3、在常温下，发光二极管的正向导通电压约 1.2~2V，高于 硅二极管的门限电压；考虑发光二极管的发光亮度和寿命，其工作电流一般控制在 5~10 mA。
- 4、利用硅 PN 结在某种掺杂条件下反向击穿特性陡直的特点而制成的二极管，称为 普通(稳压) 二极管。请写出这种管子四种主要参数，分别是 最大整流电流、反向击穿电压、反向电流 和 极间电容。

二、判断题

- 1、二极管加正向电压时，其正向电流是由 (a)。
a. 多数载流子扩散形成 b. 多数载流子漂移形成
c. 少数载流子漂移形成 d. 少数载流子扩散形成
- 2、PN 结反向偏置电压的数值增大，但小于击穿电压，(c)。
a. 其反向电流增大 b. 其反向电流减小
c. 其反向电流基本不变 d. 其正向电流增大
- 3、稳压二极管是利用 PN 结的 (d)。
a. 单向导电性 b. 反偏截止特性
c. 电容特性 d. 反向击穿特性
- 4、二极管的反向饱和电流在 20℃ 时是 5μA，温度每升高 10℃，其反向饱和电流增大一倍，当温度为 40℃ 时，反向饱和电流值为 (c)。
a. 10μA b. 15μA c. 20μA d. 40μA
- 5、变容二极管在电路中使用，其 PN 结是 (b)。
a. 正向运用 b. 反向运用

三、问答题

- 1、温度对二极管的正向特性影响小，对其反向特性影响大，这是为什么？

答：正向偏置时，正向电流是多子扩散电流，温度对多子浓度几乎没有影响，因此温度对二极管的正向特性影响小。但是反向偏置时，反向电流是少子漂移电流，温度升高少数载流子数量将明显增加，反向电流急剧随之增加，因此温度对二极管的反向特性影响大。

2、能否将 1.5V 的干电池以正向接法接到二极管两端？为什么？

答：根据二极管电流的方程式

$$I = I_s (e^{V/KT} - 1)$$

将 $V=1.5V$ 代入方程式可得：

$$I = 20 \times 10^{-12} (e^{1500/26} - 1) \approx 20 \times 10^{-12} \times e^{1500/26}$$

$$\lg I = \lg 20 - 12 + \frac{1500}{26} \lg e = 14.34$$

$$\text{故 } I = 2.18 \times 10^{14} (A)$$

虽然二极管的内部体电阻、引线电阻及电池内阻都能起限流作用，但过大的电流定会烧坏二极管或是电池发热失效，因此应另外添加限流电阻。

3、有 A、B 两个二极管。它们的反向饱和电流分别为 $5mA$ 和 $0.2\mu A$ ，在外加相同的正向电压时的电流分别为 $20mA$ 和 $8mA$ ，你认为哪一个管的性能较好？

答：B 好，因为 B 的单向导电性好；当反向偏置时，反向饱和电流很小，二极管相当于断路，其反向偏置电阻无穷大。

4、利用硅二极管较陡峭的正向特性，能否实现稳压？若能，则二极管应如何偏置？

答：能实现稳压，二极管应该正向偏置，硅二极管的正偏导通电压为 $0.7V$ ；因此硅二极管的正向特性，可以实现稳压，其稳压值为 $0.7V$ 。

5、什么是齐纳击穿？击穿后是否意味着 PN 结损坏？

答：齐纳击穿主要发生在两侧杂质浓度都较高的 PN 结，其空间电荷区较窄，击穿电压较低（如 $5V$ 以下），一般反向击穿电压小于 $4E_g/q$ （ E_g —PN 结量子阱禁带能量，用电子伏特衡量， E_g/q 指 PN 结量子阱外加电压值，单位为伏特）的 PN 的击穿模式就是齐纳击穿，击穿机理就是强电场把共价键中的电子拉出来参与导电，使的少子浓度增加，反向电流上升。

发生齐纳击穿需要的电场强度很大，只有在杂质浓度特别大的 PN 结才能达到。击穿后并不意味着 PN 结损坏，当加在稳压管上的反向电压降低以后，管子仍然可以恢复原来的状态。但是反向电流和反向电压的乘积超过 PN 结容许的耗散功率时，就可能由电击穿变为热击穿，而造成永久性的破坏。电击穿 PN 结未被损坏，但是热击穿 PN 结将永久损坏。

主观检测题

2.1.1 试用电流方程式计算室温下正向电压为 0.26V 和反向电压为 1V 时的二极管电流。(设

$$I_S = 10\mu A)$$

解：由公式 $I_D = I_S(e^{V_D/KT} - 1) = I_S(e^{V_D/V_T} - 1)$

由于 $I_S = 10\mu A$, $V_T = 0.026V$

正向偏置 $V_D = 0.26V$ 时

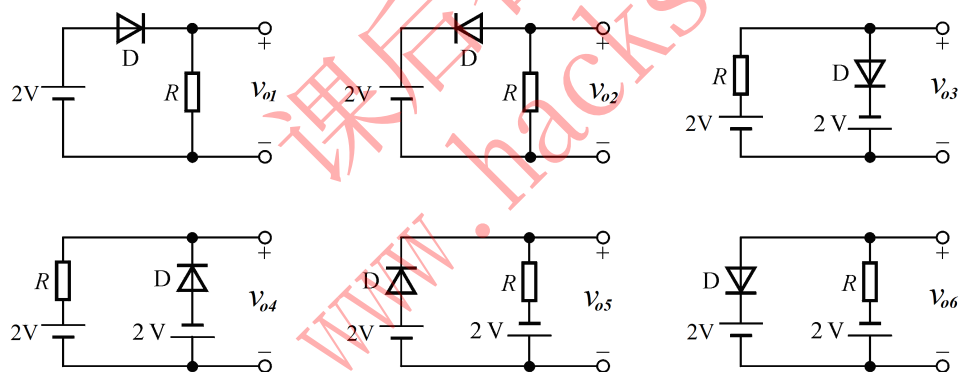
$$I_D = I_S(e^{V_D/V_T} - 1) = 10(e^{0.26/0.026} - 1) = 10(e^{10} - 1) = 220264(\mu A) = 0.22A$$

当反向偏置 $V_D = -1V$ 时

$$I_D \approx -I_S = -10\mu A$$

2.1.2 写出题图 2.1.2 所示各电路的输出电压值，设二极管均为理想二极管。

解： $V_{O1} \approx 2V$ (二极管正向导通)， $V_{O2} = 0$ (二极管反向截止)， $V_{O3} \approx -2V$ (二极管正向导通)， $V_{O4} \approx 2V$ (二极管反向截止)， $V_{O5} \approx 2V$ (二极管正向导通)， $V_{O6} \approx -2V$ (二极管反向截止)。

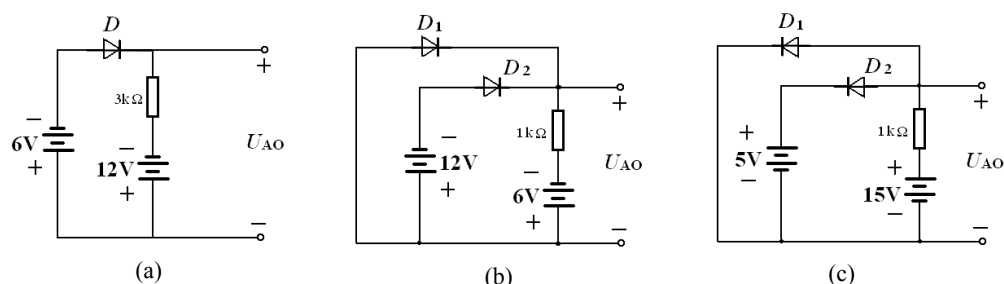


题图 2.1.2

2.1.3 重复题 2.1.2，设二极管均为恒压降模型，且导通电压 $V_D = 0.7V$ 。

解： $U_{O1} \approx 1.3V$ (二极管正向导通)， $U_{O2} = 0$ (二极管反向截止)， $U_{O3} \approx -1.3V$ (二极管正向导通)， $U_{O4} \approx 2V$ (二极管反向截止)， $U_{O5} \approx 1.3V$ (二极管正向导通)， $U_{O6} \approx -2V$ (二极管反向截止)。

2.1.4 设题图 2.1.4 中的二极管均为理想的 (正向可视为短路，反向可视为开路)，试判断其中的二极管是导通还是截止，并求出 A、Q 两端电压 U_{AO} 。



题图 2.1.4

解：题图 2.1.4 所示的电路图中，图（a）所示电路，二极管 D 导通， $V_{AO} = -6V$ ，

图（b）所示电路，二极管 D_1 导通， D_2 截止， $V_{AO} = -0V$ ，

图（c）所示电路，二极管 D_1 导通， D_2 截止， $V_{AO} = -0V$ 。

2.1.5 在用万用表的 $R \times 10\Omega$ 、 $R \times 100\Omega$ 和 $R \times 1k\Omega$ 三个欧姆档测量某二极管的正向电阻时，共测得三个数据： $4k\Omega$ 、 85Ω 和 680Ω ，试判断它们各是哪一档测出的。

解：万用表测量电阻时，对应的测量电路和伏安特性如图 2.1.5 所示，实际上是将流过电表的电流换算为电阻值，用指针的偏转表示在表盘上。当流过的电流大时，指示的电阻小。测量时，流过电表的电流由万用表的内阻和二极管的等效直流电阻值和联合决定。

通常万用表欧姆档的电池电压为 $E_i = 1.5V$ ， $R \times 10\Omega$ 档时，表头指针的满量程为 $100\mu A$ （测量电阻为 0，流经电阻 R_i 的电流为 $10mA$ ），万用表的内阻为 $R_{i10} = 150\Omega$ ； $R \times 100\Omega$ 档时，万用表的内阻为 $R_{i100} = 10R_{i10} = 1500\Omega$ （测量电阻为 0，表头满量程时，流经 R_i 的电流为 $1mA$ ）； $R \times 1k\Omega$ 档时（测量电阻为 0，表头满量程时，流经 R_i 的电流为 $0.1mA$ ），万用表的内阻为 $R_{i1000} = 100R_{i10} = 15k\Omega$ ；

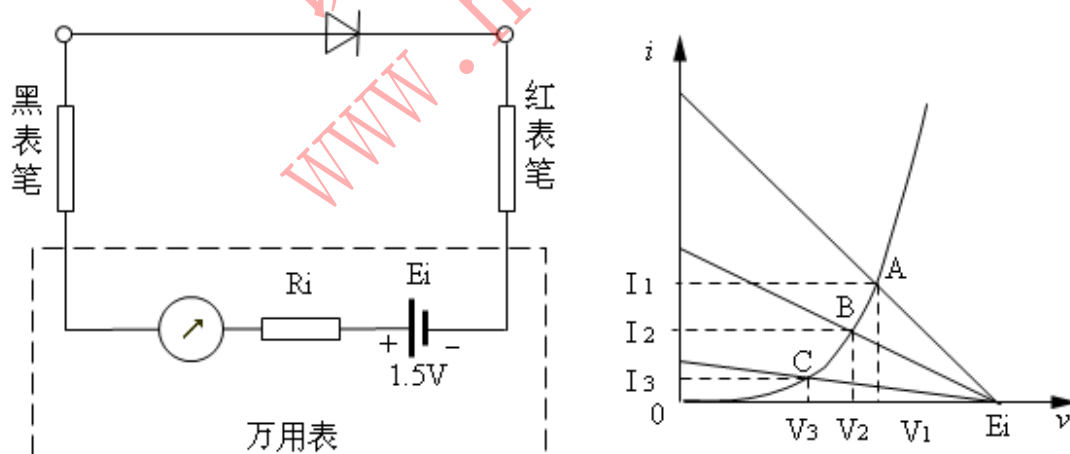


图 2.1.5

由图可得管子两端的电压 V 和电流 I 之间有如下关系：

$$R \times 10\Omega \text{ 档时，内阻 } R_{i10} = 150\Omega；V_1 = 1.5 - I_1 R_{i10} = 1.5 - 150I_1$$

$R \times 100\Omega$ 档时, 内阻 $R_{100} = 1500\Omega$; $V_2 = 1.5 - I_2 R_{100} = 1.5 - 1500 I_2$

$R \times 1k\Omega$ 档时, 内阻 $R_{1k} = 15k\Omega$; $V_3 = 1.5 - I_3 R_{1k} = 1.5 - 15000 I_3$

从伏安特性图上可以看出, 用 $R \times 10\Omega$ 档测量时, 万用表的直流负载线方程与二极管的特性曲线的交点为 A, 万用表的读数为 V_1/I_1 。

用 $R \times 100\Omega$ 档测量时, 万用表的直流负载线方程与二极管的特性曲线的交点为 B, 万用表的读数为 V_2/I_2 。

用 $R \times 1k\Omega$ 档测量时, 万用表的直流负载线方程与二极管的特性曲线的交点为 C, 万用表的读数为 V_3/I_3 。

$$\text{由图中可以得出 } \frac{V_1}{I_1} < \frac{V_2}{I_2} < \frac{V_3}{I_3}$$

所以, 85Ω 为万用表 $R \times 10\Omega$ 档测出的; 680Ω 为万用表 $R \times 100\Omega$ 档测出的; $4k\Omega$ 为万用表 $R \times 1k\Omega$ 档测出的。

2.1.6 电路如题图 2.1.6 所示, 已知 $v_i = 6\sin\omega t(\text{V})$, 试画出 v_i 与 v_o 的波形, 并标出幅值。分别使用二极管理想模型和恒压降模型 ($V_D = 0.7\text{V}$)。

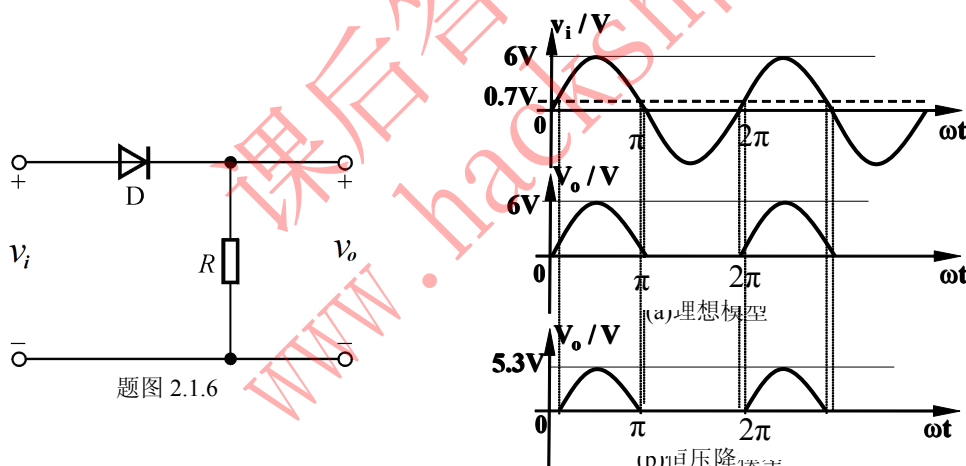


图 2.1.6

解: 由题意可知: $v_i = 6\sin\omega t(\text{V})$ 在 v_i 的正半周, 二极管导通, 电路的输出电压波形如图 2.1.6(a)、(b)所示。

2.1.7 电路如题图 2.1.7 所示, 已知 $v_i = 6\sin\omega t(\text{V})$, 二极管导通电压 $V_D = 0.7\text{V}$ 。试画出 v_i 与 v_o 的波形, 并标出幅值。

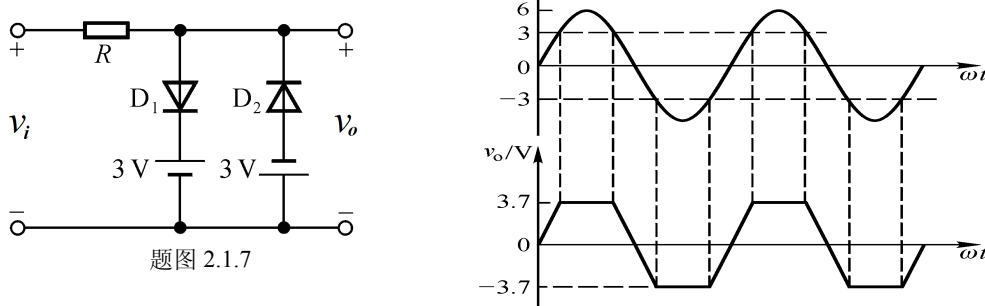


图 2.1.7

解：由题意

$v_i = 6\sin\omega t(\text{V})$ 波形如图 2.1.7 所示：

当 $v_i > 3.7\text{V}$ 时，二极管 D_1 导通， $v_o = 3.7\text{V}$ ，

当 $v_i < -3.7\text{V}$ 时，二极管 D_2 导通， $v_o = -3.7\text{V}$ ，

当 $-3.7\text{V} < v_i < 3.7\text{V}$ 时，二极管 D_1 、 D_2 截止， $v_o = v_i$ 。

2.2.1 现有两只稳压管，它们的稳定电压分别为 5V 和 8V ，正向导通电压为 0.7V 。试问：

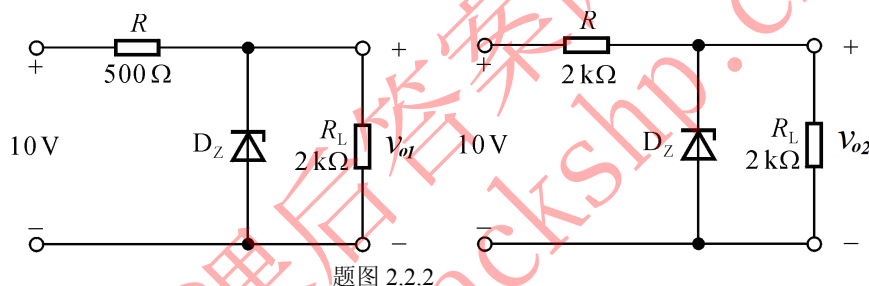
(1) 若将它们串联相接，则可得到几种稳压值？各为多少？

(2) 若将它们并联相接，则又可得到几种稳压值？各为多少？

解：(1) 两只稳压管串联时可得 1.4V 、 5.7V 、 8.7V 和 13V 等四种稳压值。

(2) 两只稳压管并联时可得 0.7V 、 5V 和 8V 等三种稳压值。

2.2.2 已知稳压管的稳压值 $V_Z = 6\text{V}$ ，稳定电流的最小值 $I_{Z\min} = 5\text{mA}$ 。求题图 2.2.2 所示电路中 V_{O1} 和 V_{O2} 各为多少伏。



解：(1) 当 $V_1 = 10\text{V}$ 时，若 $V_{O1} = V_Z = 6\text{V}$ ，则稳压管的电流为

$$I_{Z1} = \frac{V_1 - V_Z}{R_1} = \frac{10 - 6}{500} = 0.008(\text{A}) = 8\text{mA} > I_{Z\min} = 5\text{mA},$$

大于其最小稳定电流，所以稳压管击穿。故 $V_{O1} = 6\text{V}$ 。

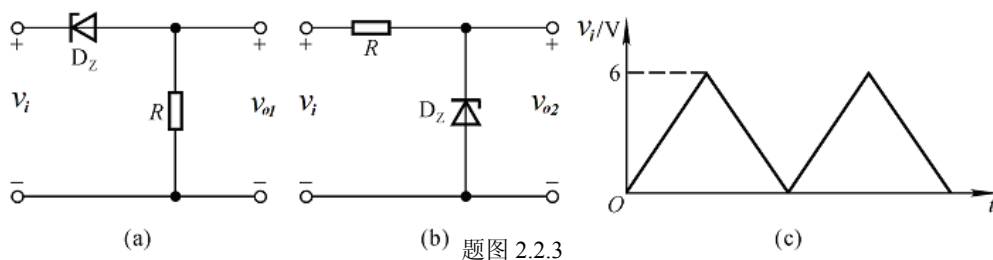
(2) 当 $V_1 = 10\text{V}$ 时，若 $V_{O2} = V_Z = 6\text{V}$ ，则稳压管的电流为

$$I_{Z2} = \frac{V_1 - V_Z}{R_2} = \frac{10 - 6}{2000} = 0.002(\text{A}) = 2\text{mA} < I_{Z\min} = 5\text{mA},$$

小于其最小稳定电流，所以稳压管未击穿。故

$$V_{O2} = \frac{R_L}{R_2 + R_L} \cdot V_1 = \frac{2000}{2000 + 2000} \cdot V_1 = 5\text{V}。$$

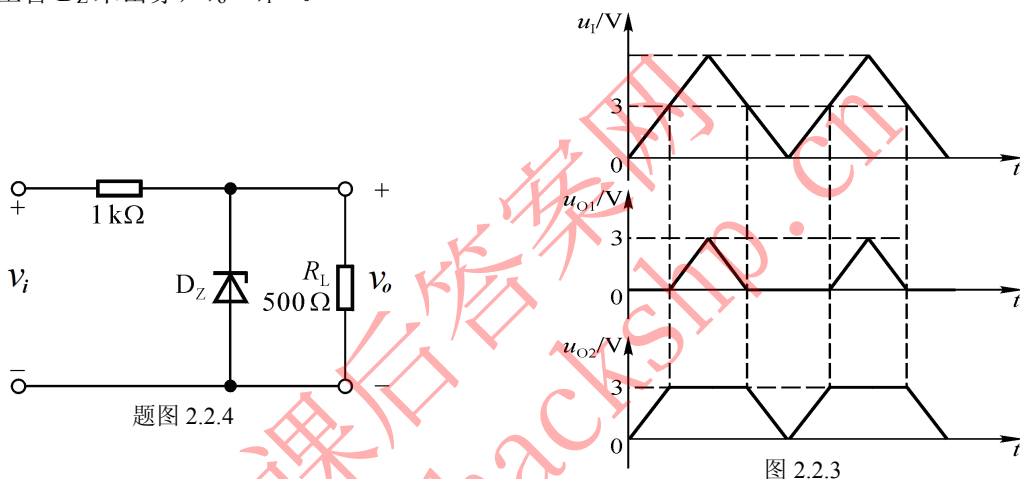
2.2.3 电路如题图 2.2.3 (a) (b) 所示，稳压管的稳定电压 $V_Z = 3\text{V}$ ， R 的取值合适， v_i 的波形如图 (c) 所示。试分别画出 v_{O1} 和 v_{O2} 的波形。



解：波形如图 2.2.3 所示。

题图 2.2.3 所示的电路中，对于图 (a) 所示的电路，当 $v_i > 3V$ 时，稳压管 D_Z 反向击穿， $v_o = v_i - 3V$ ，当 $v_i < 3V$ 时，稳压管 D_Z 未击穿， $v_o = 0V$ 。

对于图 b 所示的电路，当 $v_i > 3V$ 时，稳压管 D_Z 反向击穿， $v_o = V_Z$ ，当 $v_i < 3V$ 时，稳压管 D_Z 未击穿， $v_o = v_i$ 。



2.2.4 已知题图 2.2.4 所示电路中稳压管的稳定电压 $V_Z = 6V$ ，最小稳定电流 $I_{Zmin} = 5mA$ ，最大稳定电流 $I_{Zmax} = 25mA$ 。

(1) 分别计算 v_i 为 10V、15V、35V 三种情况下输出电压 v_o 的值；

(2) 若 $v_i = 35V$ 时负载开路，则会出现什么现象？为什么？

解：(1) 当 $v_i = 10V$ 时，若 $v_o = V_Z = 6V$ ，则稳压管的电流为 4mA，小于其最小稳定电流，所以稳压管未击穿。故

$$v_o = \frac{R_L}{R + R_L} \cdot v_i \approx 3.33V$$

当 $v_i = 15V$ 时，稳压管中的电流大于最小稳定电流 I_{Zmin} ，所以

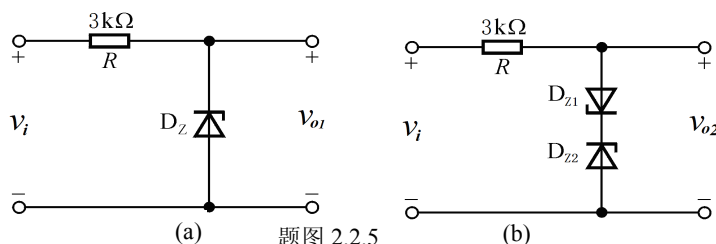
$$v_o = V_Z = 6V$$

同理，当 $v_i = 35V$ 时， $v_o = V_Z = 6V$ 。

(2) $I_{DZ} = (v_i - V_Z) / R = 29mA > I_{ZM} = 25mA$ ，稳压管将因功耗过大而损坏。

2.2.5 电路如题图 2.2.5 所示，设所有稳压管均为硅管（正向导通电压为 $V_D = 0.7V$ ），且稳定

电压 $V_Z=8V$ ，已知 $v_i=15\sin\omega t(V)$ ，试画出 v_{o1} 和 v_{o2} 的波形。



解：题图 2.2.5 所示的电路图中，当 $v_i \geq V_Z = 8V$ 时，稳压管 D_Z 反向击穿， $v_o=8V$ ；当 $v_i < -V_D = -0.7V$ 时，稳压管 D_Z 正向导通， $v_o=-0.7V$ ；

当 $-0.7V = -V_D < v_i < +V_Z = 8V$ 时，稳压管 D_{Z1} 和 D_{Z2} 未击穿， $v_o=v_i$ 。

对应题图 2.2.5(a) 电路的输出电压的波形如图 2.2.5(a) 所示。

对于图 (b)，当 $v_i \geq V_Z + V_D = 8.7V$ 时，稳压管 D_{Z1} 正向导通、 D_{Z2} 反向击穿， $v_o=8V$ ；

当 $v_i < -V_Z - V_D = -8.7V$ 时，稳压管 D_{Z1} 反向击穿、 D_{Z2} 正向导通， $v_o=-8V$ ；

当 $-8.7V = -V_Z - V_D < v_i < +V_Z + V_D = 8.7V$ 时，稳压管 D_{Z1} 和 D_{Z2} 未击穿， $v_o=v_i$ 。

对应题图 2.2.5(b) 电路的输出电压的波形如图 2.2.5(b) 所示。

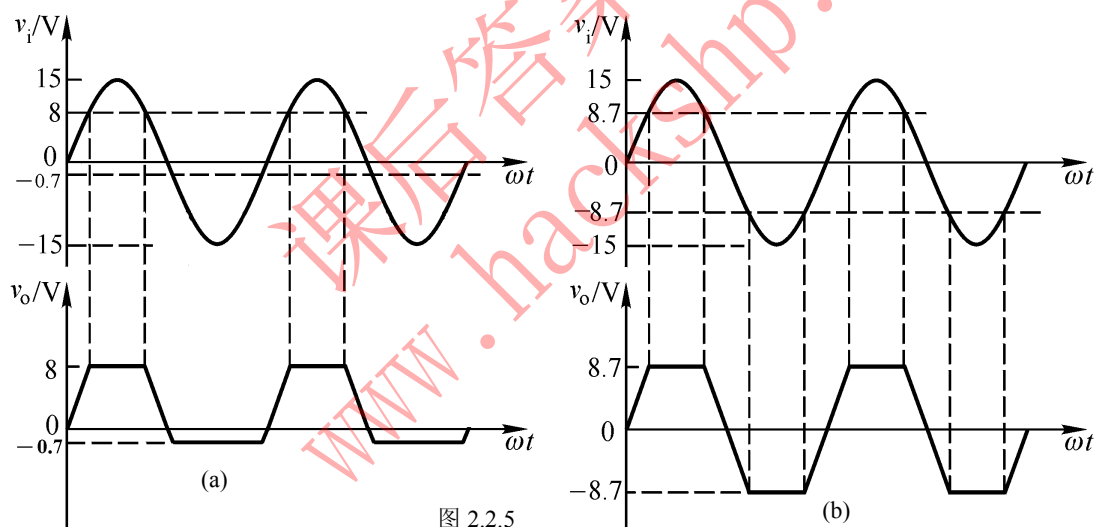


图 2.2.5

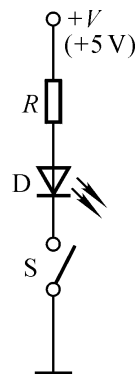
2.3.1 在题图 2.3.1 所示电路中，发光二极管导通电压 $V_D=1.5V$ ，正向电流在 $5\sim 15mA$ 时才能正常工作。试问：

(1) 开关 S 在什么位置时发光二极管才能发光？

(2) R 的取值范围是多少？

解：(1) 当开关 S 闭合时发光二极管才能发光。

(2) 为了让二极管正常发光， $I_D=5\sim 15mA$ ， R 的范围为



题图 2.3.1

$$R_{min} = (V - V_D) / I_{Dmax} \approx 233 \Omega$$

$$R_{max} = (V - V_D) / I_{Dmin} = 700 \Omega.$$

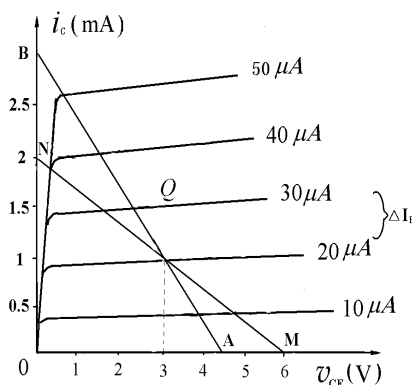
可以计算得到 $R = 233 \sim 700 \Omega$

习题 3

客观检测题

一、填空题

- 三极管处在放大区时，其 集电结 电压小于零，发射结 电压大于零。
- 三极管的发射区 杂质 浓度很高，而基区很薄。
- 在半导体中，温度变化时 少 数载流子的数量变化较大，而 多 数载流子的数量变化较小。
- 三极管实现放大作用的内部条件是：发射区杂质浓度要远大于基区杂质浓度，同时基区厚度要很小；外部条件是：发射结要正向偏置、集电结要反向偏置。
- 处于放大状态的晶体管，集电极电流是 少数载流子 漂移运动形成的。
- 工作在放大区的某三极管，如果当 I_B 从 $12 \mu A$ 增大到 $22 \mu A$ 时， I_C 从 $1 mA$ 变为 $2 mA$ ，那么它的 β 约为 100。
- 三极管的三个工作区域分别是 饱和区、放大区 和 截止区。
- 双极型三极管是指它内部的 参与导电载流子 有两种。
- 三极管工作在放大区时，它的发射结保持 正向 偏置，集电结保持 反向 偏置。
- 某放大电路在负载开路时的输出电压为 $5 V$ ，接入 $12 k\Omega$ 的负载电阻后，输出电压降为 $2.5 V$ ，这说明放大电路的输出电阻为 $12 k\Omega$ 。
- 为了使高内阻信号源与低电阻负载能很好的配合，可以在信号源与低电阻负载间接入 共集电极 组态的放大电路。
- 题图 3.0.1 所示的图解，画出了某单管共射放大电路中晶体管的输出特性和直流、交流负载线。由此可以得出：
 - 电源电压 $V_{CC} = \underline{6 V}$ ；
 - 静态集电极电流 $I_{CQ} = \underline{1 mA}$ ；集电极电压 $U_{CEQ} = \underline{3 V}$ ；
 - 集电极电阻 $R_C = \underline{3 k\Omega}$ ；负载电阻 $R_L = \underline{3 k\Omega}$ ；
 - 晶体管的电流放大系数 $\beta = \underline{50}$ ，进一步计算可得电压放大倍数 $A_v = \underline{-50}$ ；（ $r_{bb'}$ 取 200Ω ）；
 - 放大电路最大不失真输出正弦电压有效值约为 $1.06 V$ ；
 - 要使放大电路不失真，基极正弦电流的振幅应小于 $20 \mu A$ 。



题图 3.0.1

13. 稳定静态工作点的常用方法有 射极偏置电路 和 集电极-基极偏置电路。
14. 有两个放大倍数相同，输入电阻和输出电阻不同的放大电路 A 和 B，对同一个具有内阻的信号源电压进行放大。在负载开路的条件下，测得 A 放大器的输出电压小，这说明 A 的输入电阻 小。
15. 三极管的交流等效输入电阻随 静态工作点 变化。
16. 共集电极放大电路的输入电阻很 大，输出电阻很 小。
17. 放大电路必须加上合适的直流 偏置 才能正常工作。
18. 共射极、共基极、共集电极 放大电路有功率放大作用；
19. 共射极、共基极 放大电路有电压放大作用；
20. 共射极、共集电极 放大电路有电流放大作用；
21. 射极输出器的输入电阻较 大，输出电阻较 小。
22. 射极输出器的三个主要特点是 输出电压与输入电压近似相同、输入电阻大、输出电阻小。
23. “小信号等效电路”中的“小信号”是指 “小信号等效电路”适合于微小的变化信号的分析，不适合静态工作点和电流电压的总值的求解，不适合大信号的工作情况分析。
24. 放大器的静态工作点由它的 直流通路 决定，而放大器的增益、输入电阻、输出电阻等由它的 交流通路 决定。
25. 图解法适合于 求静态工作 Q 点；小、大信号工作情况分析，而小信号模型电路分析法则适合于 求交变小信号的工作情况分析。
26. 放大器的放大倍数反映放大器 放大信号 的能力；输入电阻反映放大器 索取信号源信号大小的能力；而输出电阻则反映出放大器 带负载 能力。
27. 对放大器的分析存在 静态 和 动态 两种状态，静态值在特性曲线上所对应的点称为 Q 点。
28. 在单级共射放大电路中，如果输入为正弦波形，用示波器观察 V_o 和 V_i 的波形，则 V_o 和 V_i 的相位关系为 反相；当为共集电极电路时，则 V_o 和 V_i 的相位关系为 同相。
29. 在由 NPN 管组成的单管共射放大电路中，当 Q 点 太高（太高或太低）时，将产生饱和失真，其输出电压的波形被削掉 波谷；当 Q 点 太低（太高或太低）时，将产生截止失真，其输出电压的波形被削掉 波峰。
30. 单级共射放大电路产生截止失真的原因是 放大器的动态工作轨迹进入截止区，产生饱和失真的原因是 放大器的动态工作轨迹进入饱和区。
31. NPN 三极管输出电压的底部失真都是 饱和 失真。
32. PNP 三极管输出电压的 顶部 部失真都是饱和失真。
33. 多级放大器各级之间的耦合连接方式一般情况下有 RC 耦合，直接耦合，变压器耦合。
34. BJT 三极管放大电路有 共发射极、共集电极、共基极 三种组态。
35. 不论何种组态的放大电路，作放大用的三极管都工作于其输出特性曲线的放大区。因此，这种 BJT 接入电路时，总要使它的发射结保持 正向 偏置，它的集电结保持 反向 偏置。
36. 某三极管处于放大状态，三个电极 A、B、C 的电位分别为 -9V、-6V 和 -6.2V，则三极管的集电极是 A，基极是 C，发射极是 B。该三极管属于 PNP 型，由 锗 半导体材料制成。
37. 电压跟随器指共 集电 极电路，其 电压 的放大倍数为 1；电流跟随器指共 基 极电路，指 电流 的放大倍数为 1。
38. 温度对三极管的参数影响较大，当温度升高时， I_{CBO} 增加， β 增加，正向发射结电压 U_{BE} 减小， P_{CM} 减小。
39. 当温度升高时，共发射极输入特性曲线将 左移，输出特性曲线将 上移，而且输出

特性曲线之间的间隔将 增大。

40. 放大器产生非线性失真的原因是 三极管或场效应管工作在非放大区。

41. 在题图 3.0.2 电路中, 某一参数变化时, V_{CEQ} 的变化情况 (a. 增加, b. 减小, c. 不变, 将答案填入相应的空格内)。

(1) R_b 增加时, V_{CEQ} 将 增大。

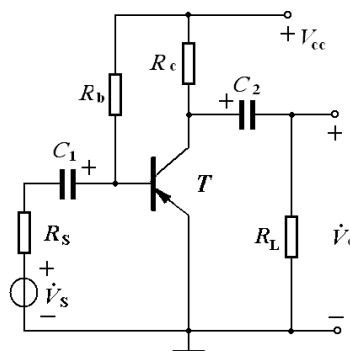
(2) R_c 减小时, V_{CEQ} 将 增大。

(3) R_c 增加时, V_{CEQ} 将 减小。

(4) R_s 增加时, V_{CEQ} 将 不变。

(5) β 减小时 (换管子), V_{CEQ} 将 增大。

(6) 环境温度升高时, V_{CEQ} 将 减小。



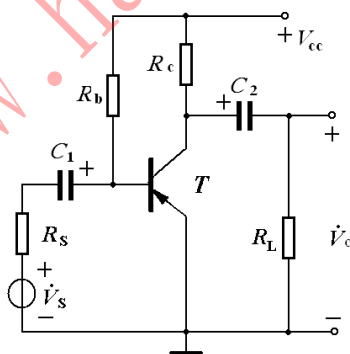
题图 3.0.2

42. 在题图 3.0.3 电路中, 当放大器处于放大状态下调整电路参数, 试分析电路状态和性能的变化。(在相应的空格内填“增大”、“减小”或“基本不变”。)

(1) 若 R_b 阻值减小, 则静态电流 I_B 将 增大, V_{CE} 将 减小, 电压放大倍数 $|A_v|$ 将 增大。

(2) 若换一个 β 值较小的晶体管, 则静态的 I_B 将 不变, V_{CE} 将 增大, 电压放大倍数 $|A_v|$ 将 减小。

(3) 若 R_c 阻值增大, 则静态电流 I_B 将 不变, V_{CE} 将 减小, 电压放大倍数 $|A_v|$ 将 增大。



题图 3.0.3

43. 放大器的频率特性表明放大器对 不同频率信号 适应程度。表征频率特性的主要指标是 中频电压放大倍数, 上限截止频率 和 下限截止频率。

44. 放大器的频率特性包括 幅频响应 和 相频响应 两个方面, 产生频率失真的原因是 放大器对不同频率的信号放大倍数不同。

45. 频率响应是指在输入正弦信号的情况下, 放大器对不同频率的正弦信号的稳态响应。

46. 放大器有两种不同性质的失真, 分别是 线性 失真和 非线性 失真。

47. 幅频响应的通带和阻带的界限频率被称为 截止频率。

48. 阻容耦合放大电路加入不同频率的输入信号时, 低频区电压增益下降的原因是由于存在 耦合电容和旁路电容的影响; 高频区电压增益下降的原因是由于存在 放大器件内部的

极间电容的影响。

49. 单级阻容耦合放大电路加入频率为 f_H 和 f_L 的输入信号时, 电压增益的幅值比中频时下降了 3 dB, 高、低频输出电压与中频时相比有附加相移, 分别为 -45° 和 $+45^\circ$ 。
50. 在单级阻容耦合放大电路的波特图中, 幅频响应高频区的斜率为 $-20\text{dB}/十倍频$, 幅频响应低频区的斜率为 $-20\text{dB}/十倍频$; 附加相移高频区的斜率为 $-45^\circ/十倍频$, 附加相移低频区的斜率为 $+45^\circ/十倍频$ 。
51. 一个单级放大器的下限频率为 $f_L = 100\text{Hz}$, 上限频率为 $f_H = 30\text{kHz}$, $\dot{A}_{VM} = 40\text{dB}$, 如果输入一个 $15\sin(100,000\pi t)\text{mV}$ 的正弦波信号, 该输入信号频率为 50kHz, 该电路 不会 产生波形失真。
52. 多级放大电路与组成它的各个单级放大电路相比, 其通频带变 窄, 电压增益 增大, 高频区附加相移 增大。

二、判断题

1. 下列三极管均处于放大状态, 试识别其管脚、判断其类型及材料, 并简要说明理由。

(1) 3.2V, 5V, 3V;

解: 锗 NPN 型 BJT 管 $V_{BE}=0.2\text{V}$ 所以为锗管; 5V 为集电极, 3.2V 为基极, 3V 为发射极,

(2) -9V , -5V , -5.7V

解: 硅 PNP 型 BJT 管; -9V 为集电极, -5.7V 为基极, -5V 为发射极

(3) 2V, 2.7V, 6V;

解: 硅 NPN 型 BJT 管; 6V 为集电极, 2.7V 为基极, 2V 为发射极

(4) 5V, 1.2V, 0.5V;

解: 硅 NPN 型 BJT 管; 5V 为集电极, 1.2V 为基极, 0.5V 为发射极

(5) 9V, 8.3V, 4V

解: 硅 PNP 型 BJT 管 9V 为发射极, 8.3V 为基极, 4V 为集电极

(6) 10V, 9.3V, 0V

解: 硅 PNP 型 BJT 管, 10V 为发射极, 9.3V 为基极, 0V 为集电极

(7) 5.6V, 4.9V, 12V;

解: 硅 NPN 型 BJT 管, 12V 为集电极, 5.6V 为基极, 4.9V 为发射极,

(8) 13V, 12.8V, 17V;

解: 锗 NPN 型 BJT 管, 17V 为集电极, 13V 为基极, 12.8V 为发射极,

(9) 6.7V, 6V, 9V;

解: 硅 NPN 型 BJT 管, 9V 为集电极, 6.7V 为基极, 6V 为发射极,

2. 判断三极管的工作状态和三极管的类型。

1 管: $V_B = -2\text{V}, V_E = -2.7\text{V}, V_C = 4\text{V}$;

答: NPN 管, 工作在放大状态。

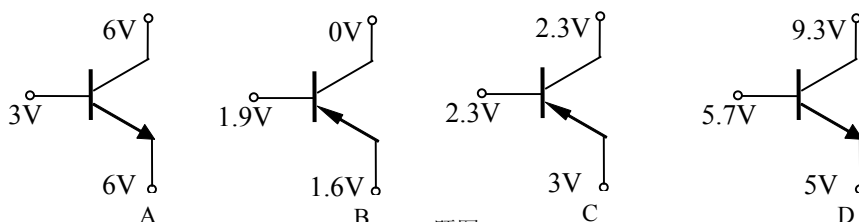
2 管: $V_B = 6\text{V}, V_E = 5.3\text{V}, V_C = 5.5\text{V}$;

答: NPN 管, 工作在饱和状态。

3 管: $V_B = -1\text{V}, V_E = -0.3\text{V}, V_C = 7\text{V}$;

答: NPN 管, 工作在截止状态。

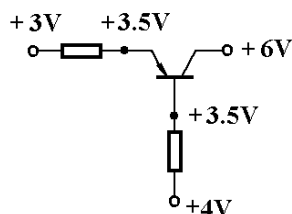
3. 题图 3.0.4 所列三极管中哪些一定处在放大区?



答：题图 3.0.4 所列三极管中，只有图（D）所示的三极管处在放大区。

4. 放大电路故障时，用万用表测得各点电位如题图 3.0.5，三极管可能发生的故障是什么？

答：题图 3.0.5 所示的三极管，B、E 极之间短路，发射结可能烧穿。



题图 3.0.5

5. 测得晶体管 3 个电极的静态电流分别为 0.06mA，3.66mA 和 3.6mA，则该管的 β 为①。

①为 60。 ②为 61。 ③0.98。 ④无法确定。

6. 只用万用表判别晶体管 3 个电极，最先判别出的应是 ②b 极。

①e 极 ②b 极 ③c 极

7. 共发射极接法的晶体管，工作在放大状态下，对直流而言其 ①。

①输入具有近似的恒压特性，而输出具有恒流特性。

②输入和输出均具近似的恒流特性。

③输入和输出均具有近似的恒压特性。

④输入具有近似的恒流特性，而输出具有恒压特性。

8. 共发射极接法的晶体管，当基极与发射极间为开路、短路、接电阻 R 时的 c，e 间的击穿电压分别用 $V_{(BR)CEO}$ ， $V_{(BR)CES}$ 和 $V_{(BR)CER}$ 表示，则它们之间的大小关系是 ②。

① $V_{(BR)CEO} > V_{(BR)CES} > V_{(BR)CER}$ 。

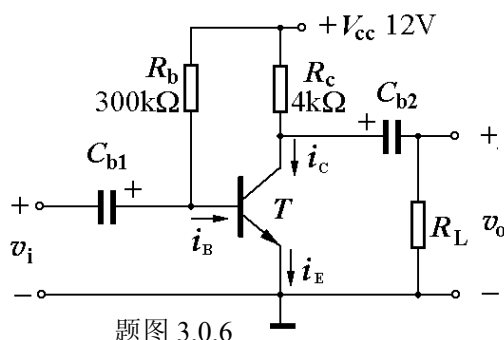
② $V_{(BR)CES} > V_{(BR)CER} > V_{(BR)CEO}$ 。

③ $V_{(BR)CER} > V_{(BR)CES} > V_{(BR)CEO}$ 。

④ $V_{(BR)CES} > V_{(BR)CEO} > V_{(BR)CER}$ 。

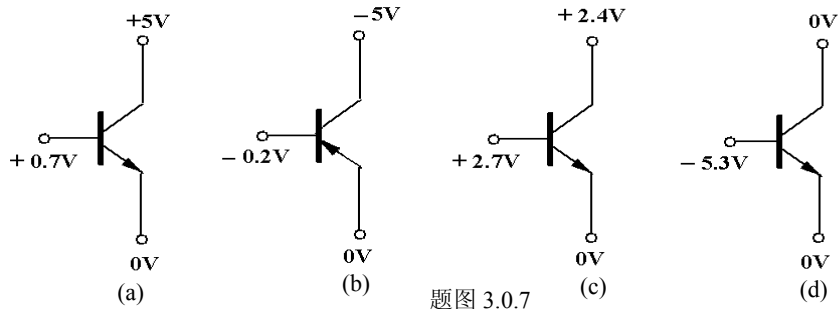
9. 题图 3.0.6 所示电路中，用直流电压表测出 $V_{CE} \approx 0V$ ，有可能是因为 C 或 D。

- A R_b 开路
B R_c 短路
C R_b 过小
D β 过大



题图 3.0.6

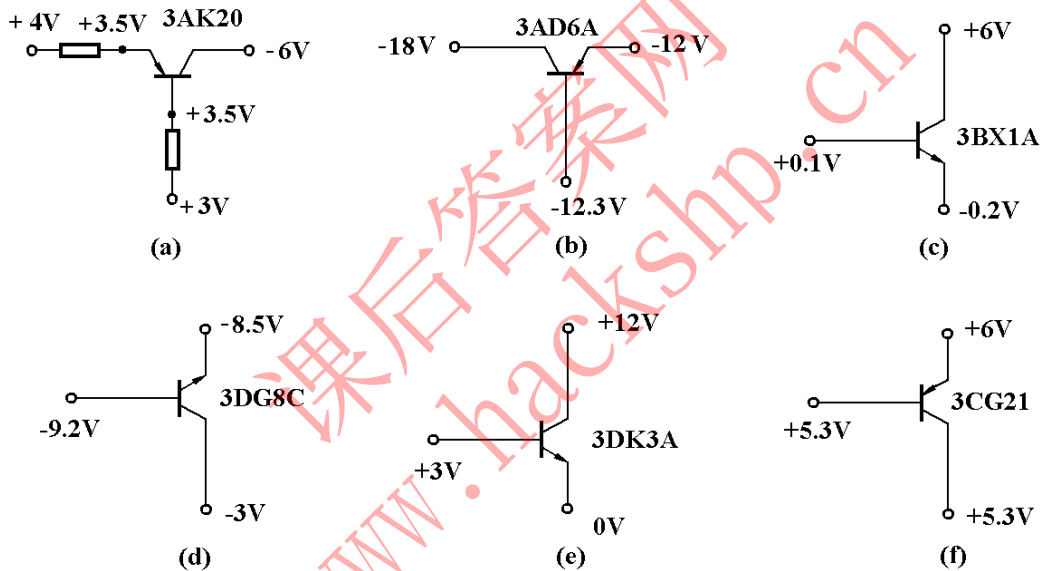
10. 测得电路中几个三极管的各极对地电压如题图 3.0.7 所示。试判断各三极管的工作状态。



题图 3.0.7

答：题图 3.07 所示的各个三极管的工作状态，图（a）为放大，图（b）为放大，图（c）为饱和，图（d）为 C、E 极间击穿。

11. 用万用表直流电压档测得电路中晶体管各电极的对地电位，如题图 3.0.8 示，试判断这些晶体管分别处于哪种工作状态（饱和、放大、截止或已损坏）？



题图 3.0.8

答：题图 3.07 所示的各个三极管的工作状态，图（a）为损坏，图（b）为放大，图（c）为放大，图（d）为截止，图（e）为损坏，图（f）为饱和（或 B、C 极间击穿）。

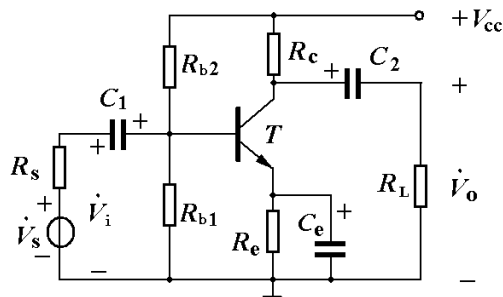
12. 放大电路如题图 3.0.9 所示，对于射极电阻 R_e 的变化是否会影响电压放大倍数 A_v 和输入电阻 R_i 的问题，有三种不同看法，指出哪一种是正确的？

甲：当 R_e 增大时，负反馈增强，因此 $|A_v| \downarrow$ 、 $R_i \uparrow$ 。（ ）

乙：当 R_e 增大时，静态电流 I_C 减小，因此 $|A_v| \downarrow$ 、 $R_i \uparrow$ 。（ ）

丙：因电容 C_e 对交流有旁路作用，所以 R_e 的变化对交流量不会有丝毫影响，因此，

当 R_e 增大时， A_v 和 R_i 均无变化。



题图 3.0.9

解：本题意在我们要搞清 R_e ，在分压式电流负反馈偏置电路中的作用，从表面看， R_e 被 C_e 交流旁路了，对交流量无影响（即不产生交流负反馈），所以 R_e 的变化不影响 A_u 和 R_i ，这是本题容易使我们产生错觉的地方。但我们还必须进一步考虑，尽管 R_e 不产生交流负反馈，但它对放大器的静态工作点的影响是很大的，既然影响到 I_{CQ} ，就影响到 r_{be} 进而影响 A_u 和 R_i 。

甲的说法是错误的，原因：因 C_e 的旁路作用，所以 R_e 不产生交流负反馈，所以甲的观点前提就是错的。

乙的说法是正确的。原因： $R_e \uparrow \rightarrow I_{CQ} (I_{EQ}) \downarrow \rightarrow r_{be} \uparrow \rightarrow |A_u| \downarrow$;

$\therefore r_{be} \uparrow, R_i = R_b // r_{be}, \therefore R_i \uparrow$

丙的说法是错误的，原因：正如解题分析中所说，尽管 R_e 不产生负反馈，但 R_e 增大使 I_{EQ} 减小， I_{EQ} 的减小必然引起 $|A_u|$ 减小和 R_i 的增加。

主观检测题

3.1.1 把一个晶体管接到电路中进行测量，当测量 $I_B = 6\mu A$ 时，则 $I_C = 0.4mA$ ，当测得 $I_B = 18\mu A$ 时， $I_C = 1.12mA$ ，问这个晶体管的 β 值是多少？ I_{CBO} 和 I_{CEO} 各是多少？

解：根据电流关系式： $I_C = \beta I_B + (1 + \beta) I_{CBO}$ ，可得

$$0.4mA = \beta \times 0.006mA + (1 + \beta) I_{CBO} \quad (1)$$

$$1.12mA = \beta \times 0.018mA + (1 + \beta) I_{CBO} \quad (2)$$

将 (1)、(2) 两式联立，解其联立方程得：

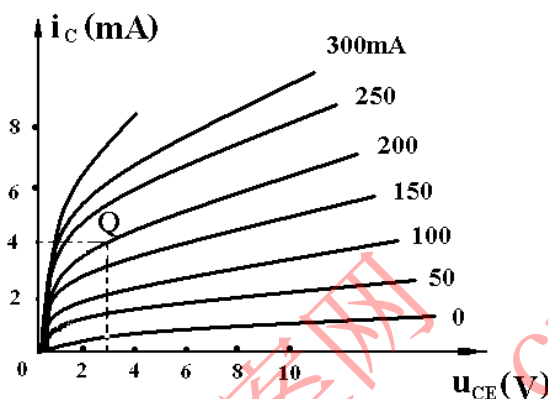
$$\beta = 60 \quad I_{CBO} \approx 0.66 \mu A$$

进而可得：

$$I_{CEO} = (1 + \beta) I_{CBO} = 0.66 \mu A \times 61 = 40 \mu A$$

3.1.2 根据题图 3.1.2 所示晶体三极管 3BX31A 和输出特性曲线，试求 Q 点处 $V_{CE} = 3V$ ，

$I_C = 4mA$, $I_B = 150\mu A$ 的 $\bar{\beta}$ 和 β 值, $\bar{\alpha}$ 和 α 值。



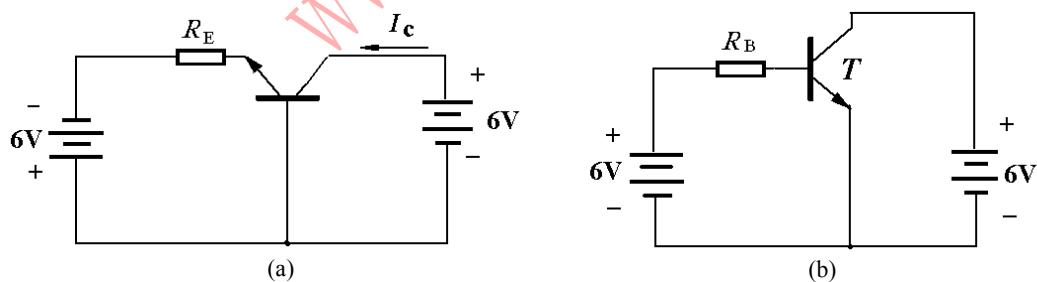
题图 3.1.2

$$\text{解: } \bar{\beta} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{4mA}{0.2mA} = 20, \quad \bar{\alpha} = \frac{\bar{\beta}}{1 + \bar{\beta}} = 0.95$$

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{2mA}{0.1mA} = 20, \quad \alpha = \frac{\beta}{1 + \beta} = 0.95$$

3.1.3 硅三极管的 $\beta = 50$, I_{CBO} 可以忽略, 若接为题图 3.1.3 (a), 要求 $I_C = 2mA$, 问 R_E 应

为多大? 现改接为图(b), 仍要求 $I_C = 2mA$, 问 R_B 应为多大?



题图 3.1.3

$$\text{解: (a) } I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{2mA}{50} = 40(\mu A)$$

$$I_E = (1 + \beta) I_B = 2.04 \text{ mA}$$

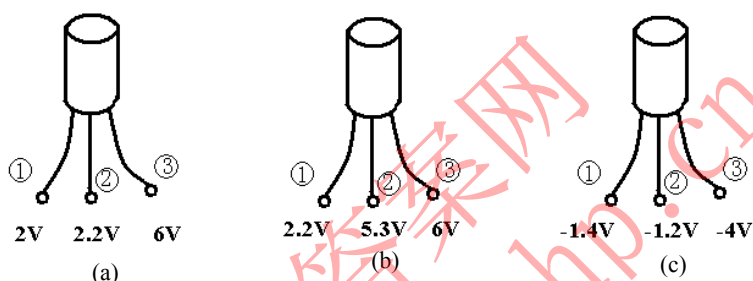
$$I_E = \frac{6 - V_{BE}}{R_E}$$

$$R_E = \frac{6 - V_{BE}}{I_E} = \frac{6 - 0.7}{2.04} = 2.6 (\text{k}\Omega)$$

$$(b) \quad I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{2 \text{ mA}}{50} = 40 (\mu\text{A})$$

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} = \frac{6 - 0.7}{0.04} = 132 \text{ k}\Omega$$

3.3.1 在晶体管放大电路中，测得三个晶体管的各个电极的电位如题图 3.3.1 所示，试判断各晶体管的类型（PNP 管还是 NPN 管，硅管还是锗管），并区分 e、b、c 三个电极。



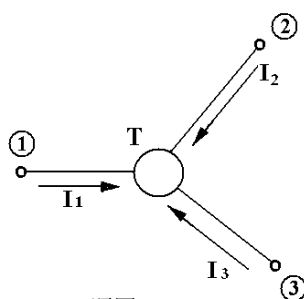
题图 3.3.1

解：题图 3.3.1 (a) 所示的晶体管为锗 NPN 管，三个引脚分别为①e 极、②b 极、③c 极。题图 3.3.1 (b) 所示的晶体管为硅 PNP 管，三个引脚分别为①c 极、②b 极、③e 极。题图 3.3.1(c)所示的晶体管为锗 PNP 管，三个引脚分别为①b 极、②e 极、③c 极。

3.3.2 在某放大电路中，晶体管三个电极的电流如题图 3.3.2 所示，已测出 $I_1 = -1.2 \text{ mA}$ ，

$I_2 = 0.03 \text{ mA}$ ， $I_3 = 1.23 \text{ mA}$ ，试判断 e、b、c 三个电极，该晶体管的类型（NPN 型还是

PNP 型）以及该晶体管的电流放大系数 $\bar{\beta}$ 。



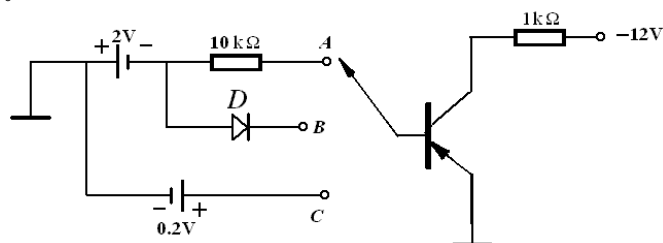
题图 3.3.2

解：题图 3.3.2 所示的晶体管为 PNP 管，三个电极分别为②b 极、①c 极、③e 极，晶体管的直流电流放大倍数为 $\bar{\beta} = 1.2/0.03 = 40$ 。

3.3.3 共发射极电路如题图 3.3.3 所示，晶体管 $\beta = 50, I_{CBO} = 4\mu A$ ，导通时 $V_{BE} = -0.2V$ ，

问当开关分别接在 A、B、C 三处时，晶体管处于何种工作状态？集电极电流 I_C 为多少？设

二极管 D 具有理想特性。



题图 3.3.3

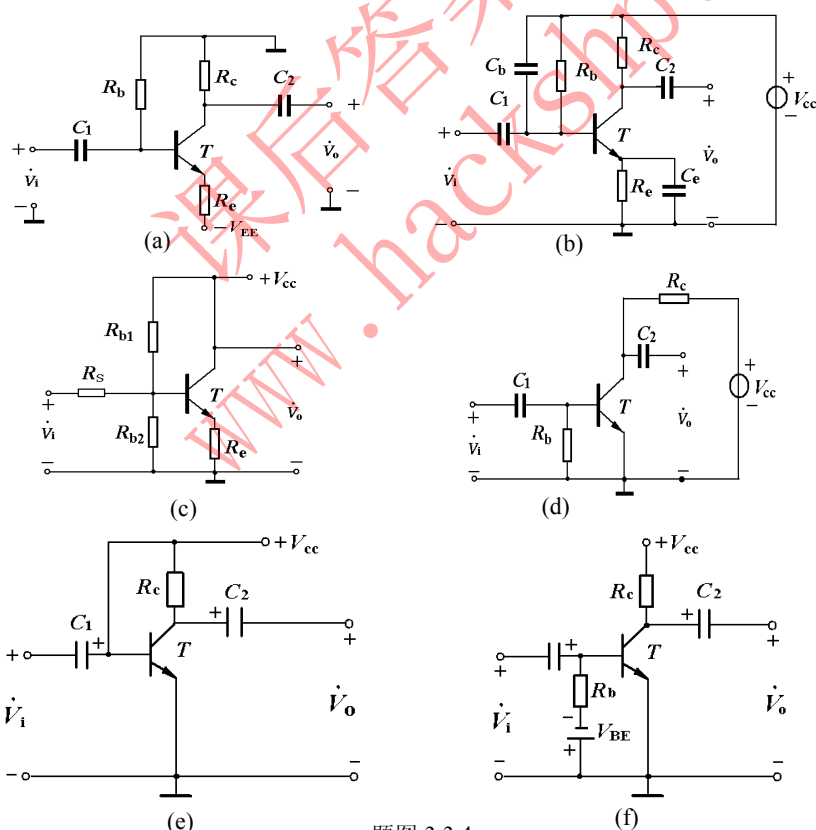
解：题图 3.3.3 所示的电路，当开关置于 A 位置时， $I_b = (2 - 0.2) / 10 = 0.18 \text{ mA}$ $I_{cbo} = 12 / (1 \times 50) = 0.24 \text{ mA}$ 故工作在放大区， $I_c = I_b \times 50 = 9 \text{ mA}$ 。

当开关置于 B 位置时，晶体管工作在截止区， $I_c = 0$ 。

当开关至于 C 位置时，晶体管工作在饱和区。

3.3.4. 题图 3.3.4 电路中，分别画出其直流通路和交流通路，试说明哪些能实现正常放大？

哪些不能？为什么？（图中电容的容抗可忽略不计）。



题图 3.3.4

解：题图所示的各个电路中，图（a）能放大，直流通路满足发射结正偏、集电结反偏；交流通路信号能顺畅的输入输出。

图（b）不能放大，直流通路满足发射结正偏、集电结反偏；交流通路信号不能顺畅的

输入。

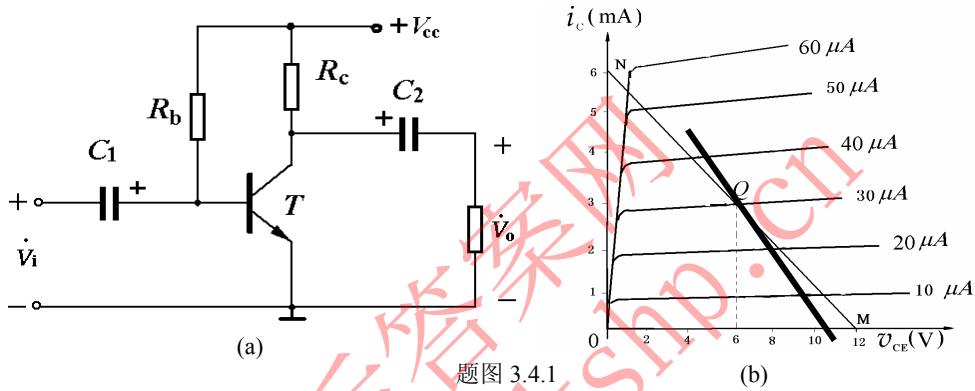
图 (c) 不能放大, 直流通路满足发射结正偏、集电结反偏; 交流通路信号不能顺畅的输出。

图 (d) 不能放大, 直流通路不满足发射结正偏、集电结反偏;

图 (e) 不能放大, 直流通路满足发射结正偏、集电结反偏; 交流通路信号不能顺畅的输入。

图 (f) 不能放大, 直流通路不满足发射结正偏; 交流通路信号能顺畅的输入输出。

3.4.1 一个如题图 3.4.1 (a) 所示的共发射极放大电路中的晶体管具有如题图 3.4.1 (b) 的输出特性, 静态工作点 Q 和直流负载线已在图上标出 (不包含加粗线)。



题图 3.4.1

(1) 确定 V_{CC} 、 R_c 和 R_b 的数值 (设 V_{BE} 可以略去不计)。

(2) 若接入 $R_L = 6k\Omega$, 画出交流负载线。

(3) 若输入电流 $i_b = 18\sin\omega t(\mu A)$, 在保证放大信号不失真的前提下, 为尽可能减小直流损耗, 应如何调整电路参数? 调整后的元件数值可取为多大?

解: (1) $V_{CC}=12V$;

$$\text{由 } V_{CE} = V_{CC} - I_C R_c, \quad R_c = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} = \frac{12 - 6}{3} = 2k\Omega;$$

$$\text{由 } I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_b} \approx \frac{V_{CC}}{R_b}, \quad R_b = \frac{V_{CC}}{I_B} = \frac{12}{0.03} = 400k\Omega。$$

(2) 如题图 3.4.1 (b) 中加粗线所示。

$$(3) \text{ 增大 } R_b \text{ 的值, 由 } I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_b} \approx \frac{V_{CC}}{R_b}$$

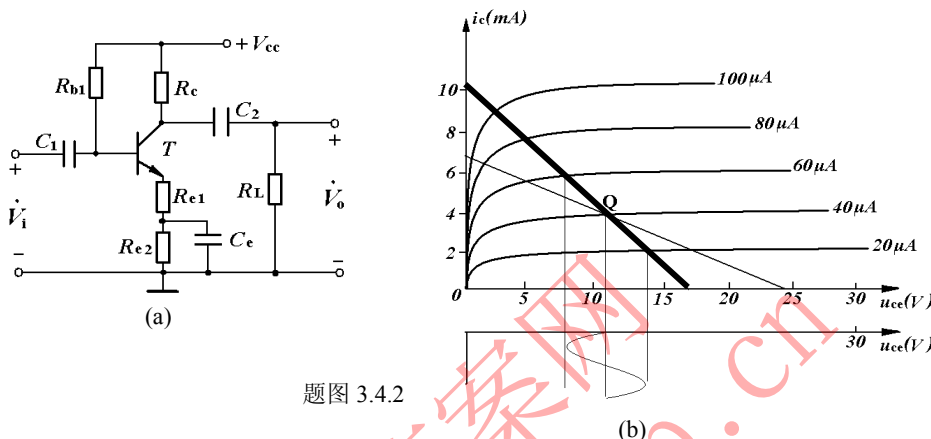
$$R_b = \frac{V_{CC}}{I_B} = \frac{12}{0.018} = 667k\Omega \text{ (最大取值)}。$$

3.4.2 放大电路如题图 3.4.2 (a) 所示, 其晶体管输出特性曲线题图 3.4.2 (b) 所示 (不包含加粗线和细的输出电压波形线), 已知

$$R_{b1} = 550k\Omega, R_c = 3k\Omega, R_L = 3k\Omega, V_{CC} = 24V, R_{e1} = 0.2k\Omega, R_{e2} = 0.3k\Omega, \beta = 100$$

(各电容容抗可忽略不计), $V_{BE} = 0.7V$ 。

- (1) 计算静态工作点;
- (2) 分别作出交直流负载线, 并标出静态工作点 Q;
- (3) 若基极电流分量 $i_b = 20 \sin \omega t (\mu A)$, 画出输出电压 u_o 的波形图, 并求其幅值 V_{om} 。



题图 3.4.2

解: (1)
$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_{b1} + (1 + \beta)(R_{e1} + R_{e2})} \approx \frac{24}{550 + (1 + 100)(0.5)} = 0.04mA;$$

$$I_C = \beta I_B = 100 \times 0.04mA = 4mA$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C(R_C + R_{e1} + R_{e2}) = 24 - 4(3 + 0.3 + 0.2) = 10V.$$

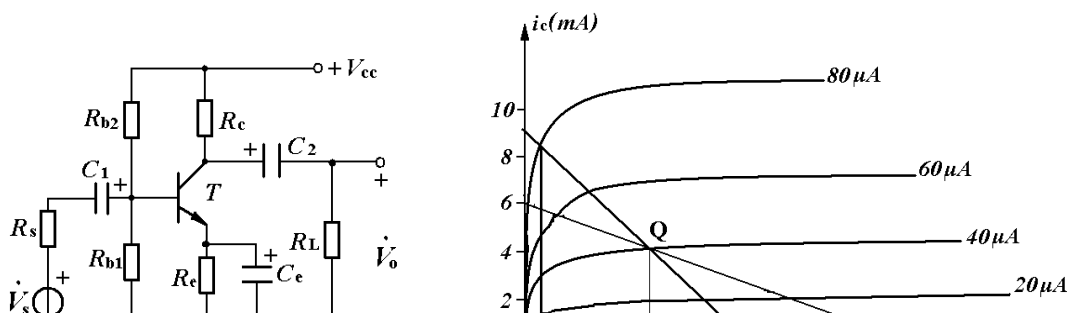
(2) 交直流负载线, 电路的静态工作点 Q 如题图 3.4.2(b)中的加粗线所示。

(3) 输出电压 u_o 的波形图如题图 3.4.2(b)中的细线所示, 输出电压幅值 $V_{om} = 3V$ 。

3.4.3 分压式偏置电路如题图 3.4.3 (a) 所示。其晶体管输出特性曲线如图 (b) 所示, 电路中元件参数 $R_{b1} = 15k\Omega, R_{b2} = 62k\Omega, R_c = 3k\Omega, R_L = 3k\Omega, V_{CC} = 24V, R_e = 1k\Omega$, 晶

体管的 $\beta = 50, r_{bb'} = 200\Omega$, 饱和压降 $V_{CES} = 0.7V, r_s = 100\Omega$ 。

- (1) 估算静态工作点 Q;
- (2) 求最大输出电压幅值 V_{om} ;
- (3) 计算放大器的 A_V 、 R_i 、 R_o 和 A_{VS} ;
- (4) 若电路其他参数不变, 问上偏流电阻 R_{b2} 为多大时, $V_{CE} = 4V$?



解：(1) $V_B = \frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{cc} = \frac{15}{15 + 62} \times 24 = 4.7V$

$$Q \begin{cases} I_c = I_E = \frac{V_B - V_{BE}}{R_e} = \frac{4.7 - 0.7}{1} = 4mA \\ I_B = \frac{1}{\beta} I_c = \frac{4}{50} = 80\mu A \\ V_{CE} = V_{cc} - I_c(R_c + R_e) = 24 - 4 \times (3 + 1) = 8V \end{cases}$$

(2) 由图解法求静态 Q 点，并作交流负载线，输出电压幅度负向最大值为 V_{om2} ，输出电压幅度正向最大值为 V_{om1} ，去两者小者为最大不失真输出电压幅度为 $V_{om} = V_{om1} = 14 - 8 = 6V$ ；

(3) $r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26(mV)}{I_E(mA)} = 200 + (1 + 50) \times \frac{26(mV)}{4} = 0.5k\Omega$

$$\therefore A_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = -\frac{\beta(R_c \parallel R_L)}{r_{be}} = -\frac{50(3 \parallel 3)}{0.5} = -150$$

$$\therefore R_i = R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel r_{be} = 0.5k\Omega$$

$$\therefore R_o = R_c = 3k\Omega$$

$$A_{vs} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} \cdot \frac{\dot{V}_i}{\dot{V}_s} = A_v \cdot \frac{R_i}{R_s + R_i} = -\frac{\beta(R_c \parallel R_L)}{r_{be}} \cdot \frac{R_i}{R_s + R_i} = -125$$

(4) $V_{CE} = V_{cc} - I_c(R_c + R_e) = 4V$

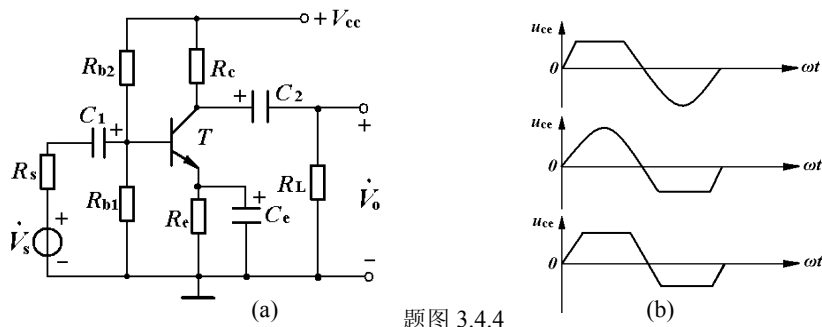
$$I_c = \frac{V_{cc} - V_{CE}}{R_c + R_e} = \frac{24 - 4}{3 + 1} = 5mA$$

$$V_B = I_E R_e + V_{BE} = 5 \times 1 + 0.7 = 5.7V$$

$$V_B = \frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{cc} = 5.7V \sqrt{b^2 - 4ac}$$

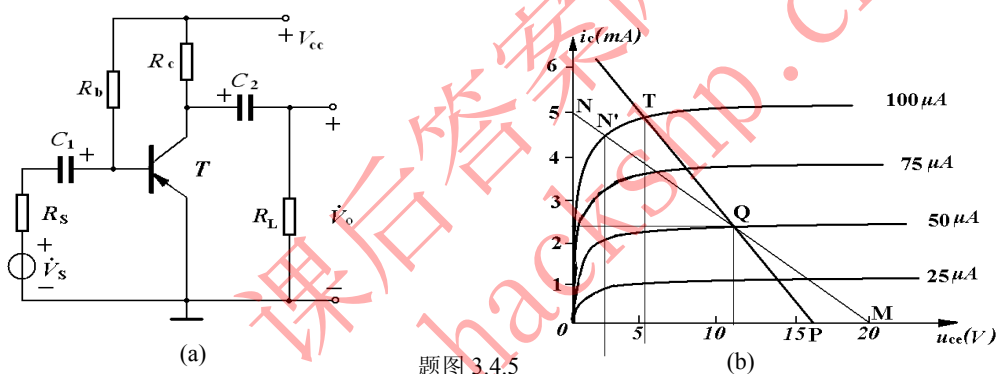
$$R_{b2} = \frac{R_{b1}}{V_B} V_{cc} - R_{b1} = \frac{15}{5.7} \times 24 - 15 = 48k\Omega$$

3.4.4 用示波器观察题图 3.4.4 (a) 电路中的集电极电压波形时, 如果出现题图 3.4.4 (b) 所示的三种情况, 试说明各是哪一种失真? 应该调整哪些参数以及如何调整才能使这些失真分别得到改善?



题图 3.4.4

解: 如题图 3.4.3 (b) 所示的第一种情况属于截止失真, 应增大 R_{b1} 解决;
第二种情况属于饱和失真, 应减小 R_{b1} 解决;
第三种情况属于饱和和截止失真同时出现, 应该减小输入信号的幅度解决。



题图 3.4.5

3.4.5 放大电路如题图 3.4.5 (a) 所示, 设 $R_b = 400k\Omega$, $R_c = 4k\Omega$, $V_{cc} = 20V$, $R_s = 0$, 晶体管的输出特性曲线如图 3.4.5 (b) 所示, 试用图解法求:

(1) 放大器的静态工作点 I_C ? $V_{CE} = ?$

(2) 当放大器不接负载时 ($R_L = \infty$), 输入正弦信号, 则最大不失真输出电压振幅 $V_{om} = ?$

(3) 当接入负载电阻 $R_L = 4k\Omega$ 时, 再求最大不失真输出电压振幅 $V_{om} = ?$

解: (1) $I_B \approx \frac{V_{cc}}{R_b} = 0.05mA = 50\mu A$,

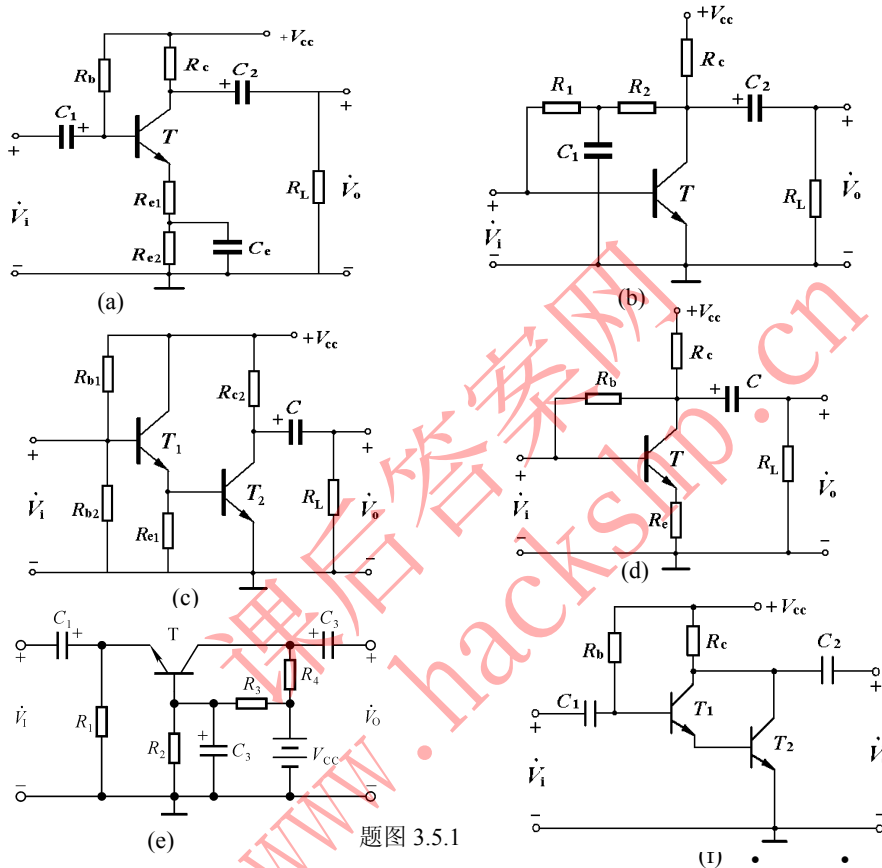
直流负载线方程为: $V_{CE} = V_{cc} - I_c R_c = 20 - 4I_c$ 。

直流负载线与横、纵轴分别交于 M(20V, 0mA)、N(0V, 5mA), 且斜率为 $-1/R_c$, 从图

中读出静态值 Q 点为：
 $I_C = 2.4mA$
 $V_{CE} = 11V$

(2) 不接负载时，输入正弦信号，则最大不失真输出电压振幅 $V_{om} = 11 - 2.5 = 8.5V$

(3) 当接入负载电阻 $R_L = 4k\Omega$ 时，放大器的动态工作轨迹为交流负载线，其斜率为 $-\frac{1}{R_C \parallel R_L}$ ，此时最大不失真输出电压振幅 $16 - 11 = 5V$ ； $11 - 5.5 = 5.5V$ ，所以 $V_{om} = 5V$ 。

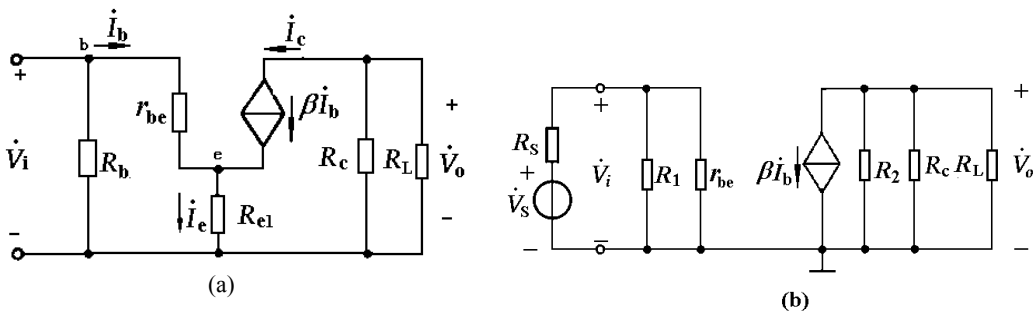


题图 3.5.1

3.5.1 画出下列题图 3.5.1 中各电路的简化 h 参数等效电路，并标出 $\dot{i}_b$ 和 $\beta \dot{i}_b$ 的正方向。（电路中各电容的容抗可不计）。

解：画出对应题图 3.5.1 (a、b、c、d、e、f) 所示电路的简化 h 参数等效电路图如图 3.5.1

(a、b、c、d、e、f) 所示。



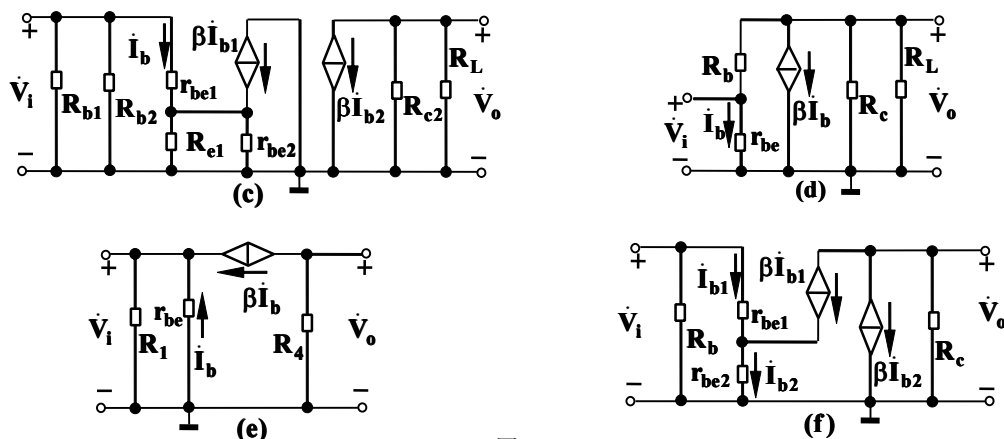


图 3.5.1

3.5.2 在如图 3.5.2 电路中设 $V_{CC} = 12V$, $R_c = R_L = 3k\Omega$, 晶体管的 $\beta = 50$, $r_{bb'} = 300\Omega$,

在计算 I_{BQ} 时可认为 $V_{BE} \approx 0$:

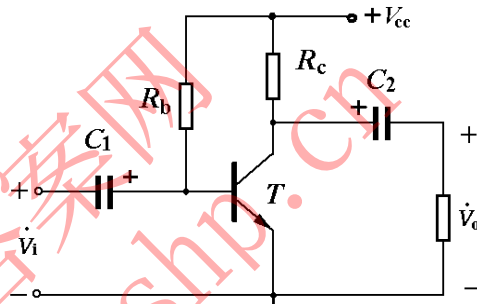
(1) 若 $R_b = 600k\Omega$,

问这时的 $V_{CEQ} = ?$

(2) 在以上情况下, 逐渐加大输入正弦信号的幅度, 问放大器易出现何种失真?

(3) 若要求 $V_{CEQ} = 6V$, 问这时的 $R_b = ?$

(4) 在 $V_{CEQ} = 6V$, 加入 $\dot{V}_i = 5mV$ 的信号电压, 问这时的 $|\dot{V}_o| = ?$



题图 3.5.2

解: 本题意在使我们熟练地掌握单管放大器静态工作的计算方法, 通过我们对静态工作点的分析计算, 看 Q 点设置是否合理。并不合理, 我们如何调整电路才能防止放大器产生非线性失真。

通过 Q 点计算, 我们如何判别易产生何种失真呢? 这里主要看 V_{CEQ} 大小。 V_{CEQ} 愈接近于 V_{CC} , 放大器愈易产生截止失真; 反之 V_{CEQ} 愈小 (愈接近 $V_{CE(sat)}$), 愈易产生饱和失真。当 V_{CEQ} 约为 $V_{CC}/2$, 较为合理。

$$(1) \quad (1) \quad I_{CQ} = \beta I_{BQ} = \beta \frac{V_{CC}}{R_b} = \frac{50 \times 12}{600} = 1mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_c = 12 - 1 \times 3 = 9V$$

(2) 由于 $V_{CC} = 12V, V_{CEQ} = 9V, V_{CEQ}$ 接近 V_{CC} 工作点偏低, 故产生截止失真。

$$(3) \text{ 当 } V_{CEQ} = 6V, I_{CQ} = \frac{V_{CC} - V_{CEQ}}{R_c} = \frac{12 - 6}{3} = 2mA$$

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} = \frac{2}{50} = 40\mu A, R_b \approx \frac{V_{CC}}{I_{BQ}} = \frac{12}{40} = 300k\Omega$$

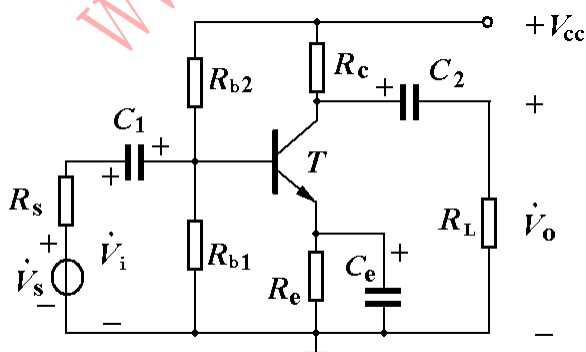
$$(4) I_{EQ} \approx I_{CQ} = 2mA, r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26}{I_{EQ}} = 300\Omega + \frac{51 \times 26}{2} = 0.963k\Omega$$

$$A_v = -\beta \frac{R'_L}{r_{be}} = -50 \times \frac{1.5}{0.963} \approx -78。$$

$$|V_o| = |A_v| \cdot V_i = 78 \times 5 = 390mV$$

3.6.1 放大电路如题图 3.6.1 所示, 已知 $V_{CC} = 10V, R_{b1} = 4k\Omega, R_{b2} = 6k\Omega, R_e = 3.3k\Omega, R_c = R_L = 2k\Omega$, 晶体管 β 为 50, $r_{bb'} = 100\Omega, V_{BE} = 0.7V$, 各电容的容抗均很小。

- (1) 求放大器的静态工作点 $Q(I_{CQ} = ?, V_{CEQ} = ?)$;
- (2) 求 R_L 未接入时的电压放大倍数 A_v ;
- (3) 求 R_L 接入后的电压放大倍数 A_v ;
- (4) 若信号源有内阻 R_s , 当 R_s 为多少时才能使此时的源电压放大倍数 $|A_{vs}|$ 降为 $|A_v|$ 的一半?



题图 3.6.1

解: [解题分析] 本题 (1)、(2)、(3) 小题是比较容易计算的, 这是我们分析分压式电流负反馈偏置电路必须具备的基本知识。对于第 (4) 小题, 我们在分析时, 必须要搞清放大器的电压增益与放大器源电压增益之间的关系, 这种关系为:

$$|A_{vs}| = |A_v| \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

$$(1) V_{BQ} = \frac{V_{CC} \cdot R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} = \frac{10 \times 4}{4 + 6} = 4V$$

$$I_{EQ} \approx I_{CQ} = \frac{V_{BQ} - V_{BE}}{R_e} = \frac{4 - 0.7}{3.3} = 1mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}(R_c + R_e) = 10 - 1 \times 5.3 = 4.7V$$

$$(2) r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta_0) \frac{26}{I_{EQ}} = 100 + 1326 \approx 1.4k\Omega$$

$$A_v = -\frac{\beta R_L'}{r_{be}} = -\frac{\beta R_c}{r_{be}} = -\frac{50 \times 2}{1.4} = -71.4$$

(3) 当接入 R_L :

$$A_v = -\frac{\beta R_L'}{r_{be}} = -\frac{50 \times 1}{1.4} = -35.7$$

$$(4) \therefore |A_{vs}| = |A_v| \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s},$$

$$\text{又} \therefore |A_{vs}| = \frac{1}{2} |A_v|$$

$$\therefore \frac{R_i}{R_i + R_s} = \frac{1}{2}, \text{即} \therefore R_s = R_i$$

$$R_i = R_{b1} // R_{b2} // r_{be} = 4k\Omega // 6k\Omega // 1.4k\Omega = 0.88k\Omega$$

即：当 $R_s = 0.88k\Omega$ 时，放大器源电压增益为放大器电压增益的一半（按 $r_{be} = 1.4k\Omega$ 计算）。

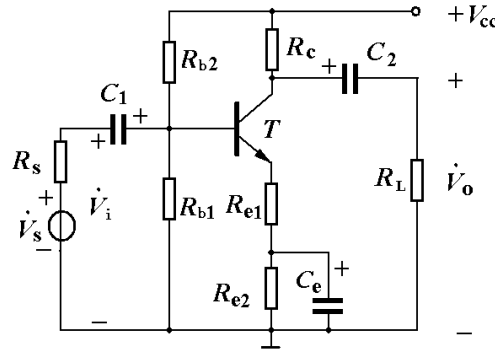
3.6.2 放大电路如题图 3.6.2 所示， $V_{CC} = 12V, R_{b1} = 15k\Omega, R_{b2} = 45k\Omega, R_c = R_L = 6k\Omega$,

$R_{e1} = 200\Omega$, $R_{e2} = 2.2\Omega$, 晶体管的 $\beta = 50, r_{bb'} = 300\Omega, V_{BE} = 0.6V$, 各电容容抗可以略去不计。

(1) 估算静态工作点： ($I_{CQ} = ? , V_{CEQ} = ?$)

(2) 画出其简化的 h 参数等效电路，并计算出电压放大倍数 A_v , 输入电阻 R_i , 输出电阻 R_o ;

(3) 设信号源内阻 $R_s = 1k\Omega$ ，信号源电压 $\dot{V}_s = 10mV$ ，计算输出电压 $\dot{V}_o$ 。



题图 3.6.2

解：(1) $V_{BQ} = \frac{V_{CC} \cdot R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} = \frac{12V \times 15}{15 + 45} = 3V$

$$I_{CQ} = I_{EQ} = \frac{V_{BQ} - V_{BE}}{R_{e1} + R_{e2}} = \frac{3 - 0.6}{0.2 + 2.2} = 1mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}(R_c + R_{e1} + R_{e2}) \\ = 12 - 1(6 + 0.2 + 2.2) = 3.6V$$

(2) 简化 h 参数微变等效电路如图 3.6.2 所示。

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{\beta R_L'}{r_{be} + (1 + \beta)R_{e1}}$$

$$\because r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26}{I_{EQ}}$$

$$= 300 + 51 \times \frac{26}{1} = 1.626k\Omega$$

$$R_L' = R_c // R_L = 6k\Omega // 6k\Omega = 3k\Omega$$

$$\therefore A_v = -\frac{\beta R_L'}{r_{be} + (1 + \beta)R_{e1}} = -\frac{50 \times 3}{1.626 + 10.2} \approx -12.7$$

$$R_i = R_{b1} // R_{b2} // [r_{be} + (1 + \beta)R_{e1}] \\ = 15 // 45 // (1.626 + 10.2) \approx 5.8k\Omega$$

$$R_o \approx R_c = 6k\Omega$$

$$(3) \quad A_{vs} = A_v \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s} = -12.7 \times \frac{5.8}{5.8 + 1} \approx -10.8$$

$$|V_o| = |V_s| \cdot |A_{vs}| = 10 \times |-10.8| = 108mV$$

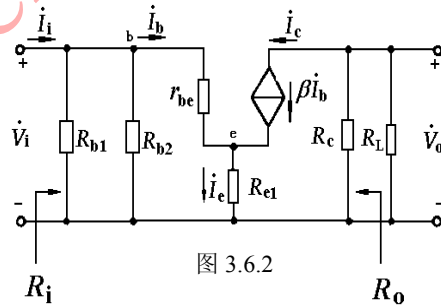


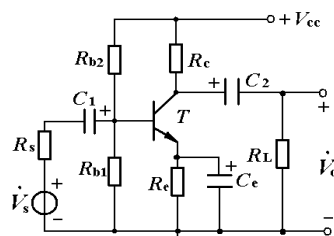
图 3.6.2

3.6.3 分压式偏置电路如题图 3.6.3 所示，设 $V_{CC} = 12V$, $R_{b1} = 15k\Omega$, $R_{b2} = 105k\Omega$,

$R_e = 1k\Omega$, $R_C = 5k\Omega$, $R_L = 5k\Omega$, 有六个同学在实验中用直流电压表测得三极管各级电

压如题表 3.6.3 所示，试分析各电路的工作状态是否合适。若不适合，试分析可能出现了什么问题（例如某元件开路或短路）。

题表 3.6.3						
组号	1	2	3	4	5	6
$V_B(V)$	0	0.75	1.4	0	1.5	1.4
$V_E(V)$	0	0	0.7	0	0	0.7
$V_C(V)$	0	0.3	8.5	12	12	4.3
工作状态						
故障分析						



题图 3.6.3

解：根据电路参数，可以计算出电路的参数为

$$V_{BQ} = \frac{V_{CC} \cdot R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} = \frac{12V \times 15}{15 + 105} = 1.5V,$$

$$V_{EQ} = V_{BQ} - V_{BE} = 1.5 - 0.7 = 0.8V,$$

$$I_{CQ} = I_{EQ} = \frac{V_{BQ} - V_{BE}}{R_e} = \frac{1.5 - 0.7}{1} = 0.8mA,$$

$$\begin{aligned} V_{CEQ} &= V_{CC} - I_{CQ}(R_c + R_e) \\ &= 12 - 0.8(5 + 1) = 7.2V, \end{aligned}$$

$$V_{CQ} = V_{CEQ} + V_{EQ} = 7.2 + 0.8 = 8V.$$

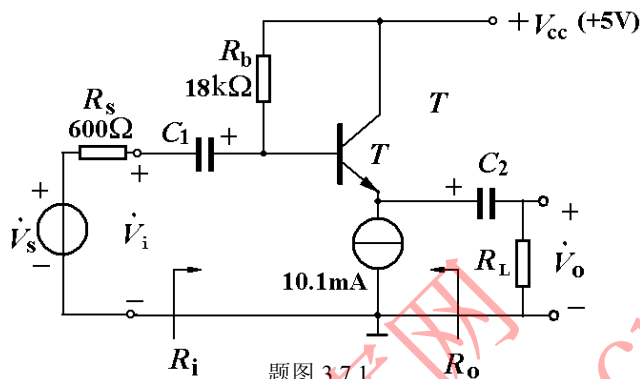
则对测量结果可以作出如表 3.6.3 分析。

表 3.6.3						
组号	1	2	3	4	5	6
$V_B(V)$	0	0.75	1.4	0	1.5	1.4
$V_E(V)$	0	0	0.7	0	0	0.7
$V_C(V)$	0	0.3	8.5	12	12	4.3
工作状态	截止	饱和	正常放大	截止	截止	放大
故障分析	电源开路	R_e 短路		R_{b2} 开路	BJT 基极开路	R_{b1} 开路

3.7.1 某射极输出器用一个恒流源来设置射极电流，如题图 3.7.1 所示，已知晶体管的

$\beta = 100$, $V_{BE} = 0.7V$, $r_{bb'} = 300\Omega$, 电容 C_1 C_2 在交流通路中可视为短路。

- (1) 求静态时的 I_{CQ} 和 V_{CEQ} ;
- (2) 求射极输出器的输出电阻 R_o ;
- (3) 若 $R_L = \infty$, 求输入电阻 R_i 和源电压放大倍数 A_{vs} ;
- (4) 若 $R_L = 110\Omega$, 求输入电阻 R_i 和源电压放大倍数 A_{vs} ;
- (提示: 恒流源的特点: 交流电阻极大, 而直流电阻较小。)



题图 3.7.1

解: [解题分析] 本题信号源采用的是具有内阻 $R_s = 600\Omega$ 的电压源形式, 所以在第 (3) ~ (4) 小题中计算的均为源电压放大倍数。本题与一般射极输出器所不同的是在射极不是用固定电阻 R_e 而是采用恒流源, 这样我们必须搞清恒流源的特点: 交流电阻极大, 而直流电阻较小。即我们在分析电路时, 尤其在分析交流量时, 就应该看作在射极接入极大的电阻来考虑, 这样, 我们在求 A_{vs} 和 R_i 、 R_o 时就不会出差错。

$$(1) \because I_{EQ} = 10.1mA, I_{BQ} = \frac{I_{EQ}}{(1+\beta)} = \frac{10.1}{101} = 0.1mA$$

$$\therefore I_{CQ} = I_{EQ} - I_{BQ} = 10.1 - 0.1 = 10mA$$

$$\therefore V_{BQ} = V_{CC} - I_{BQ} \cdot R_b = 5 - 0.1 \times 18 = 3.2V$$

$$V_{BQ} = V_{BQ} - 0.7 = 3.2 - 0.7 = 2.5V$$

$$\therefore V_{CEQ} = V_{CC} - V_{EQ} = 5 - 2.5 = 2.5V$$

(2) 因射极串联恒流源, 所以可认为射极交流开路, 因此

$$\therefore R_o = \frac{R'_s + r_{be}}{(1+\beta)} = \frac{R_b // R_s + r_{be}}{(1+\beta)}$$

$$r_{be} = r_{bb'} + (1+\beta) \frac{26}{I_{EQ}} = 300 + \frac{101 \times 26}{10.1} = 560\Omega$$

$$\therefore R_o = \frac{18 // 600 + 560}{101} \approx 11.2\Omega$$

(3) $R_L = \infty$ 时, 则

$$A_v = \frac{(1+\beta)R_L'}{r_{be} + (1+\beta)R_L'} \Big|_{R_L \rightarrow \infty} \approx 1 \quad R_i \approx R_b = 18k\Omega$$

所以 $A_{vs} = A_v \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s} \approx \frac{R_b}{R_b + R_s} = \frac{18}{18 + 0.6} = 0.968$

(4) $R_L = 110\Omega$ 时,

$$R_i = R_b // [r_{be} + (1+\beta)R_L] \\ = 18 // (0.56 + 101 \times 0.11) \approx 7k\Omega$$

$$A_{vs} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \cdot \frac{(1+\beta)R_L}{r_{be} + (1+\beta)R_L} \\ = \frac{7}{7 + 0.6} \cdot \frac{101 \times 0.11}{0.56 + 101 \times 0.11} \approx 0.877。$$

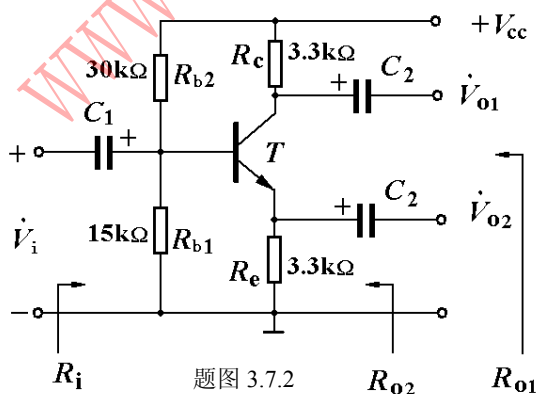
3.7.2 在题图 3.7.2 所示电路中, 晶体管的 $\beta = 100, r_{bb'} = 0, V_{BE} = 0.7V$, 电容 C_1 、 C_2 和 C_3 都足够大。

(1) 求放大器静态工作点 I_{CQ} 、 I_{BQ} 、 V_{CEQ} ;

(2) 求放大器电压放大倍数 A_{v1} 和 A_{v2} ;

(3) 求放大器输入电阻 R_i ;

(4) 求放大器输出电阻 R_{o1} 、 R_{o2} 。



题图 3.7.2

解: [解题分析] 本题是将共集电路与共发电路两方面知识内容结合起来, 通过分析计算对两种电路参数进行比较, 从而加深我们对两种电路的理解。在第 (2) 小题证明题中,

我们要到 a 与 β 之间的关系式, 即 $a = \frac{\beta}{1+\beta}$ 。本题易出错误的地方, 是在求 R_{o2} 时, 误认

为 $R_{o2} = R_e = 3.3k\Omega$ 。

$$(1) \quad V_B = \frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} \cdot V_{CC} = \frac{15}{15 + 30} \times 12 = 4V$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{V_{BQ} - V_{BE}}{R_e} = \frac{4 - 0.7}{3.3} = 1mA$$

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} = \frac{1}{100} = 10\mu A$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}(R_c + R_e) = 12 - 1(3.3 + 3.3) = 5.4V$$

$$(2) \quad \because r_{bb'} = 0, \quad r_{be} = (1 + \beta)r_e$$

$$r_{be} = 0 + \frac{26mV}{1mA} \times 101 = 2.626k\Omega$$

$$\text{共射电路 } A_{V1} = -\frac{\beta R_C}{r_{be} + (1 + \beta)R_e}$$

$$A_{V1} = -0.98$$

$$\text{共集电极电路 } A_{V2} = \frac{(1 + \beta)R_e}{r_{be} + (1 + \beta)R_e} = 0.99$$

$$(3) \quad R_i = R_{b1} // R_{b2} // [r_{be} + (1 + \beta)R_e]$$

$$= 15/30 // (2.626 + 101 \times 3.3) \approx 9.7k\Omega$$

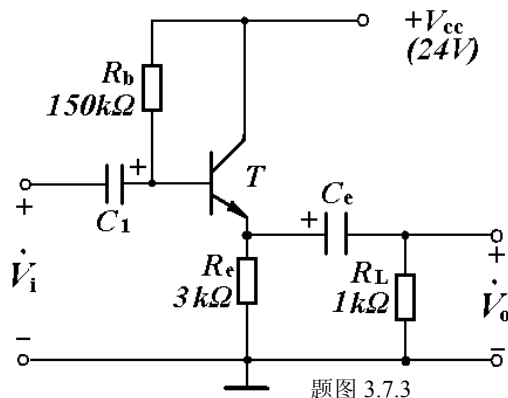
$$(4) \quad R_{o1} \approx R_C = 3.3k\Omega$$

$$R_{o2} = R_e // \frac{r_{be} + (R_{b1} // R_{b2})}{1 + \beta} = 0.12k\Omega$$

3.7.3 射极输出器如题图 3.7.3 所示, 已知 $\beta = 50$, 晶体的饱和压降 V_{CES} 和穿透电流 I_{CEO} 在 R_L 上的压降均可忽略不计。

(1) 求射极跟随器的电压跟随范围;

(2) 改变 R_b 可调整跟随范围, 当 R_b 为何值时跟随范围最大?



解: (1) $I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (1 + \beta)R_e} = \frac{24 - 0.7}{150 + (1 + 50) \times 3} = 0.08 \text{mA}$,

$$I_{CQ} = \beta \cdot I_{BQ} = 4 \text{mA},$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - R_e \cdot I_{CQ} = 12 \text{V}.$$

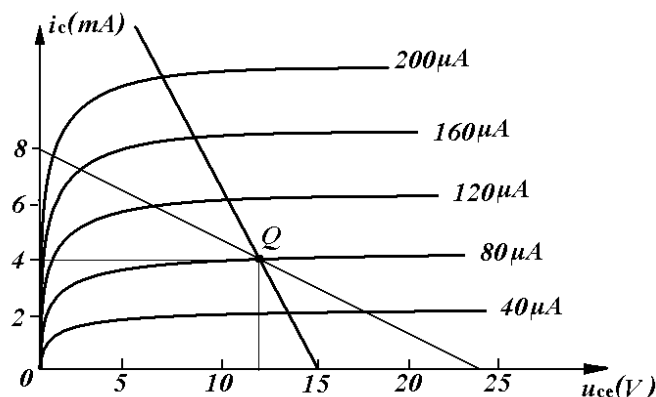


图 3.7.3

可见静态工作点恰好在直流负载线的中间, 交流负载线的斜率为 $-\frac{1}{0.75} = -\frac{4}{3}$

交流负载线的方程为: $i_c - 4 = -\frac{4}{3}(v_{ce} - 12)$, 在横轴上的交点为 15V,

故最大不失真的输出电压幅度为: $15 - 12 = 3 \text{V}$

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26}{I_{EQ}} = 200 + \frac{51 \times 26}{4} = 530 \Omega$$

$$\text{共集电极电路 } A_{v2} = \frac{(1 + \beta)R_e}{r_{be} + (1 + \beta)R_e} = \frac{(1 + 50)\beta}{0.5 + (1 + 50)\beta} = 0.997$$

$\therefore V_o \approx V_i$ 其电压幅度为 3V, 所以跟随范围是 0~3V。

(2) 晶体的饱和压降 V_{CES} 和穿透电流 I_{CEO} 在 R_L 上的压降均可忽略不计。

从输出特性曲线上可以看出, 当 Q 点处于交流负载线的中央时, 跟随范围最大。

$$\text{交流负载线为: } i_c - I_{CQ} = -\frac{4}{3}(v_{ce} - V_{CEQ}) \quad (1)$$

$$\text{直流负载线为: } V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_e \quad (2)$$

由 (1) 式, 交流负载线在横轴上的截距为 $i_c = 0$,

$$V_{CE} = \frac{3}{4} I_{CQ} + V_{CEQ} \quad (3)$$

由于 Q 点处于交流负载线的中央, 所以有 $V_{CE} = 2V_{CEQ}$

$$V_{CEQ} = \frac{3}{4} I_{CQ} \quad (4)$$

将 (2) 式代入 (4) 式,

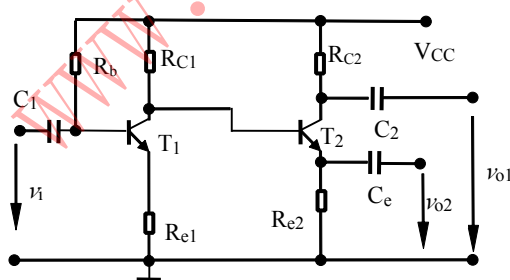
$$\frac{3}{4} I_{CQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_e$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{\frac{3}{4} + R_e} = 6.4 \text{ mA}$$

$$I_{BQ} = \frac{1}{\beta} I_{CQ} = 128 \mu\text{A}$$

$$R_b = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_{BQ}} - (1 + \beta) R_e = \frac{24 - 0.7}{0.128} - (1 + 50) \times 3 = 34.5 \text{ k}\Omega$$

3.8.1. 电路如题图 3.8.1 所示。已知 $V_{CC}=12\text{V}$, $R_b=300\text{k}\Omega$, $R_{C1}=3\text{k}\Omega$, $R_{e1}=0.5\text{k}\Omega$, $R_{C2}=1.5\text{k}\Omega$, $R_{e2}=1.5\text{k}\Omega$, 晶体管的电流放大系数 $\beta_1=\beta_2=60$, 电路中的电容容量足够大。计算电路的静态工作点数值, 输出信号分别从集电极输出及从发射极输出的两级放大电路的电压放大倍数。



题图 3.8.1 电路图

解: 放大电路的静态值计算: $I_{B1} = \frac{V_{CC} - 0.7}{R_b + (1 + \beta_1) R_{e1}} = \frac{12 - 0.7}{300 + 61 \times 0.5} = 0.034 \text{ mA}$,

$$I_{C1} = \beta_1 I_{B1} = 60 \times 0.034 \text{ mA} = 2.05 \text{ mA},$$

$$V_{CC} - 0.7 = (I_{B2} + I_{C1}) R_{C1} + (1 + \beta_2) I_{B2} R_{e2},$$

$$I_{B2} = \frac{V_{CC} - 0.7 - I_{C1} R_{C1}}{R_{C1} + (1 + \beta_2) R_{e2}} = \frac{12 - 0.7 - 2.05 \times 3}{3 + 61 \times 1.5} = 0.054 \text{ mA},$$

$$I_{C2} = \beta_2 I_{B2} = 60 \times 0.054 \text{mA} = 3.27 \text{mA} ,$$

$$V_{CEQ1} = V_{CC} - (I_{B2} + I_{C1})R_{C1} - (1 + \beta_1)I_{B1}R_{e1} = 4.64 \text{V} ,$$

$$V_{CEQ2} = V_{CC} - I_{C2}R_{C2} - (1 + \beta_2)I_{B2}R_{e2} = 2.12 \text{V}$$

放大电路的电压放大倍数计算:

$$r_{be1} = 200 + \frac{26}{I_{B1}} = 0.96 \text{k}\Omega , \quad r_{be2} = 200 + \frac{26}{I_{B2}} = 0.68 \text{k}\Omega$$

$$R_{i2} = r_{be2} + (1 + \beta)R_{e2} = 92.2 \text{k}\Omega ,$$

$$A_{v11} = -\beta_1 \frac{R_{C1} \parallel R_{i2}}{r_{be1} + (1 + \beta_1)R_{e1}} = -5.54 ,$$

第二级放大电路从集电极输出时, $A_{v12} = -\beta_2 \cdot \frac{R_{C2}}{r_{be2} + (1 + \beta_2)R_{e2}} = -0.98$

$$A_{v1} = A_{v11} \cdot A_{v12} = (-5.54) \times (-0.98) = 5.41 ,$$

第二级放大电路从发射极输出时, $A'_{v12} = \frac{(1 + \beta_2)R_{e2}}{r_{be2} + (1 + \beta_2)R_{e2}} = 0.99 ,$

$$A_{v1} = A_{v11} \cdot A'_{v12} = (-5.54) \times 0.99 = -5.5 .$$

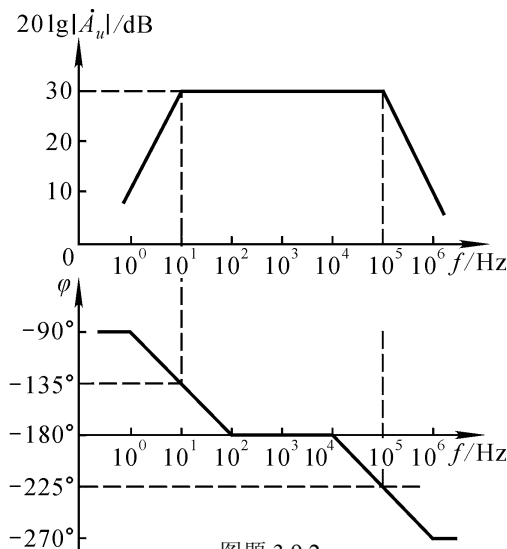
3.9.1 若放大器的放大倍数 A_v 、 A_f 、 A_p 均为 540, 试分别用分贝数表示它们。

解: $20 \lg |A_v| = 54.6 \text{dB}$

$$20 \lg |A_f| = 54.6 \text{dB}$$

$$10 \lg |A_p| = 27.3 \text{dB}$$

3.9.2 已知某电路的波特图如题图 3.29 所示, 试写出 $\dot{A}_v$ 的表达式。



图题 3.9.2

解：中频电压放大倍数为 $20 \lg |A_{VM}| = 30 \text{ dB}$

所以 $A_{VM} = -10^{1.5} = -32$ （从相频特性可以看出，中频时电压放大倍数相移为 180° ）

$$f_L = 10 \text{ Hz}, \quad f_H = 10^5 \text{ Hz}。$$

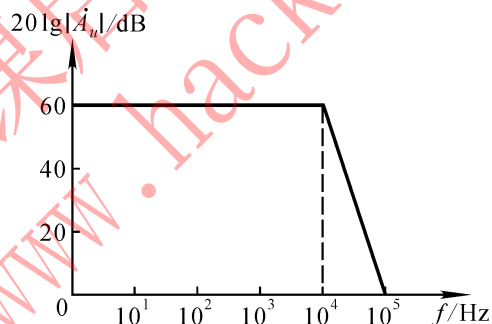
设电路为基本共射放大电路或基本共源放大电路。

$$\dot{A}_v \approx \frac{-A_{VM}}{(1 + \frac{f_L}{jf})(1 + j\frac{f}{f_H})} = \frac{-32}{(1 + \frac{10}{jf})(1 + j\frac{f}{10^5})}$$

$$\text{或 } \dot{A}_v \approx \frac{-3.2jf}{(1 + j\frac{f}{10})(1 + j\frac{f}{10^5})}$$

3.9.3 已知某电路的幅频特性如题图 3.9.3 所示，试问：

- （1）该电路的耦合方式；
- （2）该电路由几级放大电路组成；
- （3）当 $f = 10^4 \text{ Hz}$ 时，附加相移为多少？当 $f = 10^5$ 时，附加相移又约为多少？



题图 3.9.3

解：（1）因为下限截止频率为 0，所以电路为直接耦合电路；

（2）因为在高频段幅频特性为 -60 dB/十倍频 ，所以电路为三级放大电路；

（3）当 $f = 10^4 \text{ Hz}$ 时， $\varphi' = -135^\circ$ ；当 $f = 10^5 \text{ Hz}$ 时， $\varphi' \approx -270^\circ$ 。

3.9.4 已知单级共射放大电路的电压放大倍数

$$\dot{A}_v = \frac{200 \cdot jf}{\left(1 + j\frac{f}{5}\right)\left(1 + j\frac{f}{10^4}\right)}$$

$$(1) \quad \dot{A}_{vm} = ? \quad f_L = ? \quad f_H = ?$$

（2）画出波特图。

解：(1)
$$A_v = \frac{|A_{vm}| j \frac{f}{f_L}}{(1 + j \frac{f}{f_L})(1 + j \frac{f}{f_H})}$$

$A_{vm} = 1000, f_L = 5\text{Hz}, f_H = 10000\text{Hz}$

(1) 变换电压放大倍数的表达式，求出 A_{vm} 、 f_L 、 f_H 。

$$\dot{A}_v = \frac{|A_{vm}| j \frac{f}{f_L}}{(1 + j \frac{f}{f_L})(1 + j \frac{f}{f_H})} = \frac{1000 \cdot j \frac{f}{5}}{(1 + j \frac{f}{5})(1 + j \frac{f}{10^4})}$$

$$A_{vm} = 1000$$

$$f_L = 5\text{Hz}$$

$$f_H \approx 10^4\text{Hz}$$

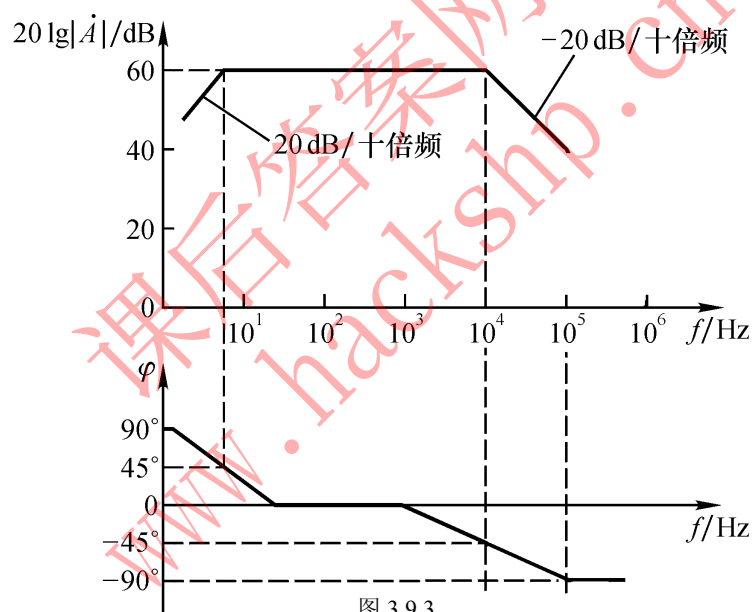


图 3.9.3

(2) 波特图如图 3.9.3 所示。

3.9.5 两级 RC 耦合放大器中，第一级和第二级对数幅频特性 $A_{v1}(\text{dB})$ 和 $A_{v2}(\text{dB})$ 如题图

3.9.5 所示，试画出该放大器总对数幅频特性 $A_v(\text{dB})$ ，并说明该放大器中频的 A_v 是

多少？在什么频率下该放大器的电压放大倍数下降为 A_v 的 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ ？

解：[解题分析] 本题的意图是练习画对数幅频特性的方法，利用两级放大器总增益分贝数等于每个单级放大器增益分贝数相加原理。在作总的幅频特性过程中，只要找出几个特

殊点（例： $f = 10^4 \text{ Hz}$ 或 $f = 10^6 \text{ Hz}$ 等）连接这几个特殊点即可。

由题图 3.9.5 可知：在中频段，

$$A_{v1} = 40 \text{ dB}, A_{v2} = 20 \text{ dB}$$

∴ 中频段放大器总增益为

$$\begin{aligned} A_v &= A_{v1} + A_{v2} \\ 40 + 20 &= 60 \text{ dB} \end{aligned}$$

$$\text{即： } A_v = 1000$$

放大器总对数幅频特性如图 3.9.5 中所标出的。由图可知当 $f = 10^4 \text{ Hz}$ 时，放大器电压放大

倍数下降为 A_v 的 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 。

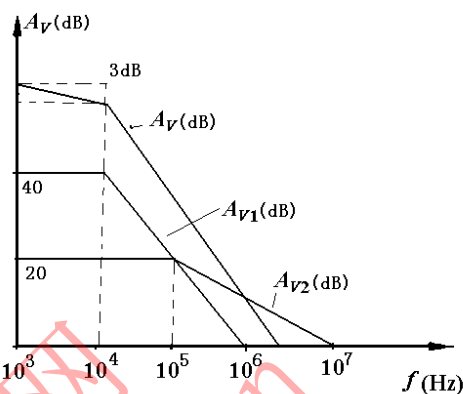


图 3.9.5

3.9.6 由两个完全相同的单级所组成的 RC 放大器其总上限截止频率 $f_H = 20 \text{ kHz}$ ，总下限截止频率 $f_L = 20 \text{ Hz}$ ，试求各级的上限截止频率 f_{H1} 和下限截止频率 f_{L1} 。

$$\begin{aligned} \text{解：} \quad A_v &\approx \frac{-A_{vM1}}{(1 + \frac{f_{L1}}{jf})(1 + j\frac{f}{f_{H1}})} \times \frac{-A_{vM1}}{(1 + \frac{f_{L1}}{jf})(1 + j\frac{f}{f_{H1}})} \\ &= \frac{A_{vM1}^2}{(1 + \frac{f_{L1}^2}{f^2})(1 + j\frac{f}{f_{H1}})^2} = \frac{A_{vM}}{(1 + \frac{f_{L1}^2}{f^2})(1 + j\frac{f}{f_H})} \end{aligned}$$

在高频段，则 $[1 - (\frac{f}{f_{H1}})^2]^2 + (\frac{2f}{f_{H1}})^2 = 2$ ，解得 $f_H = 0.644f_{H1} \approx 13 \text{ kHz}$ ；

在低频段，则 $[1 - (\frac{f_{L1}}{f})^2]^2 + (\frac{2f_{L1}}{f})^2 = 2$ ，解得 $f_L = f_{L1} / 0.644 \approx 31 \text{ Hz}$ 。

3.9.7 在题图 3.9.7 所示电路中，已知晶体管的 $r_{bb'} = 100 \Omega$ ， $r_{be} = 1 \text{ k}\Omega$ ，静态电

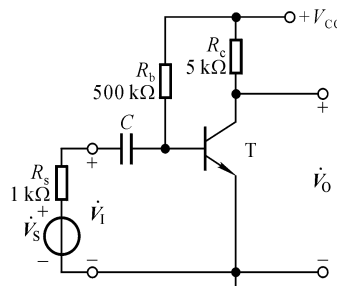
流 $I_{EQ} = 2 \text{ mA}$ ， $C_\pi = 800 \text{ pF}$ ； $R_s = 2 \text{ k}\Omega$ ， $R_b = 500 \text{ k}\Omega$ ， $R_c = 3.3 \text{ k}\Omega$ ， $C = 10 \mu\text{F}$ 。

试分别求出电路的 f_H 、 f_L ，并画出波特图。

解：（1）求解 f_L

$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_s + R_i)} \approx \frac{1}{2\pi(R_s + r_{be})} \approx 5.3 \text{ Hz}$$

（2）求解 f_H 和中频电压放大倍数



题图 3.9.7

$$r_{b'e} = r_{be} - r_{b'b} = 0.9k\Omega$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi[r_{b'e} // (r_{b'b} + R_b // R_s)]C_\pi'} \approx \frac{1}{2\pi[r_{b'e} // (r_{b'b} + R_s)]C_\pi'} \approx 316kHz$$

$$g_m \approx \frac{I_{EQ}}{U_T} \approx 77mA/V$$

$$\dot{A}_{usm} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot (-g_m R_L') \approx \frac{r_{b'e}}{R_s + r_{be}} \cdot (-g_m R_L') \approx -76$$

$$20\lg|\dot{A}_{usm}| \approx 37.6dB$$

相频特性和幅频特性波特图如图 3.9.7 所示。

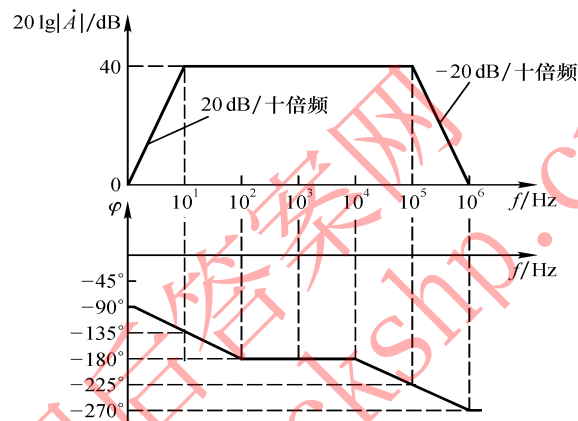


图 3.9.7

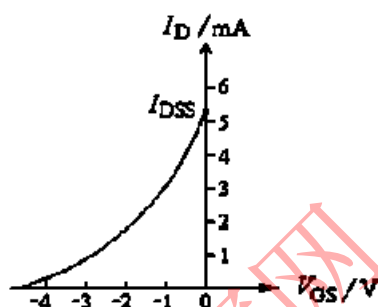
习题 4

客观检测题

一、填空题

1. 场效应管利用外加电压产生的电场来控制漏极电流的大小，因此它是电压控制器件。
2. 为了使结型场效应管正常工作，栅源间两 PN 结必须加反向电压来改变导电沟道的宽度，它的输入电阻比 MOS 管的输入电阻小。结型场效应管外加的栅-源电压应使栅源间的耗尽层承受反向电压，才能保证其 R_{GS} 大的特点。
3. 场效应管漏极电流由多数载流子的漂移运动形成。N 沟道场效应管的漏极电流由载流子的漂移运动形成。JFET 管中的漏极电流不能穿过 PN 结（能，不能）。
4. 对于耗尽型 MOS 管， V_{GS} 可以为正、负或者零。
5. 对于增强型 N 型沟道 MOS 管， V_{GS} 只能为正，并且只能当 $V_{GS} > V_{TH}$ 时，才能形成 I_d 。
6. P 沟道增强型 MOS 管的开启电压为负值。N 沟道增强型 MOS 管的开启电压为正值。
7. 场效应管与晶体管相比较，其输入电阻高；噪声低；温度稳定性好；饱和压降大；放大能力较差；频率特性较差（工作频率低）；输出功率较小。

8. 场效应管属于 电压 控制器件，而三极管属于 电流 控制器件。
9. 场效应管放大器常用偏置电路一般有 自偏压电路 和 分压器式自偏压电路 两种类型。
10. 由于晶体三极管 是电子、空穴两种载流子同时参与导电，所以将它称为双极型的，由于场效应管 只有多数载流子参与导电，所以将其称为单极型的。
11. 跨导 g_m 反映了场效应管 栅源电压 对 漏极电流 控制能力，其单位为 ms(毫西门子)。
12. 若耗尽型 N 沟道 MOS 管的 V_{GS} 大于零，其输入电阻 不 会明显变小。
13. 一个结型场效应管的转移特性曲线如题图 4.1 所示，则它是 N 沟道的效应管，它的夹断电压 V_p 是 4.5V，饱和漏电流 I_{DSS} 是 5.4mA。



题图 4.0.1 填空题 13 图

主观检测题

4.2.1 已知某结型场效应管的 $I_{DSS} = 2\text{mA}$ ， $V_p = -4\text{V}$ ，试画出它的转移特性曲线和输出特性曲线，并近似画出预夹断轨迹。

解：根据方程： $i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2$ ，逐点求出确定的 V_{GS} 下的 i_D ，可近似画出转移特性和输出特性；在输出特性中，将各条曲线上 $V_{GD} = V_p$ 的点连接起来，便为预夹断线；如图 4.2.1 所示。

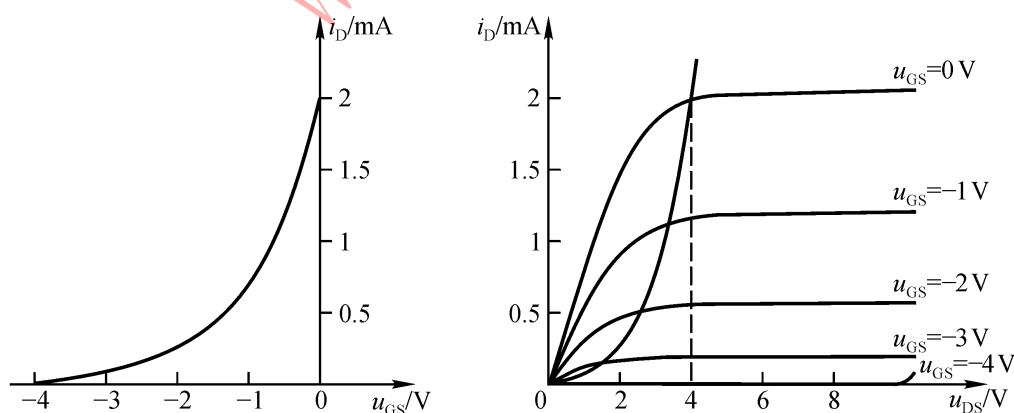


图 4.2.1

4.3.1 已知放大电路中一只 N 沟道增强型 MOS 管场效应管三个极①、②、③的电位分别为 4V、8V、12V，管子工作在恒流区。试判断 ①、②、③与 G、S、D 的对应关系。

解：命题给定的管子是增强型管，实际上也可以是耗尽型 MOS 管（具有两种可能）和结型场效应 N 沟道管，则三个极①、②、③与 G、S、D 的对应关系如图 4.3.1 所示。

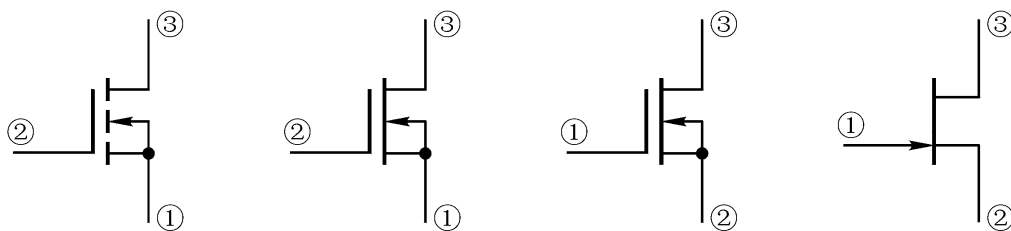
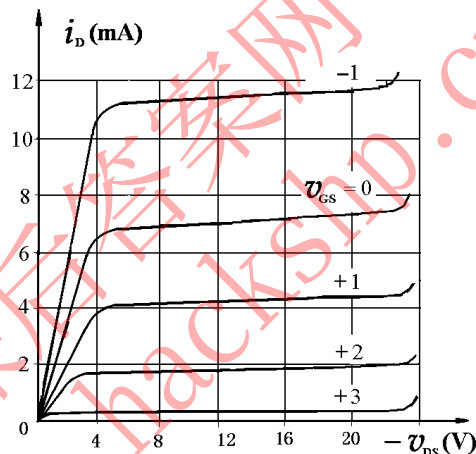


图 4.3.1

4.4.1 题图 4.4.1 所示曲线为某场效应管的输出特性曲线，试问：

- (1) 它是哪一种类型的场效应管？
- (2) 它的夹断电压 V_p （或开启电压 V_T ）大约是多少？
- (3) 它的 I_{DSS} 大约是多少？



题图 4.4.1

解：(1) 由题图 4.4.1 所示的特性曲线，是 P 沟道耗尽型场效应管的输出特性曲线。

(2) $V_p = 4V$ 。

(3) $I_{DSS} = -6.8mA$ ($v_{GS} = 0$ 时，输出特性从可变电阻区转折为饱和区时的对应电流)。

4.4.2 已知场效应管的输出特性曲线如题图 4.4.1 所示，画出恒流区 $v_{DS} = 8V$ 的转移特性曲线。

解：根据题图 4.4.1 所示场效应管的输出特性曲线，则该场效应管的转移特性如图 4.4.2 所示。

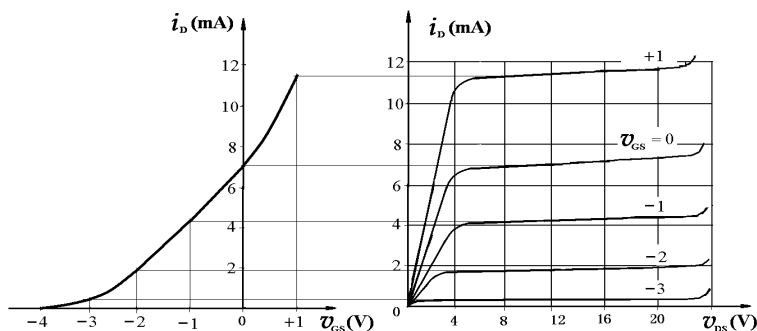
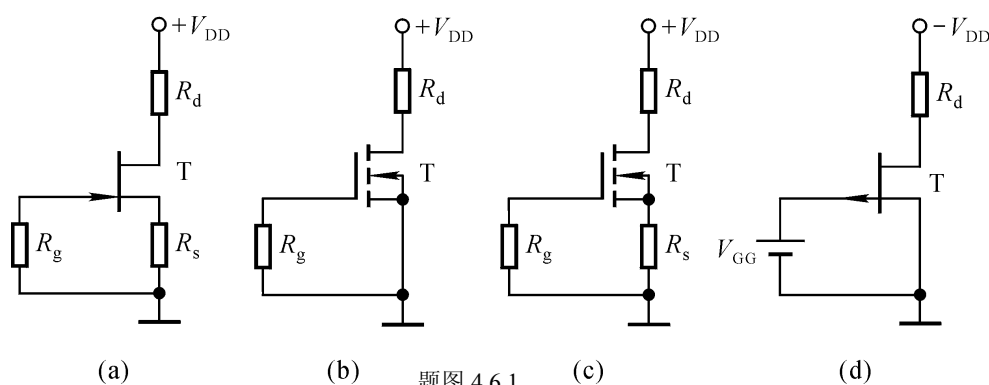


图 4.4.2

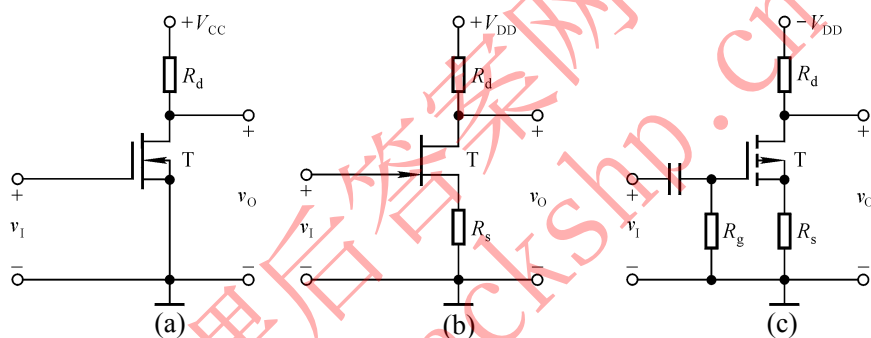
4.6.1 分别判断题图 4.6.1 所示各电路中的场效应管是否有可能工作在放大区。



题图 4.6.1

解：题图 4.6.1 所示的各个电路中，图（a）所示电路，可能工作在放大区，图（b）所示电路，不可能可能工作在放大区，图（c）所示电路，不可能可能工作在放大区，图（d）所示电路，可能可能工作在放大区。

4.6.2 试分析题图 4.6.2 所示的各电路是否能够放大正弦交流信号，简述理由。设图中所有电容对交流信号均可视为短路。



题图 4.6.2

解：题图 4.6.2 所示的各个电路中，图（a）所示电路，可能放大交流信号。因为 $V_{gs}=0$ 时，耗尽型 N 沟道 MOS 管工作在恒流放大区。

图（b）所示的电路能放大交流信号；结型场效应管的静态工作点可以通过 R_s 上流过的电流产生自生偏压建立。因为 G-S 间电压将小于零。

图（c）所示的电路不能放大交流信号；。因为增强型场效应管不能产生自生偏压，这样 MOS 管处于截止状态。

4.6.3 场效应管放大器如题图 4.6.3 所示，若 $V_{DD} = 20V$ ，要求静态工作点为 $I_{DQ} = 2mA$ ，

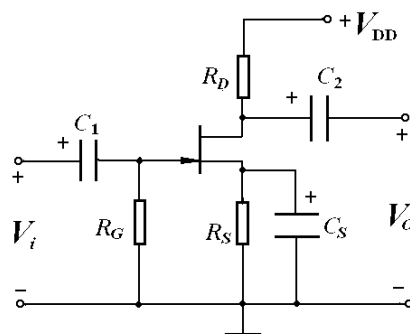
$V_{GSQ} = -2V, V_{DSQ} = 10V$ ，试求 R_S 和 R_D 。

解：由题意可知：

$$V_{GSQ} = V_G - V_S = -I_D R_S$$

$$-2 = -0.002 \times R_S$$

$$R_S = 1000\Omega = 1k\Omega$$



题图 4.6.3

$$V_{DSQ} = V_{DD} - I_D(R_D + R_S) = 10V$$

$$10 = 20 - 0.002 \times (R_D + R_S)$$

$$R_D + R_S = 5000\Omega = 5k\Omega$$

可得: $R_D = 4k\Omega$

4.6.4 增强型 MOS 管能否单独用自给偏置的方法来设置静态工作点? 为什么? 试画出用 P 沟道增强型 MOS 管构成的共源电路, 并说明各元件作用。

解: 对于增强型 MOS 管, 不能用自给偏置的方法来设置静态工作点。因为自偏压的栅极-源极之间的电压 $V_{GSQ} = -I_D R_S$ 。

从表达式可以看出自偏压产生的条件是必须先有 I_D , 但增强型 MOS 管的开启电压大于 0, 只有栅极-源极之间的电压达到某个开启电压 V_T 时才有漏极电流 I_D , 因此这类管子不能用自给偏置的方法来设置静态工作点。

增强型 MOS 管构成放大电路, 只能采用分压式自偏压电路, 如图 4.6.4 所示, R_1 、 R_2 和 R_3 产生栅极偏置电压, R_3 的大小对放大器的静态工作点无影响, 所以可以加大 R_3 值以提高放大器输入电阻。 R_S 和 R_D 分别是源极电阻和漏极电阻。

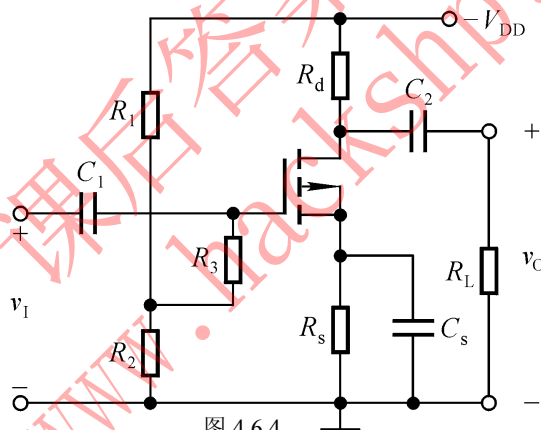
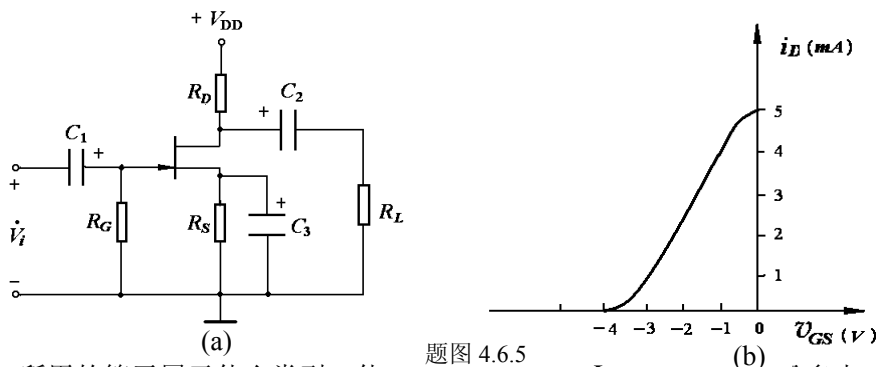


图 4.6.4

4.6.5 题图 4.6.5 (a) 是一个场效应管放大电路, (b) 是管子的转移特性曲线。设电阻 $R_G = 1M\Omega$, $R_D = R_L = 18k\Omega$, 电容 C_1 、 C_2 、 C_3 足够大。试问:



题图 4.6.5

(1) 所用的管子属于什么类型? 它的构造: 它的 I_{DSS} 、 V_P 和 V_T 是多少?

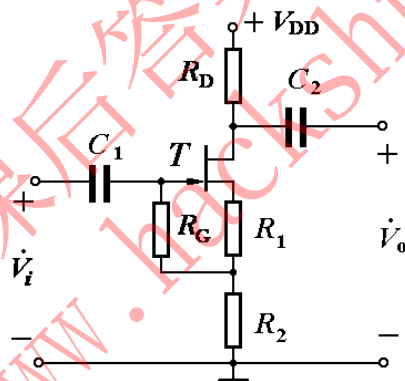
(2) R_G 、 R_S 、 C_3 的作用是什么？若要求 $V_{GS} = -2V$ ，则 R_S 应选多大？

解：(1) 题图 4.6.5(b)图所示的电压转移特性，可知题图 4.6.5(a)所示的电路中，所用的管子属于 N 沟 JFET（结型场效应管）。管子的 $I_{DSS} = 5mA$ ，夹断电压 $V_P = -4V$ 。

(2) R_G 的作用是将栅极接至零电位，与 R_S 源极电阻共同产生自给栅压 V_{GSQ} ， R_S 是还有稳定静态工作点的作用。 C_3 的作用是旁路电容，在直流通路中 R_S 存在，用来自动产生栅源反向偏压，产生合适的静态工作点；在交流通路中 R_S 被 C_3 旁路而不存在，有利于提高电压放大倍数。

$$\text{当 } V_{GS} = -2V, \text{ 由伏安特性曲线可知, } I_D = 2mA, \text{ 所以 } R_S = \left| \frac{V_{GS}}{I_D} \right| = \left| \frac{-2V}{2mA} \right| = 1k\Omega$$

4.6.6 场效应管放大电路如题图 4.6.6 所示，电路参数 $V_{DD} = 24V$, $R_D = 56k\Omega$ ， $R_G = 1M\Omega$ ， $R_2 = 4k\Omega$ 场效应管的 $V_P = -1V$ ， $I_{DSS} = 1mA$ ；若要求漏极电位 $V_D = 10V$ ，试求 R_1 的值。



题图 4.6.6

$$\text{解: } V_D = V_{DD} - I_D R_D = 24 - I_D R_D = 10$$

$$I_D = \frac{24 - 10}{R_D} = \frac{14}{56} = 0.25mA$$

又有：

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 = 1 \times \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

$$\frac{1}{4} = \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2, \quad \frac{1}{2} = 1 - \frac{V_{GS}}{V_P}$$

$$\frac{V_{GS}}{V_P} = \frac{1}{2}, \quad V_{GS} = \frac{1}{2}V_P = -0.5(V)$$

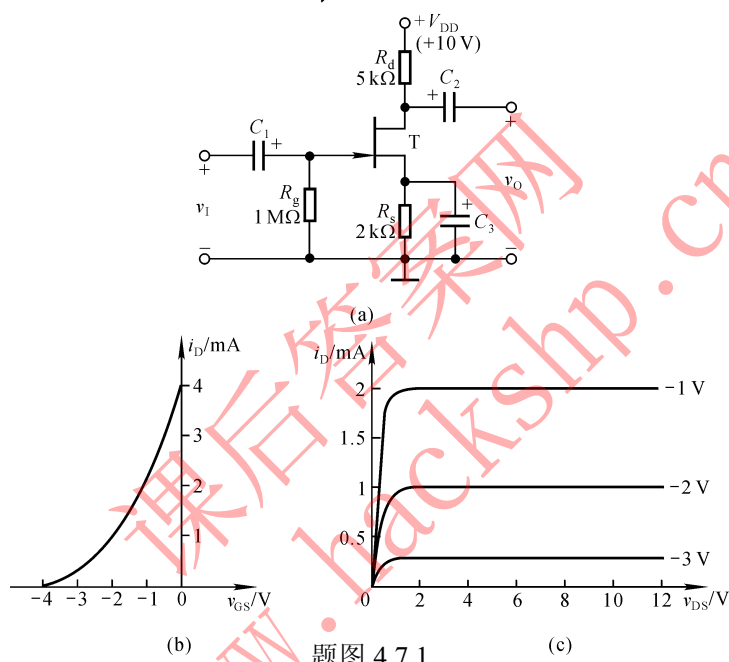
$$V_{GS} = V_G - V_S = V_{R2} - V_S = I_D R_2 - I_D (R_1 + R_2) = -I_D R_1 = -0.25mA \times R_1$$

$$R_1 = -\frac{V_{GS}}{0.25} = 2(k\Omega)$$

4.7.1 已知题图 4.7.1(a)所示电路中场效应管的转移特性和输出特性分别如图 (b) (c)所示。

(1) 利用图解法求解 Q 点；

(2) 利用等效电路法求解 $\dot{A}_v$ 、 R_i 和 R_o 。



题图 4.7.1

解：(1) 在转移特性中作直线 $v_{GS} = -i_D R_S$ ，与转移特性的交点即为 Q 点；读出坐标值，得出 $I_{DQ} = 1mA$ ， $V_{GSQ} = -2V$ 。如图 4.7.1 (a) 所示。

在输出特性中作直流负载线 $v_{DS} = V_{DD} - i_D (R_D + R_S)$ ，与 $V_{GSQ} = -2V$ 的那条输出特性曲线的交点为 Q 点， $V_{DSQ} \approx 3V$ 。如图 4.7.1 (b) 所示

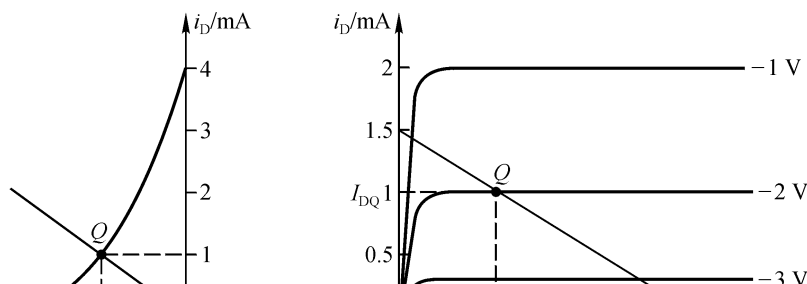
(2) 首先画出交流等效电路 (图略)，然后进行动态分析。

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{DS}} = \frac{-2}{V_{GS(off)}} \sqrt{I_{DSS} I_{DQ}} = 1mA/V,$$

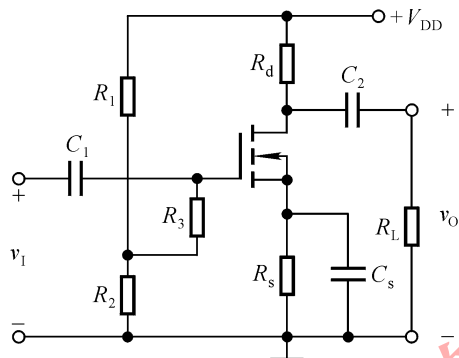
$$\dot{A}_v = -g_m R_D = -5$$

$$R_i = R_g = 1M\Omega$$

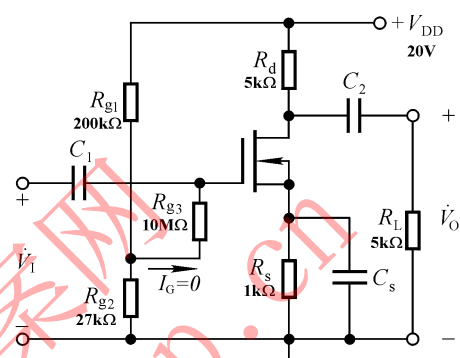
$$R_o = R_D = 5k\Omega$$



4.7.2 电路如题图 4.7.2 所示，已知场效应管的低频跨导为 g_m ，试写出 $\dot{A}_v$ 、 R_i 和 R_o 的表达式。



题图 4.7.2



题图 7.7.3

解： $\dot{A}_u$ 、 R_i 和 R_o 的表达式分别为

$$\dot{A}_u = -g_m(R_D // R_L)$$

$$R_i = R_3 + R_1 // R_2$$

$$R_o = R_D$$

4.7.3 设题图 4.7.3 电路中场效应管参数 $V_P = -4V$, $I_{DSS} = 2mA$, $g_m = 1.2mS$ ，试求放大器的静态工作点 Q、电压放大倍数 $\dot{A}_v$ 、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o ，并画出该电路的微变等效电路（电路中所有电容容抗可略去， r_{ds} 可看作无穷大）。

解：（1）求静态工作点 Q，根据

$$V_{GS} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD} - I_D R_S$$

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

$$\begin{cases} V_{GS} = 2.38 - I_D \times 1 \\ I_D = 2 \times \left(1 - \frac{V_{GS}}{-4} \right)^2 \end{cases}$$

求解联立方程可得

$$\begin{cases} V_{GS} = 0.18V \\ I_D = 2.2mA \end{cases} \text{ 或 } \begin{cases} V_{GS} = -16.1V \\ I_D = 18.5mA \end{cases}$$

显然第二组解不合题意应舍去，则：

$$\begin{aligned} V_{DS} &= V_{DD} - I_D(R_D + R_S) \\ &= 20 - 2.2 \times (5 + 1) = 6.8V \end{aligned}$$

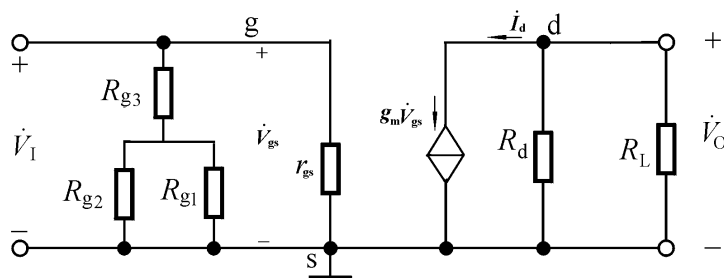


图 4.7.2

(2) 电路的微变等效电路如图 4.7.2 所示，则电压放大倍数

$$A_V = -g_m \cdot R'_L = -g_m(R_D \parallel R_L) = -1.2 \times 2.5 = -3。$$

(3) 放大器输入电阻和输出电阻

$$R_i = R_{g3} + (R_{g1} \parallel R_{g2}) = R_{g3} = 10k\Omega，$$

$$R_o = R_D = 10k\Omega。$$

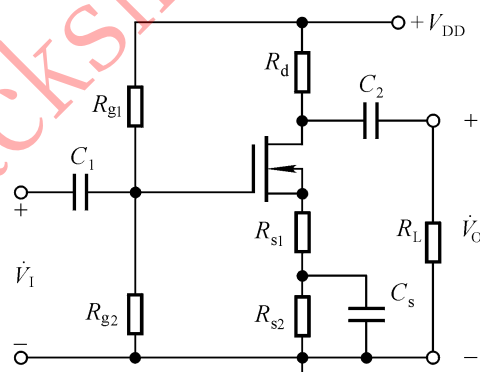
4.7.4 场效应管放大器如题图 4.7.4 所示，试画

出其微变等效电路，写出 A_V 、 R_i 、 R_o 表达式。

设管子 r_{ds} 极大，各电容对交流信号可视为

解：放大电路的微变等效电路如图 4.7.4 所

示。



题图 4.7.4

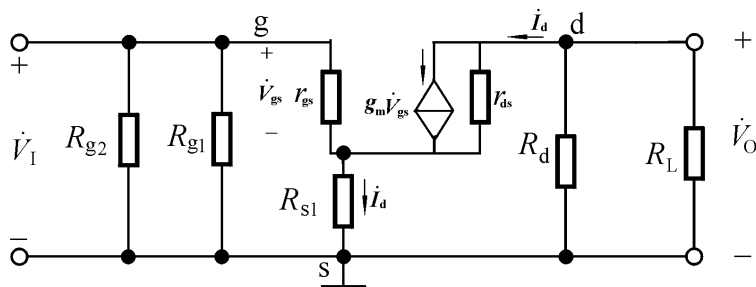


图 4.7.4

$$\text{电压放大倍数: } A_V = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{I_d(R_D \parallel R_L)}{V_{gs} + I_d R_{S1}} = -\frac{g_m \cdot (R_D \parallel R_L)}{V_{gs} + g_m V_{gs} R_{S1}} = -\frac{g_m(R_D \parallel R_L)}{1 + g_m R_{S1}},$$

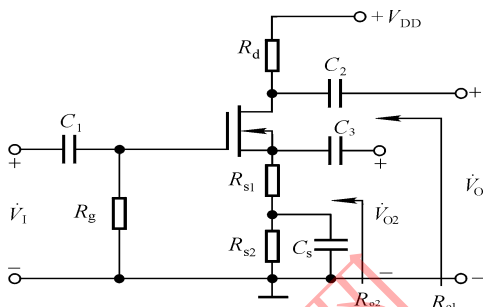
放大器输入电阻和输出电阻:

$$\mathbf{R_i} = \mathbf{R_{g1}} \parallel \mathbf{R_{g2}}, \quad \mathbf{R_o} = \mathbf{R_d}。$$

4.7.5 在题图 4.7.5 所示的电路中, $V_{DD} = 40V$, $R_G = 1M\Omega$, $R_D \approx 12k\Omega$, $R_{S1} = R_{S2} = 500\Omega$,

场效应管的 $V_P = -6V$, $I_{DSS} = 6mA$, $r_{ds} \gg R_D$, 各电容都是足够大, (1) 求电路的静态值

V_{GSQ} 、 I_{DQ} 、 V_{DSQ} , (2) 求 $\frac{V_{o1}}{V_i}$ 、 $\frac{V_{o2}}{V_i}$ 和输出电阻 R_{o1} 、 R_{o2} 。



题如 4.7.5

解: (1) 电路的静态值

$$\text{解方程组} \begin{cases} I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P} \right)^2 \\ V_{GSQ} = -(R_{S1} + R_{S2}) I_{DQ} \end{cases}$$

$$\text{将电路参数代入:} \begin{cases} I_{DQ} = 6 \left(1 - \frac{V_{GSQ}}{6} \right)^2 \\ V_{GSQ} = -(0.5 + 0.5) \times I_{DQ} \end{cases}$$

解此方程组, 并舍去不合理的根, 得

$$I_{DQ} = 2.3mA, \quad V_{GSQ} = -2.3V$$

$$\text{则 } V_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ}(R_D + R_{S1} + R_{S2}) = 40 - 2.3 \times 13 = 10.1V$$

2) 求 $\frac{V_{o1}}{V_i}$ 、 $\frac{V_{o2}}{V_i}$ 和输出电阻 R_{o1} 、 R_{o2}

$$g_m = \frac{dI_D}{dV_{GS}} = -\frac{2I_{DSS}}{V_P} \left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P} \right) = -\frac{2 \times 6}{-6} \left(1 - \frac{-2.3}{-6} \right) \approx 1.23mS,$$

$$\frac{V_{o1}}{V_i} = -\frac{g_m R_d}{1 + g_m R_{S1}} = -\frac{1.23 \times 12}{1 + 1.23 \times 0.5} = -9.2,$$

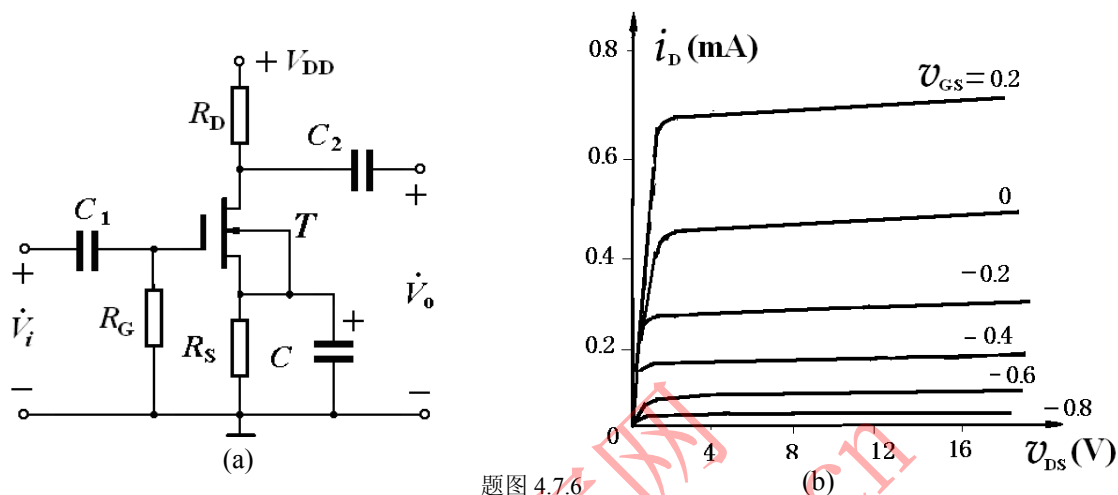
$$\frac{V_{o2}}{V_i} = -\frac{g_m R_{S1}}{1 + g_m R_{S1}} = -\frac{1.23 \times 0.5}{1 + 1.23 \times 0.5} = -0.38,$$

$$R_{o1} = R_d = 12k\Omega,$$

$$R_{o2} = R_{s1} \parallel \frac{1}{g_m} = 0.5 \parallel \frac{1}{1.23} = 355\Omega。$$

4.7.6 共源放在电路及场效应管的输出特性曲线如题图 4.7.6 (a)、(b)所示, 电路参数为

$R_D = 25k\Omega, R_s = 1.5k\Omega, R_G = 5M\Omega, V_{DD} = 15V$, 试用图解法和计算法求静态工作点 Q。



题图 4.7.6

解: (1) 图解法求解静态工作点的图形如图 4.7.6 所示。作图过程为:

(a) 根据 $v_{DS} = V_{DD} - i_D(R_D + R_S)$ 在输出特性上作负载线 MN

(b) 作负载转移特性, 根据 $v_{GS} = -i_DR_S$ 作源极负载线 OA, 此负载线与负载转移特性

曲线的交点 Q 即静态工作点。在负载转移特性和输出特性上可找到静态工作点的数值为

$$\begin{cases} V_{GSQ} \approx -0.35V \\ I_{DQ} \approx 0.22mA \\ V_{DSQ} \approx -9.5V \end{cases}$$

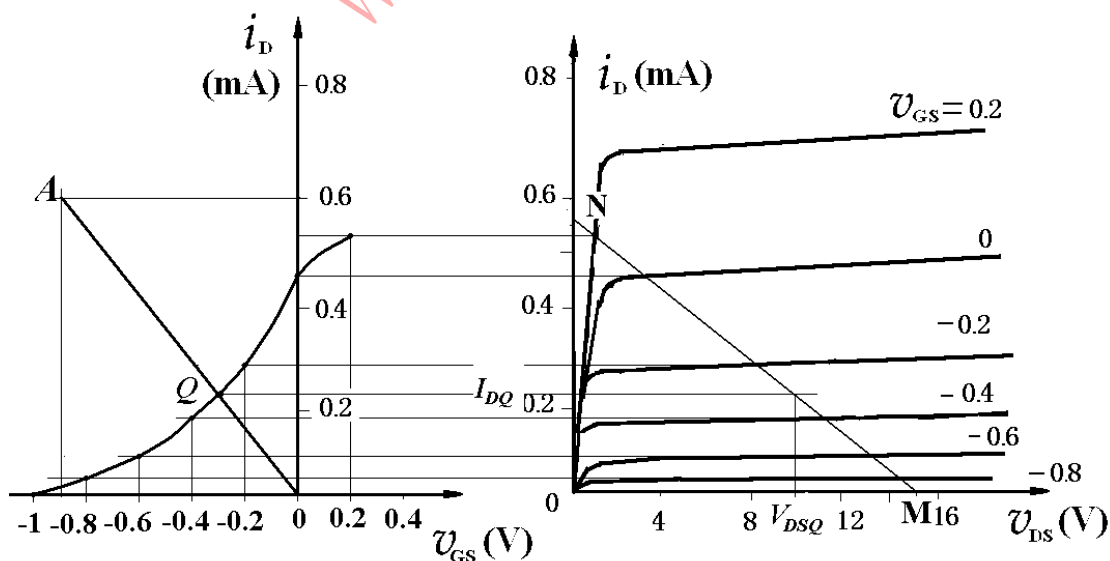


图 4.7.6

(2) 计算法求解静态工作点

由输出特性可知, $V_p = -1V, I_{DSS} = 0.5mA$ 。根据

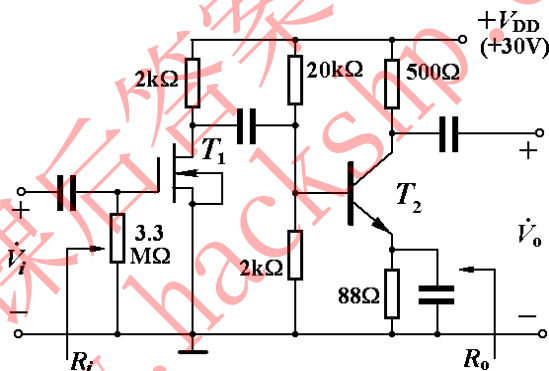
$$\begin{cases} I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_p} \right)^2 \\ V_{GSQ} = -I_{DQ} R_s \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_{DQ} = 0.5 \left(1 + V_{GSQ} \right)^2 (mA) \\ V_{GSQ} = -1.5 I_{DQ} (V) \end{cases}$$

解方程组有

$$\begin{cases} I_{DQ} = 0.22(mA) \\ V_{GSQ} = -1.5 \times 0.22(V) = -0.33(V) \\ V_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} (R_d + R_s) = 9.2(V) \end{cases}$$

4.7.7 题图 4.7.7 所示电路, 是由场效管和晶体三极管组成的混合放大电路, 已知场效应管的 $I_{DSS} = 2mA$, $V_p = -4V$ 晶体三极管的 $\beta = 80, V_{BEQ} = 0.7V$, $r_{bb'} = 300\Omega$, 所有电容容抗可以不计, 试问:



题图 4.7.7

- (1) 分别计算各极的静态工作点;
- (2) 画出电路微变等效电路;
- (3) 计算总的电压增益 A_v 、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 。

解: T_1 为 N 沟耗尽型 MOSFET, T_1 构成共源放大电路; T_2 为 NPN 三极管, 构成共射放大电路。

(1) 第一放大级的静态工作点:

$$\begin{cases} V_{GSQ} = V_G - V_S = 0V \\ I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_p} \right)^2 = I_{DSS} = 2mA \\ V_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} R_D = 30 - 2 \times 2 = 26V \end{cases}$$

第二放大级的静态工作点:

$$V_B = \frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} \cdot V_{CC} = \frac{2}{2 + 20} \times 30 = 2.7V$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{V_{BQ} - V_{BE}}{R_e} = \frac{2.7 - 0.7}{0.088} = 22.7mA$$

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} = \frac{22.7}{80} = 284\mu A$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}(R_e + R_c) = 30 - 22.7(0.088 + 0.5) = 16.7V$$

(2) 画出电路微变等效电路如图 4.7.7 所示；

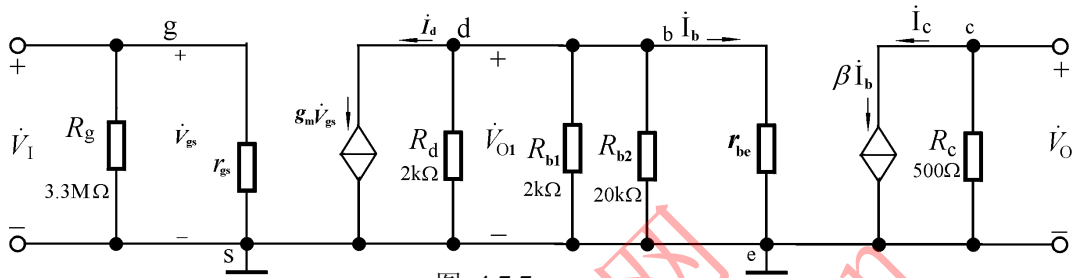


图 4.7.7

(3) 计算总的电压增益 A_v 、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 。

$$g_m = \frac{dI_D}{dV_{GS}} = -\frac{2I_{DSS}}{V_P} \left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P} \right) = -\frac{2 \times 2}{-4} \left(1 - \frac{0}{-4} \right) \approx 1mS,$$

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26mV}{I_E} = 300 + (1 + 80) \frac{26mV}{22.7mA} = 0.39k\Omega,$$

$$R_{i2} = R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel r_{be} = 2 \parallel 20 \parallel 0.39 = 0.33k\Omega,$$

$$A_{v1} = -g_m (R_d \parallel R_{i2}) = -1 \times 2 \parallel 0.33 = -0.28,$$

$$A_{v2} = \frac{V_{o2}}{V_{i2}} = -\frac{\beta R_c}{r_{be}} = -\frac{80 \times 0.5}{0.39} = -102,$$

$$A_v = A_{v1} A_{v2} = -0.28 \times (-102) = 28.56,$$

$$R_i = R_{i1} = R_g = 3.3M\Omega,$$

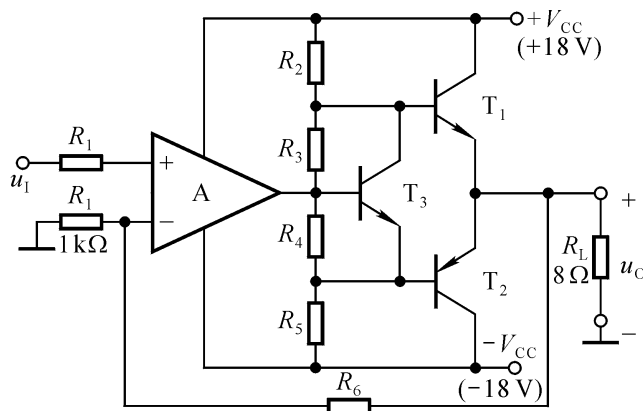
$$R_o = R_{o2} = R_c = 0.5k\Omega.$$

习题 5

客观检测题

一、填空题

1. 功率放大电路的最大输出功率是在输入电压为正弦波时，输出基本不失真情况下，负载上可能获得的最大 交流功率。（交流功率 直流功率 平均功率）
2. 与甲类功率放大器相比较，乙类互补推挽功放的主要优点是 能量效率高。（无输出变压器 能量效率高 无交越失真）
3. 所谓功率放大电路的转换效率是指 负载得到的有用信号功率和电源供给的直流功率之比。
4. 在 OCL 乙类功放电路中，若最大输出功率为 1W，则电路中功放管的集电极最大功耗约为 0.2W。
5. 在选择功放电路中的晶体管时，应当特别注意的参数有 (1) 最大允许功耗 P_{cm} ；(2) $|V_{(BR)CEO}|$ 集电极—发射极间的反向击穿电压；(3) 最大集电极电流 I_{CM} 。
6. 若乙类 OCL 电路中晶体管饱和管压降的数值为 $|V_{CES}|$ ，则最大输出功率 $P_{OM} = \frac{(V_{CC} - V_{CES})^2}{2R_L}$ 。
8. 电路如题图 5.1.1 所示，已知 T_1 和 T_2 的饱和管压降 $|V_{CES}| = 2V$ ，直流功耗可忽略不计。 R_3 、 R_4 和 T_3 的作用是 为 T_1 和 T_2 提供适当的偏压，使之处于微导通状态，消除交越失真。负载上可能获得的最大输出功率 P_{om} 16W 和电路的转换效率 $\eta =$ 69.8%。设最大输入电压的有效值为 1V。为了使电路的最大不失真输出电压的峰值达到 16V，电阻 R_6 至少应取 10.3 千欧。



题图 5.1.1

9. 甲类功率放大电路的能量转换效率最高是 50% (峰值功率)。甲类功率放大电路的输出功率越大, 则功放管的管耗 越小, 则电源提供的功率 越大。
10. 乙类互补推挽功率放大电路的能量转换效率最高是 78.5%。若功放管的管压降为 V_{ces} 乙类互补推挽功率放大电路在输出电压幅值为 $V_{CC} - V_{CES}$, 管子的功耗最小。乙类互补功放电路存在的主要问题是 输出波形严重失真。在乙类互补推挽功率放大电路中, 每只管子的最大管耗为 $0.2 P_o$ 。设计一个输出功率为 20W 的功放电路, 若用乙类互补对称功率放大, 则每只功放管的最大允许功耗 P_{CM} 至少应有 4W。双电源乙类互补推挽功率放大电路最大输出功率为 $\frac{V_{CC}^2}{2R_L}$ 。

11. 为了消除交越失真, 应当使功率放大电路工作在 甲乙类 状态。
12. 单电源互补推挽功率放大电路中, 电路的最大输出电压为 $V_{CC}/2$ 。
13. 由于功率放大电路工作信号幅值 大, 所以常常是利用 图解法 分析法进行分析和计算的。

二、问答题

1、功率放大电路与电压放大电路有什么区别?

答: 功率放大电路和电压放大电路相比的区别是: 功率放大电路在不失真(或失真很小)的情况下尽可能获得大的输出功率, 通常是在大信号状态下工作; 功率放大电路的负载通常是低阻负载。功率放大电路要有足够大的输出功率, 因此, 担任功率放大的晶体管必然处于大电压、大电流的工作状态, 因此要考虑晶体管的极限工作问题、能量转换效率问题、非线性失真问题和器件散热问题。

2、晶体管按工作状态可以分为哪几类? 各有什么特点?

答: 根据放大电路静态工作点在交流负载线上所处位置的不同, 可将放大管的工作状态分为甲类、乙类、甲乙类和丙类四种。丙类工作方式多用于高频功率放大器。低频功率放大电路仅有甲类、乙类、甲乙类工作方式的。

甲类工作方式静态工作点取在交流负载线的中点, 放大管的导通角为 360° , 放大电路的工作点始终处于线性区。甲类功放在没有信号输入时也要消耗电源功率, 此时电路的转换效率为零; 当有信号输入时, 电源功率也只有部分转化为有用功率输出, 另一部分仍损耗在器件本身; 甲类工作方式最大转换效率 50% (峰值功率)。

乙类工作方式静态工作点 Q 下移至 $i_c=0$ 处, 放大管的导通角为 180° , 当不加输入信号(静态)或输入信号在功率管不导通的半个周期内, 晶体管没有电流通过, 此时管子功率损耗为零。乙类功放减少了静态功耗, 所以效率与甲类功放相比较(理论值可达 78.5%), 但出现了严重的波形失真。

甲乙类工作方式。为了减小非线性失真, 将静态工作点 Q 略上移, 设置在临界开启状态。使放大管在一个信号周期内, 导通角略大于 180° ; 电路中只要有信号输入, 三极管就开始工作。因静态偏置电流很小, 在输出功率、功耗和转换效率等性能上与乙类十分相近, 故分析方法与乙类相同。

3、你会估算乙类互补推挽功率放大电路的最大输出功率和最大效率吗？在已知输入信号、电源电压和负载电阻的情况下，如何估算电路的输出功率和效率？

答：（1）双电源乙类互补推挽功率放大电路： $P_o = \frac{V_{im}^2}{2R_L}$ ， $\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{om}}{V_{cc}}$ ；

（2）单电源乙类互补推挽功率放大电路： $P_o = \frac{V_{im}^2}{8R_L}$ ， $\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{om}}{\frac{1}{2} \cdot V_{cc}}$

4 什么是交越失真？怎样克服交越失真？

答：在乙类互补对称功放电路中，当输入信号很小时，因达不到三极管的开启电压 $V_{BE} = 0.6V$ ，而使两个三极管均不导通，输出电压为零；当输入信号略大于开启电压时，三极管虽然能微导通，但输出波形仍会有一定程度的失真。这种输出信号正、负半周交替过零处产生的非线性失真，称为交越失真(cross-over distortion)。

为消除交越失真，可使用二极管或三极管偏置电路，使功率放大电路工作在近乙类的甲乙类方式下。常用的消除交越失真的简化互补功率放大电路有如下两种：利用二极管提供偏置的互补对称电路。 V_{BE} 扩大电路。

5 在乙类互补推挽功放中，晶体管耗散功率最大时，电路的输出电压是否也最大？

答：不是。当功放电路的 $V_{om} = \frac{2}{\pi} \cdot V_{CC}$ 时，管耗最大。当功放电路的 $V_{om} = V_{CC} - V_{CES}$ 时，电路的输出电压最大。

6 以运放为前置级的功率放大电路有什么特点？

答：由于运放的电压增益 $A_{vd} \rightarrow \infty$ ，因而只要 $V_i \neq 0$ ，则 $|V_o| > 0$ ，所以输出电压不会产生交越失真。

7 常用的功率器件有哪些，各有什么特点？选择功率器件要考虑哪些因素？

答：达林顿管、功率 VMOSFET 和 IGBT 功率模块。

功率 MOSFET 的特点有：（1）MOSFET 是电压控制型器件，因此在驱动大电流时无需推动级，电路相对较简单；（2）输入阻抗很高，达 $10^8\Omega$ 以上；（3）工作频率范围宽，开关速度高（因为多数载流子导电，没有开关存储效应，开关时间为几十到几百纳秒），开关本身损耗小；（4）有相对优良的线性区，并且输入电容比双极型器件小得多，所以交流输入阻抗很高；

IGBT 是 MOSFET 和 BJT 技术的混合物。从结构上讲，IGBT 类似具有另一附加层的功率 MOSFET。因此，IGBT 有 MOSFET 的驱动优势，也有功率 BJT 在高电压使用情况下良好的驱动能力。

选择功率器件应从功率管的极限工作电流、极限工作电压、最大管耗、散热、防止二次击穿、降低使用定额和保护措施等方面来考虑。

8 什么是热阻？如何估算和选择功率器件所用的散热装置？

答：散热条件的优劣常用“热阻”表示，热阻定义如下：

$$R_T = \frac{T_1 - T_2}{P}$$

式中 T_1 是热源的温度， T_2 是环境温度， P 是热源消耗的功率。通俗地理解，就是热源消耗 1W 的功率，会使它的温度上升多少度。所以，热阻小，说明散热条件好；热阻大，说明散热条件差。换一句话说，同样消耗 1W 的功率，热阻小的三极管温升小，热阻大的三极管温升大。因此，热阻大的三极管不允许耗散太大的功率。

为了减小功率管的热阻，常需要给三极管加装散热片。例如：三极管 3AD30，不加散热片时允许管耗 10W；加入一定面积的散热片后，允许管耗可达 30W。因此功率放大管加装散热片是非常必要的。

功率器件所用的散热片估算。

$$R_T = \frac{T_1 - T_2}{P} = \frac{T_j - T_a}{P_{CM}}$$

小功率管不用散热器，等效热阻为： $R_T = R_{jc} + R_{ca}$

大功率管加散热器后，等效热阻为： $R_T = R_{jc} + R_{cs} + R_{sa}$

T_j 是管子的结温， T_a 是环境温度， P_{CM} 是管耗。 R_{jc} 是管子的结到外壳的内热阻， R_{ca} 是外壳到空气的热阻， R_{cs} 是外壳到散热器的热阻， R_{sa} 是散热器到空气的热阻。一般总有 $R_{ca} = R_{cs} + R_{sa}$ 。

R_{sa} 与散热器的材料（铝、铜等）及散热面积有关。并且散热器垂直放置比水平放置散热效果好。

若低频大功率管 3AD1 在环境温度 $T_a = 25^\circ\text{C}$ 不加散热器时，其最大允许管耗 $P_{CM} = 1\text{W}$ ，已知 3AD1 的允许结温 $T_j = 85^\circ\text{C}$ ，管子的内热阻 $R_{jc} = 3.5^\circ\text{C/W}$ ，试问若采用 $120 \times 120 \times 3\text{mm}^3$ 的铝散热器垂直放置时，允许耗散的功率为多少瓦？当室温升至 50°C 时允许的耗散功率又为多少瓦？这些问题可以作出如下解析。

根据计算的散热面积 $S = 120 \times 120 = 14400\text{mm}^2 = 144\text{cm}^2$

查手册可知散热器到空气的热阻为 $R_{sa} = 3.5^\circ\text{C/W}$

设三极管与散热器间不加绝缘片时的热阻 $R_{cs} = 0.5^\circ\text{C/W}$

则三极管的总热阻 $R_T = R_{jc} + R_{cs} + R_{sa} = 3.5 + 0.5 + 3.5 = 7.5^\circ\text{C/W}$

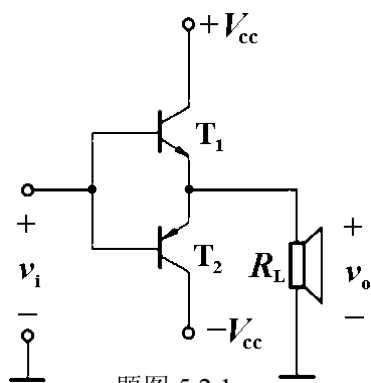
当环境温度为 25°C 时， $P_{CM} = \frac{T_j - T_a}{R_T} = \frac{85 - 25}{7.5} = 8\text{W}$

当环境温度升为 50°C 时， $P_{CM} = \frac{T_j - T_a}{R_T} = \frac{85 - 50}{7.5} = 4.7\text{W}$

主观检测题

5.2.1 电路如题图 5.2.1 所示。已知电源电压 $V_{cc} = 15\text{V}$ ， $R_L = 8\Omega$ ， $V_{CES} \approx 0$ ，输入信号是正弦波。试问：

- (1) 负载可能得到的最大输出功率和能量转换效率最大值分别是多少？
- (2) 当输入信号 $v_i = 10\sin\omega t \text{ V}$ 时，求此时负载得到的功率和能量转换效率。



题图 5.2.1

解： (1)

$$P_{om} = \frac{V_{om}^2}{2R_L} = \frac{V_{cc}^2}{2R_L} = 14W$$

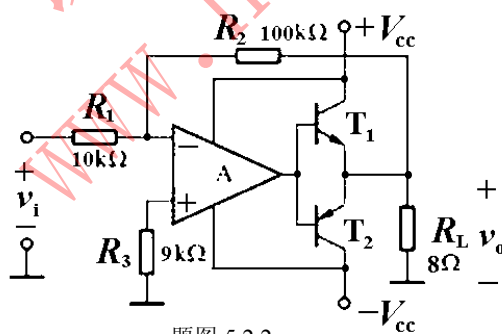
$$\eta = 78.5\%$$

(2) 当输入信号 $v_i = 10\sin\omega t$ V 时 $P_{om} = \frac{V_{om}^2}{2R_L} = \frac{10^2}{2 \times 8} = 6.25W$

$$\text{两管的管耗 } P_T = 2P_{T1} = \frac{2}{R_L} \left(\frac{V_{cc}V_{om}}{\pi} - \frac{V_{om}^2}{4} \right) = \frac{2}{8} \left(\frac{15 \times 10}{\pi} - \frac{10^2}{4} \right) = 5.7W$$

$$\eta = \frac{P_{om}}{P_E} = \frac{P_{om}}{P_{om} + P_T} = \frac{6.25}{6.25 + 5.7} = 52.3\%$$

5.2.2 功率放大电路如题图 5.2.2 所示，假设运放为理想器件，电源电压为 $\pm 12V$ 。



题图 5.2.2

(1) 试分析 R_2 引入的反馈类型；

(2) 试求 $A_{vf} = V_o/V_i$ 的值；

(3) 试求 $V_i = \sin\omega t$ V 时的输出功率 P_o ，电源供给功率 P_E 及能量转换效率 η 的值。

解： (1) 电压并联负反馈

$$(2) A_{vf} = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1} = 10$$

$$(3) V_{om} = |A_{vf} \cdot V_{im}| = 10V$$

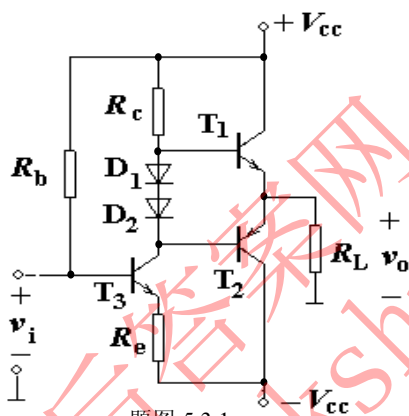
$$P_o = \frac{V_{om}^2}{2R_L} = \frac{10^2}{2 \times 8} = 6.25W$$

$$\text{两管的管耗 } P_T = 2P_{T1} = \frac{2}{R_L} \left(\frac{V_{CC}V_{om}}{\pi} - \frac{V_{om}^2}{4} \right) = \frac{2}{8} \left(\frac{12 \times 10}{\pi} - \frac{10^2}{4} \right) = 3.3W$$

$$P_E = P_o + P_T = 6.25 + 3.3 = 9.55W$$

$$\eta = \frac{P_{om}}{P_E} = \frac{P_{om}}{P_{om} + P_T} = \frac{6.25}{6.25 + 3.3} = 65.4\%$$

5.3.1 功率放大电路如题图 5.3.1 所示。已知 $V_{CC} = 12V$ ， $R_L = 8\Omega$ ，静态时的输出电压为零，在忽略 V_{CES} 的情况下，试问：



(1) 电路的最大输出功率是多少？ 题图 5.3.1

(2) T_1 和 T_2 的最大管耗 P_{T1m} 和 P_{T2m} 是多少？

(3) 电路的最大效率是多少？

(4) T_1 和 T_2 的耐压 $|V_{(BR)CEO}|$ 至少应为多少？

(5) 二极管 D_1 和 D_2 的作用是什么？

$$\text{解：(1) } P_{om} = \frac{V_{om}^2}{2R_L} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L} = \frac{12^2}{2 \times 8} = 9W$$

$$(2) P_{T1m} = P_{T2m} = \frac{1}{R_L} \left(\frac{V_{CC}V_{om}}{\pi} - \frac{V_{om}^2}{4} \right) = \frac{V_{CC}^2}{R_L} \left(\frac{4-\pi}{4\pi} \right) = \frac{12^2}{8} \left(\frac{4-\pi}{4\pi} \right) = 1.23W$$

$$(3) P_E = P_o + P_T = 9 + 2 \times 1.23 = 11.46W$$

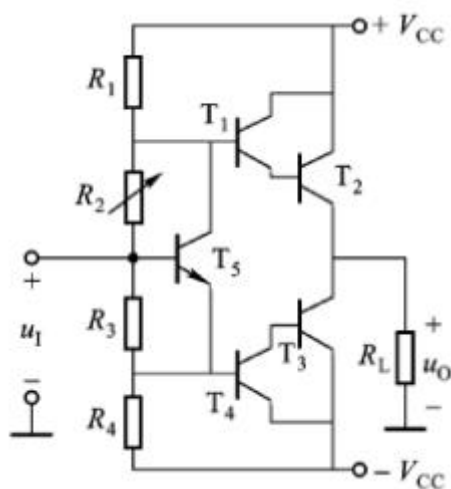
$$\eta = \frac{P_{om}}{P_E} = \frac{P_{om}}{P_{om} + P_T} = \frac{9}{11.46} = 78.5\%$$

$$(4) |V_{(BR)CEO}| > 2V_{CC} = 24V$$

(5) 静态时给 T_1 ， T_2 提供适当的偏压，使之处于微导通状态，克服交越失真。

5.3.2 双电源互补推挽功率放大电路如题图 5.3.2 所示。

- (1) 试分别标出三极管 $T_1 \sim T_4$ 的管脚 (b、c、e) 及其类型(NPN 、 PNP);
- (2) 试说明三极管 T_5 的作用。
- (3) 试问, 调节可变电阻 R_2 将会改变什么?
- (4) $V_{CC}=12V$, $R_L=8\Omega$, 假设晶体管饱和压降可以忽略, 试求 P_{om} 之值。



题图 5.3.2

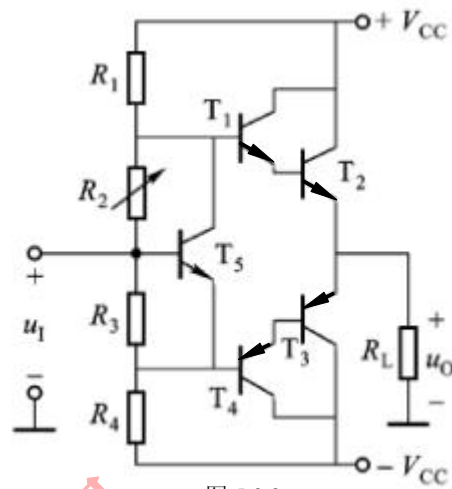


图 5.3.2

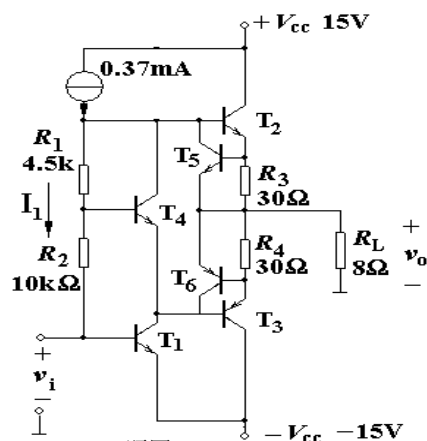
解: (1) 根据电路图中 $T_1 \sim T_4$ 管的连接结构, T_1 和 T_2 管采用 NPN 型晶体管, T_3 和 T_4 管采用 PNP 型晶体管组成的复合管, 管脚标注如图 5.3.2 所示。

(2) 图中晶体管 T_5 、电阻 R_3 和 R_2 构成 V_{BE} 扩大电路, 为功率管提供偏置电压, 克服交越失真。

(3) 调节可变电阻 R_2 会改变 T_5 管 C、E 极间电压, 从而调节功率管 T_1 , T_4 的偏置值。的偏置电压。

$$(4) P_{om} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L} = \frac{12^2}{2 \times 8} = 9W$$

$$P_{om} = \frac{(V_{CC} - V_{CES})^2}{2(R + R_L)} \cdot \frac{R_L}{R + R_L} = \frac{12^2}{2 \times (1 + 10)} \times \frac{10}{1 + 10} = 5.95W$$



题图 5.3.3

$$P_o = \frac{V_{om}^2}{2R_L} = \frac{(\sqrt{2}V_o)^2}{2R_L} = \frac{V_o^2}{R_L} = \frac{10.25^2}{8} = 13.1W,$$

$$P_T = \frac{2}{R_L} \left(\frac{V_{CC}V_{om}}{\pi} - \frac{V_{om}^2}{4} \right) = \frac{2}{R_L} \left(\frac{\sqrt{2}V_{CC}V_o}{\pi} - \frac{2V_o^2}{4} \right) = 9.9W$$

$$P_E = P_o + P_T = 13.1 + 9.9 = 23W,$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_E} = \frac{13.1}{23} = 57\%$$

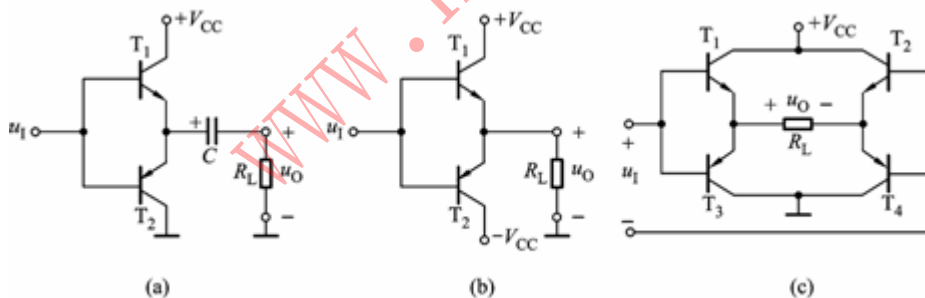
(3) 当输出电压幅值达到电源电压时, 输出功率和效率达到最大。

$$P_{om} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L} = 25W,$$

$$\eta_m = 78.5\%$$

5.4.2 题图 5.4.2 所示为三种功率放大电路。已知图中所有晶体管的电流放大系数、饱和管压降的数值等参数完全相同, 导通时 b-e 间电压可忽略不计; 电源电压 V_{CC} 和负载电阻 R_L 均相等。试分析

- (1) 下列各电路的是何种功率放大电路。
- (2) 静态时, 晶体管发射极电位 V_E 为零的电路为有哪些? 为什么?
- (3) 试分析在输入正弦波信号的正半周, 图 (a)、(b) 和 (c) 中导通的晶体管分别是哪个?
- (4) 负载电阻 R_L 获得的最大输出功率的电路为何种电路?
- (5) 何种电路的效率最低。



题图 5.4.2

解: (1) 题图 5.4.2 所示的各个电路中, 图 (a) 所示电路是乙类单电源互补对称电路 OTL 图 (b) 所示电路是乙类双电源互补对称电路 OCL 图 (c) 所示电路是桥式推挽功率放大电路 BTL。

(2) 由于题图 5.4.2 所示的电路图中, 图 (a) 和 (c) 所示电路是单电源供电, 为使电路的最大不失真输出电压最大, 静态应设置晶体管发射极电位为 $V_{CC}/2$ 。因此, 只有图 (b) 所示的是 OCL 电路, 在静态时晶体管发射极电位为零。因此晶体管发射极电位 V_E 为零的电路为 OCL。

(3) 根据电路的工作原理, 图 (a) 和 (b) 所示电路中的两只管子输入为正弦波信号时应交替导通, 图 (c) 所示电路中的四只管子在输入为正弦波信号时应两对管子 (T_1 和 T_4 、 T_2 和 T_3) 交替导通。因此在输入为正弦波信号时, 图 (a) 中导通的晶体管为 T_1 ; 在输入为正弦波信号时, 图 (b) 中导通的晶体管为 T_1 ; 在输入为正弦波信号时, 图 (c) 中导通的晶体管为 T_1 和 T_4 。

(4) 在题图 5.4.2 所示的三个电路中, 最大不失真输出电压的峰值分别为:

图 (a): $\frac{V_{CC}}{2} - |V_{CES}|$, 图 (b): $V_{CC} - |V_{CES}|$, 图 (c): $V_{CC} - 2|V_{CES}|$,

所以, 最大输出功率就最大的电路是图 (b)。

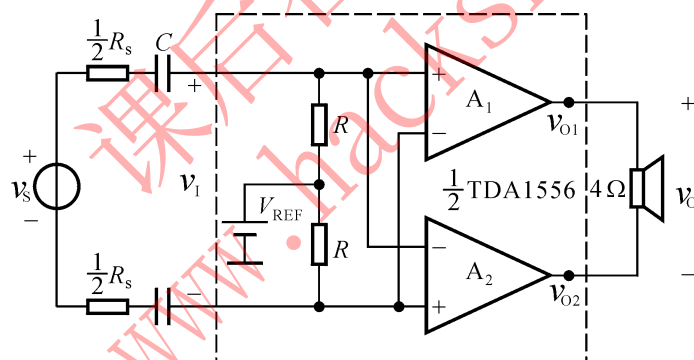
(5) 根据 (3)、(4) 中的分析可知, 三个电路中只有 BTL 电路在正弦波信号的正、负半周均有两只功放管的消耗能量, 损耗最大, 故转换效率最低。因而, 转换效率最低的电路是图 (c) 所示的电路。

5.4.3 若功率放大电路输出的最大功率 $P_{om} = 100\text{mW}$, 负载电阻 $R_L = 80\Omega$, 如采用单电源互补功率放大电路, 试求电源电压 V_{CC} 之值。

$$\text{解: } P_{om} = \frac{V_{om}^2}{2R_L} = \frac{V_{CC}^2}{8R_L} = 100\text{mW},$$

$$\text{所以, } V_{CC} = \sqrt{8 \times 0.1 \times 80} = 8\text{V}.$$

5.6.1 TDA1556 为 2 通道 BTL 电路, 题图 5.6.1 所示为 TDA1556 中一个通道组成的实用电路。已知 $V_{CC} = 15\text{V}$, 放大器的最大输出电压幅值为 13V 。



题图 5.6.1

(1) 为了使负载上得到的最大不失真输出电压幅值最大, 基准电压 V_{REF} 应为多少伏? 静态时 v_{O1} 和 v_{O2} 各为多少伏?

(2) 若 V_i 足够大, 则电路的最大输出功率 P_{om} 和效率 η 各为多少?

(3) 若电路的电压放大倍数为 20, 则为了使负载获得最大输出功率, 输入电压的有效值约为多少?

解: (1) 基准电压

$$V_{REF} = V_{CC} / 2 = 7.5\text{V}$$

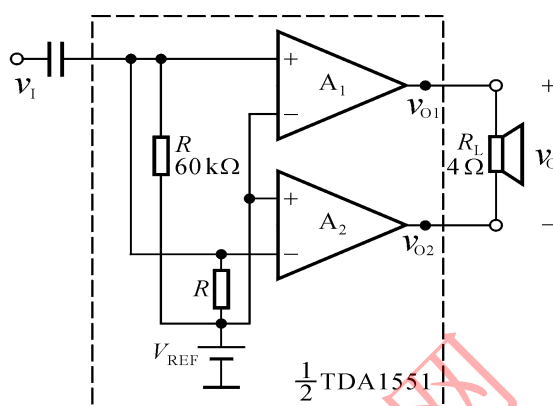
$$\text{静态时 } v_{O1} = v_{O2} = 7.5\text{V}.$$

(2) 最大输出功率和效率分别为

$$P_{om} = \frac{V_{omax}^2}{2R_L} = \frac{13 \times 13}{2 \times 4} \approx 21W$$

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{omax}}{V_{CC}} = \frac{\pi}{4} \times \frac{13}{16} \approx 64\%$$

(3) 输入电压有效值: $V_i = \frac{V_{omax}}{\sqrt{2}A_v} = \frac{13}{20\sqrt{2}} \approx 0.46V$



题图 5.6.2

5.6.2 TDA1556 为 2 通道 BTL 电路, 题图 5.6.2 所示为 TDA1556 中一个通道组成的实用电路。已知 $V_{CC} = 15$, 放大器的最大输出电压幅值为 13V。

(1) 为了使负载上得到的最大不失真输出电压幅值最大, 基准电压 V_{REF} 应为多少伏? 静态时 v_{o1} 和 v_{o2} 各为多少伏?

(2) 若 V_i 足够大, 则电路的最大输出功率 P_{om} 和效率 η 各为多少?

解: (1) 基准电压

$$V_{REF} = V_{CC} / 2 = 7.5V$$

静态时 $v_{o1} = v_{o2} = 7.5V$ 。

(2) 最大输出功率和效率分别为

$$P_{om} = \frac{V_{omax}^2}{2R_L} = \frac{13^2}{2 \times 4} \approx 21W$$

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{omax}}{V_{CC}} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{13}{15} \approx 64\%$$

习题 6

客观检测题

一、填空题

1. 差动放大电路采用了 对称 的三极管来实现参数补偿, 其目的是为了克服 零点漂移。

2. 集成放大电路采用直接耦合方式的原因是集成工艺难于制造大容量电容，选用差分放大电路作为输入级的原因是利用其对称性减小电路的温漂。
3. 差分放大电路的差模信号是两个输入端信号的差，共模信号是两个输入端信号的算术平均值。
4. 用恒流源取代长尾式差分放大电路中的发射极电阻 R_e ，将提高电路的共模抑制比。
5. 三极管构成的电流源之所以能为负载提供恒定不变的电流，是因为三极管工作在输出特性的放大区域；三极管电流源具有输出电流恒定，直流等效电阻小，交流等效电阻大的特点。
6. 在放大电路中，采用电流源作有源负载的目的是为了提高电压放大倍数，在含有电流源的放大电路中，判断电路是放大电路还是电流源电路的方法是：电流源是一个单口网络，而放大电路是一个双口网络。

二、判断题

1. 在多级放大电路中，即能放大直流信号，又能放大交流信号的是 C 多级放大电路。
A 阻容耦合， B 变压器耦合， C 直接耦合， D 光电耦合。
2. 在多级放大电路中，不能抑制零点漂移的 C 多级放大电路。
A 阻容耦合， B 变压器耦合， C 直接耦合， D 光电耦合，
3. 集成运放是一种高增益的、C 的多级放大电路。
A 阻容耦合， B 变压器耦合， C 直接耦合， D 光电耦合，
4. 通用型集成运放的输入级大多采用 C。
A 共射极放大电路， B 射极输出器， C 差分放大电路， D 互补推挽电路。
5. 通用型集成运放的输出级大多采用 D。
A 共射极放大电路， B 射极输出器， C 差分放大电路， D 互补推挽电路。
6. 差分放大电路能够 C。
A 提高输入电阻， B 降低输出电阻， C 克服温漂， D 提高电压放大倍数。
7. 典型的差分放大电路是利用 C 来克服温漂。
A 直接耦合， B 电源， C 电路的对称性和发射极公共电阻， D 调整元件参数。
8. 差分放大电路的差模信号是两个输入信号的 B。
A 和， B 差， C 乘积， D 平均值。
9. 差分放大电路的共模信号是两个输入信号的 D。
A 和， B 差， C 乘积， D 平均值。
10. 共模抑制比 K_{CMR} 越大，表明电路 C。
A 放大倍数越稳定， B 交流放大倍数越低， C 抑制零漂的能力越强， D 输入电阻越高。
11. 差分放大电路由双端输出变为单端输出，则差模电压增益 B。
A 增加， B 减小， C 不变。
12. 电流源电路的特点是： A。
A 端口电流恒定，交流等效电阻大，直流等效电阻小。
B 端口电压恒定，交流等效电阻大。
C 端口电流恒定，交流等效电阻大，直流等效电阻大。
13. 在差分放大电路中，用恒流源代替差分管的公共射极电阻 R_e 是为了 C。
A 提高差模电压放大倍数， B 提高共模电压放大倍数，
C 提高共模抑制比， D 提高偏置电流，

主观检测题

6.1.1 设题图 6.1.1 所示电路静态工作点合适，请分析该电路，画出 h 参数等效电路，写出 A_v 、 R_i 、 R_o 的表达式。

解： h 参数等效电路如

图 6.1.1 所示。

$$A_{v1} = \frac{-\beta_1(R_3 \parallel r_{i2})}{r_{be1}}$$

$$r_{i2} = R_5 \parallel r_{be2}$$

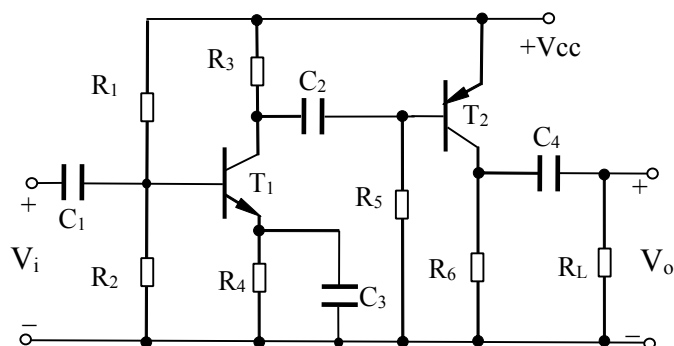
$$A_{v2} = \frac{-\beta_2(R_6 \parallel R_L)}{r_{be2}},$$

$$A_v = A_{v1} \cdot A_{v2} = \frac{-\beta_1(R_3 \parallel r_{i2})}{r_{be1}} \cdot \frac{-\beta_2(R_6 \parallel R_L)}{r_{be2}}$$

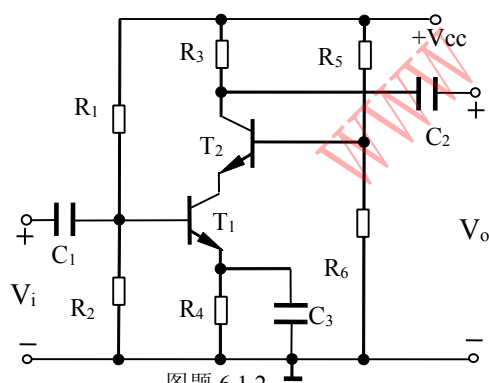
$$A_v = \frac{-\beta_1(R_3 \parallel R_5 \parallel r_{be2})}{r_{be1}} \cdot \frac{-\beta_2(R_6 \parallel R_L)}{r_{be2}}$$

$$R_i = R_3 \parallel R_5 \parallel r_{be1}$$

$$R_o = R_6$$



题图 6.1.1



图题 6.1.2

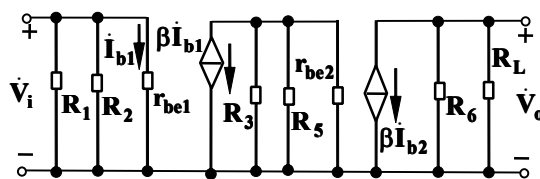


图 6.1.1

6.1.2 设题图 6.1.2 所示电路静态工作点合适，请分析该电路，画出 h 参数等效电路，写出 A_v 、 R_i 、 R_o 的表达式。

解：对应题图 6.1.2 所示的电路，其 h 参数等效电路如图 6.1.2 所示，电路属于共射极—共基极组态。

$$A_V = A_{V1} \cdot A_{V2} = \frac{-\beta_1 R_{12}}{r_{be1}} \cdot \frac{\beta_2 R_3}{r_{be2} + (R_5 \parallel R_6)}, \quad R_{12} = \frac{r_{be2} + (R_5 \parallel R_6)}{1 + \beta_2}.$$

$$A_V = -\frac{\beta_1 \beta_2 R_3}{(1 + \beta_2) r_{be1}}$$

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{be1},$$

$$R_o = R_3$$

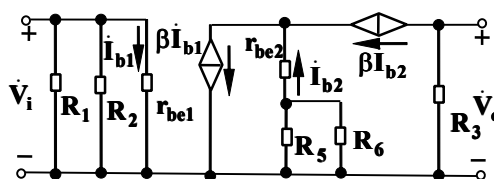
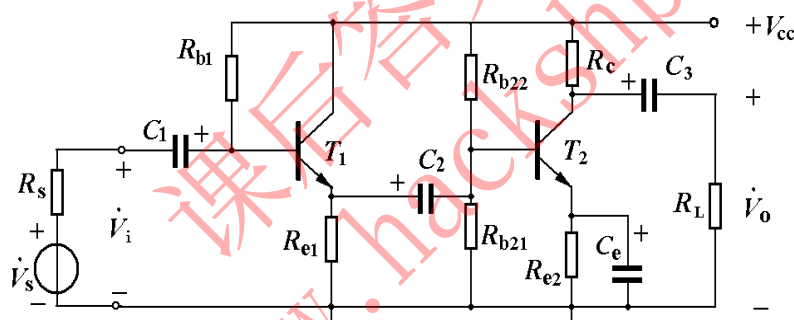


图 6.1.2

6.1.3 分析题图 6.1.3 所示电路，各电容的容量都是足够大。

- (1) 画出该电路简化 h 参数微变等效电路；
- (2) 写出静态时， I_{CQ1} 、 V_{CEQ1} 、 I_{CQ2} 、 V_{CEQ2} 表达式；
- (3) 写出放大器输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 的计算公式；
- (4) 写出放大倍数 A_{V1} 、 A_{V2} 、 A_V 和 A_{VS} 计算公式。



题图 6.1.3

解：[解题分析] 本题的目的是要我们熟练掌握由共集、共射组合电路各种参数的计算方法。由于第一级为射极输出器（共集电极组态），第二级为共发电路，因此我们必须熟练掌握这两种电路各种参数计算方法，在计算 A_{V1} 时，必须要将第二级的输入电阻作为前一级负载。同时我们还必须明确，第一级的输入电阻即为放大器的输入电阻。最后一级的输出电阻即为放大器的输出电阻。

- (1) 该电路简化 h 参数微变等效电路如图 6.1.3 所示。

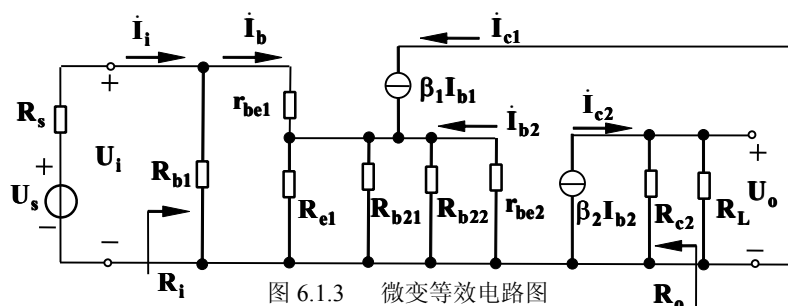


图 6.1.3 微变等效电路图

$$(2) \quad I_{CQ1} = \frac{(V_{CC} - V_{BE1})\beta_1}{R_{b1} + (1 + \beta_1)R_{e1}}, \quad V_{CEQ1} = V_{CC} - I_{EQ1} \cdot R_{e1}$$

$$I_{CQ2} \approx \frac{\frac{R_{b21}}{R_{b21} + R_{b22}} V_{CC} - V_{BE1}}{R_{e2}}, \quad V_{CEQ2} = V_{CC} - I_{CQ2}(R_{e2} + R_{C2})$$

$$(3) \quad R_i = R_{b1} // [r_{be1} + (1 + \beta_1)(R_{e1} // R_{b21} // R_{b22} // r_{be2})]$$

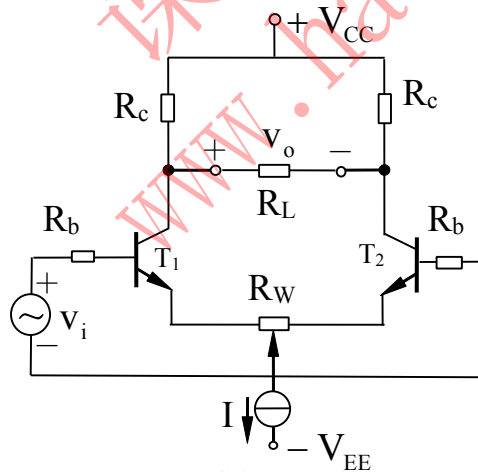
$$R_o \approx R_{C2}$$

$$(4) \quad A_{v1} = \frac{(1 + \beta_1)R'_{L1}}{r_{be1} + (1 + \beta_1)R'_{L1}}, \quad R'_{L1} = R_{e2} // R_{b21} // R_{b22} // r_{be2}$$

$$A_{v2} = \frac{\beta_2 \cdot R'_{L1}}{r_{be2}} = \frac{-\beta_2 \cdot (R_{C2} // R_L)}{r_{be2}}$$

$$A_v = A_{v1} \cdot A_{v2}, \quad A_{vS} = \frac{R_i}{R_i + R_S} \cdot A_v$$

6.2.1 试分析题图 6.2.1 电路，设电路参数完全对称，请分别写出电位器动端位于最左端、最右端和中点时的差模电压放大倍数的表达式。



题图 6.2.1

解：（1） R_W 的滑动端在中点时 A_{VD} 的表达式为

$$A_{VD} = \frac{\Delta v_o}{\Delta v_i} = -\frac{\beta (R_c // \frac{1}{2} R_L)}{r_{be} + (1 + \beta) \frac{R_W}{2}}.$$

（2） R_W 的滑动端在最右端时

$$\Delta v_{C1} = -\frac{\beta (R_c \parallel \frac{1}{2} R_L)}{2[r_{be} + (1+\beta)R_W]} \Delta v_I, \quad \Delta v_{C2} = +\frac{\beta (R_c \parallel \frac{1}{2} R_L)}{2r_{be}} \Delta v_{I'}$$

$$\Delta v_O = \Delta v_{C1} - \Delta v_{C2} = -\frac{1}{2} \left[\frac{1}{r_{be} + (1+\beta)R_W} + \frac{1}{r_{be}} \right] \cdot \beta (R_c \parallel \frac{1}{2} R_L) \Delta v_{I'}$$

所以 A_{VD} 的表达式为

$$A_{VD} = \frac{\Delta v_O}{\Delta v_I} = -\frac{1}{2} \left[\frac{1}{r_{be} + (1+\beta)R_W} + \frac{1}{r_{be}} \right] \cdot \beta (R_c \parallel \frac{1}{2} R_L)$$

(3) R_W 的滑动端在最左端时

$$\Delta v_{C1} = -\frac{\beta (R_c \parallel \frac{1}{2} R_L)}{2r_{be}} \Delta v_I, \quad \Delta v_{C2} = +\frac{\beta (R_c \parallel \frac{1}{2} R_L)}{2[r_{be} + (1+\beta)R_W]} \Delta v_{I'}$$

$$\Delta v_O = \Delta v_{C1} - \Delta v_{C2} = -\frac{1}{2} \left[\frac{1}{r_{be} + (1+\beta)R_W} + \frac{1}{r_{be}} \right] \cdot \beta (R_c \parallel \frac{1}{2} R_L) \Delta v_{I'}$$

所以 A_{VD} 的表达式为

$$A_{VD} = \frac{\Delta v_O}{\Delta v_I} = -\frac{1}{2} \left[\frac{1}{r_{be} + (1+\beta)R_W} + \frac{1}{r_{be}} \right] \cdot \beta (R_c \parallel \frac{1}{2} R_L)$$

比较结果可知，位于最右端同位于最左端。

6.2.2 试分析题图 6.2.2 电路， T_1 和 T_2 的参数完全对称， $\beta_1 = \beta_2 = 100$ ， $r_{bb'1} = r_{bb'2} = 100\Omega$ ，

$V_{BE1} = V_{BE2} = 0.7V$ ， R_W 动端位于中点。

(1) 试求静态时 V_{C2} 和 I_{C2} ；

(2) 试求差模电压放大倍数 A_{vd} 、

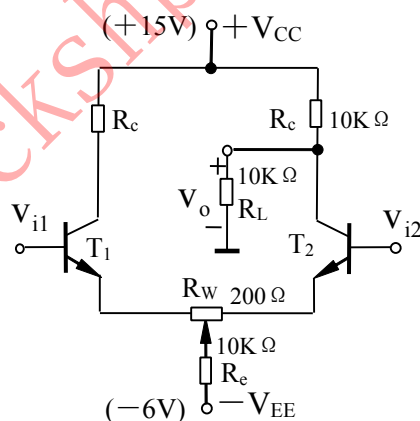
差模输入电阻 R_{id} 和输出电阻 R_o 。

(3) 试求共模电压放大倍数 A_{VC}

和共模抑制比 K_{CMR} 。

(4) 若输入信号 $v_{i1} = 10mV$ ，

$v_{i2} = 2mV$ 时， T_2 管集电极电位为多少？



图题 6.2.2

解：(1) 静态时 V_{C2} 和 I_{C2} ；

戴维宁定理计算出右边电路的等效电阻和电源为

$$R'_L = R_c \parallel R_L = 5k\Omega, \quad V'_{CC} = \frac{R_L}{R_c + R_L} \cdot V_{CC} = 7.5V$$

R_W 滑动端在中点时， T_1 管和 T_2 管的集电极电流和集电极电位分别为

$$V_{BEQ} + I_{EQ} \cdot \frac{R_W}{2} + 2I_{EQ} R_c = V_{EE}$$

$$I_{EQ} = \frac{V_{EE} - V_{BEQ}}{\frac{R_W}{2} + 2R_c} = \frac{6 - 0.7}{0.1 + 2 \times 10} \approx 0.26mA$$

$$I_{C2} = I_{EQ2} = 0.26\text{mA}$$

$$V_{C2} = V'_{CC} - I_{C2} R'_L = 7.5 - 0.26 \times 5 \approx 6.2\text{V}$$

(2) 差模电压放大倍数 A_{VD} 、差模输入电阻 R_{id} 和输出电阻 R_o 。

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \cdot \frac{26}{I_{EQ}} = 100 + (1 + 100) \times \frac{26}{0.26} = 10.2\text{k}\Omega$$

$$A_{VD} = \frac{\Delta v_O}{\Delta v_I} = + \frac{1}{2} \times \frac{\beta (R_c \parallel R_L)}{r_{be} + (1 + \beta) \frac{R_W}{2}} = \frac{1}{2} \times \frac{100 \times (10 \parallel 10)}{10.2 + (1 + 100) \times 0.1} = 12.3$$

$$R_{id} = 2r_{be} + (1 + \beta)R_W = 20.4 + (1 + 100) \times 0.2 = 40.6\text{k}\Omega$$

$$R_o = R_c = 10\text{k}\Omega$$

(3) 试求共模电压放大倍数 A_{VC} 和共模抑制比 K_{CMR} 。

$$A_{VC} = \frac{\Delta v_{OC}}{\Delta v_{IC}} = - \frac{\beta (R_c \parallel R_L)}{r_{be} + (1 + \beta) \left(\frac{R_W}{2} + 2R_e \right)} = - \frac{100 \times (10 \parallel 10)}{10.2 + (1 + 100) \times (0.1 + 2 \times 10)} = -0.254$$

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_{VD}}{A_{VC}} \right| = \left| \frac{12.3}{-0.245} \right| \approx 50$$

(4) 若输入信号 $v_{i1} = 10\text{mV}$ ， $v_{i2} = 2\text{mV}$ 时， T_2 管集电极电位为多少？

电路的共模输入电压 v_{ic} 、差模输入电压 v_{id} 和动态电压 Δv_O 分别为

$$v_{ic} = \frac{v_{i1} + v_{i2}}{2} = 6\text{mV}$$

$$v_{id} = v_{i1} - v_{i2} = 8\text{mV}$$

$$\Delta v_O = A_{VD} v_{id} + A_{VC} v_{ic} = 12.3 \times 0.008 + (-0.245) \times 0.006 \approx 0.1\text{V}$$

由于电路的共模放大倍数趋近为零，故 Δv_O 仅由差模输入电压和差模放大倍数决定。

T_2 管集电极电位 v_{C2} 应该为直流电位和动态电压 Δv_O 之和。

$$v_{C2} = V_{C2} + \Delta v_O = 6.2 + 0.1 = 6.3\text{V}$$

6.2.3 试分析题图 6.2.3 电路， T_1 和 T_2

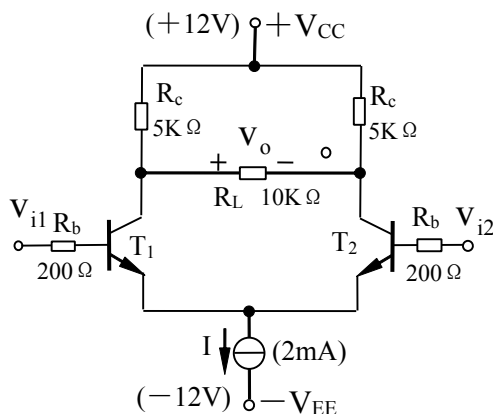
的参数完全对称， $\beta_1 = \beta_2 = 50$ ，

$r_{bb'1} = r_{bb'2} = 200\Omega$ ， $V_{BE1} = V_{BE2} = 0.7\text{V}$ 。

(1) 试求静态时 I_{B1} 和 V_{CE1} 和 I_{C1} ；

(2) 试求差模电压放大倍数 A_{VD} 、

差模输入电阻 R_{id} 和输出电阻 R_o 。



图题 6.2.3

解：（1） 因为 $I_{C1} = 1\text{mA}$

$$I_B = \frac{1}{\beta} I_C = \frac{1000}{50} = 20\mu\text{A}$$

$$V_{CE1} = V_{C1} - V_{E1} = (V_{CC} - I_{C1}R_C) - (0 - I_{B1}R_b - V_{BE}) \\ = (12 - 1 \times 5) - (0 - 0.02 \times 0.2 - 0.7) = 7.7\text{V}$$

（2） 差模电压放大倍数 A_{Vd} 、差模输入电阻 R_{id} 和输出电阻 R_o

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26\text{mV}}{I_{EQ}} = 200 + (1 + 50) \times \frac{26\text{mV}}{1\text{mA}} \approx 1.5\text{k}\Omega$$

$$A_{VD} = -\frac{\beta(R_C // \frac{1}{2}R_L)}{R_b + r_{be}} = -\frac{50(5 // 5)}{0.2 + 1.5} = -73.5,$$

$$R_{id} = 2(r_{be} + R_b) = 2(1.5 + 0.2) \approx 3.4\text{k}\Omega,$$

$$R_o = 2R_C = 10\text{k}\Omega.$$

6.2.4 电路如题图 6.2.4, T_1 和 T_2 的参数

完全对称, $\beta_1 = \beta_2 = 50$, $r_{bb'1} = r_{bb'2} = 200\Omega$,

$V_{BE1} = V_{BE2} = 0.7\text{V}$ 。

（1） 试求静态时 V_{C2} 和 I_{C2} ；

（2） 试求差模电压放大倍数 A_{Vd} 、
差模输入电阻 R_{id} 和输出电阻 R_o ；

（3） 试求共模电压放大倍数 A_{Vd}

和共模抑制比 K_{CMR} 。

（4） 若输入信号 $v_{i1} = 10\text{mV}$, $v_{i2} = 2\text{mV}$ 时, T_2 管集电极电位为多少？

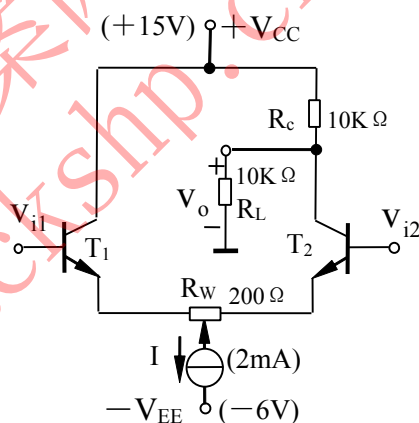
解：（1） 静态时 V_{C2} 和 I_{C2} ；

戴维宁定理计算出右边电路的等效电阻和电源为

$$R'_L = R_C // R_L = 5\text{k}\Omega, \quad V'_{CC} = \frac{R_L}{R_C + R_L} \cdot V_{CC} = 7.5\text{V}$$

R_W 滑动端在中点时, T_1 管和 T_2 管的集电极电流和集电极电位分别为

$$I_{C2} = I_{EQ2} = \frac{I}{2} = 1\text{mA}$$



图题 6.2.4

$$V_{C2} = V'_{CC} - I_{C2} R_L = 7.5 - 1 \times 5 \approx 2.5V$$

(2) 差模电压放大倍数 A_{Vd} 、差模输入电阻 R_{id} 和输出电阻 R_o 。

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \cdot \frac{26}{I_{EQ}} = 200 + (1 + 50) \times \frac{26}{1} = 1.5k\Omega$$

$$A_{VD} = \frac{\Delta v_O}{\Delta v_I} = + \frac{1}{2} \times \frac{\beta (R_c \parallel R_L)}{r_{be} + (1 + \beta) \frac{R_W}{2}} = \frac{1}{2} \times \frac{50 \times (10 \parallel 10)}{1.5 + (1 + 50) \times 0.1} = 19$$

$$R_{id} = 2r_{be} + (1 + \beta)R_W = 3 + (1 + 50) \times 0.2 = 13.2k\Omega$$

$$R_o = R_C = 10k\Omega$$

(3) 试求共模电压放大倍数 A_{VC} 和共模抑制比 K_{CMR} 。

$$A_{VC} = \frac{\Delta v_{OC}}{\Delta v_{IC}} = - \frac{\beta (R_c \parallel R_L)}{r_{be} + (1 + \beta) \left(\frac{R_W}{2} + 2r_o \right)} \approx 0$$

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_{VD}}{A_{VC}} \right| = \left| \frac{19}{0} \right| \rightarrow \infty$$

(4) 若输入信号 $v_{i1} = 10mV$, $v_{i2} = 2mV$ 时, T_2 管集电极电位为多少?

电路的共模输入电压 v_{ic} 、差模输入电压 v_{id} 和动态电压 Δv_o 分别为

$$v_{ic} = \frac{v_{i1} + v_{i2}}{2} = 6mV$$

$$v_{id} = v_{i1} - v_{i2} = 8mV$$

$$\Delta v_o = A_{VD} v_{id} + A_{VC} v_{ic} = 19 \times 0.008 + 0 \times 0.006 \approx 0.15V$$

T_2 管集电极电位 v_{c2} 应该为直流电位和动态电压 Δv_o 之和。

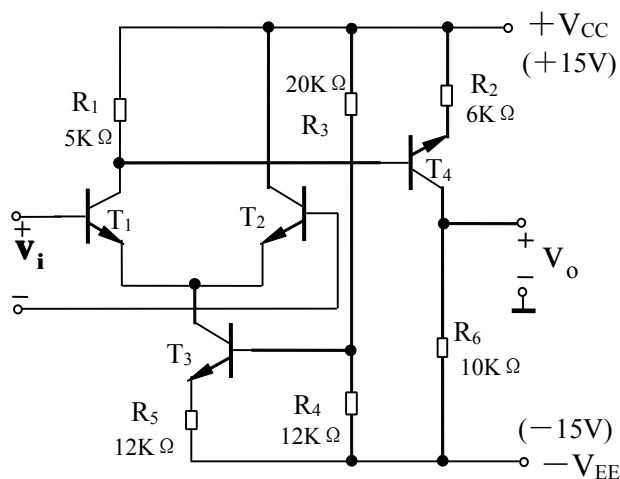
$$v_{c2} = V_{C2} + \Delta v_o = 2.5 + 0.15 = 2.65V$$

6.3.1 电路如题图 6.3.1, $T_1 \sim T_4$ 的参数完全相同, $\beta = 100$, $r_{bb'} = 200\Omega$, $V_{BE1} = V_{BE2} = 0.7V$ 。

(1) 试求静态时 V_{C1} 和 I_{C1} ;

(2) 试求电压放大倍数 A_v 、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o ;

(3) 请问静态时的 V_o 值, 若要使静态 $V_o = 0$, R_3 应为多大。



图题 6.3.1

解：（1）求解静态时 V_{C1} 和 I_{C1}

$$V_{B3} = \frac{R_4}{R_4 + R_3} \cdot (V_{CC} + V_{EE}) = 11.25V, \quad I_{C3} = \frac{V_B - V_{BE}}{R_5} = 0.88mA$$

$$I_{C1} = 0.44mA,$$

$$V_{C1} = V_{CC} - I_{C1}R_1 = 15 - 0.44 \times 5 = 12.8V$$

$$I_{E4} = \frac{V_{R2}}{R_2} = \frac{V_{CC} - V_{C1} - V_{BE3}}{R_2} = \frac{15 - 12.8 - 0.7}{6} = 0.25mA$$

（2）试求电压放大倍数 A_V 、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o ；

$$r_{be1} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26mV}{I_{E1Q}} = 200 + (1 + 100) \frac{26mV}{0.44mA} \approx 6.17k\Omega$$

$$r_{be4} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26mV}{I_{E4Q}} = 200 + (1 + 100) \frac{26mV}{0.25mA} \approx 10.7k\Omega$$

输入级的电压增益：

$$A_{VD} = - \frac{\beta(R_1 \parallel R_{i2})}{2r_{be1}} = - \frac{\beta\{R_1 \parallel [r_{be4} + (1 + \beta)R_2]\}}{2r_{be1}},$$

$$= - \frac{100\{5 \parallel [10.7 + (1 + 100) \times 6]\}}{2 \times 6.17} = -40.5$$

$$A_{V4} = - \frac{\beta R_6}{r_{be4} + (1 + \beta)R_2} = - \frac{100 \times 10}{10.7 + (1 + 100) \times 6} = -1.6$$

$$\therefore A_V = A_{VD} \cdot A_{V4} = 65.7$$

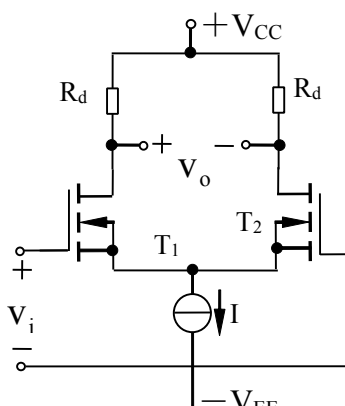
$$R_i = 2r_{be1} = 12.4k\Omega$$

$$R_o = R_c = R_6 = 10k\Omega$$

6.3.2 电路如题图 6.3.2， T_1 和 T_2 的参数完全相同，试写出电路差模电压放大倍数 A_{Vd} 、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 的表达式。

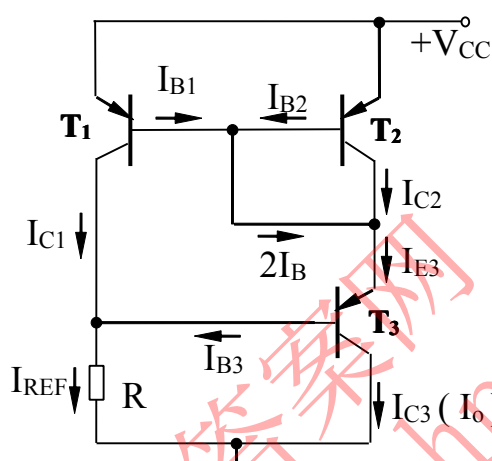
$$\text{解： } A_{VD} = -g_m R_d,$$

$$R_i = r_{gs},$$



$$R_o = 2R_d$$

6.3.3 试导出题图 6.3.3 所示 PNP 构成威尔逊电流源的 I_o 的表达式。



图题 6.3.3

解：在威尔逊电流源中 T_1 、 T_2 、 T_3 管参数相同。 T_1 管和 T_2 管的基极相连，发射极相连，其中 $V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE}$ ， $I_{B1} = I_{B2} = I_B$ ， $I_{C1} = I_{C2} = I_C$ ，因此：

$$I_{E3} = I_{C2} + 2I_B = \frac{\beta + 2}{\beta} \cdot I_C$$

$$I_{C3} = \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot I_{E3} = \frac{\beta + 2}{\beta + 1} \cdot I_C$$

$$I_{REF} = I_{C1} + I_{B3} = I_C + \frac{I_{C3}}{\beta}$$

将上式代入，整理可得：

$$\begin{aligned} I_o = I_{C3} &= \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta(\beta + 2)}} \cdot I_{REF} = \frac{\beta^2 + 2\beta + 2 - 2}{\beta^2 + 2\beta + 2} \cdot I_{REF} \\ &= \left(1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2} \right) \cdot I_{REF} \approx I_{REF} \end{aligned}$$

通过上面分析可知，即使在 β 值不大的情况下，输出电流也近似等于基准电流。

6.3.4 试说明集成运放中输入偏置电流 I_{IB} 为何越小越好？采用什么措施可以减小 I_{IB} 的值？

答： I_{IB} 越小时，信号源对集成运放的静态工作点的影响越小。提高输入级BJT的 β 值，可减小 I_{IB} 。

6.4.1 试说明集成运放中由哪几部分构成？它们的作用是什么？

答：输入级：常采用晶体管或场效应管构成的差放电路，具有高差模放大倍数和高输入电阻，同时获得尽可能低的零点漂移和尽可能高的共模抑制比。

中间级：由多级共射或共源放大器组成，为集成运放提供高电压放大倍数。为了提高电压放大倍数，经常采用复合管结构，以恒流源做集电极负载。

输出级：一般由电压跟随器或互补对称电压跟随器构成，具有较低的输出电阻和较强的带负载的能力，输出级常具有保护电路。

偏置电路：常采用电流源电路为各级电路设置合适偏置电流和稳定的静态工作点。

习题 7

客观检测题

一、填空题

1. 为了稳定静态工作点，应在放大电路中引入 直流 负反馈；
2. 在放大电路中引入串联负反馈后，电路的输入电阻 增加。
3. 欲减小电路从信号源索取的电流，增大带负载能力，应在放大电路中引入引入负反馈的类型是 电压串联负反馈；
4. 欲从信号源获得更大的电流，并稳定输出电流，应在放大电路中引入引入负反馈的类型是 电流并联负反馈。
5. 欲得到电流—电压转换电路，应在放大电路中引入 电压并联 负反馈；
6. 负反馈放大器自激振荡的条件为 $\dot{A}F = -1$ 。
7. 欲将电压信号转换成与之成比例的电流信号，应在放大电路中引入负反馈的类型是 电流串联。

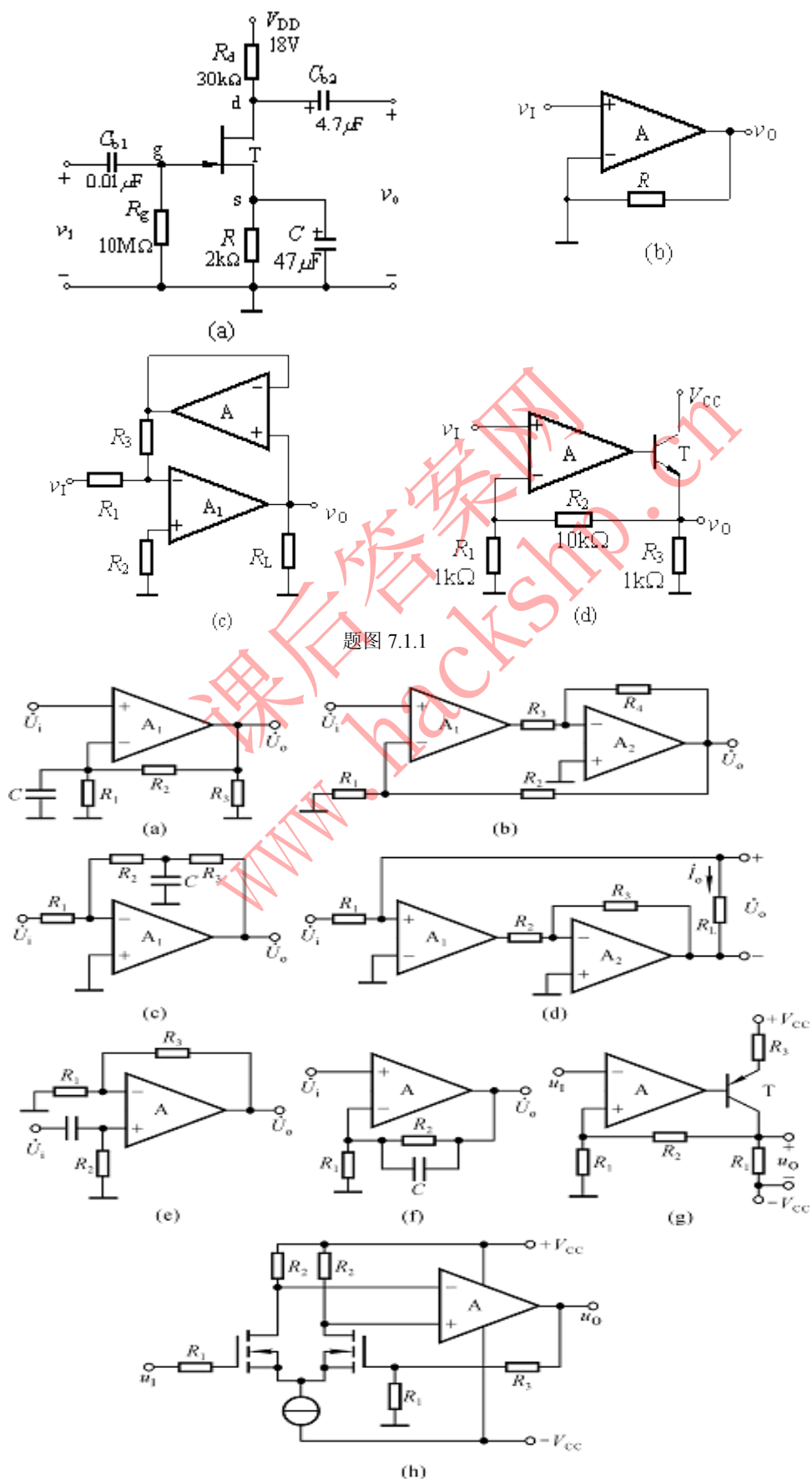
二、选择题

1. 放大电路中有反馈的含义是 B。
A、输出与输入之间有信号通路
B、电路中存在反向传输的信号通路
C、除放大电路以外还有信号通道

2. 根据反馈的极性, 反馈可分为 C 反馈
A 直流和交流 B 电压和电流 C 正和负 D 串联和并联
3. 根据反馈信号的频率, 反馈可分为 A 反馈
A 直流和交流 B 电压和电流 C 正和负 D 串联和并联
4. 根据取样方式, 反馈可分为 B 反馈
A 直流和交流 B 电压和电流 C 正和负 D 串联和并联
5. 根据比较的方式, 反馈可分为 D 反馈
A 直流和交流 B 电压和电流 C 正和负 D 串联和并联
6. 负反馈多用于 A。
A 改善放大器的性能 B 产生振荡 C 提高输出电压 D 提高电压增益
7. 正反馈多用于 B。
A 改善放大器的性能 B 产生振荡 C 提高输出电压 D 提高电压增益
8. 交流负反馈是指 B。
A 只存在于阻容耦合电路中的负反馈
B 交流通路中的负反馈
C 变压器耦合电路中的负反馈
D 直流通路中的负反馈
9. 若反馈信号正比于输出电压, 该反馈为 C 反馈。
A 串联 B 电流 C 电压 D 并联
10. 若反馈信号正比于输出电流, 该反馈为 B 反馈。
A 串联 B 电流 C 电压 D 并联
11. 当电路中的反馈信号以电压的形式出现在电路输入回路的反馈称为 A 反馈。
A 串联 B 电流 C 电压 D 并联
12. 当电路中的反馈信号以电流的形式出现在电路输入回路的反馈称为 D 反馈。
A 串联 B 电流 C 电压 D 并联
13. 电压负反馈可以 A。
A 稳定输出电压 B 稳定输出电流 C 增大输出功率
14. 串联负反馈 A。
A 提高电路的输入电阻 B 降低电路的输入电阻
C 提高电路的输出电压 D 提高电路的输出电流
15. 电压并联负反馈 B。
A 提高电路的输入电阻 B 降低电路的输入电阻
C 提高电路的输出电压 D 提高电路的输出电流
16. 电流串联负反馈放大电路的反馈系数称为 B 反馈系数。
A 电流 B 互阻 C 互导 D 电压
17. 负反馈所能抑制的干扰和噪声是指 C。
A 输入信号所包含的干扰和噪声
B 反馈环外的干扰和噪声
C 反馈环内的干扰和噪声
18. 负反馈放大电路是以降低电路的 C 来提高电路的其它性能指标。
A 通频带宽 B 稳定性 C 增益
19. 引入反馈系数为 0.1 的并联电流负反馈, 放大器的输入电阻由 $1\text{k}\Omega$ 变为 100Ω , 则该放大器的开环和闭环电流增益分别为 A。
A 90 和 9 B 90 和 10 C 100 和 9

主观检测题

7.1.1 试判断图示各电路中是否引入了反馈，哪些是反馈元件？



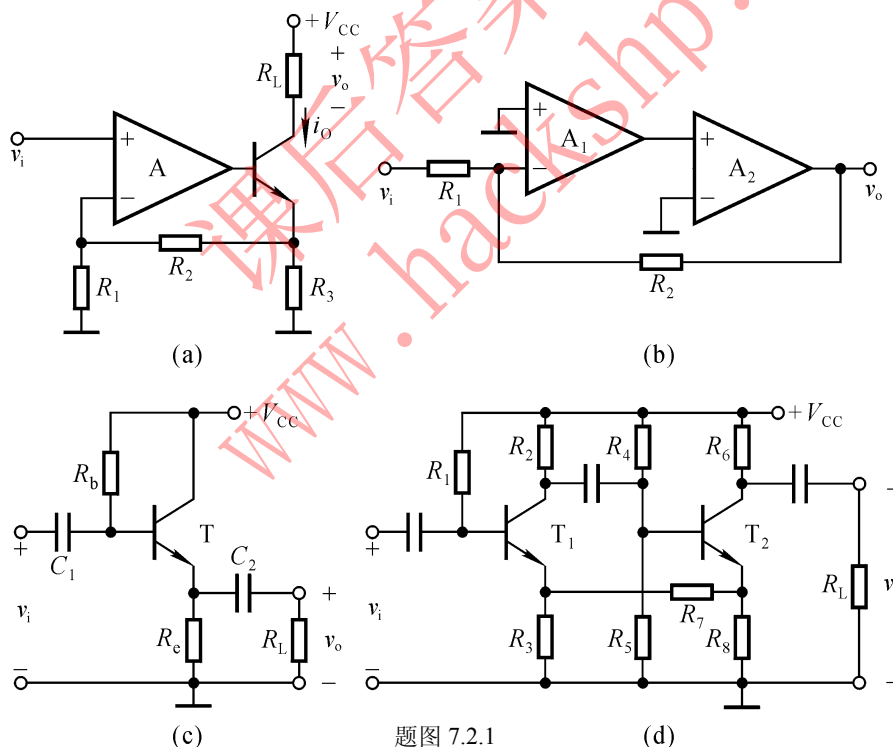
题图 7.1.2

解：对应题图 7.11 所示的电路，图（a）所示电路是引入反馈，反馈元件 R 。图（b）所示电路是引入反馈，反馈元件 R 。图（c）所示电路是引入反馈，反馈元件 A 和 R_3 ，图（d）所示电路是引入反馈，反馈元件 R_2 和 R_1 。

7.1.2 判断题图 7.1.2 所示各电路中是否引入了反馈，是直流反馈还是交流反馈，是正反馈还是负反馈。设图中所有电容对交流信号均可视为短路。

解：对应题图 7.1.2 所示的各个电路，图（a）所示电路引入反馈，直流反馈，负反馈；
图（b）所示电路有引入反馈，交、直流反馈，极间正反馈，局部负反馈；
图（c）所示电路有引入反馈，直流反馈，负反馈；
图（d）所示电路有引入反馈，交、直流反馈，负反馈；
图（e）所示电路有引入反馈，交、直流反馈，负反馈；
图（f）所示电路有引入反馈，交、直流反馈，负反馈；
图（g）所示电路有引入反馈，交、直流反馈，负反馈；
图（h）所示电路有引入反馈，交、直流反馈，负反馈。

7.2.1 判断题图 7.2.1 所示各电路中是否引入了反馈；若引入了反馈，则判断是正反馈还是负反馈；若引入了交流负反馈，则判断是哪种组态的负反馈。



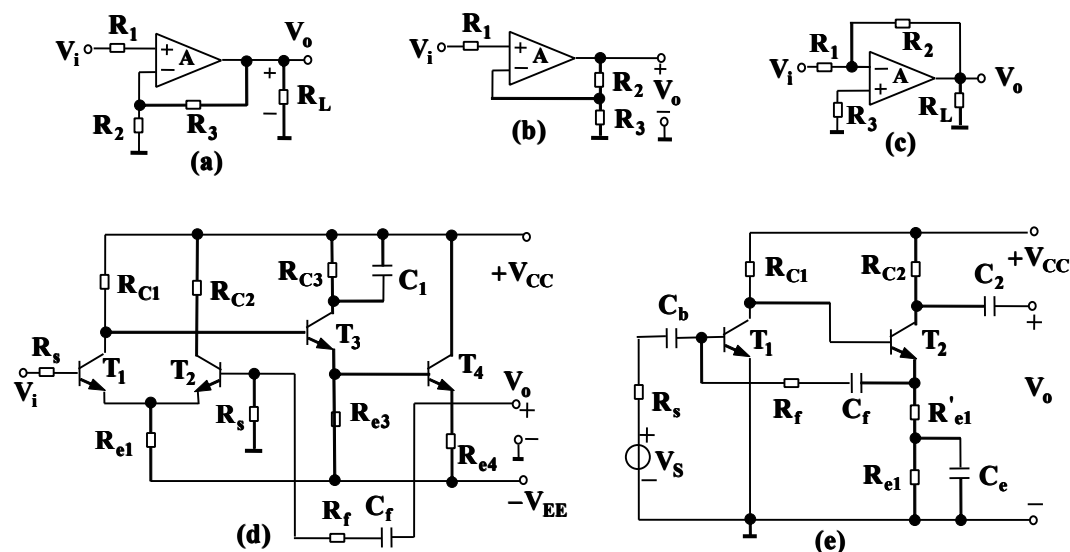
解：对应题图 7.2.1 所示的各个电路，图（a）所示电路有引入反馈，负反馈，交、直流反馈，电流串联负反馈；

图（b）所示电路有引入反馈，负反馈，交、直流反馈，电压并联负反馈；

图（c）所示电路有引入反馈，负反馈，交、直流反馈，电压串联负反馈；

图（d）所示电路有引入反馈，极间正反馈，交、直流反馈。

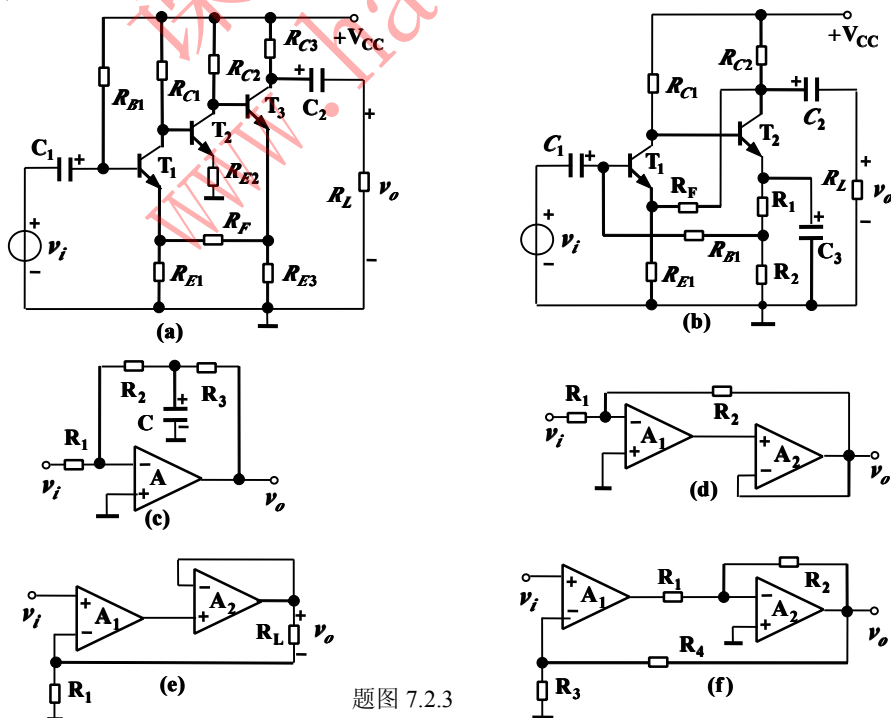
7.2.2 试判断题图 7.2.2 各电路的反馈类型和极性。



题图 7.2.2

解：对应题图 7.2.2 所示的各个电路，图 (a) 所示电路引入交流、直流电压串联负反馈，图 (b) 所示电路引入交流、直流电流串联负反馈，图 (c) 所示电路引入交流、直流电压并联负反馈，图 (d) 所示电路引入交流级间正反馈，图 (e) 所示电路引入交流电流并联负反馈。

7.2.3 电路如题图 7.2.3 所示，图中耦合电容 C_1 、 C_2 和旁路电容 C_3 、 C 的电容量足够大，在中频范围内它们的容抗近似为零。试指出图中各电路有无反馈？若有反馈，判别反馈极性、反馈类型（说明各电路中的反馈是正、负、交流、直流、电压、电流、串联、并接反馈）。



题图 7.2.3

解：对应题图 7.2.3 所示的各个电路，图（a）所示电路由 T_1 、 T_2 和 T_3 三级放大电路组成， T_3 管的射极电流 I_{E3} 经过 R_{E3} 、 R_F 和 R_{E1} 组成的电阻网络对基本放大电路的输入信号 V_{BE} 有影响，所以电路中有反馈。

利用瞬时极性法判别可得， R_{E1} 两端的电压（ V_F ）对地的极性与输入信号对地的极性相同，即 V_F 削弱了 V_i 的作用，该反馈为负反馈。

当令 $V_o = 0$ 时， V_F 不等于 0，可知，该反馈为电流反馈；由于反馈电压 V_F 与输入信号 V_i 串联作用到的放大电路的输入端，所以为串联反馈。

由以上分析可知，该反馈为电流串联负反馈。

由于 R_{E3} 、 R_F 和 R_{E1} 构成反馈在直流通路和交流通路中都有反馈作用，故为交、直流反馈。直流负反馈可使电路静态工作点稳定，交流负反馈可以改善放大电路的性能。

图（b）所示电路由 T_1 和 T_2 两级放大电路组成。静态时， T_2 的射极电流 I_{E2} 经过 R_2 和 R_{B1} 对 T_1 管的基极电流有影响，当 I_{E2} 增大时， T_1 管的基极电流 I_{B1} 会增大， T_2 管的基极电流会减小，以使 I_{E2} 减小。该反馈网络是直流反馈，可使电路静态工作点稳定。电路输出电压（ V_o ）通过 R_F 和 R_E 组成的反馈网络对基本放大电路的输入电压有影响，所以电路中有反馈。

利用瞬时极性法判断可知， R_{E1} 两端的电压（ V_F ）对地极性与输入信号对地极性相同，即 V_F 削弱了 V_i 的作用，该反馈为负反馈。

当令 $V_o = 0$ 时， $V_F = 0$ ，可知该反馈为电压反馈；由于反馈电压 V_F 与输入信号串联作用到放大电路的净输入端，所以为串联反馈。

由以上分析可知，该反馈为电压串联负反馈，交流和直流反馈同时存在。

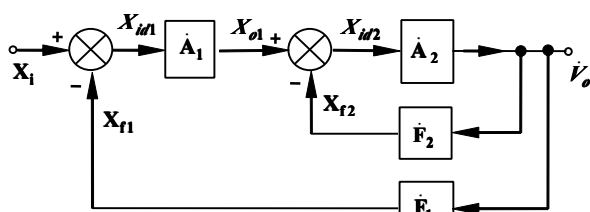
图（c）所示电路中，电阻 R_2 、 R_3 和电容 C 组成的 T 型网络是放大器 A 的反馈网络。静态时，电容 C 相当于开路， R_2 和 R_3 构成直流反馈；动态时，电容 C 短路（由于电容 C 容量足够大），电路中没有交流反馈。

图（d）电路中 A_2 构成电压跟随器，整个电路等效为反相输入比例器， R_2 是反馈网络，显然该电路中的反馈是电压并联负反馈。

图（e）电路中 A_2 构成电压跟随器，反馈网络是电阻 R ，显然该电路中的反馈是电流串联负反馈。

图（f）电路中 A_2 构成反相输入比例器，反馈网络是 R_3 和 R_4 。利用瞬时极性法判断可知 R_3 两端的电压（ V_F ）对地极性与 V_o 对地极性相反， V_F 加强了 V_o 的作用，该反馈为正反馈，且为电压串联正反馈。

7.3.1 某负反馈放大电路的方框图如题图 7.3.1 所示，试推导其闭环增益 $\dot{X}_o / \dot{X}_i$ 的表达式。



解:

$$X_o = X_{id2} A_2 = (X_{o1} - X_{f2}) A_2 = (X_{id1} A_1 - X_o F_2) A_2$$

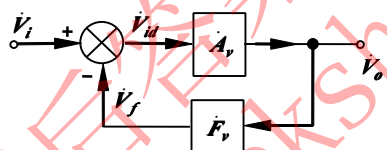
$$X_o = X_{id1} A_1 A_2 - X_o F_2 A_2$$

$$X_o + X_o F_2 A_2 = X_{id1} A_1 A_2 = (X_i - X_{f1}) A_1 A_2 = (X_i - X_o F_1) A_1 A_2$$

$$X_o + X_o F_2 A_2 + X_o F_1 A_1 A_2 = X_i A_1 A_2$$

$$\frac{X_o}{X_i} = \frac{A_1 A_2}{F_1 A_1 A_2 + F_2 A_2 + 1}$$

7.3.2 某负反馈放大电路的方框图如题图 7.3.2 所示, 已知其开环电压增益 $\dot{A}_v = 2000$, 反馈系数 $\dot{F}_v = 0.0495$ 。若输出电压 $\dot{V}_o = 2V$, 求输入电压 $\dot{V}_i$ 、反馈电压 $\dot{V}_f$ 及净输入电压 $\dot{V}_{id}$ 的值。



题图 7.3.2

解: $V_{id} = \frac{V_o}{A_v} = 1\text{mV}$, $V_f = V_o \cdot F_v = 0.099V$, $V_i = V_{id} + V_f = 0.1V$ 。

7.4.1 指出下面说法是否正确, 如果有错, 错在哪里?

(1) 既然在深度负反馈条件下, 闭环增益 $\dot{A}_f \approx \frac{1}{\dot{F}}$ 与放大电路的参数无关, 那么放大器件的参数就没有什么意义了, 随便取一个管子或组件, 只要反馈系数 $\dot{A}_f \approx \frac{1}{\dot{F}}$ 就可以获得恒定闭环增益。

(2) 某人在做多级放大器实验时, 用示波器观察到输出波形产生了非线性失真, 然后引入了负反馈, 立即看到输出幅度明显变小, 并且消除了失真, 你认为这就是负反馈改善非线性失真的结果吗?

解: (1) 在深度负反馈条件下, 闭环增益 $\dot{A}_f \approx \frac{1}{\dot{F}}$, 是在满足 $1 + \dot{A}\dot{F} \gg 1$ 的条件下得到的, 即要求 $\dot{A}$ 、 $\dot{F}$ 值都较大, 随便取一个管子不易满足上述条件, 因而是错误的。

(2) 引入了负反馈, 立即看到输出幅度明显变小, 是因为净输入信号变小的缘故。此时不产生非线性失真是放大器件的运用范围缩小到线性区, 并非负反馈改善了非线性失真。如果在引入了负反馈后, 增加输入信号幅度, 使输出幅度达到未加反馈前的水平, 此时比较有负反馈两种情况的输出波形, 才能证实反馈的效果。

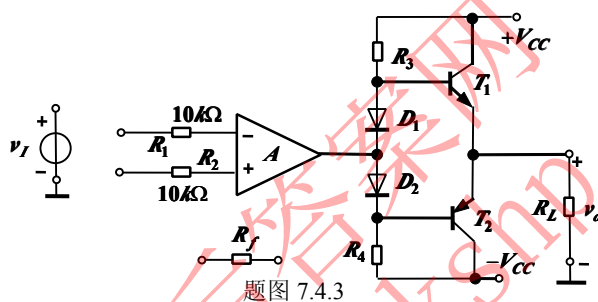
7.4.2 从反馈的效果来看，为什么说串联负反馈电路中，信号源内阻越小越好？而在并联负反馈电路中，信号源内阻越大越好？

解：在串联负反馈中，由于在输入回路中是满足电压相加减 $\dot{V}_{id} = \dot{V}_i - \dot{V}_f$ ，信号源内阻 R_s 与输入网络串联， R_s 越小， R_s 上的压降也越小，恒压效果越好，反馈电压对净输入电压的影响越明显，即反馈效果好。

在并联负反馈中，由于在输入回路中是满足电流相加减 $\dot{I}_{id} = \dot{I}_i - \dot{I}_f$ ，将信号源转换成电流源，内阻 R_s 与输入网络并联， R_s 越大， R_s 上的分流也越小，恒流效果越好，反馈电流对净输入电流的影响越明显，即反馈效果好。

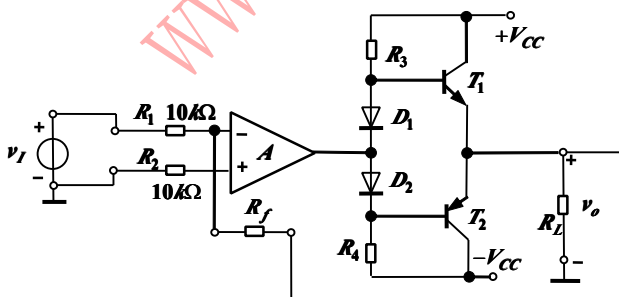
7.4.3 电路如题图 7.4.3 所示。（1）合理连线，接入信号源和反馈，使电路的输入电阻增大，

输出电阻减小；（2）若 $\left| \dot{A}_{VF} \right| = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = 20$ ，则 R_f 应取多少千欧？



解：（1）以题图 7.4.3 所示电路图连接要求。电路应引入电压串联负反馈，具体连接电路如图 7.4.3 所示。

（2）因 $\dot{A}_u \approx 1 + \frac{R_f}{R_1} = 20$ ，故 $R_f = 190\text{k}\Omega$ 。



7.4.4 已知一个负反馈放大电路的 $A = 10^5$ ， $F = 2 \times 10^{-3}$ 。

（1） $\dot{A}_F = ?$

(2) 若 A 的相对变化率为 20%，则 $\dot{A}_F$ 的相对变化率为多少？

解：(1) $A_F = \frac{A}{1 + AF} = 500$

(2) $\frac{dA_F}{A_F} = \frac{1}{1 + AF} \cdot \frac{dA}{A} = 0.1\%$

7.4.5 知一个电压串联负反馈放大电路的电压放大倍数 $\dot{A}_{VF} = 20$ ，其基本放大电路的电压放大倍数 $\dot{A}_V$ 的相对变化率为 10%， $\dot{A}_{VF}$ 的相对变化率小于 0.1%，试问 F 和 $\dot{A}_V$ 各为多少？

解： $\frac{dA_{VF}}{A_{VF}} = \frac{1}{1 + A_VF_V} \cdot \frac{dA_V}{A_V}$, $0.1\% = \frac{1}{1 + A_VF_V} \cdot 10\%$

$\frac{1}{1 + A_VF_V} = 0.01$

$\dot{A}_{VF} = \frac{\dot{A}_V}{1 + \dot{A}_VF_V} = 20$

故 $\dot{A}_V = 2000$, $F_V = 0.05$

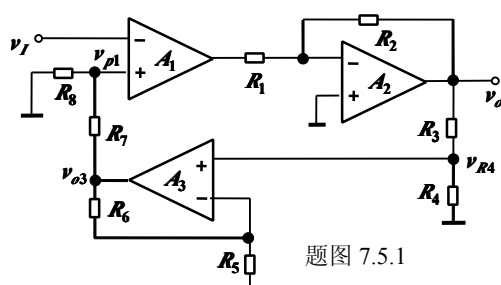
7.4.6 一个电压串联负反馈放大器， $\dot{A}_V = 10^3$ ， $F_V = 0.01$ 。(1)求闭环放大倍数 $\dot{A}_{VF}$ ；(2) $|\dot{A}_V|$ 下降了 20%，此时的闭环放大倍数是多少？

解：(1) $\dot{A}_{VF} = \frac{\dot{A}_V}{1 + \dot{A}_VF_V} = 90.9$

(2) $\frac{dA_{VF}}{A_{VF}} = \frac{1}{1 + \dot{A}_VF_V} \cdot \frac{dA_V}{A_V} = \frac{1}{11} \times 20\% = 1.8\%$

$\dot{A}_{VF} = (1 - 1.8\%) \cdot 90.9 = 89.3$

7.5.1 电路如题图 7.5.1 所示，试判断其中的级间反馈的类型，并推导出闭环电压增益的表达式。设运算放大器是理想的。



题图 7.5.1

解：反馈网络运放 A_3 ，反馈类型是电压串联负反馈。

$$V_i = V_{P1} = V_f,$$

$$V_{P1} = V_f = \frac{R_8}{R_7 + R_8} V_{o3} = \frac{R_8}{R_7 + R_8} \left(1 + \frac{R_6}{R_5} \right) V_{R4} = \frac{R_8}{R_7 + R_8} \left(1 + \frac{R_6}{R_5} \right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_o,$$

$$V_i = V_f = \frac{R_8}{R_7 + R_8} \times \frac{R_5 + R_6}{R_5} \times \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_o$$

$$\dot{A}_{VF} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_5 (R_7 + R_8) (R_3 + R_4)}{R_4 R_8 (R_5 + R_6)}.$$

7.5.2 已知 A 放大器的电压增益 $A_V = -1000$ 。当环境温度每变化 1°C 时， A_V 的变化为 0.5% 。若要求电压增益相对变化减小至 0.05% ，应引入什么反馈？求出所需的反馈系数 F 和闭环增益 A_f 。

解：根据命题的要求，电路应引入电压（串联）负反馈。

$$\frac{dA_{VF}}{A_{VF}} = \frac{1}{1 + A_V F_V} \cdot \frac{dA_V}{A_V}, \quad 0.05\% = \frac{1}{1 + A_V F_V} \cdot 0.5\%,$$

$$\text{故 } 1 + A_V F_V = 10, \quad 1 - 1000 F_V = 10, \quad F_V = -0.009,$$

$$A_f = A_{VF} = \frac{A_V}{1 + A_V F_V} = -100.$$

7.5.3 若题图 7.2.1 各电路均满足深度负反馈条件，试列出反馈系数 F 和电压放大倍数 $\dot{A}_{VSF}$ 或

$\dot{A}_{VF}$ 表达式。设图中所有电容对交流信号均可视为短路。

解：对应题图 7.2.1 所示的电路，图（a）所示电路中引入了电流串联负反馈。反馈系数和深度负反馈条件下的电压放大倍数 $\dot{A}_{VF}$ 分别为

$$\dot{F} = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_2 + R_3}, \quad \dot{A}_{VF} \approx \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1 R_3} \cdot R_L$$

图（b）所示电路中引入了电压并联负反馈。反馈系数和深度负反馈条件下的电压放大倍数 $\dot{A}_{VF}$ 分别为

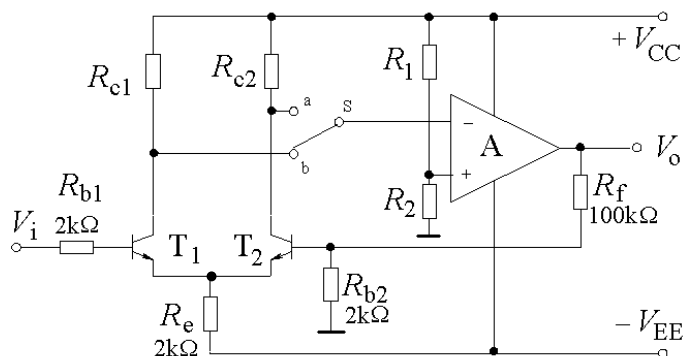
$$\dot{F} = -\frac{1}{R_2}, \quad \dot{A}_{VF} \approx -\frac{R_2}{R_1}$$

图（c）所示电路中引入了电压串联负反馈。反馈系数和深度负反馈条件下的电压放大倍数 $\dot{A}_{VF}$ 分别为

$$\dot{F}=1 \quad \dot{A}_{vf} \approx 1$$

图 (d) 所示电路中引入了正反馈。

7.5.4 在题图 7.5.4 所示电路中, 开关 S 应置于 a 还是置于 b 才能使引入的反馈是负反馈? 这个负反馈属于何种组态? 如果满足深度负反馈条件 $1 + \dot{A}\dot{F} \gg 1$, 试估算电压放大倍数。



题图 7.5.4

解: 在题图 7.5.4 所示电路中, 当开关 S 应置于 b 时, 引入的是负反馈, 属于电压串联负反馈。

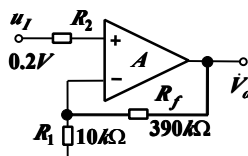
在满足 $1 + \dot{A}\dot{F} \gg 1$ 的条件下: $V_f = \frac{R_{b2}}{R_f + R_{b2}} V_o$

$$A_{vf} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_f} = \frac{R_f + R_{b2}}{R_{b2}} = 51。$$

7.5.5 电路如题图 7.5.5 示, 设运算放大器的最大输出电压 $V_{opp} = \pm 12V$, $R_2 = R_1 \parallel R_f$ 。试

求下列各种情况下的输出电压。(1) 正常工作; (2) R_1 开路; (3) R_1 短路; (4)

R_f 开路; (5) R_f 短路。



题图 7.5.5

解: (1) 题图 7.5.5 所示电路正常工作时: $V_f = \frac{R_1}{R_1 + R_f} \cdot V_o$,

$$V_i = V_f = \frac{R_1}{R_1 + R_f} \cdot V_o, \quad V_o = \frac{R_1 + R_f}{R_1} \cdot V_i = \frac{10 + 390}{10} \times 0.2 = 8V。$$

$$(2) \text{ 当 } R_1 \text{ 开路时: } R_1 \rightarrow \infty, \quad V_o = \frac{R_1 + R_f}{R_1} \cdot V_i = \frac{\infty + 390}{\infty} \times 0.2 = 0.2V$$

(3) 当 R_1 短路时: $R_1 = 0$, $V_o = 0$, 负反馈消失, 成为过零比较器,

$$V_i = V_p = 0.2V > V_N = 0V,$$

$$V_o = V_o^+ = +12V$$

(4) 当 R_f 开路时: $V_N = 0$, 负反馈消失, 成为过零比较器, $V_i = V_p = 0.2V > V_N = 0V$,

$$V_o = V_o^+ = +12V$$

(5) 当 R_f 短路: $R_f = 0$, $V_o = \frac{R_1 + R_f}{R_1} \cdot V_i = \frac{10 + 0}{10} \times 0.2 = 0.2V$, 电路成为电压跟

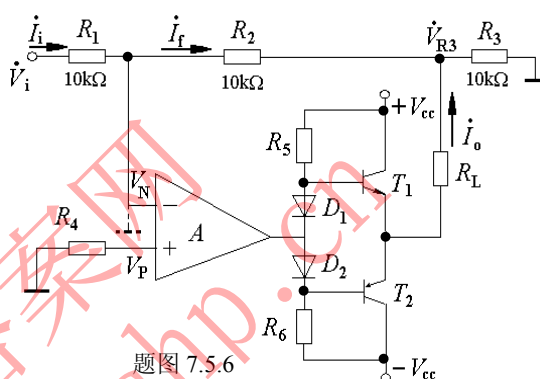
随器。

7.5.6 题图 7.5.6 所示电路中的开环增益 A 很大。

(1) 指出电路中引入了什么类型的反馈。

(2) 写出输出电流 I_o 的表达式。

(3) 说明该电路的功能。



题图 7.5.6

解: (1) 题图 7.5.6 所示电路引入电流并联负反馈。

(2) 在深度负反馈条件下, 因为开环增益很大, 有虚短、虚断可知

$$V_N = V_P = 0,$$

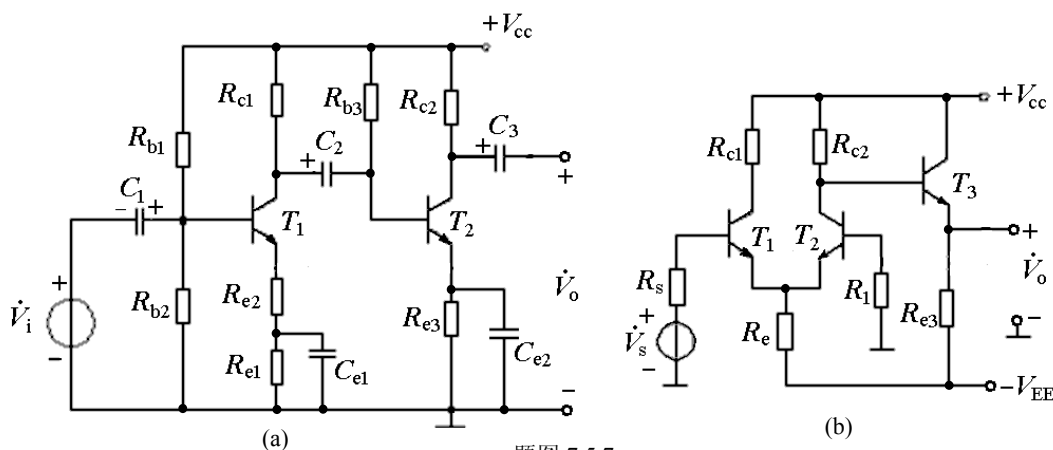
$$I_i = I_f$$

$$I_f = \frac{V_N - V_{R3}}{R_2} = \frac{0 - V_{R3}}{R_2} = \frac{-I_o(R_2 \parallel R_3)}{R_2} = -\frac{R_3}{R_2 + R_3} I_o$$

$$I_o = -\frac{R_2 + R_3}{R_3} I_f = -\frac{R_2 + R_3}{R_3} I_i = -\frac{R_2 + R_3}{R_3} \cdot \frac{V_i}{R_1} = -\frac{R_2 + R_3}{R_1 R_3} V_i$$

(3) 由上式可见, 该电路的功能是一个电压电流变换器, 或者是一个压控电流源。

7.5.7 在题图 7.5.7 (a)、(b) 电路中各引入什么反馈可使输出电压稳定, 请把反馈电路补充完整。



题图 7.5.7

解：题图 7.5.7 所示电路，在图 (a) 电路中，要使输出电压稳定，必须引入电压负反馈，利用瞬时极性法判别可得，反馈信号引入 T_1 发射极时，反馈电压 V_f 对地极性才能与 V_o 对地极性相同，方可构成电压负反馈。所以，在输出端 (V_o) 与 T_1 发射极之间串联电阻 R_f 后，可构成电压串联负反馈。为了提高电路开环放大倍数，应在 R_{e3} 两端并联旁路电容。

图 (b) 所示的电路中，分析方法与图 (a) 所示电路类似，在输出端 (V_o) 与 T_2 基极之间串接电阻 R_f 后，可构成电压串联负反馈。完善的电路如图 7.5.7(a)、(b) 所示。

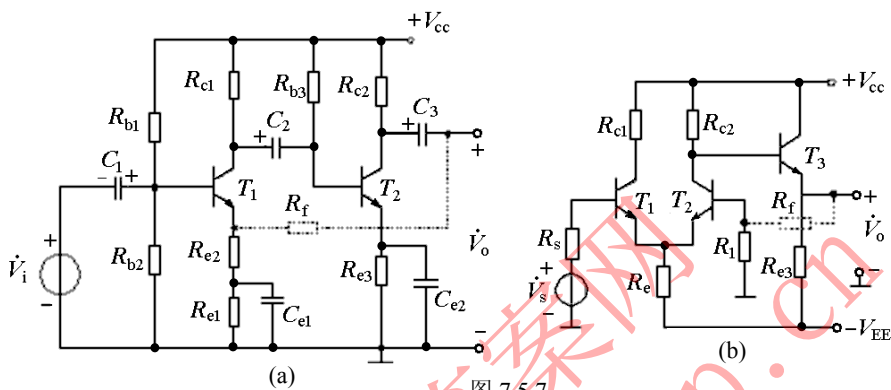
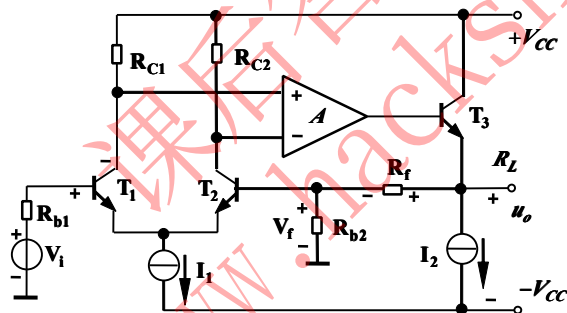


图 7.5.7

7.5.8 题图 7.5.8 电路满足 $1 + A\dot{F} \gg 1$ 的条件，试写出该电路的闭环电压增益表达式。



题图 7.5.8

解：题图 7.5.8 所示的电路引入电压串联负反馈。

$$\dot{V}_i = \dot{V}_f = \dot{V}_s$$

$$\dot{V}_f = \frac{R_{b2}}{R_{b2} + R_f} \cdot \dot{V}_o$$

$$\dot{A}_{VF} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{R_{b2} + R_f}{R_{b2}}$$

7.5.9 试写出如题图 7.2.3 中，交流负反馈电路的反馈系数 F 及深反馈条件下闭环增益 A_F 的表达式，对那些不是电压串联负反馈的电路应转换为闭环电压增益表达式。

解：对应题图 7.2.3 所示的各个电路图中，图（ a ）电路的反馈网络如图解 7.5.9（ a ）所示。由图可知反馈网络的输入信号是 T_3 的射极电流，所以它能使 T_3 集电极电流 I_{C3} 稳定。为此，定义该电路的输出电流 I_O 为 T_3 集电极电流 I_{C3} ，则有 $I_{E3} \approx I_{C3} = I_O$ ，等效负载电阻 $R'_L = R_{C3} \parallel R_L$ 。

由图 7.5.9(a)可知：
$$\dot{U}_f = \frac{R_{E1} R_{E3}}{R_{E1} + R_F + R_{E3}} \dot{I}_O,$$

$$\dot{F}_r = \frac{\dot{U}_f}{\dot{I}_O} = \frac{R_{E1} R_{E3}}{R_{E1} + R_F + R_{E3}},$$

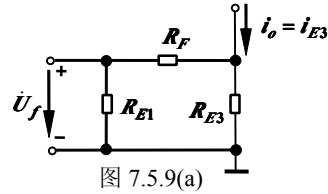


图 7.5.9(a)

$$\dot{A}_{gf} = \frac{\dot{I}_O}{\dot{U}_O} \approx \frac{1}{\dot{F}_r} = \frac{R_{E1} + R_F + R_{E3}}{R_{E1} R_{E3}}$$

$$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{U}_O}{\dot{U}_i} = \frac{-\dot{I}_O R'_L}{\dot{U}_i} = -\dot{A}_{gf} R'_L = -\frac{R_{E1} + R_F + R_{E3}}{R_{E1} R_{E3}} R'_L.$$

图（ b ）电路的反馈网络如图解 7.5.9（ b ）所示。

由图 7.5.9(b)可知：

$$\dot{U}_f = \frac{R_{E1}}{R_{E1} + R_F} \dot{U}_O,$$

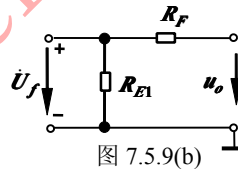


图 7.5.9(b)

$$\dot{F}_v = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_O} = \frac{R_{E1}}{R_{E1} + R_F},$$

$$\dot{A}_{vf} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{U}_O}{\dot{U}_f} = \frac{R_{E1} + R_F}{R_{E1}},$$

对应题图 7.2.3 所示的各个电路图中的图（ c ）电路没有交流反馈。

对应题图 7.2.3 所示的各个电路图中的图（ d ）电路的反馈系数、闭环互阻增益和闭环电压放大倍数分别如下：

对应题图 7.2.3 所示的各个电路图中的图 (b) 电路的交流通路如图 7.5.10 (b) 所示。本电路是电压串联负反馈电路。电压反馈使输出电阻减小, 在深反馈条件下, 闭环输出电阻 $R_{of} \rightarrow 0$ 。本电路输入电阻的情况与图 (a) 类似, 在深反馈条件下, 闭环输入电阻

$$R_{if}' \approx R_{B1} + R_1 \parallel R_2。$$

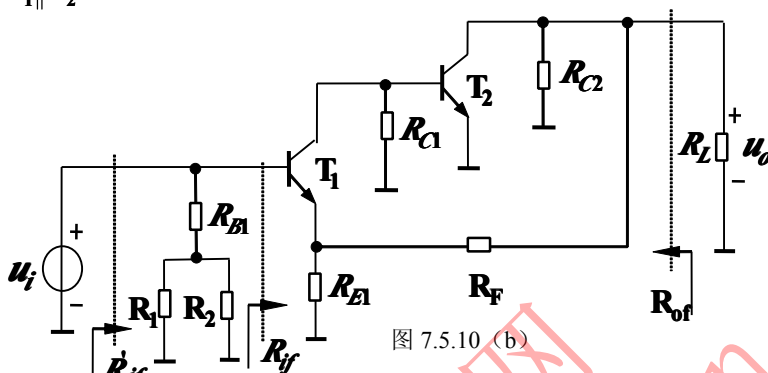
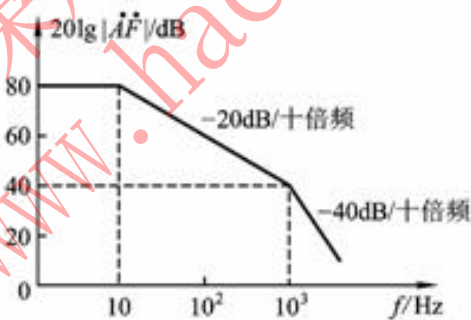


图 7.5.10 (b)

7.6.1 一个反馈放大电路在 $\dot{F} = 0.1$ 时的对数幅频特性如题图 7.6.1 所示。

- (1) 试求基本放大电路的放大倍数 $|A|$ 及闭环放大倍数 $|A_f|$;
- (2) 试写出基本放大电路的放大倍数 A 的频率特性表达式;
- (3) 已知 $A\dot{F}$ 在低频时为正数, 当电路按负反馈联结时, 若不加校正环节是否会产生自激? 为什么?



题图 7.6.1

解: (1) 由题图 7.6.1 可知, 该放大电路是一个直接耦合放大电路。在低频范围内, 放大电路的环路增益 $|A\dot{F}|$ 等于 80dB, 即 $|A\dot{F}| = 10^4$ 。

$$\text{故: } |A| = \frac{|A\dot{F}|}{|\dot{F}|} = \frac{10^4}{0.1} = 10^5,$$

$$|A_f| = \frac{|A|}{|1 + A\dot{F}|} \approx \frac{|A|}{|A\dot{F}|} = \frac{1}{0.1} = 10$$

(2) 由图可见, 该放大电路环路增益的幅频特性有 2 个转折点 (即有 2 个极点: $f_1 = 10\text{Hz}$ 和 $f_2 = 10^3\text{Hz}$), 反馈系数等于常数, 故基本放大电路的放大倍数 $\dot{A}$ 的幅频特性与 $\dot{A}\dot{F}$ 的幅频特性相似, 两者的区别仅在它们的模不同。因而由图可直接写出 $\dot{A}$ 的频率特性

$$\dot{A} = \frac{|\dot{A}|}{(1 + j\frac{f}{f_1})(1 + j\frac{f}{f_2})} = \frac{10^5}{(1 + j\frac{f}{10})(1 + j\frac{f}{1000})}$$

(3) 不会产生自激。因为环路增益函数在整个频域内只有两个极点, 其最大附加相移为 180° 。当附加相移为 180° 时, $|\dot{A}\dot{F}| \ll 1$, 不满足自激振荡的幅度条件。

课后答案网
www.hackshp.cn

习题 8

客观检测题

一、填空题

- 集成运放的增益越高，运放的线性区域越 小。
- 为使运放工作于线性区，通常应引入 负 反馈。
- 反相比例运算电路中，电路引入了 电压并联 负反馈。（电压串联、电压并联、电流并联）
- 反相比例运算电路中，运放的反相端 虚地。（接地、虚地、与地无关）
- 同相比例运算电路中，电路引入了 电压串联 负反馈。（电压串联、电压并联、电流并联）
- 在同相比例运算电路中，运放的反相端 与地无关。（接地、虚地、与地无关）
- 反相比例运算电路的输入电流基本上 等于 流过反馈电阻 R_f 上的电流。（大于、小于、等于）
- 电压跟随器是 同相比例 运算电路的特例。它具有 R_i 很大和 R_o 很小的特点，常用作缓冲器。（反相比例、同相比例、加法）
- 电压跟随器具有输入电阻很 大 和输出电阻很 小 的特点，常用作缓冲器。
- 在反相比例运算电路中，运放输入端的共模电压为 零。（零、输入电压的一半、输入电压）
- 在同相比例运算电路中，运放输入端的共模电压为 输入电压。（零、输入电压的一半、输入电压）

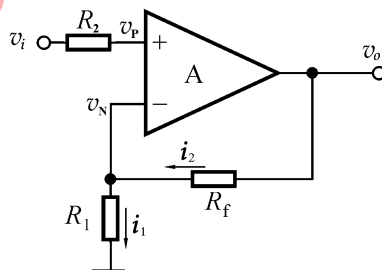
- 在题图 8.1 所示电路中，设 A 为理想运放，

那么电路中存在关系 $v_N = v_i$ 。

（ $v_N = 0$ ， $v_N = v_i - i_1 R_2$ ， $v_N = v_i$ ， $i_1 = -i_2$ ）

- 在题图 8.1 所示电路中，设 A 为理想运放，

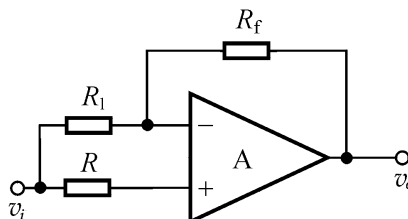
则电路的输出电压 $v_o = (1 + R_f/R_1) v_i$ 。



题图 8.1

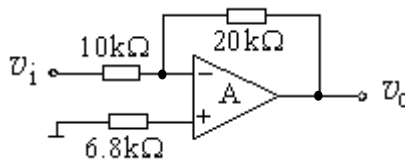
- 在题图 8.2 所示电路中，设 A 为理想运放，则 v_o 与 v_i 的关系式为

$$\left(v_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) v_i - \frac{R_f}{R_1} v_i = v_i \right)$$



题图 8.2

- 在题图 8.3 所示电路中，设 A 为理想运放，已知运算放的最大输出电压 $V_{om} = \pm 12V$ ，当 $v_i = 8V$ 时，
 $v_o =$ -12 V。



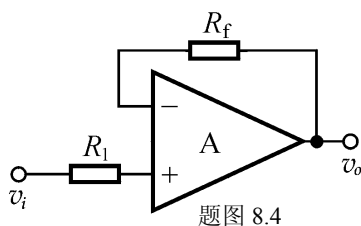
图题 8.3

- 在题图 8.4 所示电路中，若运

放 A 的最大差模输入电压为 $\pm 6\text{V}$,

最大允许共模输入电压为 $\pm 10\text{V}$, 则

此电路所允许的最大输入电压



$v_i = \pm 10\text{V}$ 。

17. 运放有同相、反相和差分三种输入方式,

(1) 为了给集成运放引入电压串联负反馈, 应采用同相输入方式。

(2) 要求引入电压并联负反馈, 应采用反相输入方式。

(3) 在多输入信号时, 要求各输入信号互不影响应采用反相输入方式。

(4) 要求向输入信号电压源索取的电流尽量小, 应采用同相输入方式。

(5) 要求能放大差模信号, 又能抑制共模信号, 应采用差分输入方式。

18. 对于基本积分电路, 当其输入为矩形波时, 其输出电压 v_o 的波形为锯齿波。

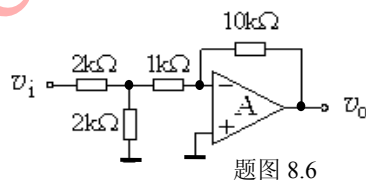
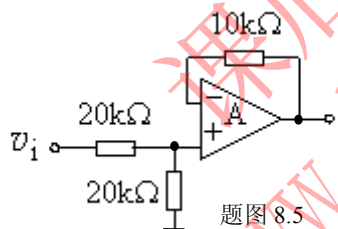
19. 对于基本微分电路, 当其输入为矩形波, 其输出电压 v_o 的波形为正负尖脉冲。

20. 若将基本积分电路中接在集成运放负反馈支路的电容换成二极管便可得到基本的对数运算电路。

21. 若将基本微分电路中接在输入回路的电容换成二极管便可得到基本的反对数运算电路。

22. 希望运算电路的函数关系是 $v_o = k_1 v_{i1} + k_2 v_{i2} + k_3 v_{i3}$ (其中 k_1 、 k_2 和 k_3 是常数, 且均为负值)。应该选用反相加法运算电路电路。

23. 电路如题图 8.5 所示, 设运放是理想的。当输入电压为 $+2\text{V}$ 时, 则 $v_o = \underline{1}\text{V}$ 。



24. 电路如题图 8.6 所示, 设运放是理想的。当输入电压 $v_i = 2\text{V}$ 时, 则输出电压 $v_o = \underline{-5}\text{V}$ 。

25. 按其通带和阻带位置的不同, 滤波器可分为低通、高通、带通和带阻滤波器。

26. 按实现滤波器使用的元器件不同, 滤波器可分为有源、无源滤波器。

27. 与有源滤波器相比, 无源滤波器的高频段性能好。

28. 无源滤波器存在的主要问题之一是带负载能力差。(带负载能力差、输出电压小、输出电阻大)

29. 与无源滤波器相比, 有源滤波器不适合高频、高压和大功率的场合。(低频; 低压; 高频、高压和大功率)

30. 有用信号频率低于 200Hz , 可选用低通滤波电路。

31. 有用信号频率高于 800Hz , 可选用高通滤波电路。

32. 希望抑制 50Hz 的交流电源干扰, 可选用带阻滤波电路。

33. 有用信号的频率为 50000Hz , 可选用带通滤波电路。

34. 理想情况下, 当 $f=0$ 和 $f=\infty$ 时的电压增益相等, 且不为零, 该电路为带阻滤波电路。(低通; 带通; 带阻)

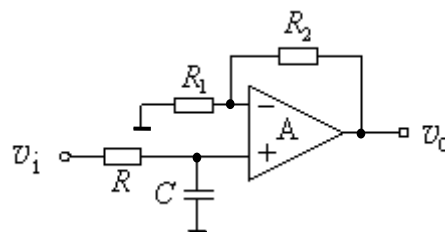
35. 在理想情况下，直流电压增益就是它的通带电压增益，该电路为 低通 滤波电路。（低通；带通；带阻）
36. 在理想情况下，当 $f = \infty$ 时的电压增益就是它的通带电压增益，该电路为 带通 滤波电路。（低通；带通；带阻）
37. 一阶低通滤波器的幅频特性在过渡带内的衰减速率是 20dB/十倍频。
38. 电路如题图 8.7 所示

(1) 该电路是 一阶低通有源滤波电路。

(2) 电路的通带增益 $A_{V0} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ 。

(3) 电路的截止频率 $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$ 。

(4) 电路的传递函数 $A(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_H}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$ 。



图题 8.7

39. 已知电路的传递函数为 $A_v(s) = \frac{A_0}{1 + (3 - A_0)SCR + (SCR)^2}$ ，该电路为 低通 滤波电路。（低通；高通；带通；带阻）

40. 已知电路的传递函数为 $A_v(s) = \frac{(SCR)^2 A_0}{1 + (3 - A_0)SCR + (SCR)^2}$ ，该电路为 高通 滤波电路。（低通；高通；带通；带阻）

主观检测题

- 8.2.1 设计一个比例运算电路，要求输入电阻 $R_i = 20k\Omega$ ，比例系数为 -100 。

解：根据负反馈的运算公式： $A_v = -\frac{R_f}{R_i}$ 可知反馈电阻 $R_f = 2000k\Omega$ 。如图 8.2.1 所示。

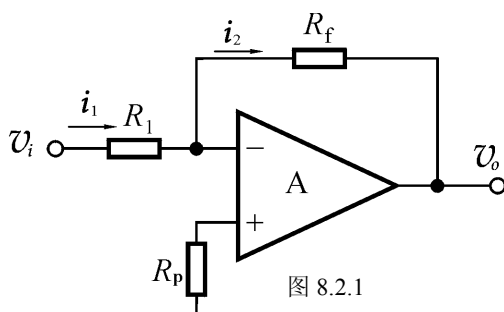


图 8.2.1

- 8.2.2 请用集成运放实现如下运算，并简述工作原理。

(1) $v_o = 3v_i$, (2) $v_o = v_{i1} + v_{i2}$ 。

解: (1) 因为 $v_o = 3v_i$, 根据同相比例运算电路的比例系数 $K = 1 + R_f / R_i$, 则电路图如

图 8.2.2(a)所示: 图中 $R_f = 2R_i$ 。

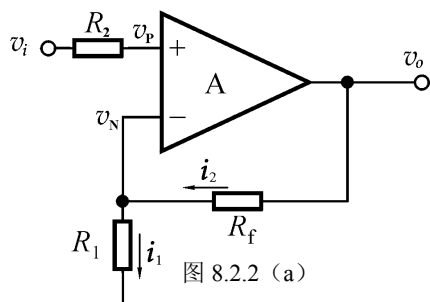


图 8.2.2 (a)

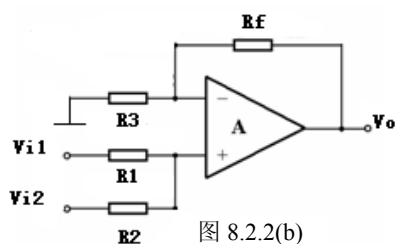


图 8.2.2(b)

(2) 因为 V_o 与 V_i 同号, 所以为同相输入, 同时, 根据“虚短”的相关知识, 可以求出图中各个电阻的关系, $R_1=R_2=R_3=R_f$, 图示如图 8.2.2 (b) 所示:

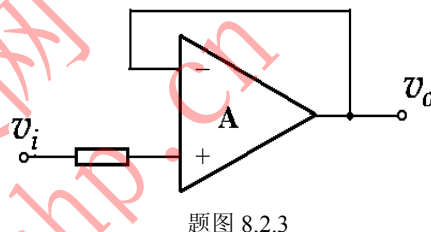
$$v_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_3}\right) \left[\left(\frac{R_2}{R_2 + R_1}\right) v_{i1} + \left(\frac{R_1}{R_2 + R_1}\right) v_{i2} \right]$$

8.2.3 将集成运放连接成如题图 8.2.3 的电路形式, 问输出电压与输入的电压之间有怎样的关系?

解: 利用“虚短”概念, $v_P = v_N$,

而由图中可以看出, $v_o = v_-$, $v_+ = v_i$,

直接进行替换, 可以得到: $v_o = v_i$ 。



题图 8.2.3

8.2.4 请用集成运放构成加法电路, 使之实现运算关系: $v_o = 2v_{i1} + 3v_{i2} + 5v_{i3}$ 。

解: 用如图 8.2.4 所示的电路可以实现上述运算。其中对电阻提出如下要求:

$$\frac{R_F}{R_1} = 2, \quad \frac{R_F}{R_2} = 3, \quad \frac{R_F}{R_3} = 5,$$

为此, 设选择 $R_F = 10k\Omega$ 则可以推出 $R_1 = 5k\Omega$ $R_2 = 3.3k\Omega$ $R_3 = 2k\Omega$

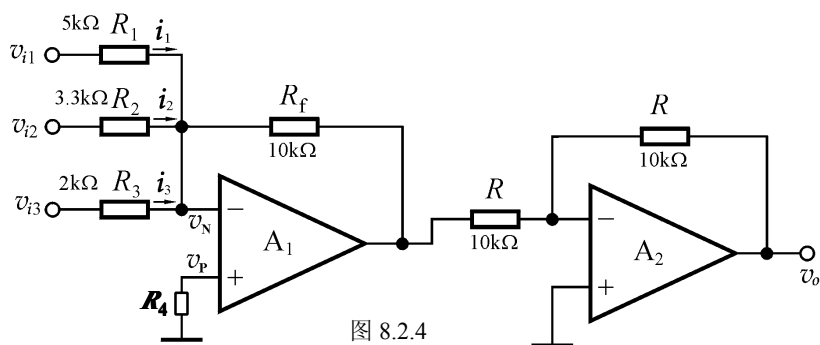


图 8.2.4

在同相输入的端应该接入一个平衡电阻 R_4 , R_4 取值是 $R_4 = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel R_f = 1k\Omega$ 。

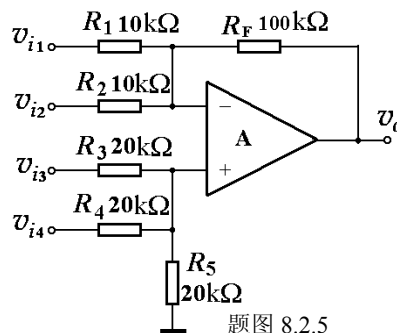
8.2.5 有加法运算电路如题图 8.2.5 所示, 求输出电压与各输入电压之间的函数关系。

解: 根据“虚断”的概念, 有 $i_i = 0$,

令 $v_{i1} = v_{i2} = 0$, 则在同相端, 运用 KCL 有:

$$\frac{v_{i3} - v_P}{R_3} + \frac{v_{i4} - v_P}{R_4} = \frac{v_P}{R_5},$$

$$v_P = \frac{v_{i3} + v_{i4}}{3}$$



题图 8.2.5

$$v_o' = \left(1 + \frac{R_f}{R_1 \parallel R_2}\right) v_P = \left(1 + \frac{R_f}{R_1 \parallel R_2}\right) \left(\frac{R_4 \parallel R_5}{R_3 + R_4 \parallel R_5} v_{i3} + \frac{R_3 \parallel R_5}{R_4 + R_3 \parallel R_5} v_{i4}\right)$$

$$v_o' = \left(1 + \frac{100}{10 \parallel 10}\right) \left(\frac{20 \parallel 20}{20 + 20 \parallel 20} v_{i3} + \frac{20 \parallel 20}{20 + 20 \parallel 20} v_{i4}\right) = 21 \times \left(\frac{v_{i3}}{3} + \frac{v_{i4}}{3}\right) = 7(v_{i3} + v_{i4})$$

令 $v_{i3} = v_{i4} = 0$, 则在反相端有:

$$v_o'' = -\frac{R_f}{R_1} v_{i1} - \frac{R_f}{R_2} v_{i2} = -\frac{100}{10} v_{i1} - \frac{100}{10} v_{i2} = -10v_{i1} - 10v_{i2}$$

将 v_o' 和 v_o'' 叠加得到总的输出电压

$$v_o = v_o' + v_o'' = -\frac{100}{10} v_{i1} - \frac{100}{10} v_{i2} = -10v_{i1} - 10v_{i2} + 7v_{i3} + 7v_{i4}.$$

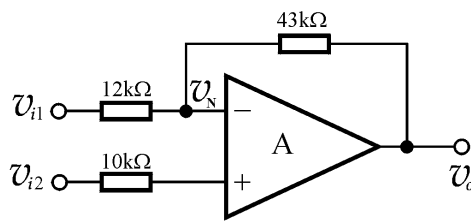
8.2.6 有如题图 8.2.6 电路, 问:

1) 若 $v_{i1} = 0.2V$, $v_{i2} = 0V$ 时, $v_o = ?$

2) 若 $v_{i1} = 0V$, $v_{i2} = 0.2V$ 时, $v_o = ?$

3) 若 $v_{i1} = 0.2V$, $v_{i2} = 0.2V$ 时, $v_o = ?$

解: 利用“虚短”概念, $v_P = v_N$,



题图 8.2.6

1) 反相输入方式

$$v_o = -\frac{R_f}{R_1} v_{i1} = -\frac{43}{12} \times 0.2 = -0.72V$$

2) 同相输入方式

$$v_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) v_{i2} = \left(1 + \frac{43}{12}\right) \times 0.2 = 0.92V$$

3) 差动输入方式

$$v_o = -\frac{R_f}{R_1} v_{i1} + \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) v_{i2} = -0.72 + 0.92 = 0.2V$$

8.2.7 电路如题图 8.2.7 所示，试求：

(1) 输入电阻；

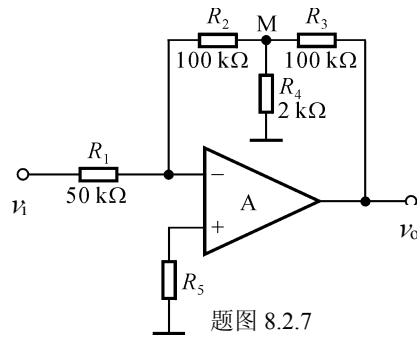
(2) 比例系数。

解：由题图 8.2.7 可知：

$$R_1 = 50 \text{ k}\Omega, \quad v_M = -2v_1。$$

$$i_{R2} = i_{R4} + i_{R3}。$$

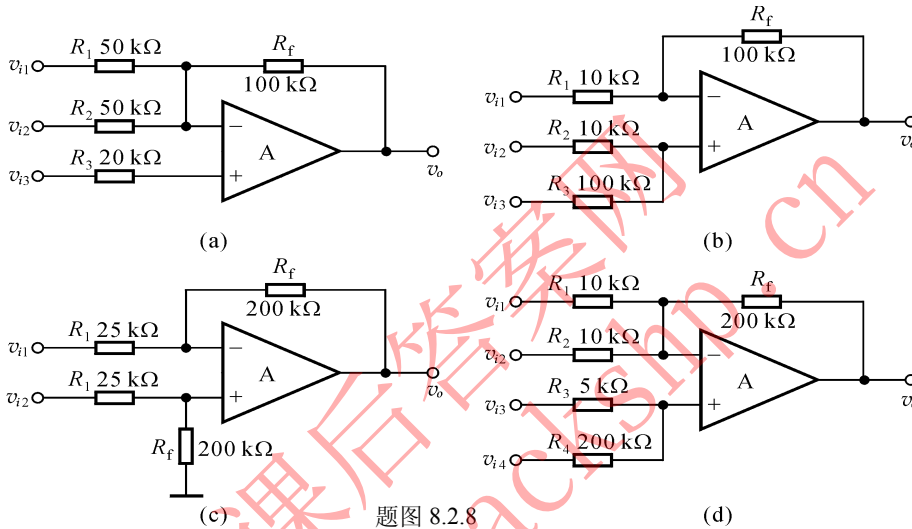
$$\text{即：} \quad -\frac{v_M}{R_2} = \frac{v_M}{R_4} + \frac{v_M - v_O}{R_3}$$



题图 8.2.7

$$\text{输出电压：} \quad v_O = 52v_M = -104v_1$$

8.2.8 试求题图 8.2.8 所示各电路输出电压与输入电压的运算关系式。



题图 8.2.8

解：在题图 8.2.8 所示的各电路中，集成运放的同相输入端和反相输入端所接总电阻均相等。各电路的运算关系式分析如下：

图 (a) 所示电路，利用“虚短”概念， $v_P = v_N = v_{13}$ ，

$$v_O = -\frac{R_f}{R_1} \cdot v_{11} - \frac{R_f}{R_2} \cdot v_{12} + \left(1 + \frac{R_f}{R_1 \parallel R_2}\right) \cdot v_{13} = -2v_{11} - 2v_{12} + 5v_{13}$$

图 (b) 所示电路，利用“虚短”概念，

$$v_P = v_N = \left(\frac{v_{12}}{R_2} + \frac{v_{13}}{R_3}\right) / \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right) = \frac{10v_{12}}{11} + \frac{v_{13}}{11}，$$

$$v_O = -\frac{R_f}{R_1} \cdot v_{11} + \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \cdot v_P = -10v_{11} + 10v_{12} + v_{13}$$

图 (c) 所示电路，利用“虚短”概念， $v_P = v_N = \frac{200v_{12}}{225} = \frac{8v_{12}}{9}，$

$$v_O = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)v_P - \frac{R_f}{R_1}v_{11} = 8(v_{12} - v_{11})。$$

图 (d) 所示电路，利用“虚短”概念，

$$v_P = v_N = \left(\frac{v_{i3}}{5} + \frac{v_{i4}}{200} \right) / \left(\frac{1}{5} + \frac{1}{200} \right) = \frac{40v_{i3}}{41} + \frac{v_{i4}}{41},$$

$$v_O = -\frac{R_f}{R_1} \cdot v_{i1} - \frac{R_f}{R_2} \cdot v_{i2} + \left(1 + \frac{R_f}{R_1 \parallel R_2} \right) \cdot v_P,$$

$$= -20v_{i1} - 20v_{i2} + 40v_{i3} + v_{i4}.$$

8.2.9 在题图 8.2.8 所示各电路中，是否对集成运放的共模抑制比要求较高，为什么？各电路运放的共模信号分别为多少？要求写出表达式。

解：因为均有共模输入信号，所以均要求用具有高共模抑制比的集成运放。

利用戴维南等效电源定理进行等值变换，可以得到题图 8.2.8 所示电路图中，图(a)所示电路集成运算放大器的负输入端输入电压为

$$v_i^- = \frac{v_{i1}/R_1 + v_{i2}/R_2}{1/R_1 + 1/R_2} = \frac{v_{i1}/50 + v_{i2}/50}{1/50 + 1/50} = \frac{1}{2}(v_{i1} + v_{i2}), \text{ 等效电阻为 } 25\text{k}\Omega.$$

正输入端的输入电压信号为 $v_i^+ = v_{i3}$ ，等效电阻为 $20\text{k}\Omega$ ，可将集成运算放大器构成的

电路看成一个具有双端输入的放大器，这样共模输入电压为 $v_{ic} = \frac{1}{2}v_{i3} + \frac{1}{4}(v_{i1} + v_{i2})$ 。由于理想集成运算放大器对共模信号的放大作用很小，所以共模输出信号可以认为接近于 0。

$$\text{同理，对于图(b)} \quad v_i^+ = \frac{v_{i2}/R_2 + v_{i3}/R_3}{1/R_2 + 1/R_3} = \frac{v_{i2}/10 + v_{i3}/100}{1/10 + 1/100} = \frac{1}{11}(10v_{i2} + v_{i3}),$$

$$v_i^- = v_{i1}, \text{ 则电路的共模输入信号为 } v_{ic} = \frac{1}{2}v_{i1} + \frac{1}{22}(10v_{i2} + v_{i3});$$

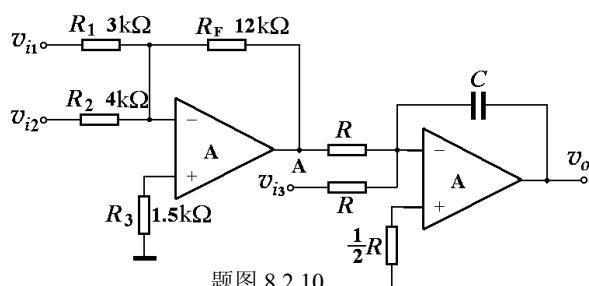
$$\text{对于图(c)} \quad v_i^+ = \frac{v_{i2}R_f}{R_1 + R_f} = \frac{200v_{i2}}{25 + 200} = \frac{8}{9}v_{i2},$$

$$v_i^- = v_{i1}, \text{ 则电路的共模输入信号为 } v_{ic} = \frac{1}{2}v_{i1} + \frac{4}{9}v_{i2};$$

$$\text{对于图(d)} \quad v_i^- = \frac{v_{i1}/R_1 + v_{i2}/R_2}{1/R_1 + 1/R_2} = \frac{v_{i1}/10 + v_{i2}/10}{1/10 + 1/10} = \frac{1}{2}(v_{i1} + v_{i2}),$$

$$v_i^+ = \frac{v_{i3}/R_3 + v_{i4}/R_4}{1/R_3 + 1/R_4} = \frac{v_{i3}/5 + v_{i4}/200}{1/5 + 1/200} = \frac{1}{41} \times (40v_{i3} + v_{i4}),$$

$$\text{则电路的共模输入信号为 } v_{ic} = \frac{1}{4}(v_{i1} + v_{i2}) + \frac{1}{82}(40v_{i3} + v_{i4}).$$



题图 8.2.10

8.2.10 有如图 8.2.10 电路，请写出输出信号与输入信号的函数关系式。

解：（1）先分析 A 点的输出信号。显然有

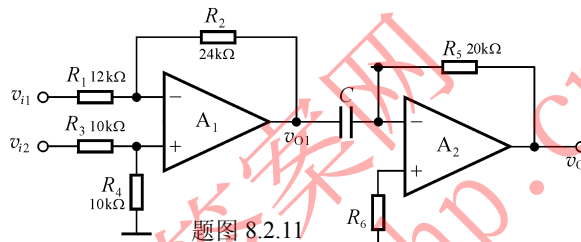
$$v_A = -\left(\frac{R_F}{R_1} v_{i1} + \frac{R_F}{R_2} v_{i2}\right)$$

将电阻值代入，得 $v_A = -(4v_{i1} + 3v_{i2})$ ，这个信号就作为第二级的输入信号之一。第二级是实现积分运算的电路，所以最终输出的信号中：

$$v_o = -\frac{1}{RC} \int (v_A + v_{i3}) dt = -\frac{1}{RC} \int (4v_{i1} + 3v_{i2} - v_{i3}) dt$$

同相输入的接入电阻 R_3 是为了输入端静态工作平衡。

8.2.11 请写出题图 8.2.11 两个电路中输出电压与输入电压之间的关系，并指出平衡电阻 R_6 应取多大值。



题图 8.2.11

解：逐级分析计算：

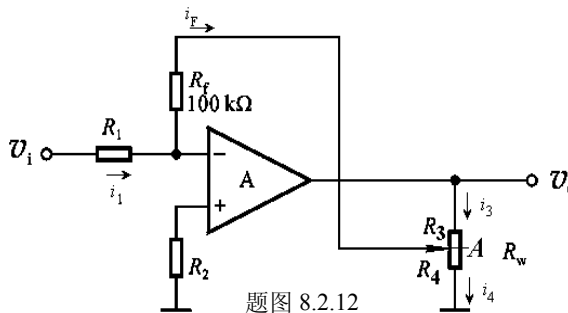
对题图 8.2.11 所示的电路中，集成运算放大器 A_1 构成的放大电路，属于差动输入方式，利用“虚短”概念， $v_P = v_N$ ，

$$v_{o1} = -\frac{R_f}{R_1} v_{i1} + \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \frac{R_3}{R_2 + R_3} v_{i2} = -\frac{24}{12} v_{i1} + \left(1 + \frac{24}{12}\right) \frac{10}{10+10} v_{i2} = -2v_{i1} + 1.5v_{i2}$$

集成运算放大器 A_2 构成的放大电路是一个微分电路，有：

$$v_o = -RC \frac{dv_{o1}}{dt} = -RC \frac{d}{dt} (-2v_{i1} + 1.5v_{i2}) = RC \left(2 \frac{dv_{i1}}{dt} - 1.5 \frac{dv_{i2}}{dt} \right)$$

平衡电阻 R_6 取值分析： $R_6 = R_5 \parallel \frac{1}{\omega C}$ 。



题图 8.2.12

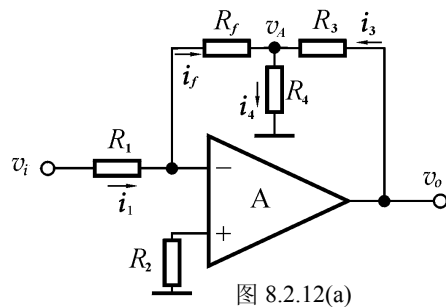


图 8.2.12(a)

8.2.12 为了获得较高的电压放大倍数，而又可避免采用高值电阻 R_F ，将反比例运算电路

改为题图 8.2.12 所示的电路，并设 $R_f \gg R_4$ ，请写出输出信号与输入信号的函数关系式。

解：电路可改画为如图 8.2.12(a)所示的电路形式

解法一：利用“虚断”和“虚短” $\because v_N = v_P = 0$ ，则：

$$i_1 = \frac{v_i}{R_1}, \quad i_f = i_1 = \frac{v_i}{R_1}, \quad v_A = -i_f R_f = -\frac{R_f v_i}{R_1}, \quad i_4 = \frac{v_A}{R_4} = -\frac{R_f v_i}{R_1 R_4},$$

$$i_3 = \frac{v_o - v_A}{R_3}, \quad i_f + i_3 = i_4, \quad \text{即就是: } \frac{v_i}{R_1} + \frac{v_o}{R_3} + \frac{R_f v_i}{R_1 R_3} = -\frac{R_f v_i}{R_1 R_4};$$

$$\text{可得: } \frac{v_o}{R_3} = -\frac{R_f v_i}{R_1} \left(\frac{1}{R_f} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right),$$

$$v_o = -\frac{R_3 R_f v_i}{R_1} \left(\frac{1}{R_f} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right), \quad \therefore \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_f R_3 + R_3 R_4 + R_f R_4}{R_1 R_4}$$

电路取 $R_1 = R_3 = 20K$ $R_f = 10K$ $R_4 = 100\Omega$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{10 \times 20 + 20 \times 0.1 + 10 \times 0.1}{20 \times 0.1} = -100$$

要想获得同样的电压放大倍数，则 $A_v = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_f + R_3}{R_1}$

若 $R_1 = 20K\Omega$ ，则 $R_f + R_3 = 2000K\Omega$ 。 $\therefore$ 小阻值可获得较大的电压放大倍数。

解法二：用星形——三角形变换公式求解，将如图 8.2.12 (b) 所示的电路变换成如图 8.2.12 (c) 的形式。

$$R_{f4} = R_f + R_4 + \frac{R_f R_4}{R_3}, \quad R_{f3} = R_f + R_3 + \frac{R_f R_3}{R_4},$$

$$R_{34} = R_3 + R_4 + \frac{R_3 R_4}{R_f}$$

$$\frac{v_i}{R_1} = -\frac{v_o}{R_{f3}}, \quad v_o = -\frac{R_{f3}}{R_1} v_i, \quad \text{即 } v_o = -\frac{R_3 R_f v_i}{R_1} \left(\frac{1}{R_f} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right)。$$

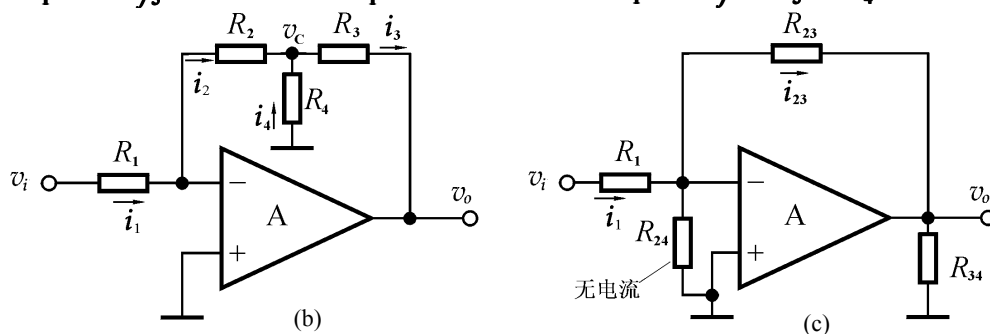


图 8.2.12

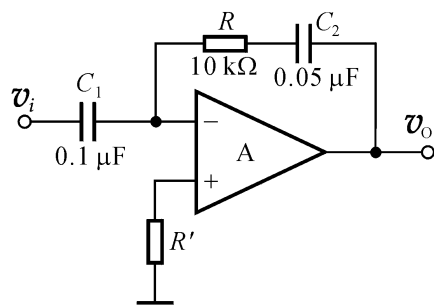
8.2.13 试求解题图 8.2.13 所示电路的运算关系。

解：利用虚短概念， $\because v_N = v_P = 0$

根据反相输入方式

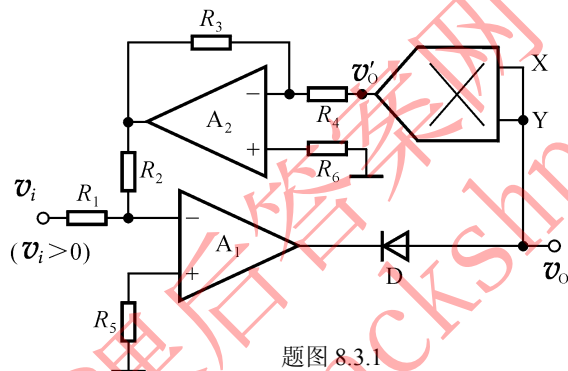
$$\begin{aligned} v_o &= -\frac{R + \frac{1}{sC_2}}{\frac{1}{sC_1}} v_i = -sC_1 \left(R + \frac{1}{sC_2} \right) v_i \\ &= -\left(sRC_1 + \frac{C_1}{C_2} \right) v_i \end{aligned}$$

$$v_o = -RC_1 \frac{dv_i}{dt} - \frac{C_1}{C_2} v_i = -10^{-3} \frac{dv_i}{dt} - 2v_i$$



题图 8.2.13

8.3.1 已知题图 8.3.1 所示电路中的集成运放为理想运放，模拟乘法器的乘积系数 k 大于零。试分别求解各电路的运算关系。



题图 8.3.1

解：题图 8.3.1 所示的电路为开方运算电路。

题图 8.3.1 所示的电路中由集成运算放大器 A_1 组成反相放大器，把乘法器和 A_2 组成的反相放大器用作反馈元件，对于 A_1 反相输入端 N_1 有：

$$\frac{v_i}{R_1} + \frac{v_{o2}}{R_2} = 0$$

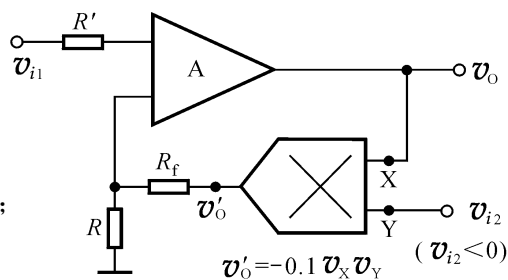
其运算表达式分别为

$$\begin{aligned} v_{o2} &= -\frac{R_2}{R_1} v_i = -\frac{R_3}{R_4} v_o' = -\frac{R_3}{R_4} \cdot k v_o^2 \\ v_o &= \sqrt{\frac{R_2 R_4}{k R_1 R_3}} \cdot v_i \end{aligned}$$

8.3.2 为了使题图 8.3.2 所示电路实现除法运算，

(1) 标出集成运放的同相输入端和反相输入端；

(2) 求出 v_o 与 v_{i1} 、 v_{i2} 的运算关系式。



题图 8.3.2

解: (1) 为了保证电路引入负反馈, 运放 A 的上端为“-”, 下端为“+”。

(2) 根据模拟乘法器输出电压和输入电压的关系和节点电流关系, 可得

$$\begin{aligned} v_o' &= kv_o v_{i2} \\ v_{i1} &= \frac{R}{R+R_f} v_o' \\ &= \frac{R}{R+R_f} \cdot (-0.1 v_o v_{i2}) \end{aligned}$$

所以:

$$v_o = -\frac{10(R+R_f)}{R} \cdot \frac{v_{i1}}{v_{i2}}.$$

8.3.3 利用模拟乘法器, 分别设计 4 次方运算电路和 4 次幂运算电路。

解: 模拟乘法器设计的 4 次方运算电路如图 8.3.3(a)所示。

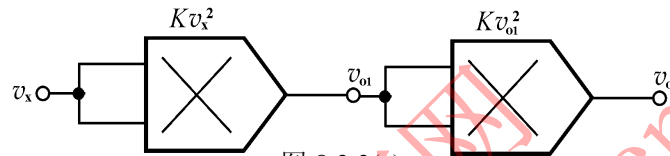


图 8.3.3(a)

模拟乘法器设计的 4 次幂运算电路如图 8.3.3(b)所示。

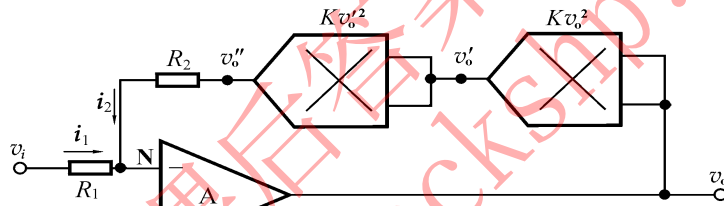


图 8.3.3(b)

$$\frac{v_i}{R_1} + \frac{v_o}{R_2} = 0, \quad v_o'' = -\frac{R_2}{R_1} v_i = -K v_o',$$

$$v_o = \sqrt[4]{-\frac{R_2}{K^2 R_1}} v_i.$$

8.4.1 电路如题图 8.4.1 所示, 试推导输出电流 i_L 与输入电压 v_i 的关系。

解: A_1 组成反相放大器, A_2 组成的电压跟随器,

对于 A_1 反相输入端 N_1 有:

$$\begin{aligned} \frac{v_{N1}}{R_1} &= \frac{v_{o1} - v_{N1}}{R_f} \\ v_{o1} &= v_{N1} + \frac{R_f v_{N1}}{R_1} \end{aligned}$$

对于 A_1 同相输入端 P_1 有:

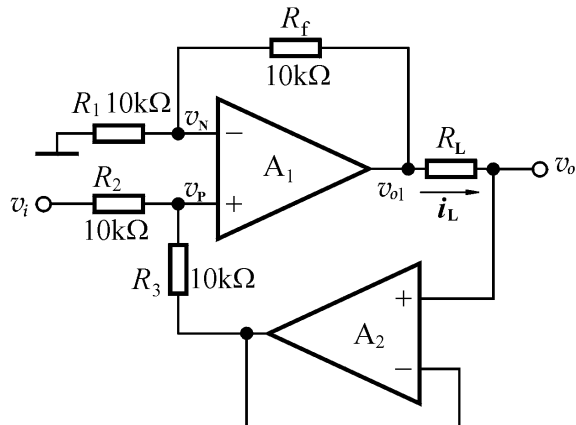


图 8.4.1

$$\frac{v_i - v_{p1}}{R_2} = \frac{v_{p1} - v_{o2}}{R_3} = \frac{v_{p1} - v_o}{R_3},$$

$$v_o = v_{p1} - \frac{R_3(v_i - v_{p1})}{R_2}.$$

$$i_L = \frac{v_{o1} - v_o}{R_L} = \frac{\left[v_{N1} + \frac{R_f v_{N1}}{R_1} \right] - \left[v_{p1} - \frac{R_3(v_i - v_{p1})}{R_2} \right]}{R_L},$$

$$= \frac{v_{N1} + \frac{R_f v_{N1}}{R_1} - v_{p1} + \frac{R_3(v_i - v_{p1})}{R_2}}{R_L},$$

利用虚短概念, $\because v_N = v_P$

$$\text{所以有: } i_L = \frac{\frac{R_f v_{N1}}{R_1} + \frac{R_3(v_i - v_{p1})}{R_2}}{R_L} = \frac{R_2 R_f v_{N1} + R_1 R_3(v_i - v_{p1})}{R_1 R_2 R_L},$$

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_f,$$

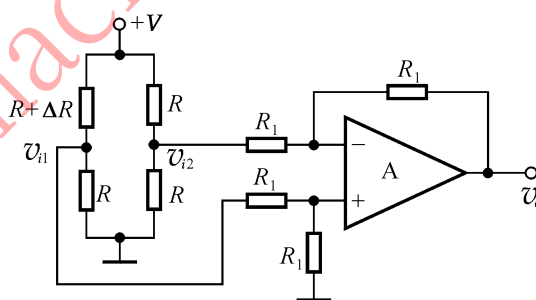
$$i_L = \frac{\frac{R_f v_{N1}}{R_1} + \frac{R_3(v_i - v_{p1})}{R_2}}{R_L} = \frac{1}{R_L} v_i,$$

8.4.2 在题图 8.4.2 所示电路中, 正常情况下四个桥臂电阻均为 R 。当某个电阻因受温度或应变等非电量的影响而变化 ΔR 时, 电桥平衡即遭破坏, 输出电压 V_o 反映非电量的大小。设

$$R_1 \gg R, \text{ 试证明: } v_o = \frac{V}{4} \times \frac{\frac{\Delta R}{R}}{1 + \frac{\Delta R}{2R}}.$$

证明: 根据桥式电路的分压有:

$$v_{n1} = \frac{R}{2R + \Delta R} V, \quad v_{n2} = \frac{1}{2} V;$$



题图 8.4.2

对于 A 为差动输入方式: 利用虚短概念, $\because v_N = v_P$

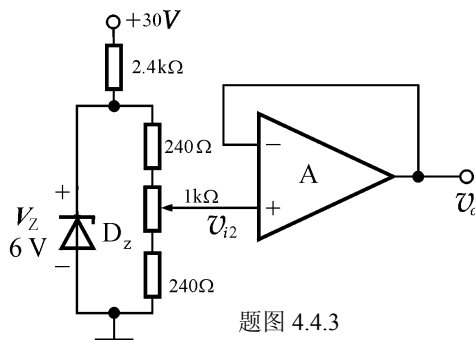
$$v_o = -\frac{R_1}{R_1} v_{i2} + \left(1 + \frac{R_1}{R_1}\right) \left(\frac{R_1}{R_1 + R_1}\right) v_{i1} = v_{i1} - v_{i2}$$

$$\text{即 } v_o = \frac{R}{2R + \Delta R} V - \frac{1}{2} V = \frac{2RV - (\Delta R + 2R)V}{2(\Delta R + 2R)} = \frac{-\Delta RV}{2(2R + \Delta R)} = \frac{-\frac{\Delta R}{R} V}{4\left(1 + \frac{\Delta R}{2R}\right)}$$

分子分母同除以 R 有:

$$v_o = \frac{-\frac{\Delta R}{R}V}{4(1+\frac{\Delta R}{2R})} \quad v_o = \frac{V}{4} \times \frac{\frac{\Delta R}{R}}{1+\frac{\Delta R}{2R}}, \text{ 得证。}$$

8.4.3 题图 8.4.3 是一基准电压电路， v_o 可作基准电压用，求 v_o 的调节范围。



题图 4.4.3

解：由图可知，A 是电压跟随器，则 $v_o = v_{i2}$ ，

$$\text{当滑变电阻线位于最上端时, } v_o = v_{i2} = \frac{1000+240}{1480} \times 6V = 5V$$

$$\text{当滑变电阻线位于最下端时, } v_o = v_{i2} = \frac{240}{1480} \times 6V = 0.97V$$

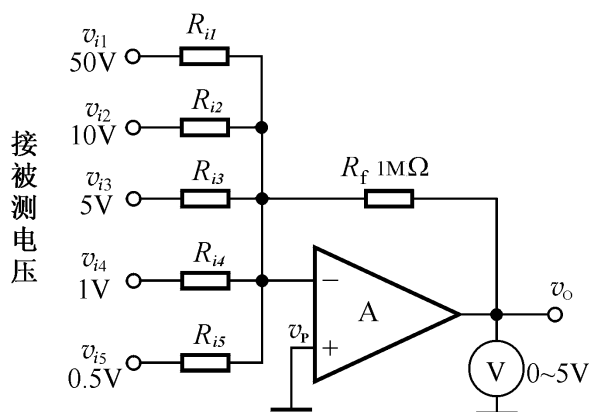
故 v_o 的调节范围是 $0.97V \sim 5.0V$

8.4.4 题图 8.4.4 是运算放大器测量电压的原理电路，共有 0.5V、1V、5V、10V、50V 五种量程，求 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 、 R_5 。(输出端接有满量程 5V，500μA 的电压表)

解：A 组成反相输入方式，反比例电路，利用虚短概念， $\because v_N = v_P = 0$ ，

因为输出端有量程为 5V 的电压表，所以 $v_{o\max} = 5V$ ，

根据 KCL 定律： $v_{o\max} = -\frac{R_f}{R_1} v_{i1}$ ，而 $v_{i1} = 50V$ 。



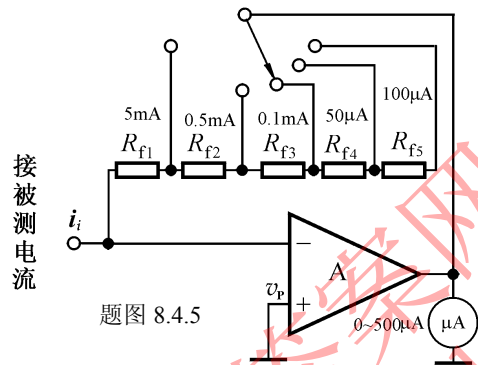
题图 4.4.4

$$\text{所以 } R_{f1} = \left| -\frac{R_f}{v_{omax}} v_{i1} \right| = 10M, \quad \text{同理可以得到 } R_{f2} = \left| -\frac{R_f}{v_{omax}} v_{i2} \right| = 2M,$$

$$R_{f3} = \left| -\frac{R_f}{v_{omax}} v_{i3} \right| = 1M, \quad R_{f4} = \left| -\frac{R_f}{v_{omax}} v_{i4} \right| = 0.2M,$$

$$R_{f5} = \left| -\frac{R_f}{v_{omax}} v_{i5} \right| = 0.1M,$$

8.4.5 题图 8.4.5 是应用运算放大器测量小电流的原理电路，求 R_{F1} 、 R_{F2} 、 R_{F3} 、 R_{F4} 、 R_{F5} 的阻值。(输出端接有满量程 5V，500 μ A 的电压表)



题图 8.4.5

解：A 组成反相输入方式，反比例电路，利用虚短概念， $\therefore v_n = v_p = 0$

因为电压表满量程为 5V，所以 $v_{omax} = 5V$ ，根据电路图可以知道：

$$v_{omax} = -i_{imax} R_f$$

$$v_{omax} = \left| -i_{imax} R_{f1} \right|,$$

对于 5mA 挡有：

$$R_{f1} = \left| -\frac{v_{omax}}{i_{imax}} \right| = \left| -\frac{5V}{5mA} \right| = 1k\Omega$$

同理，对于 0.5mA 挡有：

$$R_{f1} + R_{f2} = \left| -\frac{v_{omax}}{i_{imax}} \right| = \left| -\frac{5V}{0.5mA} \right| = 10k\Omega, \quad R_{f2} = 10k\Omega - R_{f1} = 9k\Omega$$

同理，对于 0.1mA 挡有：

$$R_{f1} + R_{f2} + R_{f3} = \left| -\frac{v_{omax}}{i_{imax}} \right| = \left| -\frac{5V}{0.1mA} \right| = 50k\Omega$$

$$R_{f3} = 50k\Omega - R_{f1} - R_{f2} = 40k\Omega$$

同理，对于 50 μ A 挡有：

$$R_{f1} + R_{f2} + R_{f3} + R_{f4} = \left| -\frac{v_{omax}}{i_{imax}} \right| = \left| -\frac{5V}{0.05mA} \right| = 100k\Omega$$

$$R_{f4} = 100k\Omega - R_{f1} - R_{f2} - R_{f3} = 50k\Omega$$

同理，对于 $100\mu A$ 挡有：

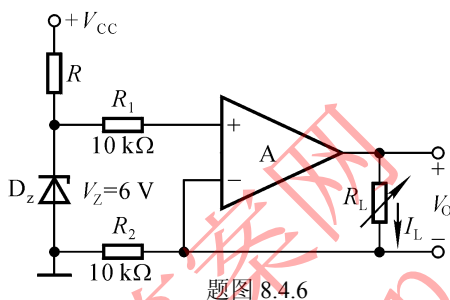
$$R_{f1} + R_{f2} + R_{f3} + R_{f4} + R_{f5} = \left| -\frac{v_{omax}}{i_{imax}} \right| = \left| -\frac{5V}{0.01mA} \right| = 500k\Omega$$

$$R_{f5} = 500k\Omega - R_{f1} - R_{f2} - R_{f3} - R_{f4} = 400k\Omega$$

故可以解出： $R_{f1} = 1K\Omega$ ， $R_{f2} = 9K\Omega$ ， $R_{f3} = 40K\Omega$ ， $R_{f4} = 50K\Omega$ ，

$$R_{f5} = 400K\Omega$$

8.4.6 题图 8.4.6 所示为恒流源电路，已知稳压管工作在稳压状态，试求负载电阻中的电流。



题图 8.4.6

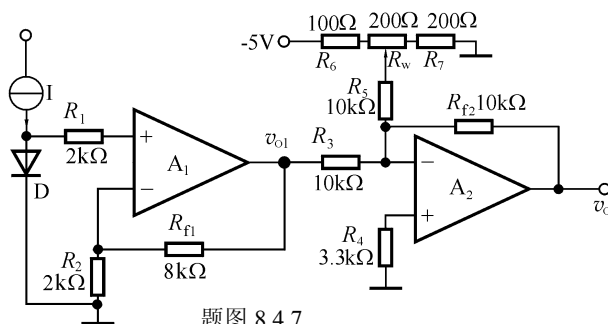
解：题图 8.4.6 所示的电路中，集成运算放大器 A 构成的电路为同相比照电路，利用“虚短”概念， $\therefore v_N = v_P = 6V$ ，

$$i_{R2} = I_L$$

$$I_L = \frac{v_P}{R_2} = \frac{V_Z}{R_2} = \frac{6V}{10k\Omega} = 0.6mA$$

8.4.7 题图 8.4.7 中的 D 为一个 PN 结测温敏感元件，它在 $20^\circ C$ 时的正向压降为 $0.560V$ ，其温度系数为 $-2mV/^\circ C$ ，设运算放大器是理想的，其它元件参数如图中所示，试回答：

1. I 流向何处？它为什么要用恒流源？
2. 第一级的电压放大倍数多少？
3. 当 R_w 的滑动端处于中间位置时， $V_o(20^\circ C) = ?$ $V_o(30^\circ C) = ?$
4. V_o 的数值是如何代表温度的（ V_o 与温度有何关系）？
5. 温度每变化一度， V_o 变化多少伏？



题图 8.4.7

解：题图 8.4.7 所示的电路中，集成运算放大器 A_1 构成的电路为同相比例运算电路， A_2 构成的电路为反相比例运算电路，利用虚短概念， $\therefore v_N = v_P = V_D$ ，

(1) 由虚断，流入运放 A_1 同相输入端的电流为零， I 流向温敏二极管 D 。使用恒流源 I 的目的是使温敏二极管 D 有稳定的直流偏置，保证正向压降的变化唯一由温度变化产生。保证温度测量的精度。

(2) 第一级的电压放大倍数为：

$$v_{o1} = \left(1 + \frac{R_{f1}}{R_2}\right) v_P = \left(1 + \frac{R_{f1}}{R_2}\right) v_D$$

$$A_v = \frac{v_{o1}}{v_D} = 1 + \frac{R_{f1}}{R_2} = 1 + 4 = 5$$

(3) 当 R_w 的滑动端处于中间位置时， $V_o(20^\circ\text{C}) = ?$ $V_o(30^\circ\text{C}) = ?$
对于第二级是一个反相比例加法器

$$\therefore v_o = -\left(\frac{R_{f2}}{R_3} v_{o1} + \frac{R_{f2}}{R_5} v_w\right) = -\left[\frac{R_{f2}}{R_3} v_{o1} + \frac{R_{f2}}{R_5} \times \frac{300}{500}(-5)\right]$$

20℃时， $V_D = 0.56V$

$$v_{o1} = \left(1 + \frac{R_{f1}}{R_2}\right) v_D = \left(1 + \frac{8}{2}\right) \times 0.56 = 2.8V$$

$$\therefore v_o = -\left[\frac{R_{f2}}{R_3} \times 2.8 + \frac{R_{f2}}{R_5} \times \frac{300}{500}(-5)\right] = -\left[\frac{10}{10} \times 2.8 + \frac{10}{10} \times \frac{300}{500} \times (-5)\right] = -2.8 + 3 = 0.2V$$

30℃时， $V_D = 0.56V + 10 \times (-0.002V) = 0.54V$

$$v_{o1} = \left(1 + \frac{R_{f1}}{R_2}\right) v_{D30} = \left(1 + \frac{8}{2}\right) \times 0.54 = 2.7V$$

$$\therefore v_o = -\left[\frac{R_{f2}}{R_3} \times 2.8 + \frac{R_{f2}}{R_5} \times \frac{300}{500}(-5)\right] = -\left[\frac{10}{10} \times 2.7 + \frac{10}{10} \times \frac{300}{500} \times (-5)\right] = -2.7 + 3 = 0.3V$$

(4) V_o 的数值是如何代表温度的 (V_o 与温度有何关系)?

$$\begin{aligned} \therefore v_o &= -\left(\frac{R_{f2}}{R_3} v_{o1} + \frac{R_{f2}}{R_5} v_w\right) = -\left[\frac{R_{f2}}{R_3} \left(1 + \frac{R_{f1}}{R_2}\right) v_D + \frac{R_{f2}}{R_5} \times \frac{300}{500}(-5)\right] \\ &= -\left[\frac{R_{f2}}{R_3} \left(1 + \frac{R_{f1}}{R_2}\right) (v_{D20} - 0.002\Delta T) + \frac{R_{f2}}{R_5} \times \frac{300}{500}(-5)\right] \\ &= 3 \frac{R_{f2}}{R_5} - \frac{R_{f2}}{R_3} \left(1 + \frac{R_{f1}}{R_2}\right) (v_{D20} - 0.002\Delta T) \end{aligned}$$

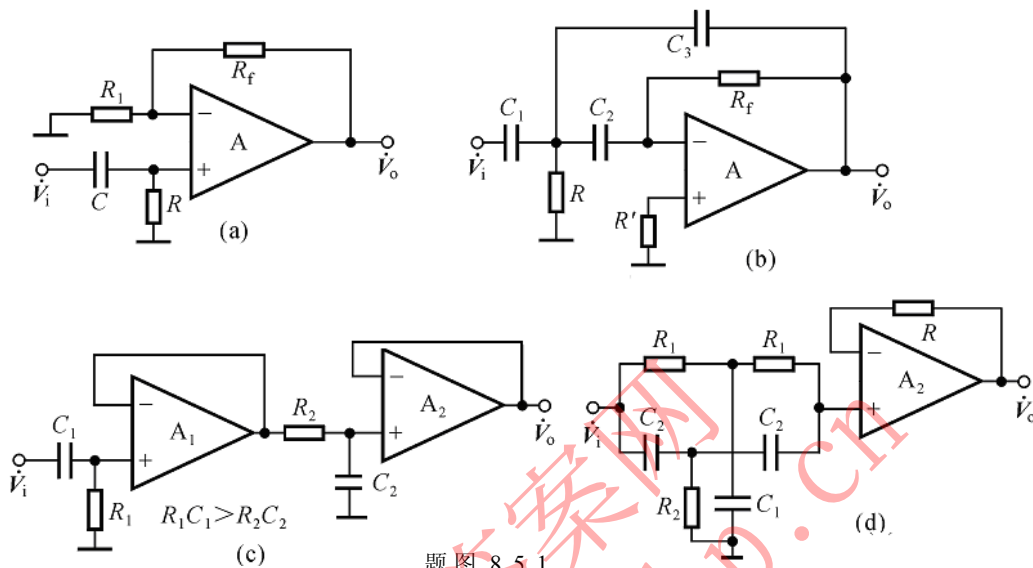
可见 v_o 的数值是与温度呈线性关系，且随着温度的升高， v_o 的数值上升。

(5) 温度每变化一度，如温度由 $V_o(20^\circ\text{C})$ 到 $V_o(21^\circ\text{C})$

$$\begin{aligned}\therefore v_o &= 3 \cdot \frac{R_{f2}}{R_5} - \frac{R_{f2}}{R_3} \left(1 + \frac{R_{f1}}{R_2} \right) (v_{D20} - 0.002 \Delta T) = 3 \times \frac{10}{10} - \frac{10}{10} \times \left(1 + \frac{8}{2} \right) (0.56 - 0.002) \\ &= 3 - 5 \times 0.558 = 0.21V\end{aligned}$$

可见 v_o 的数值上升 $0.01V$ 。

8.5.1 试说明题图 8.5.1 所示各电路属于哪种类型的滤波电路，是几阶滤波电路。



题图 8.5.1

解：题图 8.5.1 所示电路中。由图 (a) 所示的电路可知，电路的传递函数为

$$A_v(j\omega) = \frac{R_1 + R_f}{R_1} \cdot \frac{j\omega RC}{j\omega RC + 1},$$

$$\text{则 } |A_v(j\omega)| = \frac{R_1 + R_f}{R_1} \cdot \frac{\omega RC}{\sqrt{\omega^2 R^2 C^2 + 1}}$$

$$\text{当 } 0 < \omega RC \leq 1 \text{ 时, } |A_v(j\omega)| = 0; \text{ 当 } \omega RC \geq 1 \text{ 时, } |A_v(j\omega)| = \frac{R_1 + R_f}{R_1}$$

因此此电路为一阶高通滤波器。

由图 (b) 所示的电路可知， R, C_1 组成一个高通滤波电路，它和后面的 C_2 一起组成一个二阶高通滤波器。

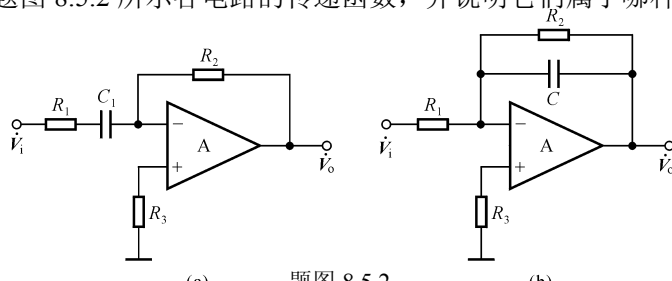
由图 (c) 所示的电路可知， A_1 级时， R_1, C_1 组成一个高通滤波电路， A_2 级时， $R_2,$

C_2 组成一个低通滤波电路，且 $f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 C_1}}, f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2 C_2}}$ ，又因为 $R_1 C_1 > R_2 C_2$ ，所

以 $f_1 < f_2$ ，所以此电路构成二阶带通滤波器。

图 (d) 所示电路为二阶带阻滤波器。

8.5.2 分别推导出题图 8.5.2 所示各电路的传递函数，并说明它们属于哪种类型的滤波电路。



题图 8.5.2

解：利用节点电流法可求出它们的传递函数。

$$\text{在图 (a) 所示电路中 } A_v(s) = -\frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{sC}} = -\frac{sR_2C}{1 + sR_1C},$$

故其为高通滤波器。

$$\text{在图 (b) 所示电路中 } A_v(s) = -\frac{R_2 \cdot \frac{1}{sC} / (R_2 + \frac{1}{sC})}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + sR_2C},$$

故其为低通滤波器。

8.5.3 设现有一阶 LPF 和二阶 HPF 的通带放大倍数均为 2，通带截止频率分别为 2kHz 和 100Hz。试用它们构成一个带通滤波电路，并画出幅频特性。

解：低通滤波器的通带截止频率为 2kHz，高通滤波器的通带截止频率为 100Hz。将两个滤波器串联，就构成一个带通滤波电路。其通带放大倍数为：

$$A_{vp} = 4$$

通带增益为： $20 \lg |A_{vp}| \approx 12$

幅频特性如图 8.5.3 所示。

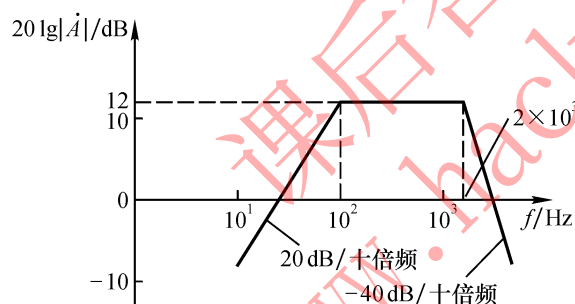
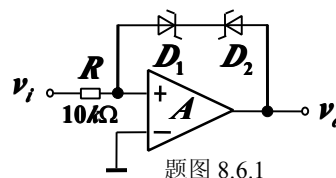
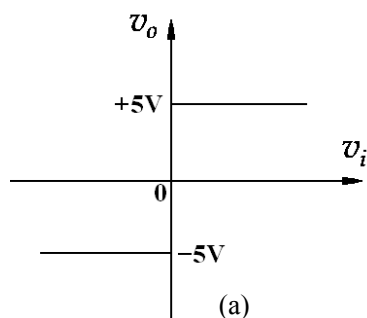


图 8.5.3

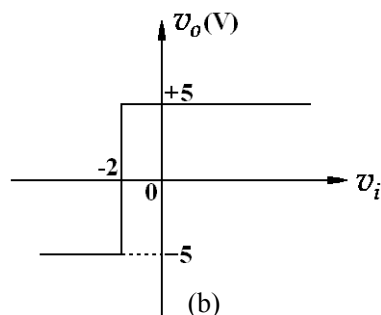


题图 8.6.1

8.6.1 题图 8.6.1 是一电压比较器，假设集成运放是理想化的，稳定二极管稳定电压均为 5V，请画出它的传输特性。若在反相输入端接 -2V 电压，则传输特性有何变化？



(a)



(b)

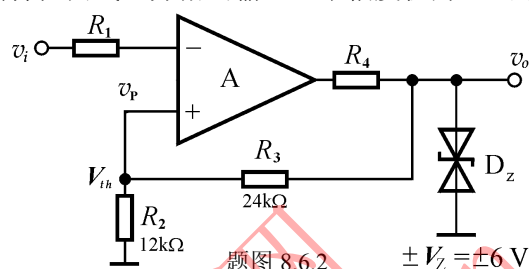
图 8.6.1

解：这是一个典型的过零电压比较器，因为反相输入端接地，所以反相输入端电位等于零，即这个比较器的门限电压值为 0V。

当 $v_s > 0$ 输出电压为正值, 因为输出端的接有稳压二极管, 其稳定电压值为 $5V$, 所以输出电压约为 $+5V$; 当 $v_s < 0$ 时, 输出电压 $-5V$ 。电路的传输特性如图 8.6.1 (a) 所示。

如果给反相输入端加入 $-2V$ 电压, 则比较器的门限电压为 $-2V$, 那么, 当 $v_s > -2V$, 输出电压为正值, 即 $+5V$; 当 $v_s < -2V$ 时输出电压为负值, 即 $-5V$ 。电路的传输特性曲线如图 8.6.1 (b) 所示。

8.6.2 如题图 8.6.2 是一电压比较器, 已知集成运放的开环电压增益无穷大, 双向稳压管的稳定电压是 $\pm 6V$, 请画出它的传输特性曲线, 并指出输入一个幅度值为 $4V$ 的正弦信号时, 输出信号将是怎样的波形?



解: 题图 8.6.2 所示的电路中, 由集成运算放大器 A 构成的电路是滞回比较器, 其两个门限电压值的大小决定于反馈电压值, 即决定输出电压值和反馈电阻的取值, 输出电压值是 $\pm 6V$, 反馈电阻 $R_F = 24k\Omega$, $R_2 = 12k\Omega$ 所以两个门限电压值就可以求出, 它等于值输出电压经过 R_F 、 R_2 的分压值。即

$$V_{th} = \pm \frac{R_2}{R_2 + R_F} V_{omax} = \pm \frac{12}{12 + 24} \times 6 = \pm 2(V)$$

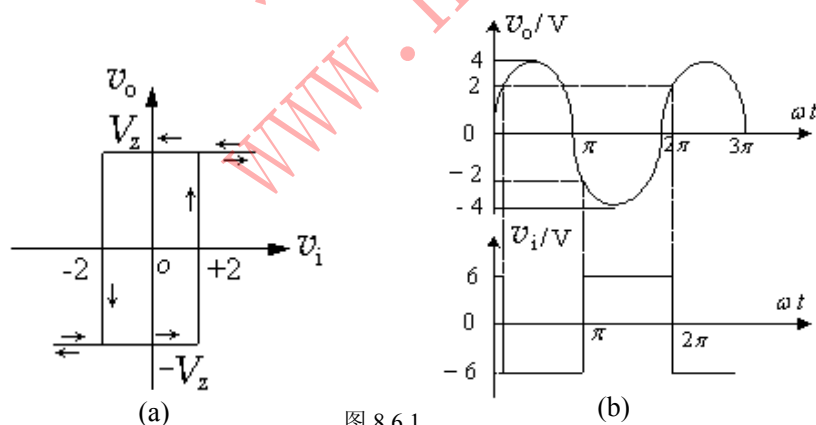


图 8.6.1

因为输入信号 v_i 是从反相输入端送入的, 若原始状态是输出正电压, 即 $V_o = +6V$, 那么此时的门限电压为 $+2V$ 。当输入信号 $v_i > +2V$ 时, 输出电压将跳为到 $-6V$, 由于反馈电阻的接入, 门限电压也随之跳变为 $-2V$ 。那么, 当输入信号 $v_i < -2V$ 时, 输出电压将跳变

到+6V。所以，此电路的传输特性曲线如图 8.6.2 (a) 所示。当输入正弦信号时，输出波形如图 8.6.2(b)所示。

8.6.3 电路如题图 8.6.3 所示，运算

放大器的最大输出电压 $V_{opp} = \pm 12V$ ，

稳压管的稳定电压 $V_Z = 6V$ ，其正向

压降 $V_D = 0.7V$ ， $v_i = 12\sin\omega t (V)$ 。

当参考电压 $V_R = 3V$ 和 $-3V$ 两种情况

下，试画出传输特性和输出电压 v_o 的波形。

解：当 $V_R = 3V$ 时， $v_i > V_R = 3V$ ，

稳压管 Dz 正向导通 $V_D = 0.7V$ $v_o = V_{o-} = -0.7V$ ；

$v_i < V_R = 3V$ ，稳压管 Dz 反向击穿稳压值 $V_Z = 6V$ $v_o = V_{o+} = 6V$ ；

电路的传输特性和输出电压的波形如图 8.6.3 (a)、(b)所示：

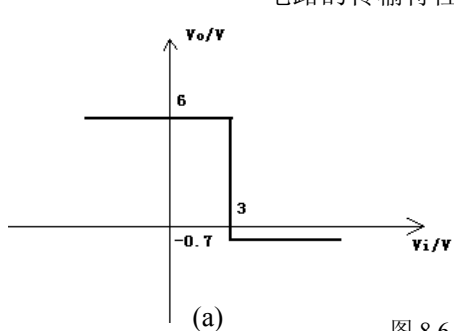
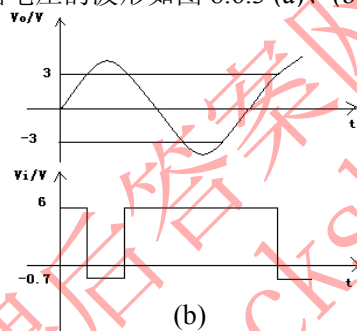


图 8.6.3



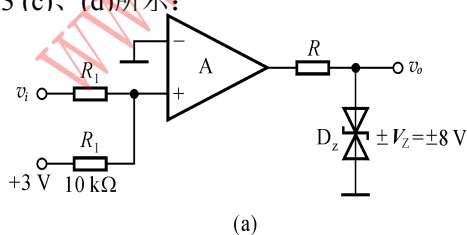
当 $V_R = -3V$ 时， $v_i > V_R = -3V$ ，稳压管 Dz 正向导通 $V_D = 0.7V$ $v_o = V_{o-} = -0.7V$ ；

$v_i < V_R = -3V$ ，稳压管 Dz 反向击穿稳压值 $V_Z = 6V$ $v_o = V_{o+} = 6V$ ，电路的传输特性和输

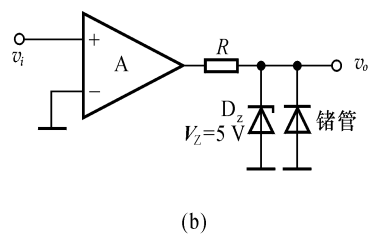
出电压的波形如图 8.6.3 (c)、(d)所示：

8.6.4 试分别求题

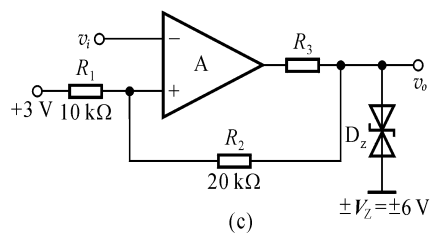
图 8.6.4 所示各电路的电压传输特性。



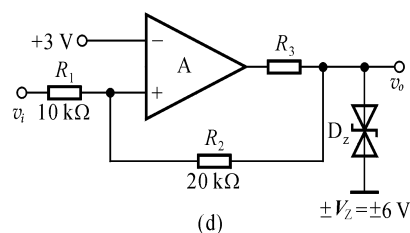
(a)



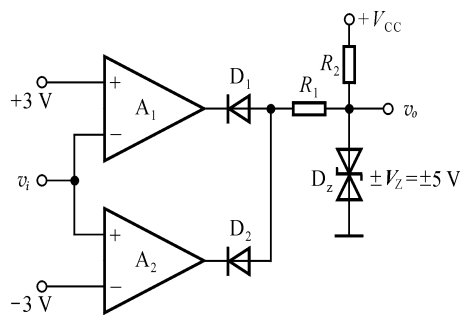
(b)



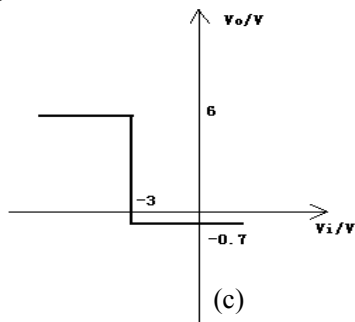
(c)



(d)



(e)



(c)

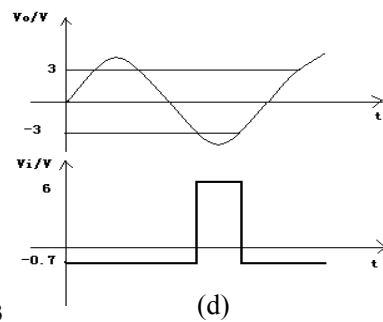
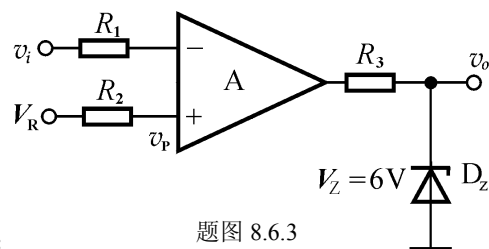


图 8.6.3

(d)



题图 8.6.3

解：题图 8.6.4 所示的各个电路中，图（a）所示电路为单限电压比较器， $v_O = \pm V_Z = \pm 8V$ ， $V_T = -3V$ ，其电压传输特性如图 8.6.4（a）所示。

图（b）所示电路为过零电压比较器， $V_{OL} = -V_D = -0.2V$ ， $V_{OH} = +V_Z = +6V$ ， $V_T = 0V$ 。其电压传输特性如图 8.6.4（b）所示。

图（c）所示电路为反相输入的滞回比较器， $v_O = \pm V_Z = \pm 6V$ 。令

$$v_P = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot v_O + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{REF} = v_N = v_i$$

求出阈值电压 $V_{T1} = 0V$ $V_{T2} = 4V$ ，其电压传输特性如图 8.6.4（c）所示。

图（d）所示电路为同相输入的滞回比较器， $v_O = \pm V_Z = \pm 6V$ 。令

$$v_P = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot v_i + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot v_{O1} = v_N = 3V$$

得出阈值电压 $V_{T1} = 1.5V$ $V_{T2} = 7.5V$ 其电压传输特性如图 8.6.4（d）所示。

图（e）所示电路为窗口比较器， $v_O = \pm V_Z = \pm 5V$ ， $\pm V_T = \pm 3V$ ，其电压传输特性如图 8.6.4（e）所示。

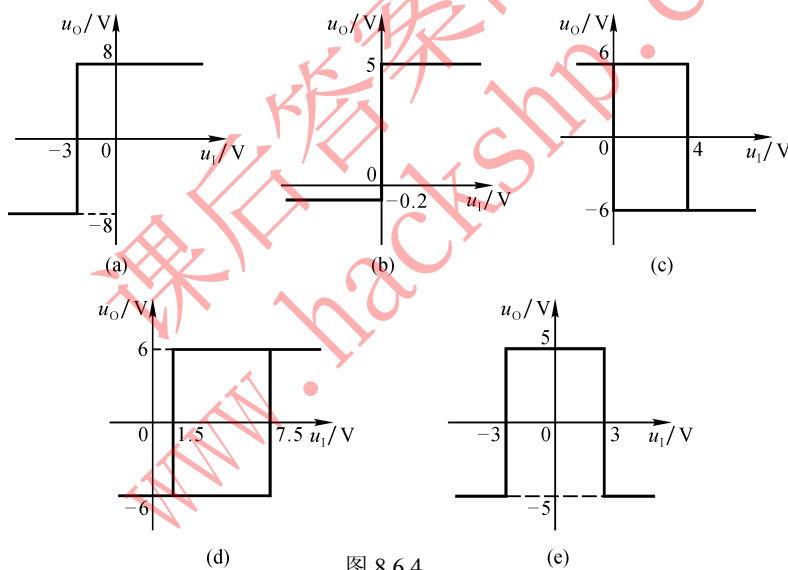
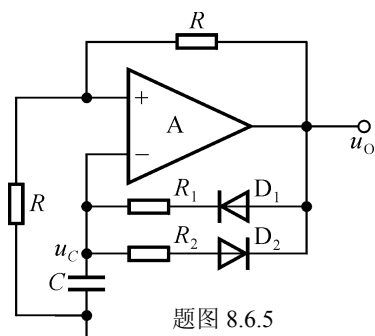


图 8.6.4

8.6.5 题图 8.6.5 所示电路中，已知 $R_1 = 10 k\Omega$ ， $R_2 = 20 k\Omega$ ， $C = 0.01 \mu F$ ，集成运放的最大输出电压幅值为 $\pm 12V$ ，二极管的动态电阻可忽略不计。

- （1）求出电路的振荡周期；
- （2）画出 v_O 和 v_C 的波形。



题图 8.6.5

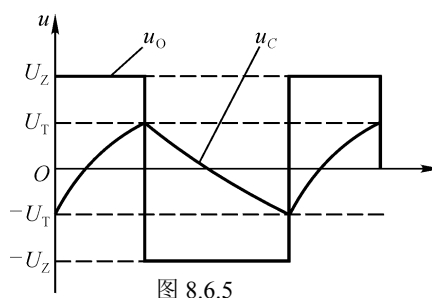


图 8.6.5

解：(1) 振荡周期

$$T \approx (R_1 + R_2) C \ln 3 \approx 3.3 \text{ms}$$

(2) 脉冲宽度

$$T_1 \approx R_1 C \ln 3 \approx 1.1 \text{ms}$$

v_o 和 v_c 的波形如图 8.6.5 所示。

习题 9

客观检测题

一、填空题

1. 自激振荡是指在没有输入信号时，电路中产生了有规则的、持续存在的交流输出波形的现象。输出波形的变化规律取决于电路的形式和自身的参数。一个负反馈电路在自激振荡时，其增益无限大。
2. 一个实际的正弦波振荡电路绝大多数属于正反馈电路，它主要由放大电路、反馈网络和选频网络组成。为了保证振荡幅值稳定且波形较好，常常还需要稳幅环节。
3. 正弦波振荡电路利用正反馈产生振荡的条件是 $\dot{A}\dot{F}=1$ ，其中相位平衡条件是 $\varphi_a + \varphi_f = 2n\pi$ ，幅值平衡条件是 $|\dot{A}\dot{F}|=1$ 。为使振荡电路起振，其条件是 $|\dot{A}\dot{F}|>1$ 。
4. 产生低频正弦波一般可用 RC 振荡电路；产生高频正弦波可用 LC 振荡电路；要求频率稳定性很高，则可用 石英 振荡电路。
5. 石英晶体振荡电路的振荡频率基本上取决于 石英晶体的谐振频率。
6. 在串联型石英晶体振荡电路中，晶体等效为 电阻，而在并联型石英晶体振荡电路中，晶体等效为 电感。
7. 制作频率为 20Hz~20kHz 的音频信号发生电路，应选用 RC 正弦波振荡电路；制作频率为 2 MHz~20MHz 的接收机的本机振荡器，应选用 LC 正弦波振荡电路；制作频率非常稳定的测试用信号源，应选用 石英 正弦波振荡电路。
8. LC 并联网络在谐振时呈 阻性，在信号频率大于谐振频率时呈 容性，在信号频率小于谐振频率时呈 感性。当信号频率等于石英晶体的串联谐振频率或并联谐振频率时，石英晶体呈 纯阻性；当信号频率在石英晶体的串联谐振频率和并联谐振频率之间时，石英晶体呈 感性；其余情况下石英晶体呈 容性。当信号频率 $f=f_0$ 时，RC 串并联网络呈 纯阻性。（容性 阻性 感性）。

二、判断题

1. 只要具有正反馈，电路就一定能产生振荡。（×）

2. 只要满足正弦波振荡电路的相位平衡条件, 电路就一定振荡。(×)
3. 凡满足振荡条件的反馈放大电路就一定能产生正弦波振荡。(×)
4. 正弦波振荡电路起振的幅值条件是 $\dot{A}\dot{F} = 1$ 。(×)
5. 正弦波振荡电路维持振荡的条件时 $\dot{A}\dot{F} = -1$ 。(×)
6. 在反馈电路中, 只要有 LC 谐振电路, 就一定能产生正弦波振荡。(×)
7. 对于 LC 正弦波振荡电路, 若已满足相位平衡条件, 则反馈系数越大越容易起振。(√)

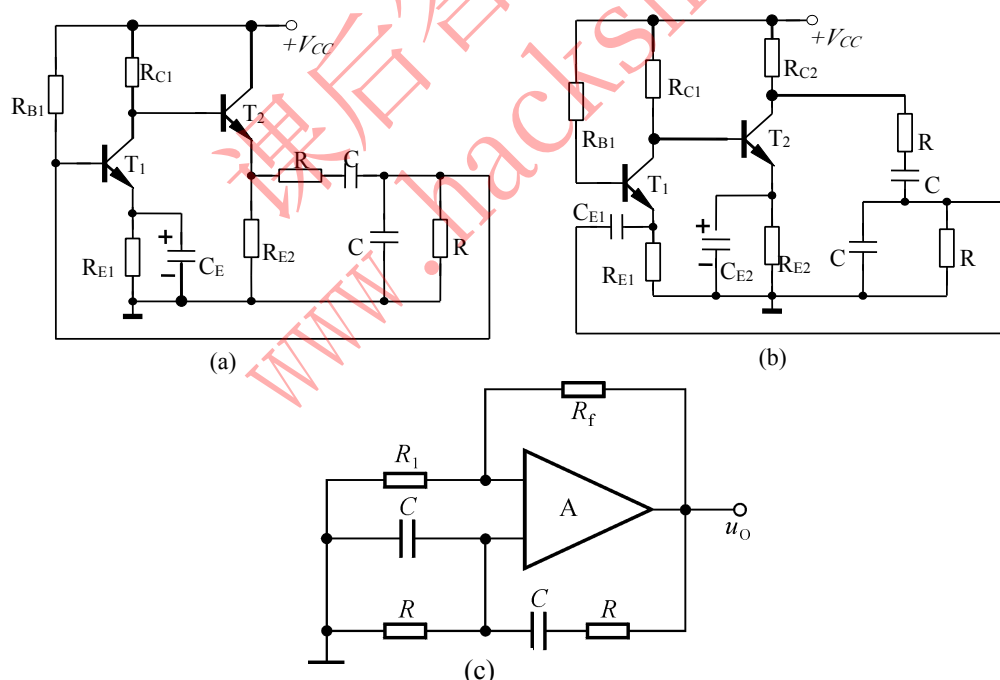
主观检测题

9.1.1 正弦波振荡器的振荡条件和负反馈放大器的自激条件都是环路放大倍数等于 1, 但是由于反馈信号的假定正向不同, 前者为 $\dot{A}\dot{F} = 1$, 而后者则为 $\dot{A}\dot{F} = -1$ 。除了数学表达式的差异外, 请问构成相位平衡条件的实质有什么不同?

答: 正弦波振荡器是人为地将放大器和反馈网络在预定的频率下, 满足相位条件, $\phi_a + \phi_f = 2n\pi$, $n=0, 1, 2, \dots$, 构成正反馈系统, 从而产生了正弦振荡。

负反馈放大器则不同, 它在预定的工作频率范围内是负反馈, 但由于放大器中三极管的结电容、分布电容等因频率不同, 而产生不同的附加相移, 当这种相移满足相移平衡条件: $\phi_a + \phi_f = (2n+1)\pi$, $n=0, 1, 2, \dots$, 负反馈转化为正反馈系统, 从而产生了自激振荡。

9.2.1 用相位平衡条件判断题图 9.2.1 所示的两个电路是否有可能产生正弦波振荡, 并简述理由, 假设耦合电容和射极旁路电容很大, 可视为交流短路。



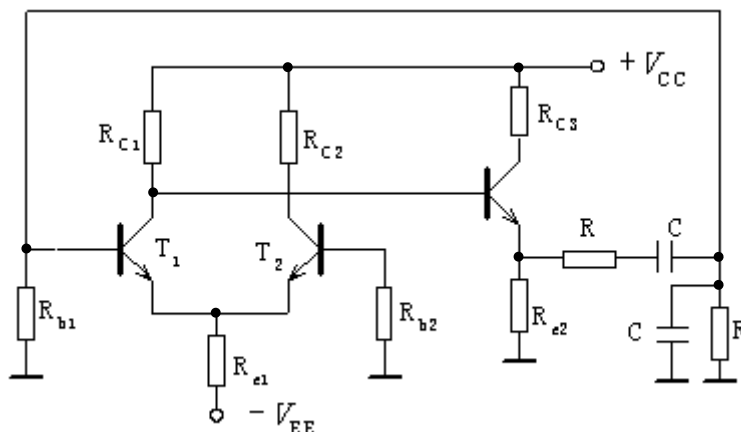
题图 9.2.1

解: 题图 9.2.1 所示的电路中, 图 (a) 所示的电路不能产生正弦波振荡, 因为 $\phi_a = 180^\circ$, 而 $\phi_f = 0$, 不满足相位条件。

图 (b) 所示的电路不能产生正弦波振荡, 因为 $\phi_a = 180^\circ$, 而 $\phi_f = 0$, 不满足相位条件。

图 (c) 所示的电路可以产生正弦波振荡, 因为 $\phi_a + \phi_f = 2n\pi$, 满足相位条件。

9.2.2 试用相位平衡条件判断题图 9.2.2 所示电路是否能振荡？若能振荡，请求出振荡频率。若不能振荡，请修改成能振荡的电路，并写出振荡频率。



解：题图

题图 9.2.2

，不满足相位

条件。电路图做如下修改，即可满足相位条件，如图 9.2.2 所示。电路的振荡频率为：

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

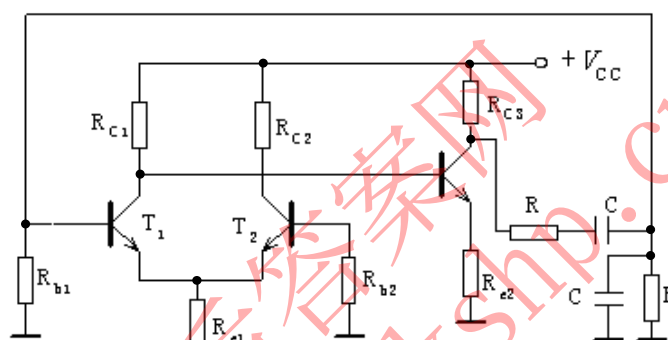
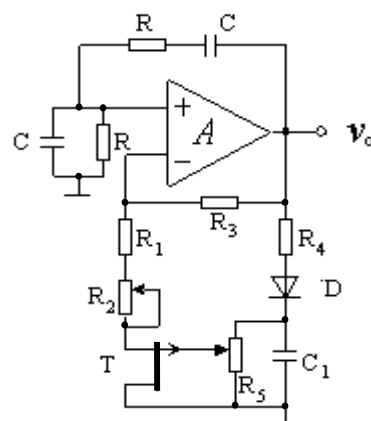


图 9.2.2



题图 9.2.3

9.2.3 正弦振荡电路如题图 9.2.3 所示。

- (1) 试说明 R_4 、 D 、 C_1 和 T 的作用。
- (2) 假设 v_o 幅值减小，该电路是如何自动稳幅的？
- (3) 振荡频率 f_o 大约是多少？

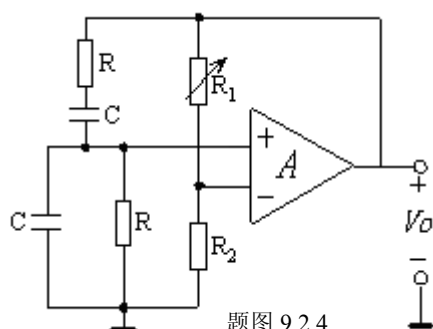
解：(1) 题图 9.2.3 所示的电路中，输出电压经二极管 D 整流和 R_4 和 C_1 滤波后通过 R_5 为场效应管栅极提供控制电压。当幅值增大时， V_{GS} 变负， r_{DS} 将自动加大以加强负反馈。反之亦然。这样，就可达到稳幅的目的。

(2) 假设 v_o 幅值减小，该电路自动稳幅过程如下：当幅值 v_o 减小时， V_{GS} 变正， r_{DS} 将自动加减小以减弱负反馈，从而维持幅值稳定；

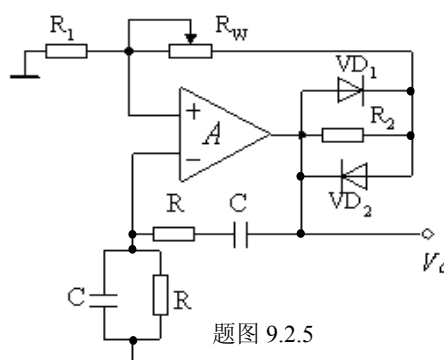
$$(3) \text{ 振荡频率为 } f_o = \frac{1}{2\pi RC}$$

9.2.4 某电路如题图 9.2.4 所示，集成运放 A 具有理想的特性， $R=16k\Omega$ 、 $C=0.01\mu F$ 、 $R_2=1k\Omega$ ，试回答：(1) 该电路是什么名称？输出什么波形的振荡电路。

- (2) 由哪些元件组成选频网络？
- (3) 振荡频率 $f_o=?$
- (4) 为满足起振的幅值条件，应如何选择 R_1 的大小？



题图 9.2.4



题图 9.2.5

解：(1) 题图 9.2.4 所示的电路是文氏电桥 RC 正弦波振荡电路，输出正弦波；

(2) RC 元件串并联组成选频网络；

$$(3) \text{ 振荡频率 } f_o = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 16000 \times 0.01 \times 10^{-6}} = 1000 \text{ Hz}$$

(4) 振荡时，选频网络的反馈系数 $F = \frac{1}{3}$ ，为了满足起振的条件，则 $A_F = 1 + \frac{R_1}{R_2} > 3$ ，

所以 $R_1 > 2R_2 = 2 \times 1 \text{ k}\Omega = 2 \text{ k}\Omega$ 。 R_1 略大于 $2 \text{ k}\Omega$ 。

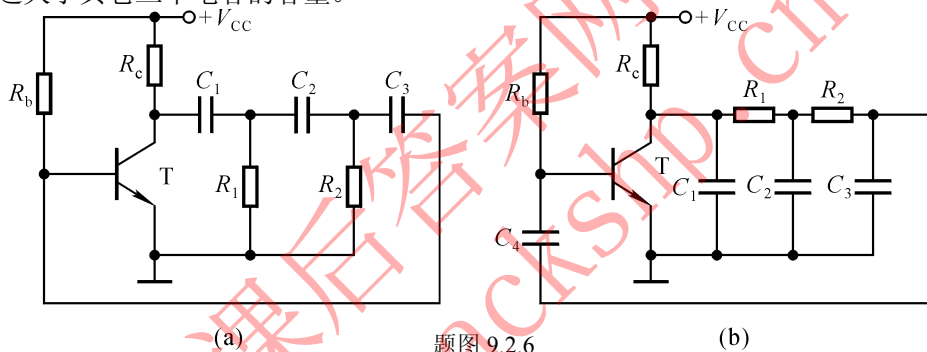
9.2.5 根据相位平衡条件，判断题图 9.2.5 所示电路是否产生正弦波振荡，并说明理由。请问二极管 D1 和 D2 的作用是什么？

解：题图 9.2.5 所示的电路不能产生正弦波振荡，因为 $\phi_a = 180^\circ$ ，而 $\phi_f = 0$ ，不满足相位平衡条件。只要将运算放大器的同相输入端和反相输入端互换，电路可以产生正弦振荡。

二极管具有非线性等效电阻，当二极管两端电压小时等效电阻大，反之，等效电阻小。利用反并联的两个二极管 D1 和 D2 可构成非线性负反馈网络。当输出电压较小时，负反馈较弱，电路放大倍数较大，电路容易起振；当输出电压大时，负反馈较强，能较快的使放大器在未进入非线性区时，输出电压达到稳定。这样可以减小输出电压的非线性失真。

D1、D2 是稳定振荡幅度的作用。

9.2.6 判断题图 9.2.6 所示的各电路是否可能产生正弦波振荡，简述理由。设图 (b) 中 C_4 容量远大于其它三个电容的容量。

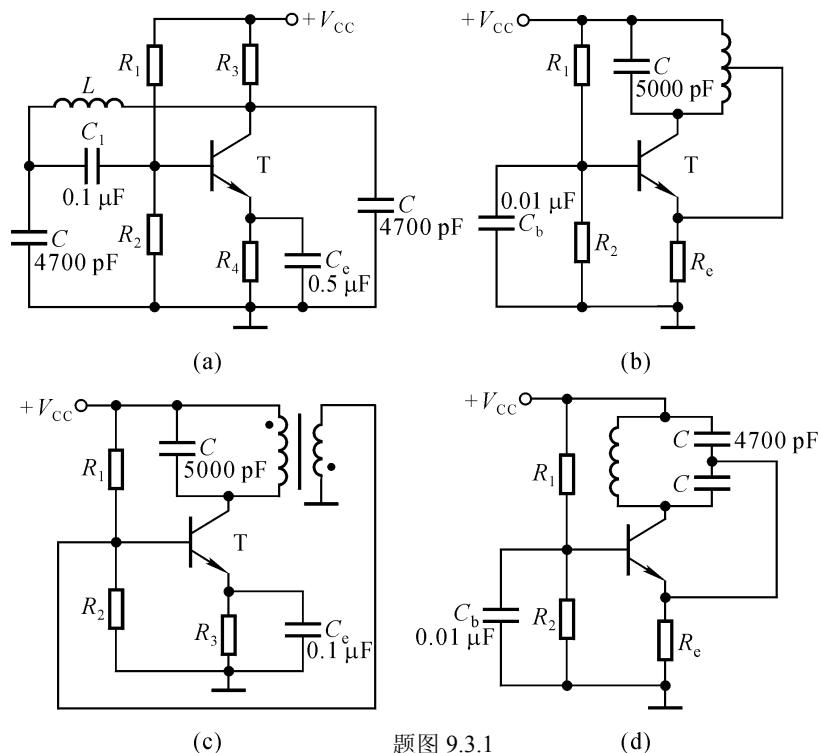


解：题图 9.2.6 所示的各个电路中，图 (a) 所示电路有可能产生正弦波振荡。因为共射放大电路输出电压和输入电压反相 ($\phi_A = -180^\circ$)，且图中三级移相电路为超前网络，在信号频率为 0 到无穷大时相移为 $+270^\circ \sim 0^\circ$ ，因此存在使相移为 $+180^\circ$ ($\phi_F = +180^\circ$) 的频率，即存在满足正弦波振荡相位条件的频率 f_o (此时 $\phi_A + \phi_F = 0^\circ$)；且在 $f = f_o$ 时有可能满足起振条件 $|A_F| > 1$ ，故可能产生正弦波振荡。

图 (b) 所示电路有可能产生正弦波振荡。因为共射放大电路输出电压和输入电压反相 ($\phi_A = -180^\circ$)，且图中三级移相电路为滞后网络，在信号频率为 0 到无穷大时相移为 $0^\circ \sim -270^\circ$ ，因此存在使相移为 -180° ($\phi_F = -180^\circ$) 的频率，即存在满足正弦波振荡相位条件的频率 f_o (此时 $\phi_A + \phi_F = -360^\circ$)；且在 $f = f_o$ 时有可能满足起振条件 $|A_F| > 1$ ，故可能产生正弦波振荡。

9.3.1 电路如题图 9.3.1 所示。试用相位平衡条件判断哪些电路可能振荡？哪些电路不可振荡？

并说明理由，对于不能振荡电路，应如何改接才能振荡？图中 C_1 、 C_e 、 C_b 为大电容，对交流信号可认为短路。



题图 9.3.1

解：题图 9.3.1 所示的各个电路中，图（a）所示电路可以起振，因为 $\phi_a + \phi_f = 2\pi$ ，满足起振条件，此为电容三点式振荡电路；

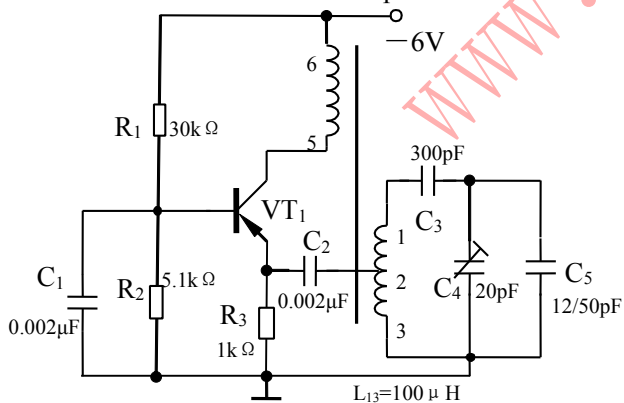
图（b）所示电路可以起振，因为 $\phi_a + \phi_f = 2\pi$ ，满足起振条件，此为电感三点式振荡电路；

图（c）所示电路不能起振，因为 $\phi_a = 180^\circ$ ， $\phi_f = 0$ ，不能振荡，修改方法：将变压器的同名端修改一下。

图（d）所示电路可以起振，因为 $\phi_a + \phi_f = 2\pi$ ，满足起振条件，此为电感三点式振荡电路。

9.3.2 题图 9.3.2 所示为某收音机中的本机振荡电路。

- （1）请在图中标出振荡线圈原、副边绕组的同名端（用圆点表示）。
- （2）说明增加或减少线圈 2 端和 3 端间的电感 L_{23} 对振荡电路有何影响。
- （3）说明电容 C_1 、 C_2 的作用。
- （4）计算当 $C_4=10\text{pF}$ 时，在 C_5 的变化范围内，振荡频率的可调范围。



题图 9.3.2

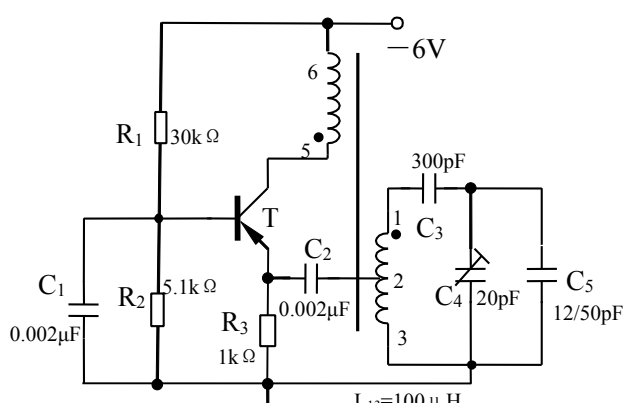


图 9.3.2

解：1）振荡线圈原、副边绕组的同名端电路如图 9.3.2 所示。

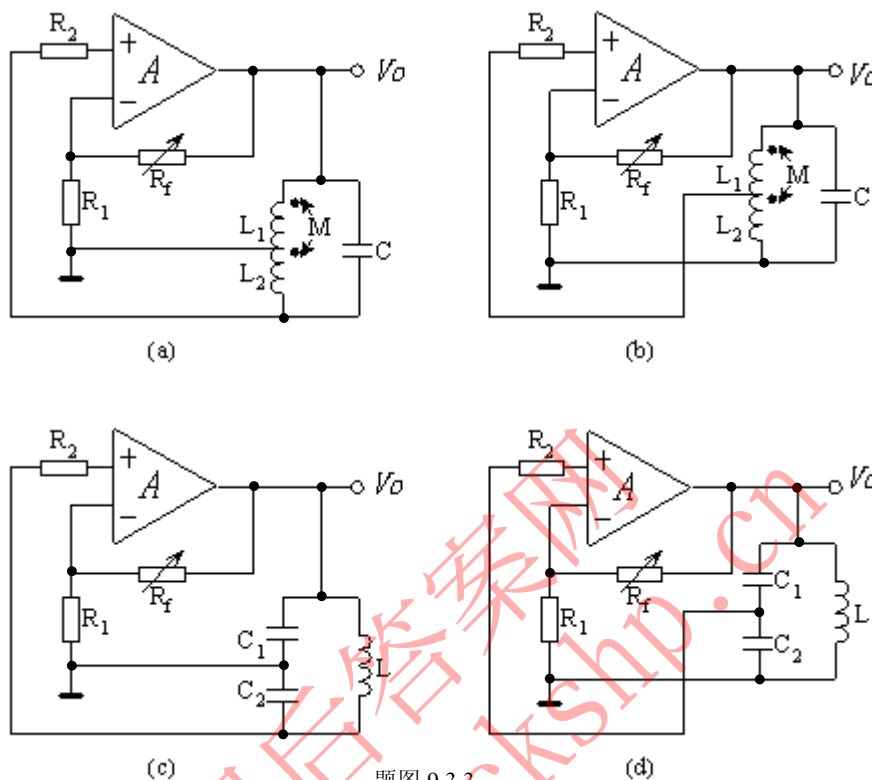
（2）图中线圈 2 端和 3 端的输出电压为正反馈输入电压，所以增加 L_{23} ，有利于起振。

（3） C_1 为旁路电容，直流开路，保证电路有合适的静态工作点，交流短路，使得晶体管 T 基极交流接地，放大器组态为共基极放大电路。 C_2 耦合电容，起着隔直流、传交流的作用，将变压器 L_{23} 两端的电压信号耦合反馈至晶体管的射极。

(4) 当 $C_4=10\text{pF}$ 时, 在 C_3 的变化范围内, 由于 $C = C_4 // C_5 + C_3$, 所以 $C_{\max} = 50\text{pF}$,

$C_{\min} = 20.5\text{pF}$, 而 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, 所以振荡频率 f 的调节范围是 $2.25\text{MHz} - 3.5\text{MHz}$ 。

9.3.3 在题图 9.3.3 所示电路中, 哪些能振荡? 哪些不能振荡? 能振荡的说出振荡电路的类型, 并写出振荡频率的表达式。



题图 9.3.3

解: 在题图 9.3.3 所示的各个电路中, 图 (a) 所示的电路不能产生正弦振荡, 因为按照三点式电路的相位条件, 同相端相连的是否同类电抗, 不是, 所以不满足相位条件;

图 (b) 所示的电路是按照三点式电路的相位条件, 同相端相连的是否同类电抗, 是可以产生正弦振荡的电路, 此电路为电感三点式 LC 振荡电路;

图 (c) 所示的电路不能产生正弦振荡, 因为按照三点式电路的相位条件, 同相端相连的是否同类电抗, 不是, 所以不满足相位条件;

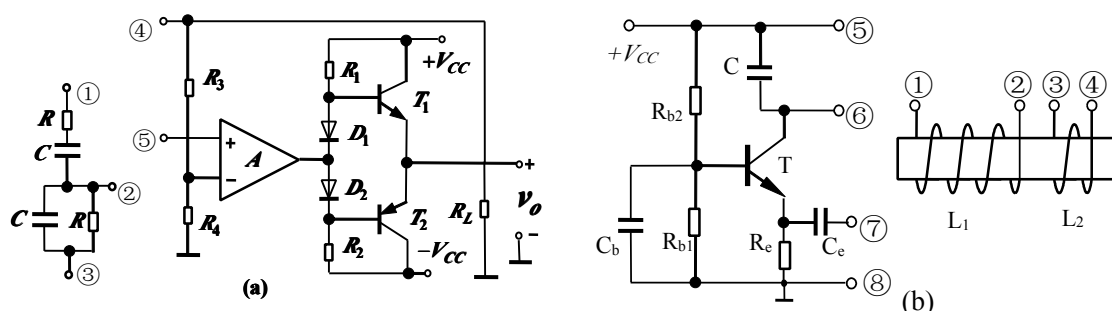
图 (d) 所示的电路是按照三点式电路的相位条件, 同相端相连的是否同类电抗, 所以可以产生正弦振荡, 此电路为电容三点式 LC 振荡电路。

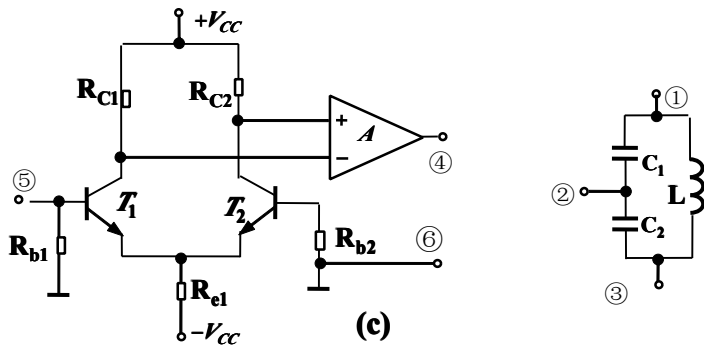
9.3.4 在题图 9.3.4 所示电路中, 连线使之成为正弦波振荡电路。

解: 题图所示的电路图中, 将图 (a) 中的端口 1 和端口 4 连接, 端口 2 和端口 5 连接; 端口 3 和地连接; 这样连接后的电路可以产生正弦振荡。

将图 (b) 中的端口 1 和端口 5 连接, 端口 2 和端口 6 连接, 端口 3 和端口 8 连接, 端口 4 和端口 7 连接; 这样连接后的电路可以产生正弦振荡。

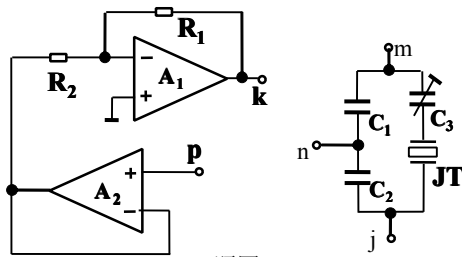
将图 (c) 中的端口 1 和端口 4 连接, 端口 3 和端口 6 连接, 端口 2 和端口 5 连接, 这样连接后的电路可以产生正弦振荡。





题图 9.3.4

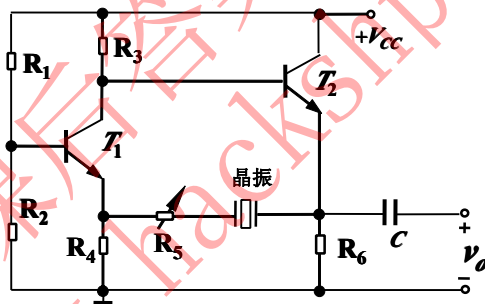
9.4.1 为了使题图 9.4.1 中电路能够产生振荡，请将图中 j、k、m、n、p 各点正确连接。



题图 9.4.1

解：将题图 9.4.1 所示电路中的端口 m 和端口 k 连接，端口 j 和端口 p 连接；端口 n 和地连接；这样连接后的电路可以产生正弦振荡。

9.4.2 试用振荡平衡条件说明题图 9.4.2 所示正弦波振荡电路的工作原理，指出石英晶体工作在它的哪一个谐振频率。



题图 9.4.2

解：相位平衡条件的判别，运用瞬时极性法判断：在题图 9.4.2 所示的电路中的晶体管 T_1 射极添加一个瞬时极性为“+”的信号 $\rightarrow T_1$ 集电极“+” $\rightarrow T_2$ 射极“+” $\rightarrow T_1$ 射极“+”；可见满足 $\phi_a + \phi_f = 2n\pi$ ，可见题图 9.4.2 所示的电路满足相位平衡条件。

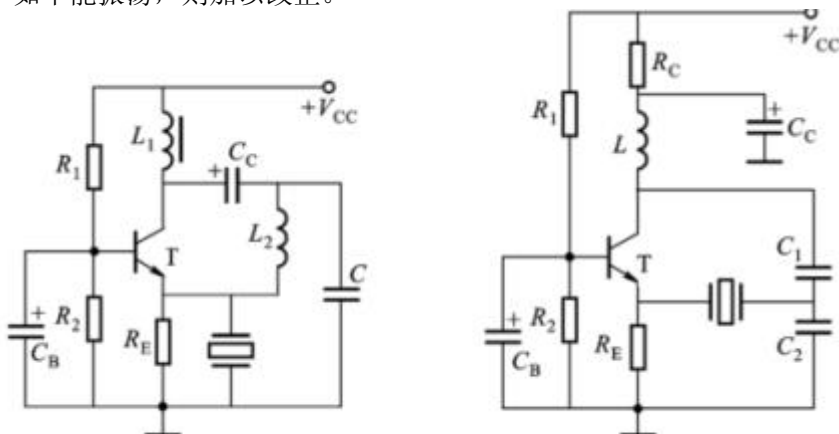
振荡时，此为石英晶体振荡电路，石英晶体串联谐振 f_s ，呈纯电阻性。

9.4.3 某同学用石英晶体组成的两个振荡电路如题图 9.4.3 所示，电路中的 CB、CC 为旁路电容，L1 为高频扼流圈。

(a) 画出这两个电路的交流通路；

(b) 根据相位平衡条件判别它们是否有可能振荡？

(c) 如有可能振荡，指出它们是何种类型的晶体振荡电路，晶体在振荡电路中起了哪种元件的作用；如不能振荡，则加以改正。



解：（a）动态时，旁路电容 C_B 、 C_C 短路，直流电压源短路，高频扼流圈 L_1 开路（阻抗很大），可画交流通路如图 9.4.3（a）、（b）所示。

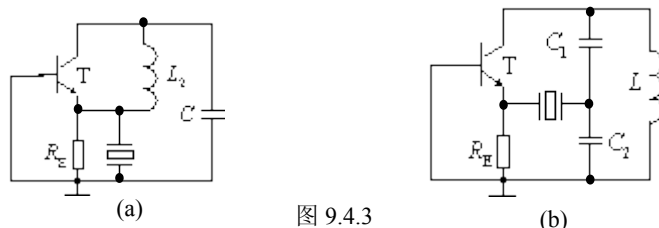


图 9.4.3

（b）由瞬时极性法判断可知图（a）、图（b）两个电路都有可能振荡。

（c）图（a）电路中，当晶体工作在并联谐振时，晶体等效为电感，电路构成电感三点式振荡电路。

图（b）电路中，当晶体发生串联谐振时，晶体的等效阻抗近似为零，正反馈信号最强，电路才有可能振荡。所以，本电路是串联型晶体振荡电路。LC 并联谐振网络的谐振频率应与晶体串联谐振频率相等。电容三点式电路。

习题 10

客观检测题

一、填空题

- 工频变压器的目的是 将交流电网电压降压成整流电路所要求的电压，整流电路的目的是 将交流电换成脉动的直流电，滤波电路的目的是 减小脉动、滤去整流输出电压中的纹波、使输出平滑，稳压电路的目的是 维持输出直流电压稳定，使之不受电网波动和负载变化的影响。
- 小功率直流电源一般由 变压、整流、滤波、稳压 四部分组成。它可将 交流 电流变成 直流 电量。实质上是一种 能量 变换电路。
- 线性串联反馈型稳压电路由 基准电路、比较放大、调整电路、取样电路 四部分组成。
- 在线性串联反馈型稳压电路中，比较放大环节中的放大对象是 基准电压与反馈电压的差值。
- 在稳压管稳压电路中，利用稳压管的 反向击穿 特性，实现稳压；在该电路中，稳压管和负载的连接方式属于 并联 连接，故常称为 并联式 稳压电路。
- 开关稳压电源的效率是因为调整管工作在 开关 状态。
- 在串联式开关稳压电源中，为了使输出电压增大，应提高调整管基极控制信号的 占空比。
- 在直流电源中变压器次级电压相同的条件下，若希望二极管承受的反向电压较小，而输出直流电压较高，则应采用 桥式 整流电路；若负载电流为 200mA，则宜采用 电容型 滤波电路；若负载电流较小的电子设备中，为了得到稳定的但不需要调节的直流输出电压，则可采用 稳压管 稳压电路或集成稳压器电路；为了适应电网电压和负载电流变化较大的情况，且要求输出电压可调。则可采用 串联型 晶体管稳压电路或可调的集成稳压器电路。（半波，桥式，电容型，电感型，稳压管，串联型）
- 具有放大环节的串联型稳压电路在正常工作时，调整管处于 放大 工作状态。若要求输

出电压为 18V，调整管压降为 6V，整流电路采用电容滤波，则电源变压器次级电压有效值应选 20 V。(放大，开关，饱和，18，20，24)

10. 在题图 10.0.1 所示的桥式整流电路中，若 $u_2 = 14.14 \sin \omega t \text{ V}$ ， $R_L = 100 \Omega$ ，二极管的

性能理想特性：

(1) 电路输出的直流电压为 C。

A 14.14V B 10V C 9V

(2) 电路输出的直流电流为 C。

A 0.13A B 0.1A C 0.09A

(3) 流过每个二极管的平均电流为 C。

A 0.07A B 0.05A C 0.045A

(4) 二极管的最高反向电压为 A。

A 14.14V B 10V C 9V

(5) 若 D_1 开路，则输出 A。

A 只有半周波形 B 全波整流波形 C 无波形且变压器被短路

(6) 如果 D_1 正负端接反，则输出 C。

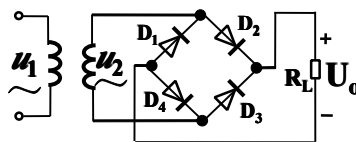
A 只有半周波形 B 全波整流波形 C 无波形且变压器被短路

(7) 如果 D_2 被击穿（电击穿），则输出 A (D_2 击穿断开)、C (D_2 击穿短接)。

A 只有半周波形 B 全波整流波形 C 无波形且变压器被短路

(8) 如果负载 R_L 被短路，将会使 B。

A 变压器被烧坏 B 整流二极管被烧坏 C 无法判断



题图 10.0.1

二、判断如下说法是否正确

1. 直流电源是一种将正弦信号转换为直流信号的波形变化电路。 (×)。
2. 直流电源是一种能量转换电路，它将交流能量转换成直流能量。 (√)。
3. 在变压器副边电压和负载电阻相同的情况下，桥式整流电路的输出电流是半波整流电路输出电流的 2 倍。 (√)。
4. 若 V_2 变压器副边电压的有效值，则半波整流有电容滤波电路和全波整流滤波电路在空载时的输出电压均为 $\sqrt{2}V_2$ 。 (√)。
5. 一般情况下，开关型稳压电路比线性稳压电路的效率。 (√)。
6. 整流电路可将正弦电压变为脉动的直流电压。 (√)。
7. 整流的目的是将高频电流变为低频电流。 (×)。
8. 在单相桥式整流电容滤波电路中，若有一只整流管断开，输出电压平均值变为原来的一半。 (√)。
9. 直流稳压电源中滤波电路的目的是将交流变为直流。 (×)。

主观检测题

10.1.1 电路如题图 10.1.1 所示，变压器的副边电压有效值为 $2V_2$ 。

(1) 画出 v_2 、 v_{D1} 和 v_O 的波形；

(2) 求出输出电压平均值 $V_{O(AV)}$ 和输出电流平均值 $I_{O(AV)}$ 的表达式；

(3) 二极管的平均电流 $I_{D(AV)}$ 和所承受的最大反向电压 V_{BRmax} 的表达式。

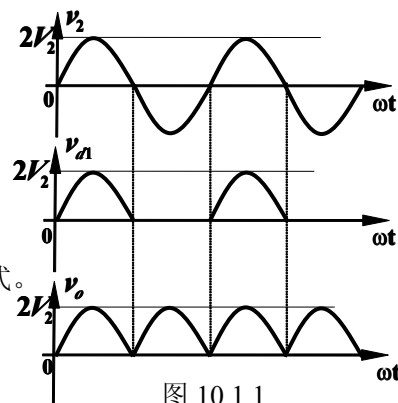


图 10.1.1

解：（1）各物理量的波形图如图 10.1.1 所示。

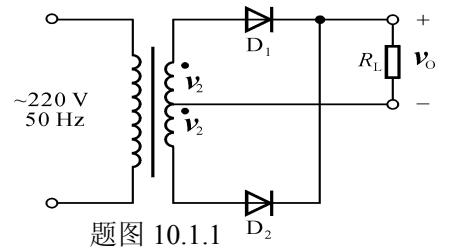
（2）由定义： $V_o = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} v_o(t) dt$ ，由于整流后 $\omega t = \pi$ ；

$$\text{因此， } V_o = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} V_2 \sin \omega t d(\omega t) = 0.9 V_2；$$

$$\text{同理： } I_{D(AV)} = \frac{V_o}{R_L} = 0.9 \frac{V_2}{R_L}；$$

$$\text{（3）根据（1）问图解， } I_{D(AV)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{v_o}{R_L} d(\omega t) = \frac{I_o}{2}；$$

$$V_{BRmax} = 2v_{i(max)} = 2\sqrt{2}V_2。$$



题图 10.1.1

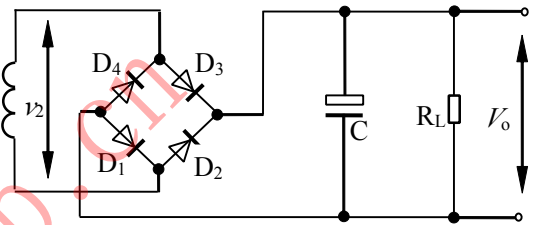
10.1.2 在题图 10.1.2 所示的电路中，已知交流电源频率 $f = 50 \text{ Hz}$ ，负载电阻 $R_L = 120 \Omega$ ，直

流输出电压 $V_o = 30 \text{ V}$ 。

（1）求直流负载电流 I_o ；

（2）求二极管的整流电流 I_D 和反向电压 V_{DR} ；

（3）选择滤波电容的容量。



题图 10.1.2

$$\text{解：（1） } I_o = \frac{V_o}{R_L} = \frac{30}{120} \text{ A} = 0.25 \text{ A}$$

（2）由于每个二极管仅有一半时间导通，导通时 $I_D = I_o$ ，截止时 $I_D = 0$ ，

$$\text{所以 } I_D = \frac{1}{2} I_o = 0.125 \text{ A}$$

半波整流二极管最大反向电压 $V_{DR} = \sqrt{2} V_i$

$$\text{（3）滤波电容 } C \geq (3-5) \frac{1}{2 R_L f}$$

$$\text{取 } C = \frac{5}{2 \times 50 \times 120} \text{ F} = 420 \mu\text{F}$$

10.1.3 今要求负载电压 $V_o = 30 \text{ V}$ ，负载电流 $I_o = 150 \text{ mA}$ 。采用单相桥式整流电路、电容滤波电路。已知交流输入信号频率为 50 Hz ，试选二极管最大整流电流、反向峰值电压和滤波电容。

解：选择整流二极管：流经二极管的平均电流 $I_D = \frac{1}{2} I_o = 75 \text{ mA}$ ，

取 $V_o = 1.2V_2$ ，则二极管承受的最大反相电压 $V_{RM} = \sqrt{2}V_2 = \frac{\sqrt{2}V_o}{1.2} = \frac{\sqrt{2} \times 30}{1.2} = 35.35V$ ，

所以可以选用 2CP6A 作为整流管。

选择滤波电容器：

$$\text{负载电阻 } R_L = \frac{V_o}{I_o} = \frac{30V}{150mA} = 0.2K\Omega,$$

$$\text{由式 } \tau_d = R_L C \geq 2T = 0.04s, \text{ 所以 } C = \frac{0.04s}{0.2K\Omega} = 200\mu F,$$

$$\text{电容器承受的最高电压: } V_{CM} = \sqrt{2}V_2 \times 1.1 = 38.5V.$$

所以可以用标值为 200 μ F/50V 的电解电容。

10.1.4 试分析题图 10.1.4 所示的单相整流电路，写出副端绕组的电压有效值的表达式。

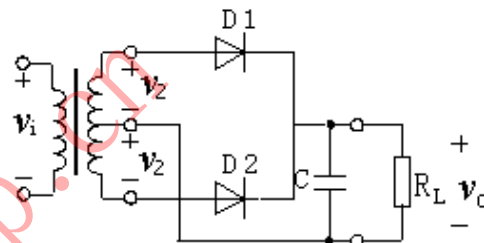
(1) 如无滤波电容器，负载整流电压的平均值 V_o 和变压器副端绕组电压有效值 V_2 之间的数值关系如何？如有滤波电容，则又如何？

(2) 如果整流二极管 D_2 、 C 虚焊， V_o 平均值是否是正常情况下一半？如果变压器副边中心抽头虚焊情况又如何？

(3) 如果 D_2 因过载损坏，造成短路，还会出现什么问题？

(4) 如果输出端短路，又将出现什么问题？

(5) 如果把图中的 D_1 和 D_2 都反接，会出现什么现象？



题图 10.1.4

解：(1) 题图 10.1.4 所示的单相整流电路中，在无滤波电容时， $V_o = 0.9V_2$ ；在有滤波电容时， $V_o = (1.1-1.2) \times 2V_2$ 。

(2) 如果整流二极管 D_2 、 C 虚焊， V_o 平均值不是正常情况下一半。 D_2 、 C 虚焊时， $V_o = 0.45V_2$ ，而正常时， $V_o = (1.1-1.2)V_2$ ，如果变压器中心抽头虚焊，负载电阻处于一端开路状态，其两端电压为 0。

(3) 如果 D_2 因过载损坏，造成短路，变压器电源输出正半周时，电源会被短路，很快 D_1 也会跟随被损坏。

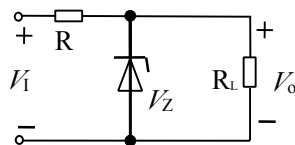
(4) 如果输出端短路，会由于流过二极管的电流过大而将二极管，甚至变压器烧坏。

(5) 如果把图中的 D_1 和 D_2 都反接，电路仍然可以正常输出直流电流，但输出电压极性与正常连接时相反，如果电路的负载对输出电压极性无规定要求，则可以正常工作，如果电路的负载对电源极性连接有着规定的要求，则会对负载电路造成损坏，继而引起整流电路的损坏。

10.2.1 稳压管稳压电路如题图 10.2.1 所示。

$$\text{已知 } V_o = 9V,$$

$$\text{稳压管的 } I_{Z\max} = 26mA,$$



图题 10.2.1

$$I_{Z\min} = 1mA, r_z = 5\Omega, \text{ 负载电流在 } 0 \sim 10mA \text{ 间可变。 } V_I = 15 \times (1 \pm 10\%)V \text{ 试确定限流电阻 } R.$$

定限流电阻 R 。

解：由图可知， $I_{z\max} \geq I_z = \frac{V_{I\max} - V_z}{R} - \frac{V_z}{R_{L\max}}$ ，

$$I_{z\min} \leq I_z = \frac{V_{I\min} - V_z}{R} - \frac{V_z}{R_{L\min}}。$$

而根据题中条件， $R_{L\max} = \infty$ ， $R_{L\min} = \frac{9V}{10mA} = 900\Omega$ ，

$$V_{I\max} = 16.5V, V_{I\min} = 13.5V,$$

$$R \geq \frac{V_{I\max} - V_z}{I_{z\max} + 0} = \frac{16.5 - 9}{26} = 288.5\Omega;$$

$$R \leq \frac{V_{I\min} - V_z}{I_{z\max} + 10} = \frac{13.5 - 9}{11} = 409.1\Omega;$$

所以 $288\Omega \leq R \leq 409\Omega$ 。

10.2.2 在上题题图 10.2.1 所示的稳压管稳压电路中，设 $R = 300\Omega$ ， $r_z = 2\Omega$ ， $V_I = 10.7V$ ，

$V_o = 6.2V$ ，现要求 V_o 的变化不得超过 $\pm 30mV$ ，假定 V_o 不变，试求：

(1) V_I 的最大值不得高于多少？

(2) V_I 的最小值不得低于多少？

解：稳压电路的动态等效电路如图 10.2.2 所示。

由于要求 V_o 的变化不得超过 $\pm 30mV$ ，即就

$$\text{是 } I_{z\max} = \frac{\Delta V_z}{r_z} = \frac{30}{2} = 15mA。$$

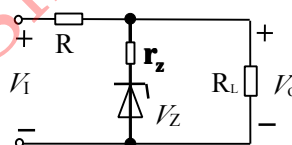


图 10.2.2

(1) 当负载开路时， V_I 的最大值不得高于：

$$V_{I\max} = 9 + I_{z\max}R = 6.2 + 15 \times 0.3 = 10.7V$$

(2) 根据 10.2.1 计算负载电阻的最小值为 $0.9k\Omega$ ， V_I 的最小值不得小于

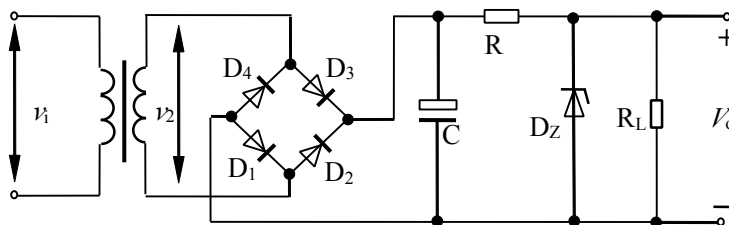
$$V_{I\min} = 6.2 + (I_{z\min} + I_{L\max})R = 6.2 + (1 + \frac{6.2}{0.9}) \times 0.3 = 8.6V。$$

10.2.3 如题图 10.2.3 所示的电路中，已知变压器副边电压 $V_2 = 15V$ ，稳压管电压 $V_Z = 6V$ ，要求稳压管电流不能小于 $5mA$ ，负载电流在 $0 \sim 40mA$ 间变动。

(1) 设 V_2 不变，求 R ；

(2) 求稳压管电流的最大值 $I_{Z\max}$ ；

(3) 如果 V_2 变化 10%， R 应取多少？



题图 10.2.3

解：(1) 由题可知， $R_{L\min} = \frac{6V}{40mA} = 150\Omega$ ，

而 $I_{z\min} \leq I_z = \frac{V_2 - V_z}{R} - \frac{V_z}{R_{L\min}}$ ，代入可得：

$$R \leq 200\Omega。$$

(2) $I_{z\max} \geq I_z = \frac{V_2 - V_z}{R}$ ($R=200\Omega$)，所以 $I_{z\max} = 45mA$ ，

(3) 当 V_2 变化 10% 时， $V_{z\min} = 13.5V$ ，

根据第一问，可以得到： $R = 167\Omega$ 。

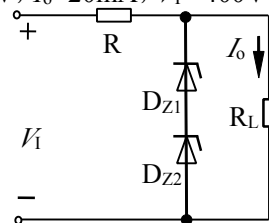
10.2.4 某稳压管稳压电路如题图 10.2.4 所示。两个管子的 V_z 都为 10V， $I_o = 20mA$ ， $V_1 = 400V$ 。

(1) 要使 $I_z = 30mA$ ， R 应取多大？

(2) 若 $I_{z\min} = 10mA$ ， $I_{z\max} = 50mA$ 。求 V_1 的允许变化范围。

(3) 当 $V_1 = 400V$ 时， I_o 的允许变化范围为多大？

解：(1) 由图可知， $R = \frac{V_1 - V_z}{I_z + I_o} = \frac{400 - 10}{30 + 20} = 7.6K\Omega$ ，



题图 10.2.4

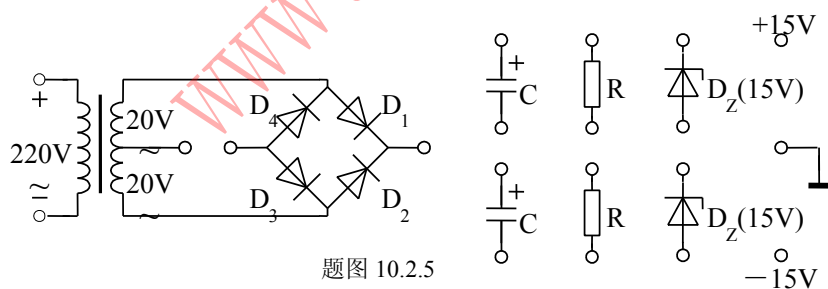
(2) 由题可知， $R_L = \frac{2V_z}{I_o} = 1K\Omega$ ，

$$I_{z\max} = \frac{V_{1\max} - 2V_z}{R} - \frac{2V_z}{R_L} = 50mA，$$

$$I_{z\min} = \frac{V_{1\min} - 2V_z}{R} - \frac{2V_z}{R_L} = 10mA，$$

由以上可以得出： $248V \leq V \leq 552V$ 。

10.2.5 题图 10.2.5 中的各个元器件应如何连接，才能得到对地为 $\pm 15V$ 的直流稳定电压。



题图 10.2.5

解：以题图 10.2.5 所示的初始电路以及电路元件，可以按照如图 10.2.5 电路连线，能得到对地为 $\pm 15V$ 的直流稳定电压。

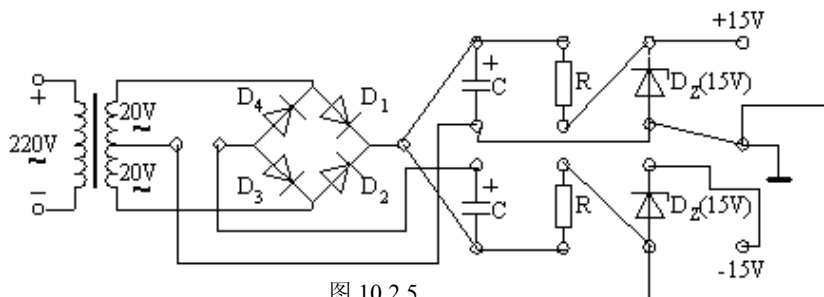
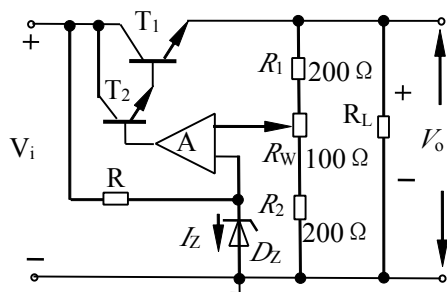


图 10.2.5

10.3.1 串联型稳压电路如题图 10.3.1 所示。已知稳压管 D_Z 的稳定电压 $V_Z = 6V$ ，负载 $R_L = 20\Omega$ 。考虑到电网电压有 $\pm 10\%$ 波动。

- (1). 标出运算放大器 A 的同相和反相输入端。
- (2). 试求输出电压 V_o 的调整范围。
- (3). 为了使调整管的 $V_{CE} > 3V$ ，试求输入电压 V_i 的值。



题图 10.3.1

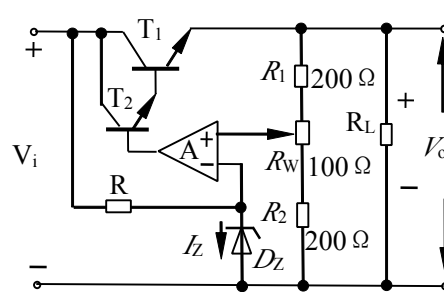


图 10.3.1

解：(1) 题图 10.3.1 所示的电路中，运算放大器 A 的同相和反相输入端如图 10.3.1 所示。

(2) 题图 10.3.1 所示的电路中，集成运算放大器 A 构成电压比较器电路，运算放大器的正输入端和负输入端的输入电压不相等时，输出调整信号，改变调整管 T_1 、 T_2 的输出电流，使得输出电压稳定，由于集成运算放大器具有很大的“差模”电压放大倍数，所以正输入端和负输入端的输入电压应基本相等。

$$\text{这样：} \frac{V_o(R'_W + R_2)}{R_1 + R_W + R_2} = V_Z, \text{ 则 } V_o = \frac{V_Z(R_1 + R_W + R_2)}{R'_W + R_2},$$

$$\text{当 } R'_W = 100\Omega \text{ 时, } V_o = \frac{6 \times (200 + 100 + 200)}{100 + 200} = 10V,$$

$$\text{当 } R'_W = 0\Omega \text{ 时, } V_o = \frac{6 \times (200 + 100 + 200)}{200} = 15V.$$

输出电压 V_o 的调整范围为 $10V \sim 15V$ 。

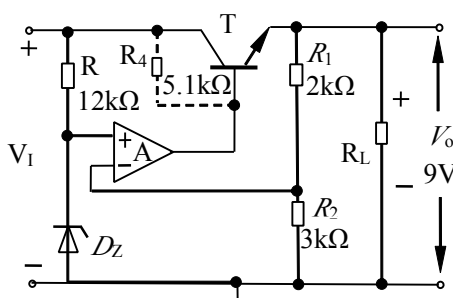
- (3) 为了使调整管的 $V_{CE} > 3V$ ，输入电压 V_i 的值为：

$$V_i = V_o + V_{CE} > 15 + 3 = 18V.$$

10.3.2 题图 10.3.2 所示为运算放大器组成的稳压电路，图中输入直流电压 $V_i = 30V$ ，调整管 T 的 $\beta = 25$ ，运算放大器的开环增益为 $100dB$ 、输出电阻为 100Ω 、输入电阻为 $2M\Omega$ ，稳压管的稳定电压 $V_Z = 5.4V$ ，稳压电路的输出电压近似等于 $9V$ ，负载电阻 $R_L = 9\Omega$ 。

在稳压电路工作正常的情况下，试问：

- (1). 调整管 T 的功耗 P_T 和运算放大器的输出电流等于多少？
- (2). 从电压串联负反馈电路详细分析计算的角度看，该稳压电路的输出电压能否真正等于 $9V$ ，无一点误差，如不能，输出电压的精确值等于多少？
- (3). 在调整管的集电极和基极之间加一只 $5.1k\Omega$ 的电阻 R_4 （如图中虚线所示），再求运算放大器的输出电流；
- (4). 说明引入电阻 R_4 的优点。



题图 10.3.2

解：题图 10.3.2 所示的电路中，集成运算的输入电阻 $2\text{M}\Omega$ ，所以输入电流可以忽略不计。由于其电压放大倍数达到 100dB ，即就是 10^5 倍，所以正输入端和负输入端的输入电压可认为接近于相等。

$$(1) \text{ 在正常的情况下, 调整管 T 的电流为 } I_E = \frac{V_o}{R_L} + \frac{V_o}{R_1 + R_2} = \frac{9}{0.009} + \frac{9}{2+3} = 1001.8\text{mA},$$

$$\text{晶体管的集电极功耗为 } P_T = V_{CE} \cdot I_C = (V_I - V_o) \cdot I_C = (30 - 9) \times 1001.8 = 21\text{W},$$

$$\text{集成运算放大器的输出电流为 } I_o = I_B = I_E / (1 + \beta) = 101.8 / 26 = 3.85\text{mA}.$$

$$(2) \text{ 根据题图 10.3.2 电路计算, } V_o = V_Z \cdot \frac{R_2 + R_1}{R_2} = 5.4 \times \frac{2+3}{3} = 9\text{V},$$

$$\text{若用反馈电路计算, } V_o = V_{REF} \frac{A_V}{1 + A_V F_V} = 5.4 \times \frac{10^5}{1 + 10^5 \times \frac{3}{2+3}} = 9\text{V}.$$

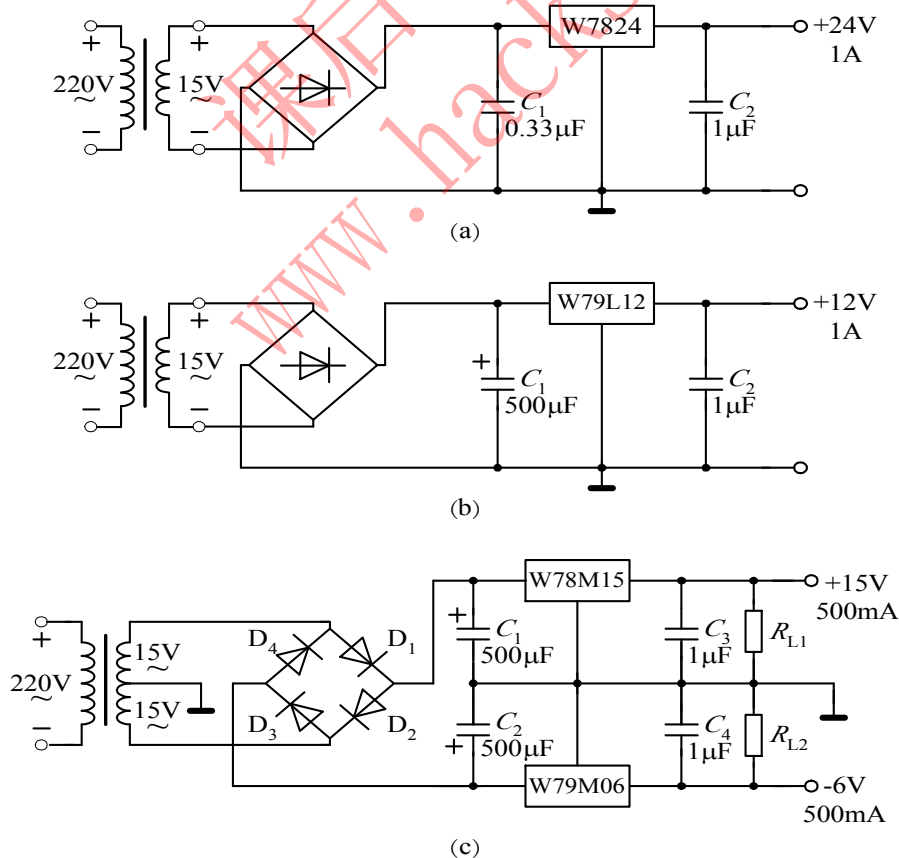
可见，从电压串联负反馈电路详细分析计算的角度看，题图 10.3.2 所示的稳压电路的输出电压能够真正等于 9V ，无大的误差。

(3) 如果在调整管的集电极和基极之间加一只 $5.1\text{k}\Omega$ 的电阻 R_4 ，集成运算放大器的输出电流为：

$$I_o = \frac{I_E}{1 + \beta} - \frac{V_I - V_o - 0.7}{R_4} = 38.53 - 3.98 = 34.55\text{mA}$$

(4) 引入电阻 R_4 可以分流晶体管集电极的部分负载电流，降低晶体管集电极的功耗，同时也可以在一定程度上降低集成运算放大器的输出电流。

10.4.1 指出题图 10.4.1 中的三个直流稳压电路(a)、(b)、(c)是否有错误。如有错误请加以改正。要求输出电压和电流如图所示。

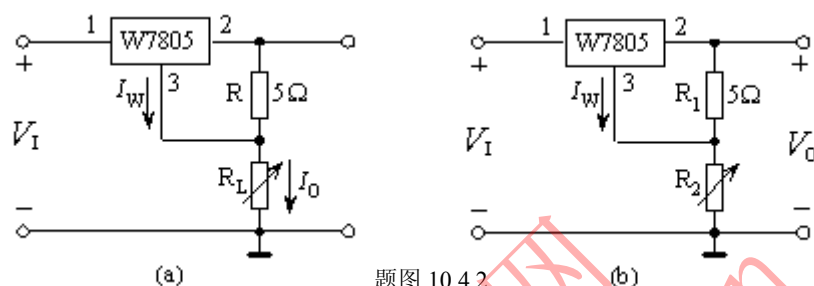


题图 10.4.1

解：题图 10.4.1 所示的各个电路中都存在错误。图(a)电路基本是正确的，因为使用的集成器件和电路结构都能够满足输出电压等级和输出电路的要求(W7824的输出电流可以最大达到 1.5A)；但电容量 C_2 选择偏小，应使用 $100\mu\text{F}$ 以上容量的电容器，其次是电源变压器的次级电压偏低，15V 电压值改为 25V 左右。

而图(b)选用的集成稳压电源模块 W79L12 的输出电压为负电压输出，而且输出电流最大只能输出 0.1A，所以不能满足电路输出电压极性和输出电流等级的要求；其次电容 C_1 、 C_2 的容量选择太大，容易对整流电路造成过大的冲击电流； C_3 容量选择偏小。改进的方法是将 W79L12 集成模块改为 W7812。其次电容 C_1 、 C_2 的容量选用 $1\mu\text{F}$ 以下的容量等级。 C_3 选用容量 $100\mu\text{F}$ 以上的电容器。

图(c) 所示的电路，电容 C_1 、 C_2 的容量选择太大， C_3 容量选择偏小。容易对整流电路造成过大的冲击电流； C_3 容量选择偏小。改进的方法是电容 C_1 、 C_2 的容量选用 $1\mu\text{F}$ 以下的容量等级。 C_3 选用容量 $50\mu\text{F}$ 以上的电容器；二极管 D_2 、 D_3 的极性接反，应该反过来连接。



题图 10.4.2

10.4.2 在题图 10.4.2 中画出了两个三端集成稳压器组成的电路，已知电流 $I_W=5\text{mA}$

- ①写出图 (a) I_O 中的表达式，并计算具体数值。
- ②写出图 (b) V_O 中的表达式，并计算当 $R_2=5\Omega$ 时的具体数值。
- ③指出这两个电路分别具有什么功能。

解：题图 10.4.2 所示的电路中，选用的集成稳压电源模块 W7805 的 2~3 端之间稳压输出电压值为 5V。

(1) 图 (a) I_O 中的表达式为 $I_O = I_W + \frac{V_{23}}{R}$ ，其大小为： $I_O = 0.005 + \frac{5}{5} = 1.005\text{A}$ 。

(2) 图 (b) V_O 中的表达式为 $V_O = (I_W + \frac{V_{23}}{R}) \cdot R_2 + V_{23}$ ，

其大小为： $V_O = (0.005 + \frac{5}{5}) \times 5 + 5 = 10.025\text{V}$ 。

(3) 这两个电路具有恒流电源的功能，即就是流过负载电阻 R_L 、 R_2 的电流是恒定的。

10.4.3 现有一个具有中心抽头的变压器，一块全桥，一块 W7815，一块 W7915，和一些电容、电阻，试组成一个可输出正、负 15V 的直流稳压电路。试画出直流稳压电源的电路图。

解：组成的电路如图 10.4.3 所示。

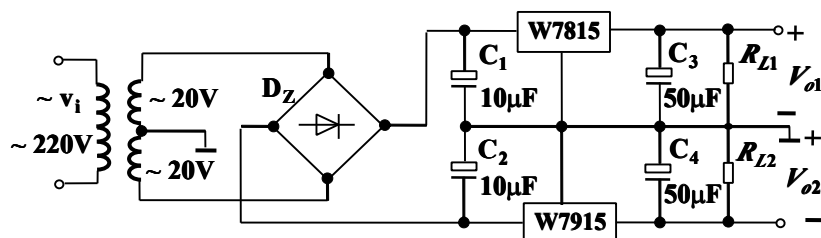
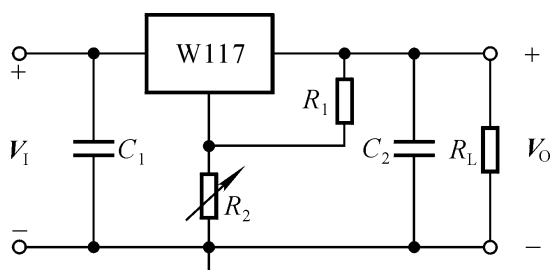


图 10.4.3

10.4.4 在题图 10.4.4 所示电路中，
 $R_1 = 240\Omega$ ， $R_2 = 3\text{k}\Omega$ ；W117



题图 10.4.4

输入端和输出端电压 V_{I2} 的变化允许范围为 $3 \sim 40V$ ，输出端和调整端之间的电压 V_R 为 $1.25V$ 。试求解：

(1). 输出电压的调节范围；

(2). 输入电压允许的范围。

解：W117 为输出电压可调的集成稳压器件：输出电压等于：

$$V_o = \frac{V_{REF}}{R_1}(R_1 + R_2) + I_{ADJ}R_2 \approx 1.25 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)。所以，$$

(1) 当 $R_2=0$ 时，输出电压值为 $1.25V$ ，

$$\text{当 } R_2=3k\Omega \text{ 时，输出电压值为： } V_o = 1.25 \times \left(1 + \frac{3}{0.24} \right) = 16.875V = 16.9V$$

(2) 为了保证最大输出电压范围，输入电压等于

$$V_I = 1.25 \times V_{o\max} = 1.25 \times 16.875V = 21V。$$

课后答案网
www.hackshp.cn