

# 《线性电子线路》习题精解

---

初稿：许小东

中国科学技术大学

## 目 录

目 录 .....	I
第一章 线性系统的复频域分析 .....	1
1.1 课后作业参考答案 .....	1
1.2 其他习题参考答案 .....	5
第二章 PN 结二极管及其应用 .....	7
2.1 课后作业参考答案 .....	7
2.2 其他习题参考答案 .....	13
第三章 BJT 及其基本放大电路 .....	14
3.1 课后作业参考答案 .....	15
3.2 其他习题参考答案 .....	31
第四章 FET 及其基本放大电路 .....	32
4.1 课后作业参考答案 .....	33
4.2 其他习题参考答案 .....	38
第五章 集成运算放大器导论 .....	39
5.1 课后作业参考答案 .....	39
5.2 其他习题参考答案 .....	44
第六章 负反馈放大器及其稳定性 .....	45
6.1 课后作业参考答案 .....	45
6.2 其他习题参考答案 .....	51

第七章 集成运放应用电路 .....	52
7.1 课后作业参考答案 .....	52
7.2 其他习题参考答案 .....	55

## 第一章 线性系统的复频域分析

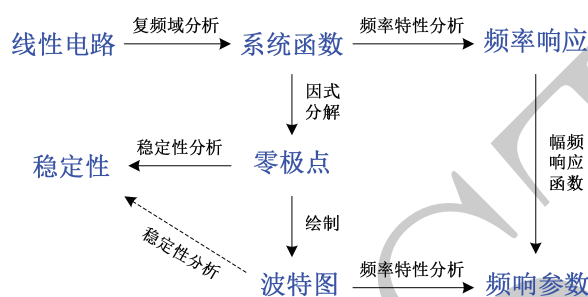


图 1.1 第一章涉及的知识结构图

本章涉及的知识结构图如图 1.1所示，主要考查如下知识点：

- (1) 线性电路的复频域分析方法，求系统函数；
- (2) 系统函数与零极点之间的关系，计算系统的零极点；
- (3) 系统的零极点分布特性，分析线性系统的稳定性；
- (4) 线性系统的频率特性分析方法，求频率响应；
- (5) 系统频率特性的定量表征，计算通带增益、3dB 截止频率和带宽；
- (6) 系统频率响应曲线的快速制图方法，绘制幅频和相频响应波特图；
- (7) 常系数项、零极点等单项波特图的函数表征，分析系统的频率特性。

### 1.1 课后作业参考答案

■ 题 1.4，解：

(1) 将  $A_V(s)$  改写成归一化形式:

$$A_V(s) = \frac{5 \times 10^{16} \times 50 \times 10^6 \times (1 + \frac{s}{5 \times 10^7})}{5 \times 10^6 \times 25 \times 10^6 \times 55 \times 10^6 \times (1 + \frac{s}{5 \times 10^6})(1 + \frac{s}{2.5 \times 10^7})(1 + \frac{s}{5.5 \times 10^7})}$$

$$= \frac{364 \times (1 + \frac{s}{5 \times 10^7})}{(1 + \frac{s}{5 \times 10^6})(1 + \frac{s}{2.5 \times 10^7})(1 + \frac{s}{5.5 \times 10^7})}$$

据此可提取出各个单项:  $K' = 364 = 51\text{dB}$ , 零点  $z_1 = -5 \times 10^7$ , 极点分别为  $p_1 = -5 \times 10^6$ ,  $p_2 = -2.5 \times 10^7$  和  $p_3 = -5.5 \times 10^7$ 。

于是, 绘制各个单项的幅频响应波特图, 并合成该放大器的幅频波特图, 如图 1.2 所示。

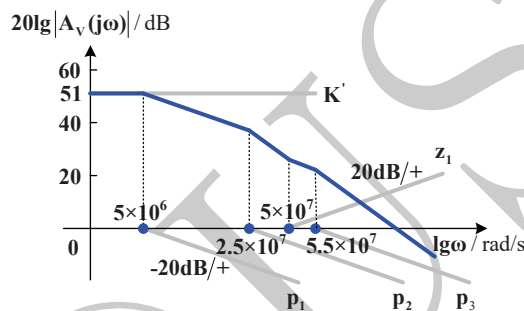


图 1.2 题 1.4 的幅频响应波特图

(2) 由幅频波特图易知, 该系统为一低通系统, 则在其通频带内任意取一点 (例如  $\omega = 5 \times 10^6 \text{ rad/s}$ ), 计算出通带增益为:

$$A_0 = 20 \lg(|A_V(j\omega)|)|_{\omega=5 \times 10^6} = 20 \lg(|K'|) = 51\text{dB} = 364$$

由于  $\omega_{3\text{dB}}$  在转折频率  $|p_1|$  附近, 而  $|p_1| \ll |z_1| < |p_3|$ , 故令  $s \ll 5 \times 10^7$ , 可将  $A_V(s)$  简化为:

$$\hat{A}_V(s) = \frac{5 \times 10^{16} \times 50 \times 10^6}{55 \times 10^6 \times (s + 5 \times 10^6)(s + 2.5 \times 10^7)} = \frac{4.55 \times 10^{16}}{(s + 5 \times 10^6)(s + 2.5 \times 10^7)}$$

写出对应的幅频响应函数:

$$|\hat{A}_V(j\omega)| = \frac{4.55 \times 10^{16}}{\sqrt{\omega^4 + 6.5\omega^2 + 1.56 \times 10^{28}}}$$

令  $|\hat{A}_V(j\omega_{3\text{dB}})| = \frac{A_0}{\sqrt{2}}$ , 解得:  $\omega_{3\text{dB}} = 4.82 \times 10^6 \text{ rad/s}$ 。于是 3dB 带宽为  $B =$

$$\omega_{3dB} = 4.82 \times 10^6 \text{ rad/s}.$$

注：原则上，运算符  $\ll$  和  $\gg$  应定义为 10 倍以上关系。统一起见，根据教材中对该运算符的松弛定义（5 倍以上关系），本题亦可根据  $|p_1| \ll |p_2|$ ，直接将  $p_1$  近似视为该放大器的主极点，于是  $B = \omega_{3dB} = 5 \times 10^6 \text{ rad/s}$ 。

### ■ 题 1.5，解：

(1) 将  $A(s)$  改写成归一化形式：

$$\begin{aligned} A(s) &= \frac{10^3 \times s^2 \times (1+s)}{4 \times 4 \times 10^2 \times (1+\frac{s}{4})(1+\frac{s}{20}+\frac{s^2}{400})} \\ &= \frac{0.625 \times s^2 \times (1+s)}{(1+\frac{s}{4})(1+\frac{s}{20}+\frac{s^2}{400})} \end{aligned}$$

据此可提取出各个单项： $K' = 0.625 = -4.08\text{dB}$ ，零点分别为  $z_1 = z_2 = 0$ ， $z_3 = -1$ ，极点分别为  $p_1 = -4$ ， $p_2 = -10 + j10\sqrt{3}$  和  $p_2 = -10 - j10\sqrt{3}$ 。

于是，绘制各个单项的幅频响应波特图，并合成该放大器的幅频波特图，如图 1.3 所示。

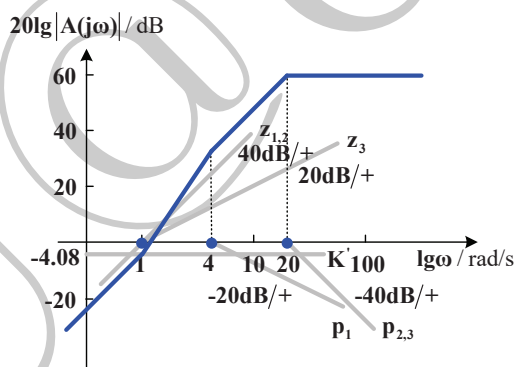


图 1.3 题 1.5 的幅频响应波特图

(2) 由幅频波特图易知，该系统为一高通系统，则在其通频带内任意取一点（例如  $\omega = 20\text{rad/s}$ ），计算出通带增益为：

$$A_0 = 20 \lg(|A(j\omega)|)|_{\omega=20} = 20 \lg(|K'|) + 40 \lg(20) + 20 \lg\left(\frac{20}{|z_3|}\right) - 20 \lg\left(\frac{20}{|p_1|}\right) = 60\text{dB} = 1000$$

由于  $\omega_{3dB}$  在转折频率  $|p_2|$  附近，而  $|p_2| \gg |p_1| > |z_3|$ ，故令  $s \gg 4$ ，可将  $A(s)$

简化为:

$$\hat{A}(s) = \frac{10^3 \times s^2}{s^2 + 20s + 400}$$

写出对应的幅频响应函数:

$$|\hat{A}(j\omega)| = \frac{10^3 \times \omega^2}{\sqrt{\omega^4 - 4 \times 10^2 \times \omega^2 + 1.6 \times 10^5}}$$

令  $|\hat{A}(j\omega_{3dB})| = \frac{A_0}{\sqrt{2}}$ , 解得:  $\omega_{3dB} = 15.7\text{rad/s}$ 。

■ 题 1.8(b), 解:

读图可知, 该系统为一带通系统。由于频点  $10^3$  处的曲线斜率满足:

$$\begin{cases} 0\text{dB}, & \omega < 10^3 \\ 20\text{dB}/+, & \omega > 10^3 \end{cases}$$

易知, 该频点应为系统的一个一阶零点, 即  $z_1 = \pm 10^3$ 。类似地, 可发现三个系统极点, 即  $p_1 = -4 \times 10^3$ ,  $p_2 = -10^4$ ,  $p_3 = -10^5$ 。

于是, 该系统的传递函数可以写成:

$$H(s) = \frac{\pm K' \times (1 + \frac{s}{\pm 10^3})}{(1 + \frac{s}{4 \times 10^3})(1 + \frac{s}{10^4})(1 + \frac{s}{10^5})}$$

由图可知, 通带增益  $H_0 = 32\text{dB} = 40$ 。在  $\omega = 4 \times 10^3$  处列出其表达式为:

$$H_0 = 20 \lg(|H(j\omega)|)|_{\omega=4 \times 10^3} = 20 \lg(|K'|) + 20 \lg(\frac{4 \times 10^3}{|z_1|}) = 32\text{dB}$$

解得,  $K' = \pm 10$ 。故系统函数可表示为:

$$H(s) = \frac{\pm 10 \times (1 + \frac{s}{\pm 10^3})}{(1 + \frac{s}{4 \times 10^3})(1 + \frac{s}{10^4})(1 + \frac{s}{10^5})} = \frac{\pm 4 \times 10^{10} \times (s \pm 10^3)}{(s + 4 \times 10^3)(s + 10^4)(s + 10^5)}$$

■ 题 1.10(1)(2), 解:

(1) 根据幅频波特图可知, 该系统的传递函数为  $H_V(s) = \frac{V_o(s)}{V_s(s)}$ , 且  $\omega_1$  为一

系统极点对应的转折频率。依电路结构，列出节点电流方程：

$$\frac{V_S(s) - V_o(s)}{\frac{1}{sC_1}} = g_m V_S(s) + \frac{V_o(s)}{R} + \frac{V_o(s)}{\frac{1}{sC_2}}$$

解得：

$$H_V(s) = \frac{V_o(s)}{V_S(s)} = \frac{sRC_1 - g_m R}{1 + sR(C_1 + C_2)}$$

显然，该系统具有一个极点  $p = -\frac{1}{R(C_1 + C_2)}$ ，故  $\omega_1 = |p| = \frac{1}{R(C_1 + C_2)}$ ，证毕。

(2) 类似地， $\omega_2$  为该系统零点对应的转折频率，即  $\omega_2 = |z| = \frac{g_m}{C_1}$ 。而作为一低通系统，其通带增益  $A$  满足：

$$A = 20 \lg(\lim_{s \rightarrow 0} |H_V(s)|) = 20 \lg(g_m R)$$

## 1.2 其他习题参考答案

■ 题 1.1，解： (a)

$$H_r(s) = \frac{V_o(s)}{I_S(s)} = \frac{R}{LCs^2 + RCs + 1}$$

(b)

$$H_r(s) = \frac{V_o(s)}{I_S(s)} = \frac{R}{3RLC^2s^3 + 3LCs^2 + 4RCs + 1}$$

■ 题 1.2，解： (a)

$$H_r(s) = \frac{V_o(s)}{I_S(s)} = \frac{1}{RC_1C_2s^2 + (C_1 + C_2)s} = \frac{1}{s^2 + 2s}$$

$$H_r(j\omega) = H_r(s)|_{s=j\omega} = \frac{1}{j2\omega - \omega^2}$$

(b)

$$H_r(s) = \frac{3 \times 10^{-5}s - 1.2 \times 10^6}{6 \times 10^{-16}s^2 + 1.251 \times 10^{-6}s + 1}$$

$$\approx \frac{5 \times 10^{10} \times (s - 4 \times 10^{10})}{s^2 + 2.09 \times 10^9s + 1.67 \times 10^{15}}$$



其对应的频率响应函数为：

$$H_r(j\omega) = H_r(s)|_{s=j\omega} = \frac{5 \times 10^{10} \times (j\omega - 4 \times 10^{10})}{1.67 \times 10^{15} - \omega^2 + j2.09 \times 10^9 \omega}$$

## 第二章 PN 结二极管及其应用

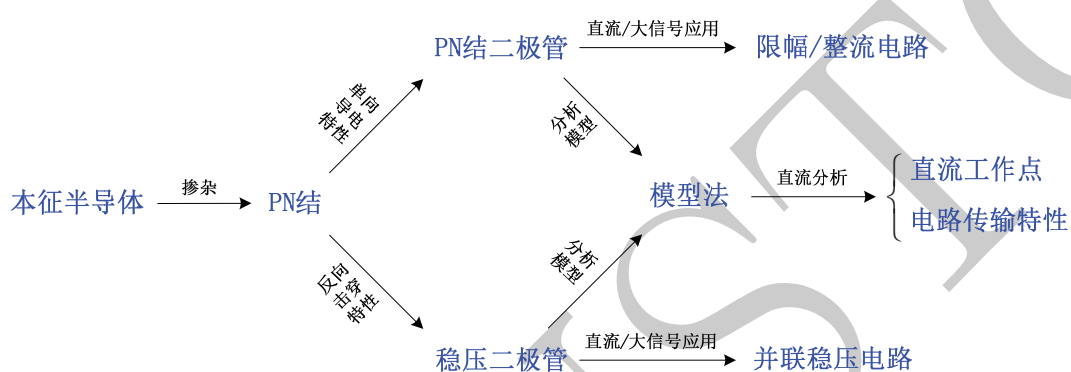


图 2.1 第二章涉及的知识结构图

本章涉及的知识结构图如图 2.1 所示，主要考查如下知识点：

- (1) 半导体材料基础知识，理解本征半导体与掺杂半导体的导电特性；
- (2) PN 结及其特性，重点理解单向导电性及反向击穿特性；
- (3) PN 结二极管及其工作原理，熟悉二极管方程和工程近似分析模型；
- (4) 稳压二极管及其工作原理，熟悉其工程近似分析模型；
- (5) 二极管直流电路分析方法，判别器件的工作状态，求器件的直流工作点；
- (6) 二极管应用电路，熟悉电路结构和基本功能；

## 2.1 课后作业参考答案

■ 题 2.3，解：

(1) 二极管的击穿电压大于 5V，则两个二极管均未被击穿，所以  $D_2$  为反向偏置，电路中电流  $I \approx I_s = 10\mu\text{A}$ 。所以

$$\begin{cases} V_1 + V_2 & = E \\ I & = I_s(e^{V_1/V_T} - 1) = -I_s(e^{-V_2/V_T} - 1) \end{cases}$$

整理可得  $(1 + e^{-E/V_T})e^{V_1/V_T} = 2$ 。由于  $E/V_T \gg 1$ ，故  $e^{V_1/V_T} \approx 2$ ，于是  $I = I_s(e^{V_1/V_T} - 1) \approx I_s = 10\mu\text{A}$ 。

(2) 二极管的击穿电压为 4.9V，则  $D_2$  被击穿，击穿后  $D_2$  两端的电压不再变化，即  $V_2 = 4.9\text{V}$ ，于是  $V_1 = 0.1\text{V}$ 。所以， $I = I_s(e^{V_1/V_T} - 1) = I_s(e^{100/26} - 1) = 458.1\mu\text{A}$ 。

■ 题 2.5，解：

(1) 假设二极管 D 截止，则其阳极电压为  $v_i$ ，阴极电压为 10V，根据二极管折线模型，故 D 的工作状态可按下式判别：

$$\begin{cases} \text{D 导通, } v_i > 10 + V_r = 10.7\text{V} \\ \text{D 截止, } v_i \leq 10.7\text{V} \end{cases}$$

其中，当 D 截止时，易知  $v_o = v_i$ 。当 D 导通时，由折线模型可知：

$$v_o = 10 + V_r + r \times \frac{v_i - v_o}{100}$$

整理可得： $v_o = \frac{v_i + 107}{11}$ 。于是， $v_o \sim v_i$  电压传输特性曲线如图 2.2 所示。

(2) 根据  $v_o \sim v_i$  电压传输特性，作图如下：

■ 题 2.7，解：

假设二极管 D 截止，则其阳极电压为  $v_i$ ，阴极电压为  $15 \times \frac{1^k}{1^k + 2^k} = 5\text{V}$ 。根据理想二极管工作特性，故 D 的工作状态可按下式判别：

$$\begin{cases} \text{D 导通, } v_i > 5\text{V} \\ \text{D 截止, } v_i \leq 5\text{V} \end{cases}$$

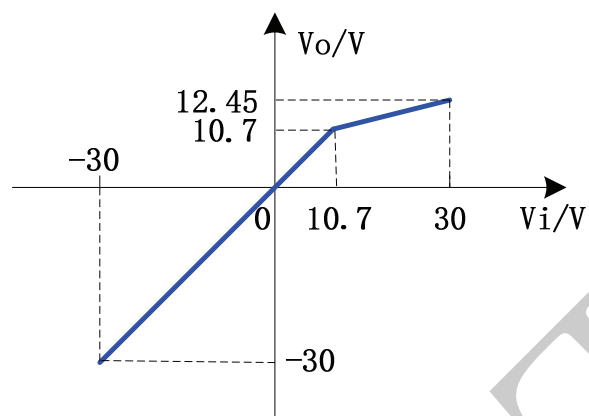


图 2.2 题 2.5(1) 的电压传输特性曲线

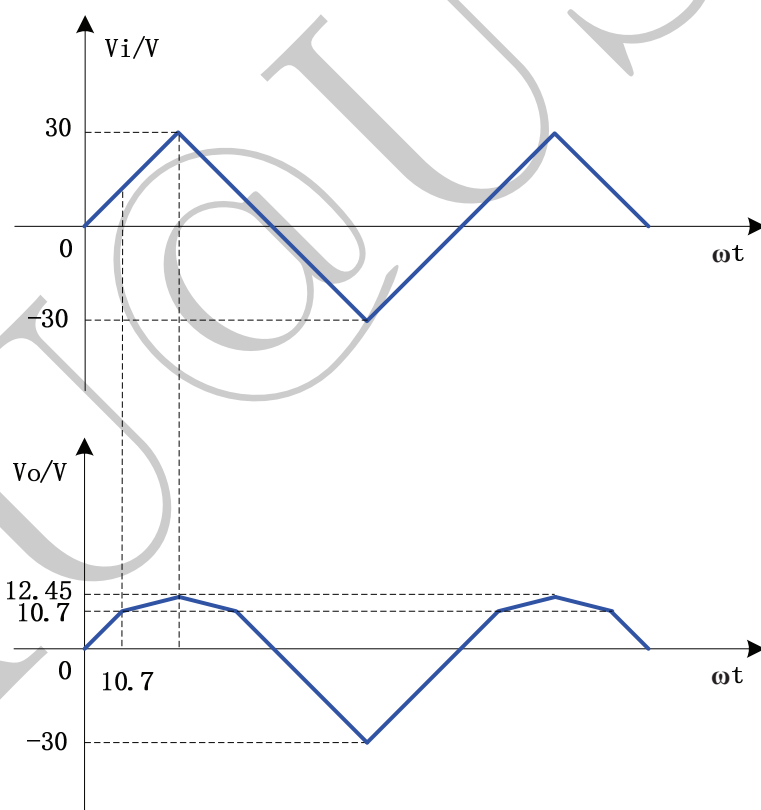


图 2.3 题 2.5(2) 的输出  $v_o$  波形

其中，当 D 截止时，易知  $v_o = v_i$ ， $I_d = 0$ 。当 D 导通时，列节点电流方程：

$$\frac{v_i - v_o}{1k} = \frac{v_o}{1k} + \frac{v_o - 15}{2k}$$

解得： $v_o = \frac{2}{5}v_i + 3(\text{V})$ 。此时， $I_d = \frac{v_i - v_o}{1k} = \frac{3v_i}{5} - 3(\text{mA})$ 。于是，当  $v_i \in [0, 15\text{V}]$  时， $v_o \sim v_i$  与  $I_d \sim v_i$  传输特性曲线如图 2.4 所示。

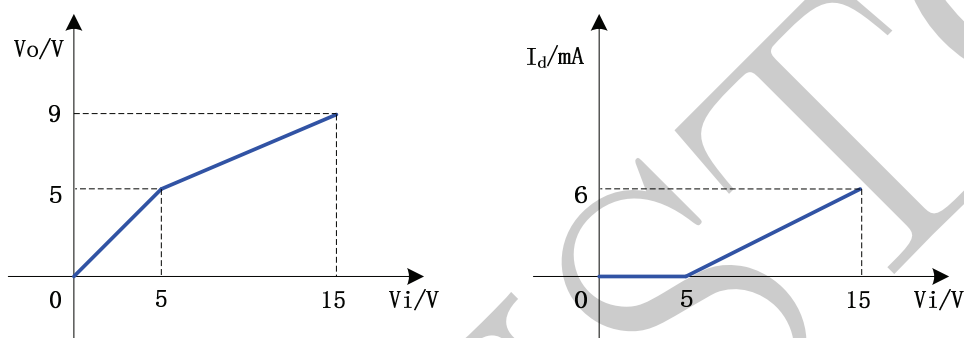


图 2.4 题 2.7 的  $v_o \sim v_i$  与  $I_d \sim v_i$  传输特性曲线

■ 题 2.8(a)，解：

令节点电压为  $V_D$ ，假设二极管 D1 和 D2 均截止，则 D1 阳极电压为  $E$ ，阴极电压为  $V_D = 25\text{V}$ ，D2 阳极电压为  $V_o = 100\text{V}$ ，阴极电压为  $V_D = 25\text{V}$ 。对 D1，由理想二极管的工作特性可知：

$$\begin{cases} \text{D1 导通, } E > V_D \\ \text{D1 截止, } E \leq V_D \end{cases}$$

于是，D1 截止时，由理想二极管的工作特性可知，D2 导通。此时， $V_o = V_D = \frac{100 \times 100k + 25 \times 200k}{100k + 200k} = 50\text{V}$ 。

当 D1 导通时， $V_D = E$ ，此时：

$$\begin{cases} \text{D2 导通, } V_D < 100\text{V} \\ \text{D2 截止, } V_D \geq 100\text{V} \end{cases}$$

于是，当 D1 导通且 D2 截止时，此时  $V_o = 100\text{V}$ 。而当 D1 与 D2 均导通时，

$V_o = E$ 。其  $V_o \sim E$  传输特性曲线如图 2.5 所示。

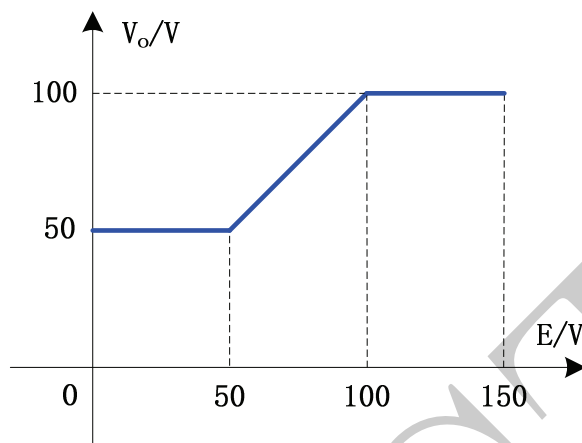


图 2.5 题 2.8(a) 的电压传输特性曲线

■ 题 2.12, 解: 根据图中的同名端位置和接地位置, 可知输入为两倍的  $v_2$ , 正半周期和负半周期分别如图 2.6 及 2.7 所示。

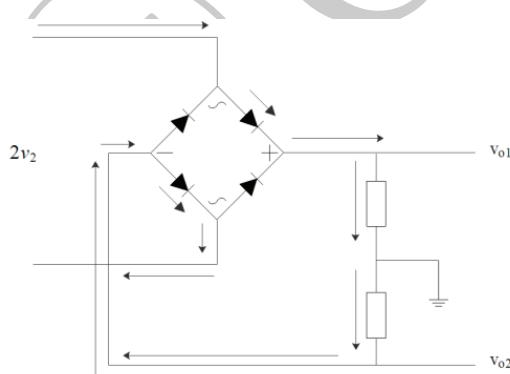


图 2.6 题 2.12 当  $v_2$  处于正半周期时电路的工作状况

输出波形则分别如图 2.8 及 2.9 所示。

■ 题 2.13, 解:

对 A 点, 可判断为全波整流电路的输出端, 故平均电压  $V_A = -\frac{12\sqrt{2}}{\pi} = -5.4V$ 。D2 和 D3 的峰值反偏电压均为  $12\sqrt{2} \approx 17V$ 。

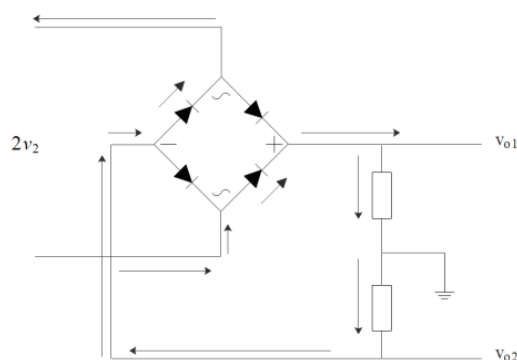


图 2.7 题 2.12 当  $v_2$  处于负半周期时电路的工作状况

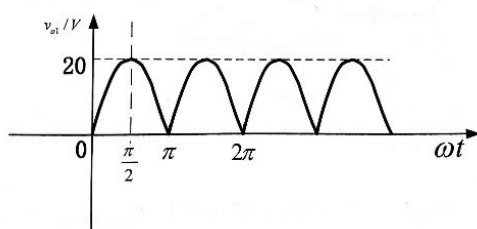


图 2.8 题 2.12 的  $v_{o1}$  输出波形

对 B 点, 可判断为半波整流电路级联一 RC 滤波器, 且放电时间常数  $RC \approx 3^k \times 1000\mu = 3s$ , 故  $V_B \approx 9\sqrt{2} \approx 12.7V$ 。D1 的峰值反偏电压为  $18\sqrt{2} \approx 25.5V$ 。

对 C 点, 假设稳压管截止, 则  $V_C = \frac{2}{5} \times V_B = 5.08V > V_z$ , 故稳压管反向导通, 于是  $V_C = V_z = 4.2V$ 。

■ 题 2.15, 解:

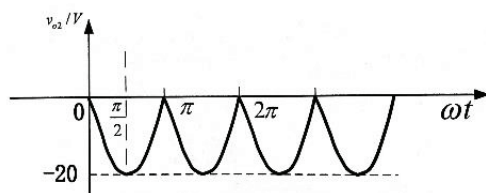


图 2.9 题 2.12 的  $v_{o2}$  输出波形

根据关系式:

$$\frac{V_{imax} - V_z}{I_{Lmin} + I_{zmax}} \leq R \leq \frac{V_{imin} - V_z}{I_{Lmax} + I_{zmin}}$$

可知,  $0.7\text{k}\Omega \leq R \leq 1.5\text{k}\Omega$ 。

## 2.2 其他习题参考答案

■ 题 2.1, 解:

(1)  $0.06\text{V}$ ; (2)  $6.84$ ; (3)  $458\mu\text{A}$ ,  $21.9\text{mA}$ ,  $1.03\text{A}$ 。

■ 题 2.2, 解:

(1) 将交流信号源置零, 令  $I_{DQ} = 1.4\text{mA}$ , 分析直流通路可知:  $V_{DQ} = 0.2\text{V}$ , 故二极管的直流电阻  $R_D = \frac{V_{DQ}}{I_{DQ}} = 143\Omega$ 。

(2) 交流电阻  $r_d = \frac{V_T}{I_{DQ}} = 18.6\Omega$ 。

(3) 交流电流的时域值为  $i_d(t) = \frac{v(t)}{r_d} = 1.08 \times 10^{-5} \sin(\omega t)\text{A}$ 。



### 第三章 BJT 及其基本放大电路

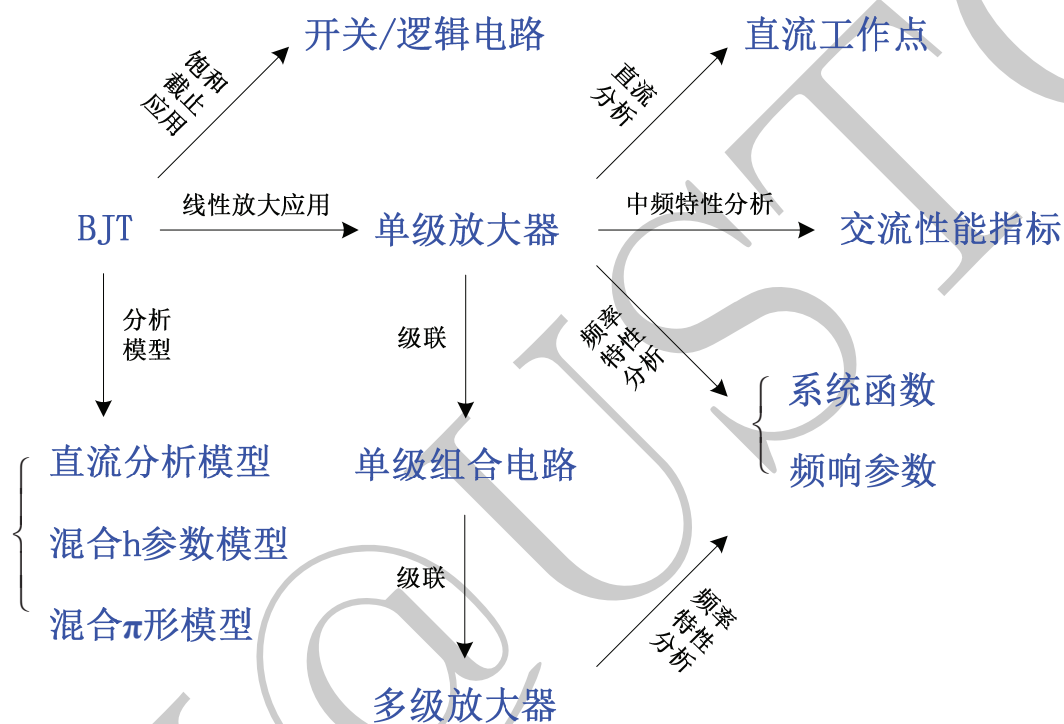


图 3.1 第三章涉及的知识结构图

本章涉及的知识结构图如图 3.1 所示，主要考查如下知识点：

- (1) 双极型晶体管的物理结构与工作原理，理解其非线性伏安特性与典型应用；
- (2) 双极型晶体管的直流分析模型和交流小信号模型，理解模型的使用方法和  
使用范围；
- (3) 晶体管电路的直流分析方法，判别晶体管的工作状态，计算晶体管的直流  
工作点；
- (4) 三种组态基本放大器的电路结构与交流分析方法，求基本放大器的中频交  
流性能指标；

(5) 共发射放大器的低频、中频、高频特性，熟悉其频率特性的改善措施；

(6) 多级放大器的基本结构，掌握其直流分析、交流分析方法。

### 3.1 课后作业参考答案

#### ■ 题 3.3，解：

(a) 分析可知发射结处于正向偏置，且由  $V_{EC} > V_{EBon} = 0.7V$  可判断集电结处于反向偏置，故该 PNP 管工作于放大状态。

于是，

$$I_C \approx I_E = \frac{12 - V_{EBon}}{10^k} = 1.13mA$$

$$R_C = \frac{12 + 12 - V_{EC}}{I_C} - 10^k = 5.93k\Omega$$

(b) 分析可知发射结处于正向偏置，且由  $V_O > 0$  可判断集电结处于反向偏置，故该 NPN 管工作于放大状态。

于是，

$$I_C \approx I_E = 1mA$$

$$R_C = \frac{5 - V_O}{I_C} = 3k\Omega$$

#### ■ 题 3.5，解：

易知， $I_E = \frac{5-4}{2^k} = 0.5mA$ 。于是集电极电压  $V_C = -5 + I_E * 8^k = -1V$ 。由于  $V_{EC} = 3V > V_{EBon}$ ，据此可知，PNP 管处于放大态，则  $I_B = \frac{4-0.7+1}{100^k} = 43\mu A$ 。故  $\beta = \frac{I_E - I_B}{I_B} = 10.6$ ， $\alpha = \frac{\beta}{1+\beta} = 0.91$ 。

#### ■ 题 3.9，解：

分析易知  $I_B = \frac{5-0.8}{200^k} = 21\mu A$ 。使管子由饱和态进入放大态的临界电压  $V_{Cmax} = V_{BEon} = 0.8V$ ，此时最小  $R_C$  应满足：

$$R_{Cmin} = \frac{10 - V_{Cmax}}{\beta I_B} = 4.38k\Omega$$

另解：若将软饱和区考虑为放大区（不建议，后续不再说明），则  $V_{Cmax} = V_{CES} = 0.2V$ ，此时  $R_C$  应满足：

$$R_{Cmin} = \frac{10 - V_{Cmax}}{\beta I_B} = 4.67k\Omega$$

■ 题 3.10，解：

(1) 分析易知 NPN 管的发射结处于正向偏置中，假设该管处于放大态，则由：

$$\beta I_B R_E + V_{BEon} + 7I_B = 3$$

解得， $I_B = 40.4\mu A$ 。于是， $I_C = \beta I_B = 4.04mA$ 。由此可知， $V_C = 10 - 3I_C = -2.12V$ ，故假设不成立，该管工作于饱和区。

(2) 由该管处于临界放大态可知， $V_{CEmin} = V_{BEon}$ 。由：

$$I_C = \frac{10 - V_{CEmin}}{3 + R_E}$$

$$I_C = \beta I_B = \frac{\beta(3 - V_{BEon})}{7 + \beta R_E}$$

解得  $R_{Emin} = 0.89k\Omega$

■ 题 3.21，解：

(1) 提取该放大器的直流通路可得：

易知，该电路使用定基压偏置，有：

$$V_{BE} = V_{BEon} = 0.7V$$

$$V_{BB} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \times V_{CC} = \frac{1.5^k}{6^k + 1.5^k} \times 5 = 1V$$

$$I_C \approx I_E = \frac{V_{BB} - V_{BEon}}{R_E} = \frac{1 - 0.7}{0.1^k} = 3mA$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \times (R_C + R_E) = 5 - 3 \times (1^k + 0.1^k) = 1.7V$$

于是， $I_B = \frac{I_C}{\beta} = 16.7\mu A$ ，经检验可知， $\frac{V_{CC}}{R_{B1} + R_{B2}} = 0.67mA \gg I_B$ ，故上述近似分析合理。

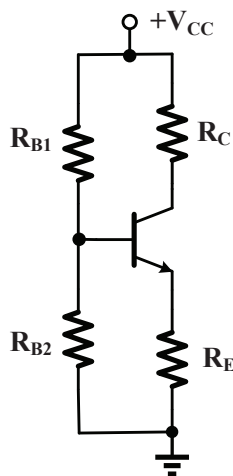


图 3.2 题 3.21 的直流通路

(2) 根据  $r_e = \frac{V_T}{I_E} = 8.67\Omega$ , 则忽略  $r_b$  时,  $h_{ie} = (1 + \beta)r_e = 1.57k\Omega$ 。

(3) 该放大器的中频交流等效电路如下所示:

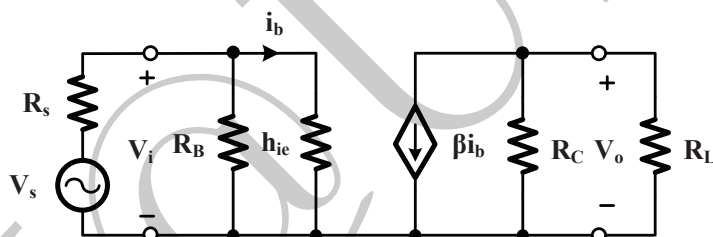


图 3.3 题 3.21 的中频交流等效通路

据此, 可列出如下方程组:

$$\begin{cases} V_o = -\beta i_b \times R_C \parallel R_L \\ V_s = i_b \times h_{ie} + \frac{(R_B + h_{ie})i_b}{R_B} \times R_s \end{cases}$$

其中,  $R_B = \frac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 1.2k\Omega$ , 于是,

$$A_{Vs} = \frac{V_o}{V_s} = -\frac{\beta \times R_C \parallel R_L}{h_{ie}} \cdot \frac{R_B \parallel h_{ie}}{R_B \parallel h_{ie} + R_s} = -48.3$$

由下图易知, 输入电阻  $R_i = \frac{V_x}{I_x} = R_B \parallel h_{ie} = 0.68k\Omega$ 。

进一步, 画出求输出电阻的等效电路,

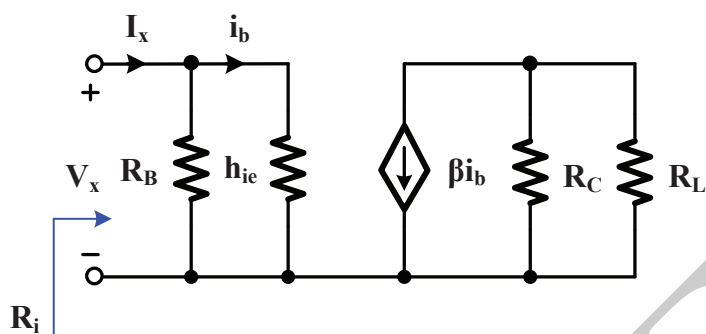


图 3.4 题 3.21 求输入电阻的等效通路

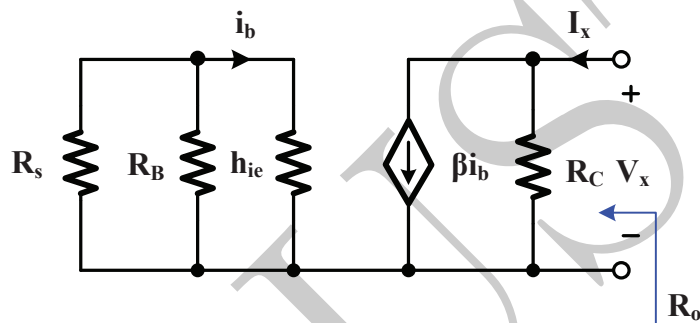


图 3.5 题 3.21 求输出电阻的等效通路

因  $i_b = 0$ ，于是， $R_o = \frac{V_x}{I_x} = R_C = 1\text{k}\Omega$ 。

■ 题 3.23，解：

(1) 画直流通路，

易知，基极电流为  $I_B = \frac{I_C}{\beta} = 2.5\mu\text{A}$ ，列出晶体管 B-E 端口回路电压方程：

$$50^k \times I_B + V_{BEon} + (1 + \beta)I_B \times (0.1^k + R_E) = 5$$

解得， $R_E = 16.4\text{k}\Omega$ 。令  $I_E \approx I_C$ ，列出晶体管 C-E 端口回路电压方程：

$$I_C(R_C + 0.1 + R_E) + V_{CE} = 5 - (-5) = 10$$

解得， $R_C = 11.5\text{k}\Omega$ 。

(2) 易知， $r_e = \frac{V_T}{I_E} = 104\Omega$ ，于是忽略  $r_b$  时， $h_{ie} = (1 + \beta)r_e = 10.5\text{k}\Omega$ 。

画出该放大器的中频交流等效电路，

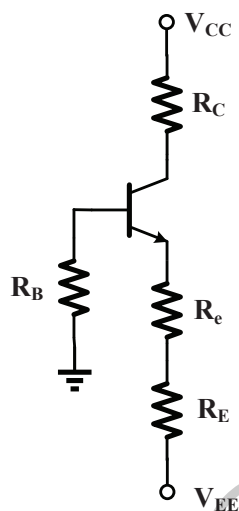


图 3.6 题 3.23 的直流通路

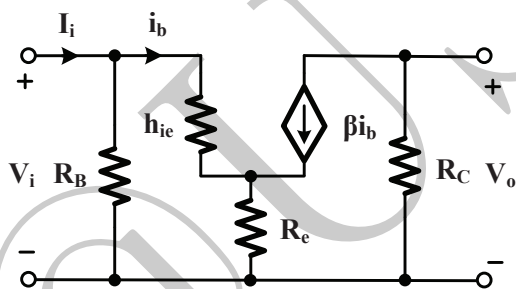


图 3.7 题 3.23 的中频交流等效电路

据此，可列出如下方程组：

$$\begin{cases} V_o = -\beta i_b \times R_C \\ V_i = i_b \times h_{ie} + (1 + \beta) i_b \times R_e \end{cases}$$

于是，

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{\beta \times R_C}{h_{ie} + (1 + \beta) R_e} = -55.8$$

画出求输入电阻的等效电路图，

则由  $V_x = i_b h_{ie} + (1 + \beta) i_b R_e$  可求出：  $R'_i = \frac{V_x}{i_b} = h_{ie} + (1 + \beta) R_e$ 。故：

$$R_i = R_B \parallel R'_i = R_B \parallel (h_{ie} + (1 + \beta) R_e) = 14.6 \text{k}\Omega$$

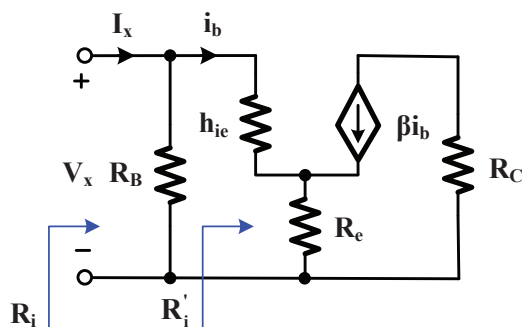


图 3.8 题 3.23 求解输入阻抗的等效电路

画出求解输出阻抗的等效电路（略），易得： $R_o = R_C = 11.5\text{k}\Omega$

■ 题 3.24，解：

(1) 提取该放大器的直流通路（略），易知其使用定基压偏置，有

$$V_{BB} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \times (V_{CC} - V_{EE}) + V_{EE} = \frac{10^k}{10^k + 10^k} \times 18 - 9 = 0\text{V}$$

$$I_C \approx I_E = \frac{V_{BB} - V_{BEon} - V_{EE}}{R_E} = \frac{0 - 0.7 + 9}{0.5^k} = 16.6\text{mA}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - V_{EE} - I_C \times R_E = 18 - 16.6 \times 0.5^k = 9.7\text{V}$$

于是， $I_B = \frac{I_C}{\beta} = 92.2\mu\text{A}$ ，经检验可知， $\frac{V_{CC}-V_{EE}}{R_{B1}+R_{B2}} = 0.17\text{mA} < 10I_B$ ，故上述近似分析误差较大，须考虑  $I_B$  的影响。

利用戴维宁电压源等效，可得如下等效电路，

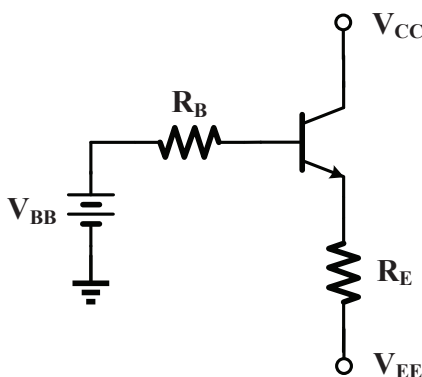


图 3.9 题 3.24 求直流工作点的等效电路

于是,

$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BEon} + (1 + \beta) I_B R_E + V_{EE}$$

解得,  $I_B = 86.9\mu\text{A}$ , 于是  $I_C = \beta I_B = 15.6\text{mA}$ 。此时,

$$V_{CE} = V_{CC} - V_{EE} - I_C \times R_E = 18 - 15.6 \times 0.5^k = 10.2\text{V}$$

(2) 首先计算  $r_e = \frac{V_T}{I_E} = 1.67\Omega$ , 于是忽略  $r_b$  时,  $h_{ie} = (1 + \beta)r_e = 0.3\text{k}\Omega$ 。

画出该放大器的中频交流等效电路,

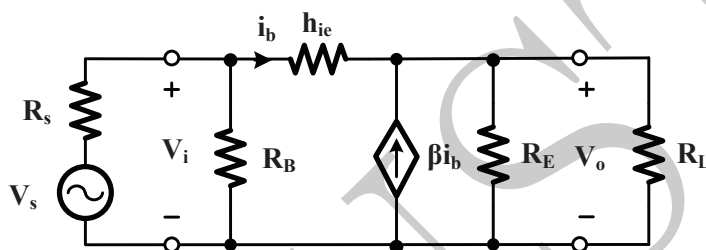


图 3.10 题 3.24 的中频交流等效电路

据此, 可列出如下方程组:

$$\begin{cases} V_o = (1 + \beta) i_b \times R_E \parallel R_L \\ V_i = i_b \times h_{ie} + V_o \end{cases}$$

于是,

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{(1 + \beta) \times R_E \parallel R_L}{h_{ie} + (1 + \beta) \times R_E \parallel R_L} = 0.99$$

画出求输入电阻的等效电路图,

则由  $V_x = i_b h_{ie} + (1 + \beta) i_b \times R_E \parallel R_L$  可知:  $R'_i = \frac{V_x}{i_b} = h_{ie} + (1 + \beta) \times R_E \parallel R_L$ 。

于是可求出:

$$R_i = R_B \parallel R'_i = R_B \parallel (h_{ie} + (1 + \beta) \times R_E \parallel R_L) = 4.36\text{k}\Omega$$

画出求输出阻抗的等效电路图,

则由  $V_x = -i_b (h_{ie} + R_s \parallel R_B)$  可知:  $R'_o = \frac{V_x}{-(1 + \beta) i_b} = \frac{h_{ie} + R_s \parallel R_B}{1 + \beta}$ 。于是,

$$R_o = R_E \parallel R'_o = R_E \parallel \frac{h_{ie} + R_s \parallel R_B}{1 + \beta} = 6.2\Omega$$



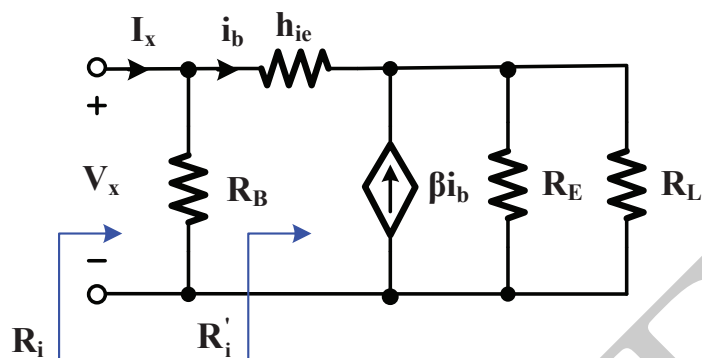


图 3.11 题 3.24 求输入阻抗的等效电路

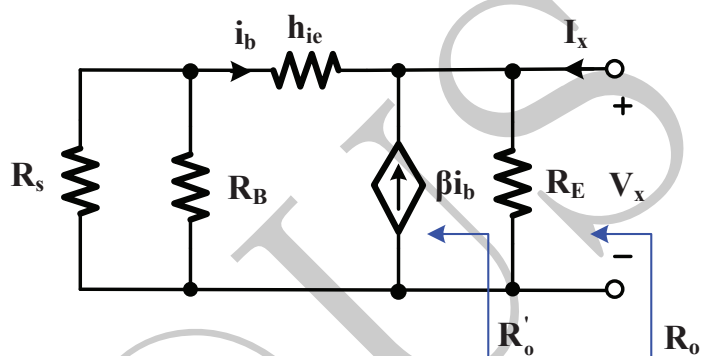


图 3.12 题 3.24 求输出阻抗的等效电路

该放大器的中频源电压增益为:

$$A_{V_s} = A_V \frac{R_i}{R_i + R_s} = 0.81$$

■ 题 3.29, 解:

(1) 提取该放大器的直流通路, 如下所示

据此, 易知  $I_E = I_C + I_B = 0.5\text{mA}$ , 即  $I_C \approx 0.5\text{mA}$ ,  $I_B = 5\mu\text{A}$ 。于是,

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE} = 100^k \times I_B + V_{BEon} = 1.2\text{V}$$

(2) 首先计算  $r_e = \frac{V_T}{I_E} = 52\Omega$ , 于是忽略  $r_b$  时,  $h_{ie} = (1 + \beta)r_e = 5.25\text{k}\Omega$ 。画出该放大器的中频交流等效电路,

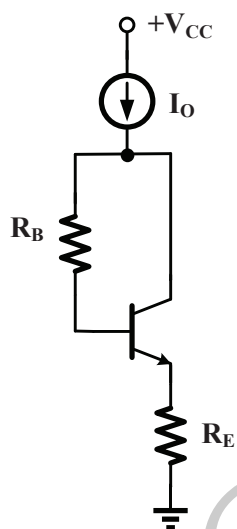


图 3.13 题 3.29 的直流电路

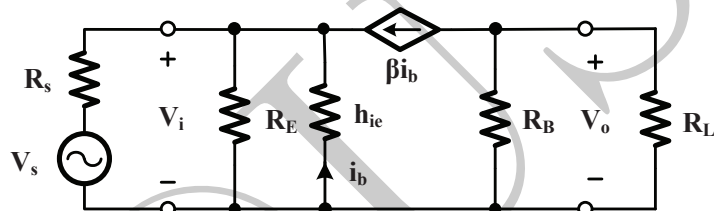


图 3.14 题 3.29 的中频交流等效电路

于是，有

$$\begin{cases} V_o = -\beta i_b \times R_B \parallel R_L \\ V_i = -i_b \times h_{ie} \end{cases}$$

则，

$$A_V = \frac{\beta \times R_B \parallel R_L}{h_{ie}} = 18.9$$

画出求输入电阻的等效电路图，

根据  $V_x = -i_b h_{ie}$  可知：  $R'_i = \frac{V_x}{-(1+\beta)i_b} = \frac{h_{ie}}{1+\beta}$ 。于是，

$$R_i = R_E \parallel R'_i = R_E \parallel \frac{h_{ie}}{1+\beta} = 49.4\Omega$$

画出求输出阻抗的等效电路图（略），可知：  $R_o = R_B = 100k\Omega$

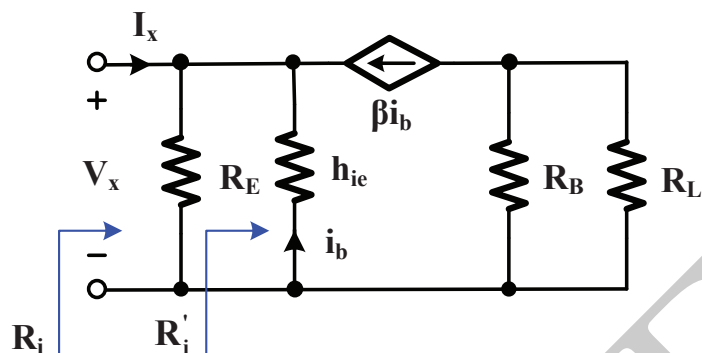


图 3.15 题 3.29 求输入阻抗的等效电路

该放大器的中频源电压增益为:

$$A_{V_s} = A_V \frac{R_i}{R_i + R_s} = 9.39$$

■ 题 3.16, 解:

由  $\alpha_0 = 0.98$  得:  $\beta_0 = 49$ 。令

$$\beta(jf) = \frac{\beta_0}{1 + \frac{jf}{f_\beta}}$$

当  $f = 30\text{MHz}$ ,  $|\beta(jf)| = 20$ , 故  $f_\beta = 13.4\text{MHz}$ 。

由  $\alpha(jf) = \frac{\beta(jf)}{1 + \beta(jf)}$  可知,

$$\alpha(jf) = \frac{\alpha_0}{1 + \frac{jf}{f_\alpha}} = \frac{\frac{\beta_0}{1 + \beta_0}}{1 + \frac{jf}{(1 + \beta_0) \times f_\beta}}$$

即:  $f_\alpha = (1 + \beta_0)f_\beta = 670\text{MHz}$ 。

■ 题 3.18, 解:

易知,  $\beta_0 = h_{fe} = 100$ 。令

$$\beta(jf) = \frac{\beta_0}{1 + \frac{jf}{f_\beta}}$$

则当  $f = 10\text{MHz}$  时, 由  $|\beta(jf)| = 10$  解得,  $f_\beta = 1\text{MHz}$ 。

根据  $V_{CE} > V_{BEon}$  可知, 该管处于放大态, 于是  $I_E \approx I_C$ 。此时  $r_e = \frac{V_T}{I_E} = 5.2\Omega$ 。由  $h_{ie} = r_b + (1 + \beta_0)r_e = 0.6\text{k}\Omega$  可计算出  $r_b = 74.8\Omega$

又由  $f_T = \beta_0 f_\beta$  可知,  $f_T = 100\text{MHz}$ 。而由  $f_\beta = \frac{1}{2\pi\beta_0 r_e (C_\pi + C_c)}$  解得,  $C_\pi = 303\text{pF}$ 。

■ 题 3.30, 解:

(1) 忽略电容 C, 画出该放大器的低频交流等效电路,

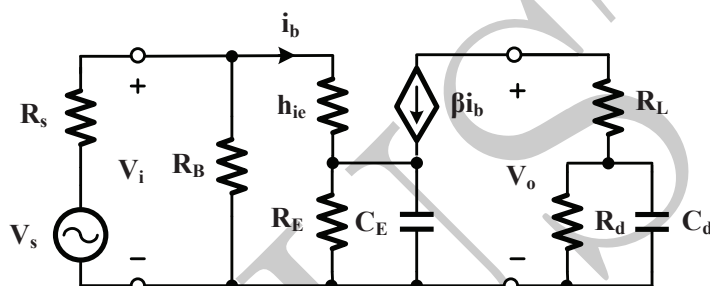


图 3.16 题 3.30 的低频交流等效电路

据此, 列出如下方程组:

$$\begin{cases} V_o(s) = -\beta i_b \times (R_L + R_d \parallel \frac{1}{sC_d}) \\ V_i(s) = i_b \times h_{ie} + (1 + \beta)i_b(R_E \parallel \frac{1}{sC_E}) \end{cases}$$

则,

$$\begin{aligned} A_V(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} &= -\frac{\beta(R_d + R_L)}{h_{ie} + (1 + \beta)R_E} \cdot \frac{\left(1 + \frac{sR_d R_L C_d}{R_d + R_L}\right)(1 + sR_E C_E)}{\left(1 + \frac{s h_{ie} R_E C_E}{h_{ie} + (1 + \beta)R_E}\right)(1 + sR_d C_d)} \\ &= -\frac{A_{V0} \left(1 + \frac{sR_d R_L C_d}{R_d + R_L}\right)(1 + sR_E C_E)}{\left(1 + \frac{s h_{ie} R_E C_E}{h_{ie} + (1 + \beta)R_E}\right)(1 + sR_d C_d)} \end{aligned}$$

(2) 代数数值计算整理可得:

$$A_V(s) = -\frac{5.77 \times (1 + \frac{s}{10})(1 + \frac{s}{750})}{(1 + \frac{s}{250})(1 + \frac{s}{520})}$$

易知,  $K' = -5.77$ , 两个系统零点  $z_1 = -10, z_2 = -750$ , 两个系统极点  $p_1 = -250, p_2 = -520$ 。其幅频波特图如下所示:

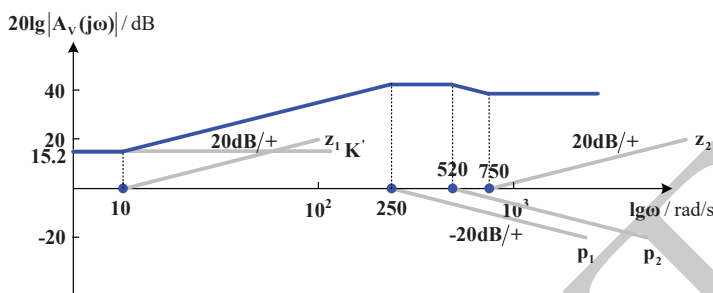


图 3.17 题 3.30 中电压增益函数的幅频波特图

通过  $R_d$  和  $C_d$  引入一个新极点  $p_1 = -250$  和新零点  $z_2 = -750$ , 改善该放大器的低频特性。

■ 题 3.31, 解:

(1) 提取该放大器的直流通路 (图略)。令  $V_{BB} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \times V_{CC} = 2.19V$ ,  $R_B = R_{B1} \parallel R_{B2} = 17.1k\Omega$ , 列出 B-E 端口回路电压方程

$$V_{BB} = I_B * R_B + V_{BEon} + (1 + \beta) * I_B * R_E$$

解得,  $I_B = 15.9\mu A$ 。于是  $I_C \approx I_E = 0.81mA$ , 则  $h_{ie} = r_b + (1 + \beta)r_e = 1.74k\Omega$ 。

画出该放大器的中频交流等效电路 (图略), 列如下方程组:

$$\begin{cases} V_o = -\beta i_b \times R_C \\ V_i = i_b \times h_{ie} \end{cases}$$

则

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{\beta R_C}{h_{ie}} = -57.5$$

易知, 输入阻抗  $R_i = R_B \parallel h_{ie} = 1.58k\Omega$ 。于是

$$A_{Vs} = \frac{V_o}{V_s} = A_V \times \frac{R_i}{R_i + R_s} = -35.2$$

画出求输出阻抗的等效电路图 (图略), 可求出  $R_o = R_C = 2k\Omega$ 。

(2) 结合戴维宁电压源等效，画出该放大器的高频交流等效电路，

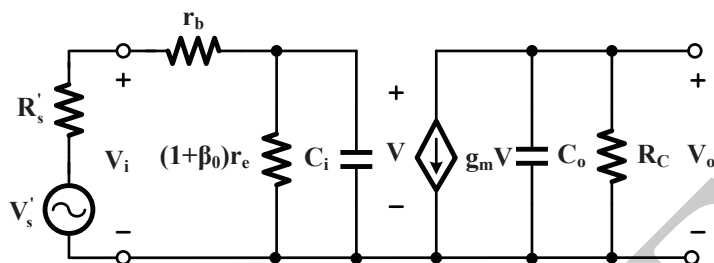


图 3.18 题 3.31 求源电压增益函数的高频交流等效电路

令  $R'_s = R_s \parallel R_B$ ，忽略等效输出电容  $C_o$ ，可列出如下方程组：

$$\begin{cases} V_o(s) = -g_m V \times R_C \\ V'_s(s) = V + (r_b + R'_s) \times \frac{V}{\frac{1}{sC_i} \parallel (1+\beta_0)r_e} \\ V'_s(s) = V_s(s) \times \frac{R_B}{R_B + R_s} \end{cases}$$

则

$$\begin{aligned} A_{V_s}(s) &= \frac{V_o}{V_s} = -\frac{\beta_0 R_C}{h_{ie} + R'_s} \cdot \frac{R_B}{R_B + R_s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{3dB}}} \\ &= -\frac{35.2}{1 + \frac{s}{\omega_{3dB}}} \end{aligned}$$

其中，

$$\begin{aligned} \omega_{3dB} &= \frac{h_{ie} + R'_s}{(1 + \beta_0)(r_b + R'_s)r_e C_i} = \frac{\omega_T}{D\beta_0} \times \left(1 + \frac{\beta_0 r_e}{r_b + R'_s}\right) \\ &= 3.84 \times 10^6 \text{ rad/s} \end{aligned}$$

$$D = 1 + \omega_T R_C C_c = 4.12$$

(3) 接入  $R_e$  之后， $A_{V_s}(s)$  的 3dB 截止频率应改变为：

$$\omega_{3dB} = \frac{\omega_T}{D\beta_0} \times \left(1 + \frac{\beta_0(r_e + R_e)}{r_b + R'_s + R_e}\right) = 5.21 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

$$D = 1 + \omega_T(R_C + R_e)C_c = 4.12$$

■ 题 3.15, 解:

提取该放大器的直流通路,

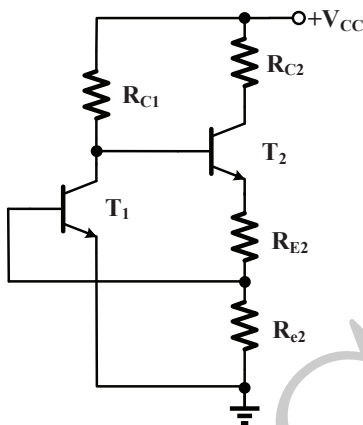


图 3.19 题 3.15 的直流通路

分别令 T1、T2 管的基极电流为  $I_{B1}$  和  $I_{B2}$ , 且  $V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BEon} = 0.7V$ , 则

$$((1 + \beta)I_{B2} - I_{B1}) \times 0.33^k = V_{BE1}$$

又有

$$12 = \beta I_{B1} \times 33^k + V_{BE2} + (1 + \beta)I_{B2} \times 2^k + V_{BE1}$$

两式联立求解, 得:  $I_{B1} = 3.8\mu A$ ,  $I_{B2} = 41.7\mu A$ 。于是,  $I_{C1} = \beta \times I_{B1} = 190\mu A$ ,  $I_{C2} = 2.09mA$ 。

易知,  $V_{CE1} = 12 - I_{C1} \times 33^k = 5.73V$ , 而  $V_{CE2} \approx 12 - I_{C2} \times (1^k + 2^k + 0.33^k) = 5.04V$ 。

■ 题 3.36, 解:

(1) 对 T2 管, 易知  $I_{C2} = \frac{12 - V_O}{30^k} = 0.3mA$ 。于是,  $I_{B2} = 7.5\mu A$ ,  $V_{CE2} = V_O - I_{C2} \times R_{E2} = 2.81V$ 。对 T1 管, 有

$$V_{CE1} = 12 - (I_{C1} + I_{B2}) \times 20^k = V_{BE2} + I_{C2} \times R_{E2}$$

其中,  $V_{BE2} = V_{BE1} = V_{BEon} = 0.7V$ 。则求出  $I_{C1} = 0.55mA$ ,  $V_{CE1} = 0.89V$ 。于是  $I_{B1} = 13.8\mu A$ 。

因此,  $R_B = \frac{12 - V_{BE1}}{I_{B1}} = 819\text{k}\Omega$ 。

(2) 依题意可计算出  $h_{ie1} = (1 + \beta) \frac{V_T}{I_{E1}} = 1.94\text{k}\Omega$ ,  $h_{ie2} = (1 + \beta) \frac{V_T}{I_{E2}} = 3.55\text{k}\Omega$ 。  
画出两级放大器的中频交流等效电路,

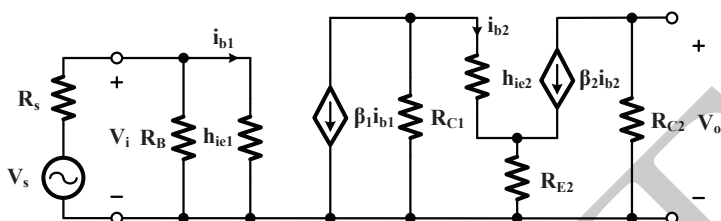


图 3.20 题 3.36 的中频交流等效电路

据此, 可列出如下方程组:

$$\begin{cases} V_o = -\beta i_{b2} \times R_{C2} \\ V_i = i_{b1} \times h_{ie1} \\ -\beta i_{b1} = i_{b2} \times \frac{R_{C1} + h_{ie2} + (1 + \beta)R_{E2}}{R_{C1}} \end{cases}$$

解得,

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\beta^2 R_{C1} R_{C2}}{h_{ie1} (R_{C1} + h_{ie2} + (1 + \beta)R_{E2})} = 1.01 \times 10^4$$

根据  $R_i = R_B \parallel h_{ie1} \approx h_{ie1} = 1.94\text{k}\Omega \gg R_s$ , 于是

$$A_{Vs} = A_V \times \frac{R_i}{R_i + R_s} \approx A_V = 1.01 \times 10^4$$

(3) 依题意, 二极管的交流电阻  $r_d = \frac{V_T}{I_{C2}} = 86.7\Omega$ 。于是

$$A_{Vs} \approx A_V = \frac{\beta^2 R_{C1} R_{C2}}{h_{ie1} (R_{C1} + h_{ie2} + (1 + \beta)r_d)} = 1.83 \times 10^4$$

■ 题 3.37, 解:

画出该多级放大器的幅频波特图 (略), 易知该系统为带通系统。于是, 中频增益 (即通带增益) 为

$$\lim_{10^5 \gg s \gg 200} A_V(s) = \frac{8 \times 10^{12} \times s^3}{s^3 \times 10^5 \times 2 \times 10^5} = 400 = 52\text{dB}$$



观察可知, 该放大器在低频段存在主极点  $p = -200$ , 则  $\omega_l = |p| = 200\text{rad/s}$ 。在高频端不存在主极点, 有

$$\omega_h = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{10^{10}} + \frac{1}{4 \times 10^{10}}}} = 8.94 \times 10^4 \text{rad/s}$$

■ 题 3.41, 解:

(1) 接 T1 管时, 画出其中频交流等效电路 (略)。易知  $h_{ie} = r_b + (1 + \beta)r_e = 1.07\text{k}\Omega$ , 有,

$$A_{Vs} = -\frac{\beta h_{ie}}{h_{ie} + (1 + \beta)h_{ie}} \cdot \frac{\beta R_L}{h_{ie}} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

其中,  $R_i = h_{ie} + (1 + \beta)h_{ie} = (2 + \beta)h_{ie} = 55.6\text{k}\Omega$ 。于是

$$A_{Vs} = \begin{cases} -38.1, & R_s = 10\text{k}\Omega \\ -44.1, & R_s = 1\text{k}\Omega \\ -44.9, & R_s = 0.1\text{k}\Omega \end{cases}$$

3dB 截止频率为

$$\omega_h = \frac{\omega_T}{\beta D} \cdot \left(1 + \frac{\beta r_e}{r_b + R_{o1}}\right) = \begin{cases} 3.16 \times 10^7 \text{rad/s}, & R_s = 10\text{k}\Omega \\ 8.02 \times 10^7 \text{rad/s}, & R_s = 1\text{k}\Omega \\ 9.8 \times 10^7 \text{rad/s}, & R_s = 0.1\text{k}\Omega \end{cases}$$

其中, 密勒因子  $D = 1 + \omega_T R_L C_c = 3$ ,  $R_{o1} = \frac{h_{ie} + R_s}{1 + \beta}$ 。

(2) 不接 T1 时, 有,

$$A_{Vs} = -\frac{\beta R_L}{h_{ie}} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

其中,  $R_i = h_{ie}$ 。于是

$$A_{Vs} = \begin{cases} -4.52, & R_s = 10\text{k}\Omega \\ -24.1, & R_s = 1\text{k}\Omega \\ -42.7, & R_s = 0.1\text{k}\Omega \end{cases}$$

显然, 中频增益  $A_{Vs}$  受  $R_s$  的影响非常大。仅当  $R_s \ll h_{ie}$  时, 该影响可忽略。

3dB 截止频率为

$$\omega_h = \frac{\omega_T}{\beta D} \cdot \left(1 + \frac{\beta r_e}{r_b + R_s}\right) = \begin{cases} 7.34 \times 10^6 \text{rad/s}, & R_s = 10\text{k}\Omega \\ 1.3 \times 10^7 \text{rad/s}, & R_s = 1\text{k}\Omega \\ 5.12 \times 10^7 \text{rad/s}, & R_s = 0.1\text{k}\Omega \end{cases}$$

其中，密勒因子  $D = 1 + \omega_T R_L C_c = 3$ 。显然，3dB 带宽  $\omega_h$  受  $R_s$  的影响非常大。

### 3.2 其他习题参考答案

■ 题 3.1(a)，解：

$$I_{CS} < I_{CEO} = \frac{1 - \alpha_F \alpha_R}{1 - \alpha_F} I_{CS}$$

## 第四章 FET 及其基本放大电路

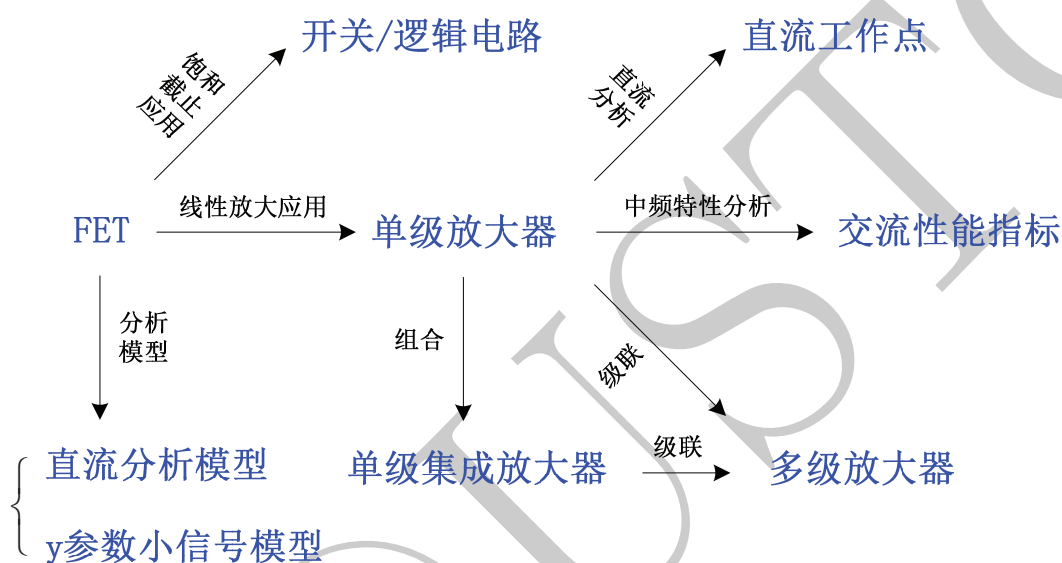


图 4.1 第四章涉及的知识结构图

本章涉及的知识结构图如图 4.1所示，主要考查如下知识点：

- (1) 三种类型场效应晶体管的物理结构与工作原理，理解其非线性伏安特性与典型应用；
- (2) 场效应晶体管的直流分析模型和交流小信号模型，理解模型的使用方法和适用范围；
- (3) 晶体管电路的直流分析方法，判别晶体管的工作状态，计算晶体管的直流工作点；
- (4) 三种组态基本放大器的电路结构与交流分析方法，求基本放大器的中频交流性能指标；

- (5) 单级集成放大器与多级放大器的基本结构, 掌握其直流分析、交流分析方法。

#### 4.1 课后作业参考答案

##### ■ 题 4.1, 解:

易知, 漏极电流  $I_{DQ} = \frac{24 - V_{DQ}}{56^k} = 0.25\text{mA}$ , 而  $V_{GSQ} = -I_{DQ}R_{S1}$ 。假设晶体管处于饱和态, 则

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left( 1 + \frac{V_{GSQ}}{V_{P0}} \right)^2$$

解得,  $R_{S1} = 2\text{k}\Omega$ , 或者  $R_{S1} = 6\text{k}\Omega$ 。显然, 当  $R_{S1} = 6\text{k}\Omega$  时,  $V_{GSQ} = -1.5\text{V} < -V_{P0}$  不合理, 故舍去。

于是,  $V_{DSQ} = 24 - I_{DQ} \times (56^k + 2^k + 24^k) = 3.5\text{V}$ 。由预夹断电压  $V_P = V_{GSQ} + V_{P0} = 0.5\text{V}$  可知,  $V_{DSQ} > V_P$ , 故假设成立,  $R_{S1} = 2\text{k}\Omega$ 。

##### ■ 题 4.5, 解:

(a) 易知,  $V_G = 0\text{V}$ 。当  $I_{DQ} = I_Q = 50\mu\text{A}$  时, 假设晶体管处于饱和态, 则

$$I_{DQ} = K_n (V_{GSQ} - V_T)^2$$

解得,  $V_{GSQ} = 1.52\text{V}$ , 或  $V_{GSQ} = 0.88\text{V}$  ( $< V_T$  不合理, 舍去)。于是,  $V_S = -1.52\text{V}$ , 则  $V_{DSQ} = 5 - V_S = 6.52\text{V}$ 。由于  $V_{DSQ} > V_P = V_{GSQ} - V_T = 0.32\text{V}$ , 故假设成立。

类似地, 当  $I_{DQ} = I_Q = 1\text{mA}$  时, 依上述思路可解得  $V_{GSQ} = 2.61\text{V}$ ,  $V_{DSQ} = 5 - V_S = 7.61\text{V}$ 。

(b) 易知,  $V_{GSQ} = V_{DSQ}$ 。当  $I_{DQ} = I_Q = 50\mu\text{A}$  时, 依上述思路可解得  $V_{GSQ} = V_{DSQ} = 1.52\text{V}$ 。

类似地, 当  $I_{DQ} = I_Q = 1\text{mA}$  时, 依上述思路可解得  $V_{GSQ} = V_{DSQ} = 2.61\text{V}$ 。

##### ■ 题 4.7, 解:

易知, 漏极电阻  $R_D = \frac{5-V_D}{I_D} = 5\text{k}\Omega$ 。而由  $V_G = 0\text{V}$  可知,  $V_{GS} = V_G - (I_D R_S - 5) = 5 - I_D R_S$ 。假设晶体管处于饱和态, 则

$$I_D = K_n (V_{GS} - V_T)^2$$

解得,  $V_{GS} = 3.11\text{V}$ , 或者  $V_{GS} = 0.29\text{V}$  ( $< V_T$ , 故舍去)。于是,  $R_S = 2.36\text{k}\Omega$ 。验证可知,  $V_{DS} = 10 - I_D(R_D + R_S) = 4.11\text{V} > V_{GS} - V_T = 1.41\text{V}$ , 故假设成立。

■ 题 4.8, 解:

(1) 提取该放大器的直流通路 (略)。易知,  $V_{GS} = -I_D(R_1 + R_2)$ 。根据 N-JFET 的饱和态转移特性方程

$$I_D = I_{DSS} \left(1 + \frac{V_{GSQ}}{V_{P0}}\right)^2$$

解得,  $I_D = 1.17\text{mA}$ 。列出 D-S 端口回路电压方程可知,  $V_{DS} = 18 - I_D(8.2^k + 1^{+0.1^k}) = 7.12\text{V}$ 。

根据  $g_m = \frac{2\sqrt{I_{DSS}I_D}}{V_{P0}}$ , 可得  $g_m = 1.93\text{mS}$ 。

(2) 画出该放大器的中频交流等效电路, 其中,  $R_G = 2\text{M}\Omega$ ,  $R_D = 8.2\text{k}\Omega$ 。

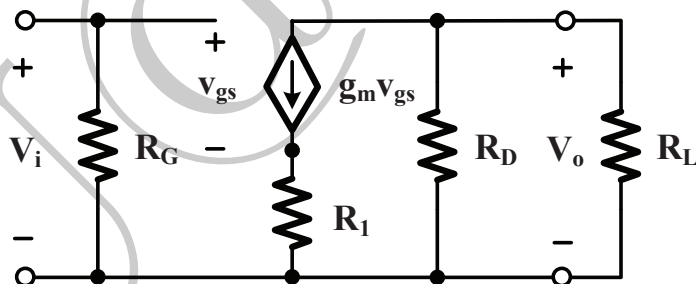


图 4.2 题 4.8 的中频交流等效电路

据此, 可列出以下方程组

$$\begin{cases} V_o = -g_m v_{gs} \times R_D \parallel R_L \\ V_i = v_{gs} + g_m v_{gs} \times R_1 \end{cases}$$

解得,

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{g_m \times R_D \parallel R_L}{1 + g_m \times R_1} = -7.3$$

由等效电路易知，该放大器的输入阻抗  $R_i = R_G = 2\text{M}\Omega$ 。

(3) 当  $R_1 = 0\Omega$  时，类似于 (1) 的分析思路，可求出  $g_m = 2\text{mS}$ 。于是，

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = -g_m \times R_D \parallel R_L = -9.02$$

而输入阻抗则不变，仍为  $R_i = R_G = 2\text{M}\Omega$ 。

■ 题 4.10，解：

画出该放大器的中频交流等效电路，其中， $R_G = 2^M + 0.1^M \parallel 0.3^M =$

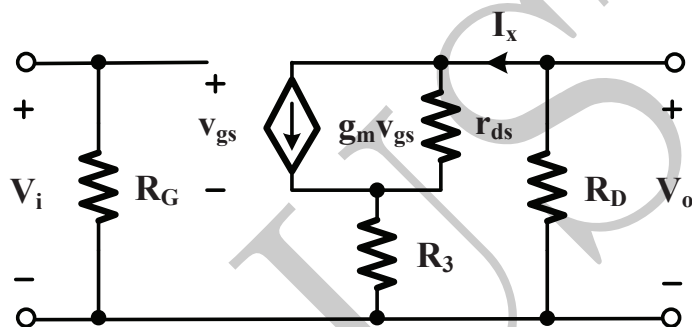


图 4.3 题 4.10 的中频交流等效电路

$2.08\text{M}\Omega$ ,  $R_D = 10\text{k}\Omega$ ,  $R_3 = 2\text{k}\Omega$ 。

据此，可列出以下方程组

$$\begin{cases} V_o = -I_x \times R_D = (I_x - g_m v_{gs})r_{ds} + I_x \times R_3 \\ V_i = v_{gs} + I_x \times R_3 \end{cases}$$

解得，

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{g_m r_{ds} R_D}{r_{ds} + R_D + (1 + g_m r_{ds}) R_3} = -2.78$$

由等效电路易知，该放大器的输入阻抗  $R_i = R_G = 2.08\text{M}\Omega$ 。

画出求该放大器的输出阻抗的等效电路，

据此，可列出以下方程组

$$\begin{cases} V_x = (I_y - g_m v_{gs})r_{ds} + I_y \times R_3 \\ -v_{gs} = I_y \times R_3 \end{cases}$$

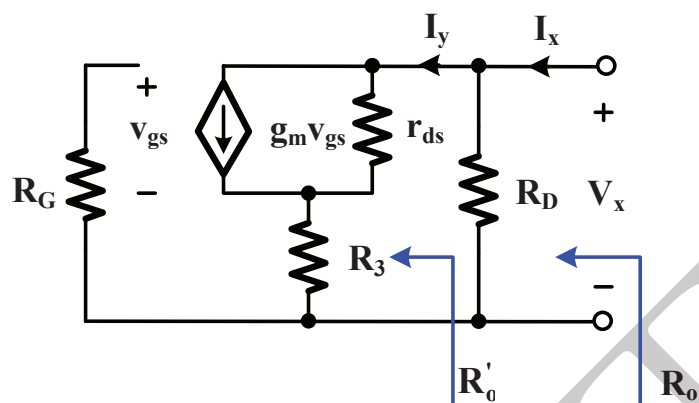


图 4.4 题 4.10 求输出阻抗的等效电路

解得，

$$R'_o = \frac{V_x}{I_y} = r_{ds} + (1 + g_m r_{ds}) R_3 = 62\text{k}\Omega$$

于是，输出阻抗  $r_o = r'_o \parallel R_D = 8.61\text{k}\Omega$ 。

■ 题 4.11，解：

画出该放大器的中频交流等效电路，

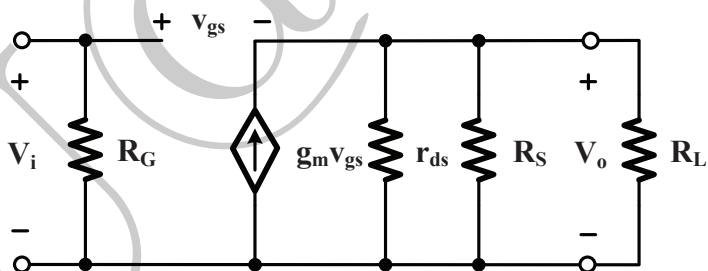


图 4.5 题 4.11 的中频交流等效电路

其中， $R_G = 2^M + 0.1^M \parallel 0.3^M = 2.08\text{M}\Omega$ ,  $R_S = 12\text{k}\Omega$ ,  $R_L = 12\text{k}\Omega$ 。

据此，可列出以下方程组

$$\begin{cases} V_o = g_m v_{gs} \times r_{ds} \parallel R_S \parallel R_L \\ V_i = v_{gs} + v_o \end{cases}$$

解得,

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{g_m \times r_{ds} \parallel R_S \parallel R_L}{1 + g_m \times r_{ds} \parallel R_S \parallel R_L} = 0.81$$

由等效电路易知, 该放大器的输入阻抗  $R_i = R_G = 2.08\text{M}\Omega$ 。

画出求该放大器的输出阻抗的等效电路,

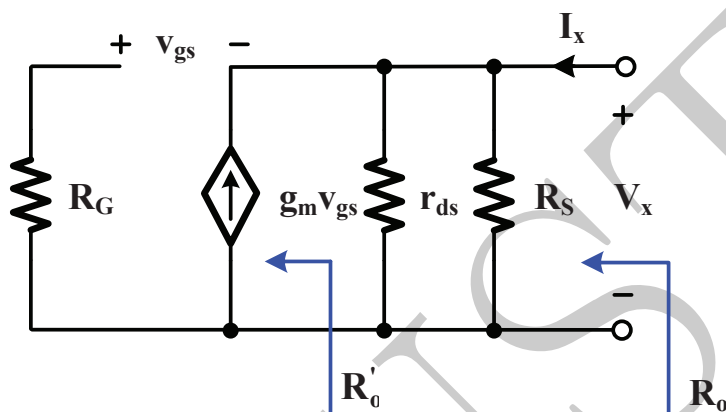


图 4.6 题 4.11 求输出阻抗的等效电路

据此, 可根据  $V_x = -v_{gs}$  先求出  $R'_o = \frac{-v_{gs}}{-g_m v_{gs}} = \frac{1}{g_m}$ 。于是, 输出阻抗  $r_o = r'_o \parallel r_{ds} \parallel R_S = 0.97\text{k}\Omega$ 。

#### ■ 题 4.18, 解:

(1) 提取该放大器的直流通路 (略)。对于左侧 T1 管, 易知  $V_{GSQ1} = 10 - I_{DQ1} \times 10^k$ , 根据转移特性方程

$$I_{DQ1} = K_n (V_{GSQ1} - V_T)^2$$

解得,  $I_{DQ1} = 0.76\text{mA}$ 。于是,  $V_{GSQ1} = 10 - I_{DQ1} \times 10^k = 2.4\text{V}$ 。根据 D-S 回路电压方程可知,  $V_{DSQ1} = 20 - I_{DQ1} \times 10^k = 12.4\text{V}$ 。

对于右侧 T2 管, 由于两管参数一致, 且 G-S 端口偏置电压相同, 故  $I_{DQ2} = I_{DQ1} = 0.76\text{mA}$ 。于是,  $V_{GSQ2} = V_{GSQ1} = 2.4\text{V}$ 。根据 D-S 回路电压方程可知,  $V_{DSQ2} = 20 - I_{DQ1} \times (10^k + 5^k) = 8.6\text{V}$ 。

(2) 易知,  $g_{m1} = g_{m2} = 2\sqrt{K_n I_{DQ1}} = 3.49\text{mS}$ 。

(3) 画出该放大器的中频交流等效电路,



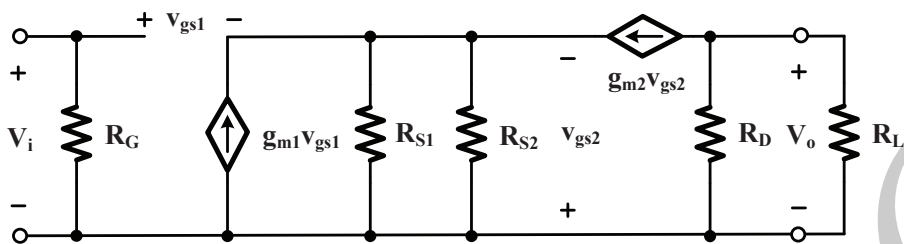


图 4.7 题 4.18 的中频交流等效电路

其中,  $R_G = 400\text{k}\Omega$ ,  $R_{S1} = R_{S2} = 10\text{k}\Omega$ ,  $R_D = 5\text{k}\Omega$ 。

据此, 可列出以下方程组

$$\begin{cases} V_o &= -g_{m2}v_{gs2} \times R_D \parallel R_L \\ V_i &= v_{gs1} - v_{gs2} \\ -v_{gs2} &= (g_{m1}v_{gs1} + g_{m2}v_{gs2}) \times R_{S1} \parallel R_{S2} \end{cases}$$

解得,

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{g_{m2} \times R_D \parallel R_L}{1 + \frac{1 + g_{m2} \times R_{S1} \parallel R_{S2}}{g_{m1} \times R_{S1} \parallel R_{S2}}} = 2.43$$

## 4.2 其他习题参考答案

■ 题 4.2, 解:

$V_{GS} = 2.04\text{V}$ ,  $I_D = 0.78\text{mA}$ ,  $V_{DS} = 5.32\text{V}$ 。

## 第五章 集成运算放大器导论

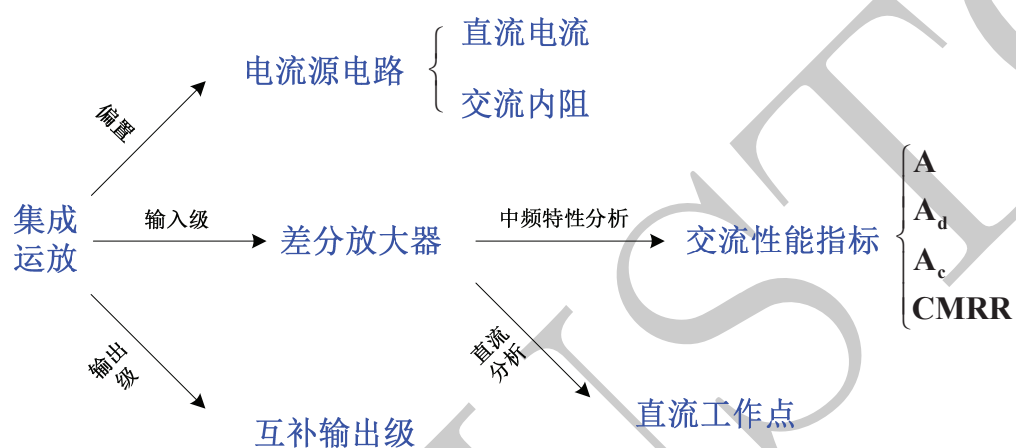


图 5.1 第五章涉及的知识结构图

本章涉及的知识结构图如图 5.1 所示，主要考查如下知识点：

- (1) 集成运放的组成结构与工作原理，理解其差动电压传输特性；
- (2) 晶体管形成的电流源电路，分析电流源的工作电流及其交流内阻，熟悉电流源电路的典型应用；
- (3) 差分放大器基本结构与工作原理，理解其差分电压传输特性；
- (4) 差分放大器的半电路交流分析方法，求差分放大器的中频交流性能指标；
- (5) 掌握功率放大器的分类，理解互补输出级的基本结构与工作原理。

## 5.1 课后作业参考答案

■ 题 5.7，解：

(1) 易知, 该电路为镜像电流源。依题意, 基准电流  $I_R = \frac{15-2 \times V_{BEon}}{10^k} = 1.36\text{mA}$ , 故忽略基极电流后,  $I_O = I_R = 1.36\text{mA}$ 。

(2) 由图可知, 该电路为微电流源。列回路电压方程  $I_R = \frac{6-V_{BEon}-I_R \times 0.6^k}{10.8^k}$ , 解得  $I_R = 0.46\text{mA}$ 。于是,

$$I_R \times 0.6^k - I_O \times 12^k = V_T \times \ln \frac{I_O}{I_R}$$

解得,  $I_O = 29\mu\text{A}$ 。

说明: 因电流比例低于 0.1, 原则上, 关系式  $I_O = \frac{0.6^k}{12^k} \times I_R = 23\mu\text{A}$  并不适用。

(3) 由图可知, 该电路为改进型镜像电流源。其中, 基准电流  $I_R = \frac{15-2 \times V_{BEon}-(-15)}{10^k} = 2.86\text{mA}$ , 故忽略基极电流后,  $I_O = I_R = 2.86\text{mA}$ 。

(4) 由图可知, 该电路为反馈型镜像电流源。基准电流  $I_R = \frac{6-2 \times V_{BEon}-(-6)}{20^k} = 0.53\text{mA}$ , 故忽略基极电流后,  $I_O = I_R = 0.53\text{mA}$ 。

#### ■ 题 5.8, 解:

忽略基极电流的影响, 对中间支路, 列出回路电压方程  $24 - 2 \times V_{BEon} - I_R \times (3.9^k + 5.1^k) = 0$ , 解得:  $I_R = 2.51\text{mA}$ 。

左侧电路构成比例电流源, 故  $I_{O1} = \frac{5.1^k}{2^k} \times I_R = 6.4\text{mA}$ 。

右侧电路构成镜像电流源, 故  $I_{O2} = I_R = 2.51\text{mA}$ 。

#### ■ 题 5.4, 解:

(1) 静态时, 对 T3 管, 易知  $I_{E3} \approx I_{C3} = \frac{12}{12} = 1\text{mA}$ 。于是,  $V_{B3} = 12 - I_{E3} \times 0.25^k - V_{BEon} = 11.05\text{V}$ 。

对 T1 和 T2 管, 根据差分电路的对称性, 易知  $I_{E1} = I_{E2} = \frac{12-V_{BEon}}{2 \times 47^k} = 0.12\text{mA}$ 。

于是,  $R_C = \frac{12-V_{B3}}{I_{E2}-\frac{I_{C3}}{100}} = 8.64\text{k}\Omega$ 。

(2) 由  $h_{ie1} = r_b + (1 + \beta) \frac{V_T}{I_{E1}}$  可知,  $h_{ie1} = h_{ie2} = 21.9\text{k}\Omega$ 。类似地, 可求出  $h_{ie3} = r_b + (1 + \beta) \frac{V_T}{I_{E3}} = 2.63\text{k}\Omega$ 。

对 T1 和 T2 管构成的差分放大器, 画出求差模增益的交流等效半电路,

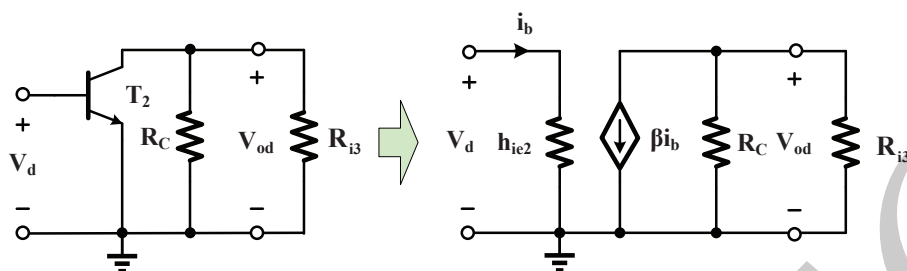


图 5.2 题 5.4 中差分放大器的差模半电路

据此，可列出如下方程组：

$$\begin{cases} V_{od} = -\beta i_b \times R_C \parallel R_{i3} \\ V_d = i_b \times h_{ie2} \\ R_{i3} = h_{ie3} + (1 + \beta) \times 0.25^k \end{cases}$$

解得，

$$A_d = \frac{V_{od}}{V_d} = -\frac{\beta R_C \parallel R_{i3}}{h_{ie2}} = -30.1$$

对 T3 管构成的共发射放大器，画出交流等效电路，

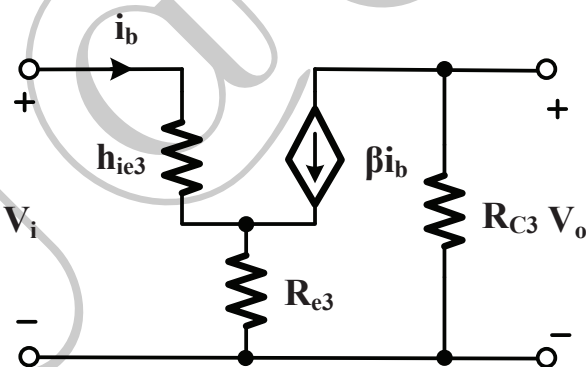


图 5.3 题 5.4 中共发射放大器的中频交流等效电路

其中， $R_{e3} = 250\Omega$ ， $R_{C3} = 12k\Omega$ 。

据此，可列出如下方程组：

$$\begin{cases} V_o = -\beta i_b \times 12^k \\ V_i = i_b \times h_{ie3} + (1 + \beta) i_b \times 0.25^k \end{cases}$$

解得，

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{\beta \times 12^k}{h_{ie3} + (1 + \beta) \times 0.25^k} = -43$$

综上，该放大器的差模电压增益为： $A_d = A_d \times A_V = 1.29 \times 10^3$ 。

■ 题 5.5，解：

易知，该放大器的共模增益  $A_c = 0$ 。画出差模半电路，

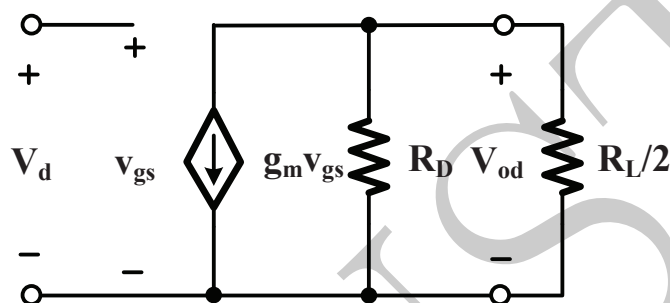


图 5.4 题 5.5 的差模半电路

其中， $R_D = 20\text{k}\Omega$ ,  $R_L = 10\text{k}\Omega$ 。

据此，可列出以下方程组

$$\begin{cases} V_{od} = -g_m v_{gs} \times R_D \parallel \frac{R_L}{2} \\ V_d = v_{gs} \end{cases}$$

解得，

$$A_d = \frac{V_{od}}{V_d} = -g_m \times R_D \parallel \frac{R_L}{2} = -10$$

在双端输出时，全电路的  $A_d = 2A_d = -20$ 。于是，差动增益  $A = \frac{V_o}{V_{i1} - V_{i2}} = \frac{A_d}{2} = -10$ 。

■ 题 5.10，解：

(1) 静态时，对 T5 与 T6 构成的电流源电路，计算得  $I_6 = \frac{12 - V_{BEon}}{5.1^k + 5.1^k} = 1.11\text{mA}$ 。由比例电流源结构可知， $I_5 = \frac{5.1^k}{5.6^k} \times I_6 = 1.01\text{mA}$ 。

由差分放大电路的对称性可知， $I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_5}{2} = 0.51\text{mA}$ 。又 T3 与 T4 构成镜像电流源，故  $I_{C1} = I_{C2} = I_{C3} = I_{C4} = 0.51\text{mA}$ 。

(2) 由  $h_{ie} = r_b + (1 + \beta)r_e$  可知,  $h_{ie2} = 10.2\text{k}\Omega$ 。画出该差分放大器的差模半电路,

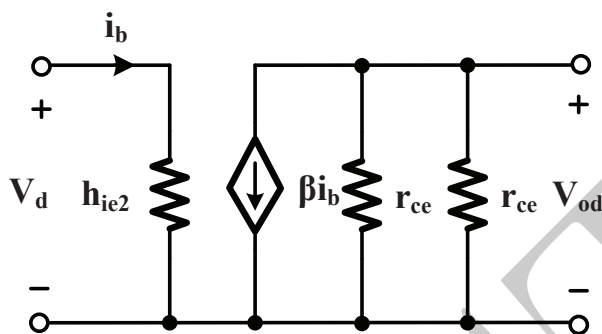


图 5.5 题 5.10 的差模半电路

据此, 可列出以下方程组

$$\begin{cases} V_{od} = -\beta i_b \times r_{ce} \parallel r_{ce} \\ V_d = i_b \times h_{ie2} \end{cases}$$

解得,

$$A_d = \frac{V_{od}}{V_d} = -\frac{\beta r_{ce}}{2h_{ie2}} = -980$$

由于采用镜像电流源作为有源负载, 故全电路的  $A_d = 2A_d = -1.96 \times 10^3$ 。

■ 题 5.11, 解:

对于差分放大器, 因采用恒流源偏置, 故  $A_c = 0$ 。静态时, 由  $I_{C1} = I_{C2} = 1\text{mA}$  可知,  $h_{ie2} = (1 + \beta)\frac{V_T}{I_{C2}} = 5.23\text{k}\Omega$ 。

对于 T3 管, 估算可知  $V_{B3} \approx 20 - I_{C2} \times 5^k = 15\text{V}$ 。于是,  $I_{C3} \approx \frac{V_{B3} - V_{BEon} - (-20)}{5^k} = 7\text{mA}$ 。故,  $h_{ie3} = (1 + \beta)\frac{V_T}{I_{C3}} = 0.75\text{k}\Omega$ 。

画出该放大器的差模半电路,

其中,  $R_C = 5\text{k}\Omega$ ,  $R_{i3} = h_{ie3} + (1 + \beta) \times 5^k = 1\text{M}\Omega$ 。

可求出

$$A_d = A_d = \frac{V_{od}}{V_d} = -\frac{\beta \times R_C \parallel R_{i3}}{h_{ie2}} = -190$$

而 T3 管构成的共集放大器的电压增益为  $A_V = \frac{(1+\beta) \times 5^k}{h_{ie3} + (1+\beta) \times 5^k} = 1$ 。

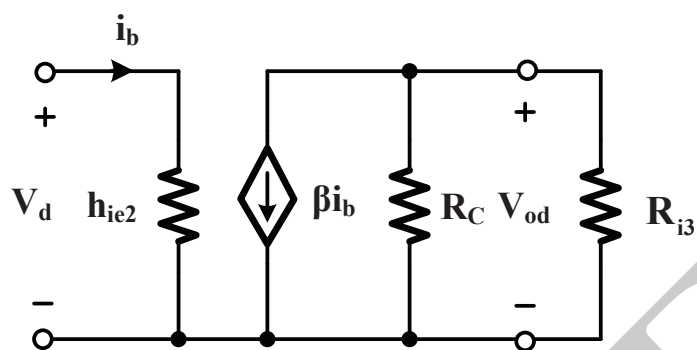


图 5.6 题 5.11 中差分放大器的差模半电路

综上，该放大器的差动增益为  $A = -\frac{A_d}{2} \times A_V = 95$ 。当  $V_i = 0.15 \sin \omega t V$  时，输出  $V_o = 14.25 \sin \omega t V$ 。

忽略输出端口的直流电平，画出该放大器的输入输出波形，

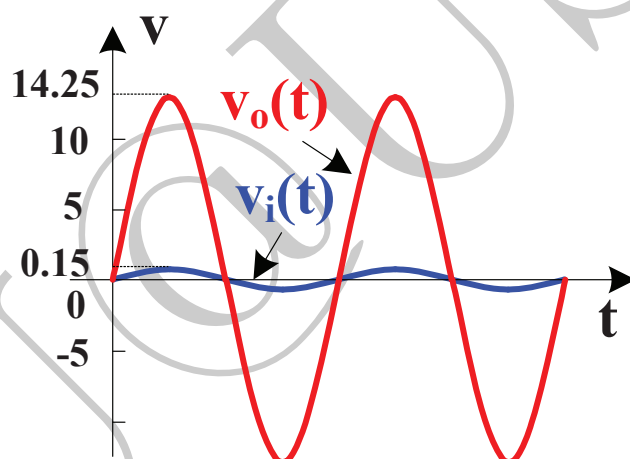


图 5.7 题 5.11 的输出波形

## 5.2 其他习题参考答案

■ 题 5.1，解：

$$I_{C1} = I_{C2} = 3.1 \mu A, \quad I_{C3} = I_{C4} = 0.16 \text{ mA}, \quad I_{C5} = 0.32 \text{ mA}, \quad I_{C6} = 1.11 \text{ mA}.$$

## 第六章 负反馈放大器及其稳定性

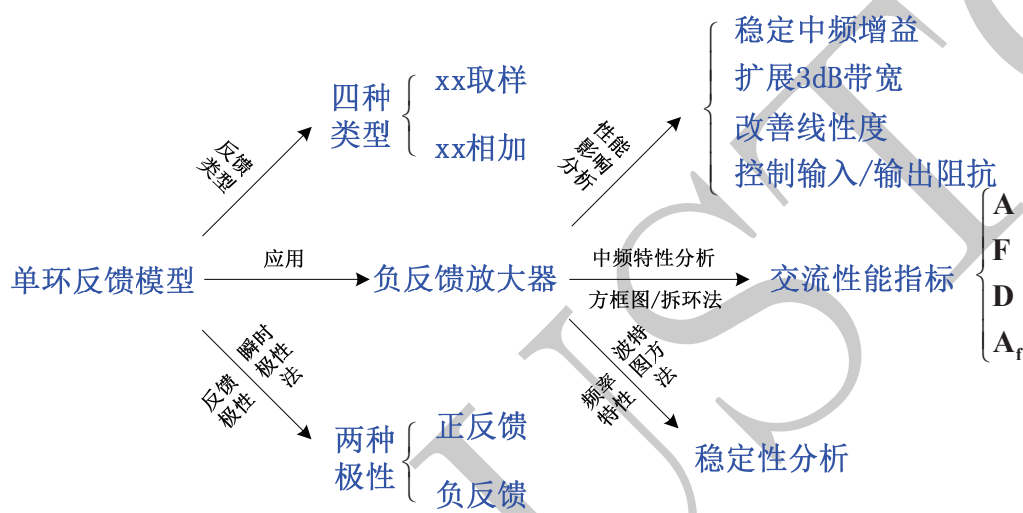


图 6.1 第六章涉及的知识结构图

本章涉及的知识结构图如图 6.1 所示，主要考查如下知识点：

- (1) 掌握单环负反馈放大器的理想模型，判断反馈类型与反馈极性；
- (2) 理解负反馈对放大器性能的影响，学会定性运用负反馈技术；
- (3) 负反馈放大器的方框图分析方法，求负反馈放大器的交流性能指标；
- (4) 负反馈放大器的稳定性分析方法，判断稳定性，计算稳定裕量；

## 6.1 课后作业参考答案

■ 题 6.1，解：

- (a) 三级负反馈，反馈网络结构如图所示
- (c) 两级正反馈，反馈网络为，
- (d) 两级正反馈，反馈网络为，



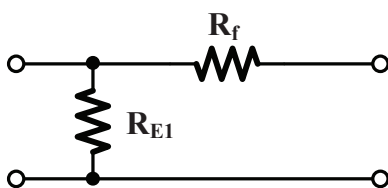


图 6.2 题 6.1(a) 的三级反馈网络结构

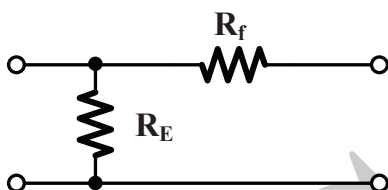


图 6.3 题 6.1(c) 的两级反馈网络结构

(e) 两级负反馈，反馈网络为，

■ 题 6.3，解：

(a) 电压串联负反馈。

(e) 电压串联负反馈。

■ 题 6.5，解：

由基本反馈方程式  $A_{rf} = \frac{A_r}{1+A_r F_g}$  可知，

$$\begin{cases} \frac{A_r}{1+A_r F_g} = 50 \\ \frac{4 \times A_r}{1+4 \times A_r F_g} = 51 \end{cases}$$

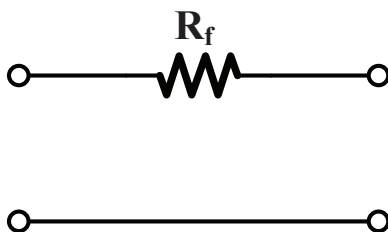


图 6.4 题 6.1(d) 的两级反馈网络结构

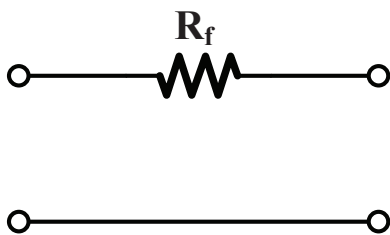
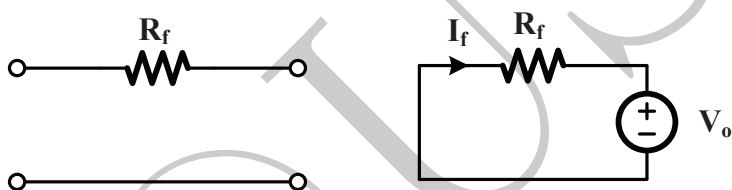


图 6.5 题 6.1(e) 的两级反馈网络结构

解得,  $A_r = 1.91\text{M}\Omega$ ,  $F_g = 19.5\mu\text{S}$

■ 题 6.11, 解:

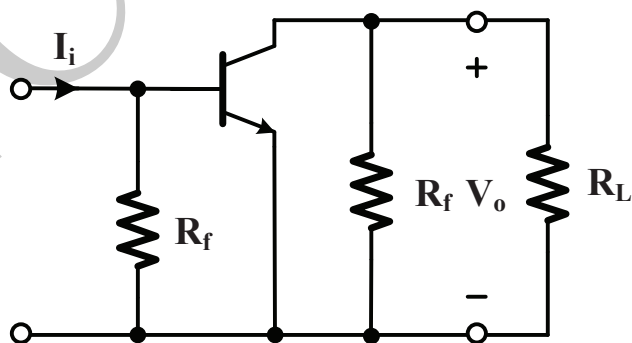
判断可知, 该放大器引入电压并联负反馈。其中, 反馈网络及求反馈性质  $F_g$  的等效电路为,

图 6.6 题 6.11 的反馈网络及求反馈性质  $F_g$  的等效电路

于是,

$$F_g = \frac{I_f}{V_o} = -\frac{1}{R_f}$$

求开环性质  $A_r$  的等效电路为,

图 6.7 题 6.11 求开环性质  $A_r$  的等效电路

据此，可列出以下方程组

$$\begin{cases} V_o = -\beta_0 i_b \times R_f \parallel R_L \\ I_i = i_b \frac{R_f + h_{ie}}{R_f} \end{cases}$$

其中  $h_{ie} = r_b + (1 + \beta_0)r_e = 1.11\text{k}\Omega$ ，解得，

$$A_r = \frac{V_o}{I_i} = -\frac{\beta_0 \times R_f \parallel R_L \times R_f}{R_f + h_{ie}}$$

于是，

$$A_{rf} = \frac{A_r}{1 + A_r F_g} = -\frac{\beta_0 \times R_f^2 \times R_L}{(R_f + R_L)(R_f + h_{ie}) + \beta_0 \times R_f \times R_L}$$

根据  $A_{If} = \frac{I_o}{I_i} = \frac{V_o}{I_i \times R_L} = \frac{A_{rf}}{R_L}$  可知，

$$-\frac{\beta \times R_f^2}{(R_f + R_L)(R_f + h_{ie}) + \beta_0 \times R_f \times R_L} = -10$$

解得  $R_f = 10.6\text{k}\Omega$ 。

由于  $A_{If}(s) = \frac{A_{rf}(s)}{R_L}$ ，即  $A_{If}(s)$  与  $A_{rf}(s)$  具有相同的 3dB 带宽，故仅需求  $A_{rf}(s)$  的 3dB 带宽即可。画出求  $A_r(s)$  高频特性的交流等效电路，

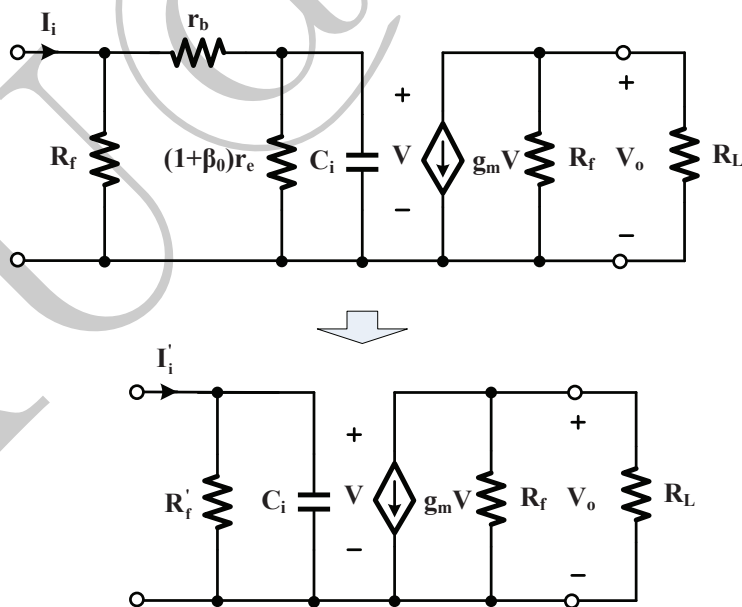


图 6.8 题 6.11 求  $A_r(s)$  高频特性的等效电路

据此, 结合诺顿电流源等效, 可列出以下方程组

$$\begin{cases} V_o(s) = -g_m V \times R_f \parallel R_L \\ I'_i(s) = sC_i V + \frac{V}{R'_f} \end{cases}$$

其中,  $I'_i(s) = \frac{R_f}{r_b + R_f} \times I_i(s)$ ,  $R'_f = (r_b + R_f) \parallel \beta_0 r_e$ 。

解得,

$$A_r(s) = \frac{V_o(s)}{I_i(s)} = -\frac{g_m \times R_f \parallel R_L \times R'_f}{1 + sR'_f C_i}$$

于是,  $\omega_h = \frac{1}{(r_b + R_f) \parallel \beta_0 r_e C_i} = \frac{\omega_\beta}{D_m} (1 + \frac{\beta_0 r_e}{r_b + R_f}) = 3.74 \times 10^5 \text{rad/s}$ 。其中, 密勒因子  $D_m = 1 + \omega_T (R_f \parallel R_L) C_c = 1.46$ 。

对于单极点负反馈系统,  $A_{rf}(s)$  的  $\omega_{hf} = D_0 \omega_h = 6.21 \times 10^6 \text{rad/s}$ , 其中, 中频反馈深度  $D_0 = 1 + A_r F_g = 16.6$ 。

■ 题 6.15, 解:

判断可知, 该放大器引入电压并联负反馈。其中, 反馈网络及求反馈性质  $F_g$  的等效电路为,

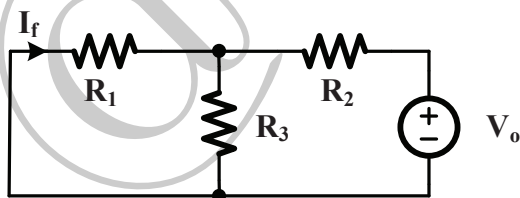


图 6.9 题 6.15 求反馈性质  $F_g$  的等效电路

于是,

$$F_g = \frac{I_f}{V_o} = -\frac{R_3}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}$$

由基本反馈方程式可知,  $A_{rf} = \frac{V_o}{I_s} = \frac{1}{F_g}$ 。又  $A_{If} = \frac{I_o}{I_s} = \frac{V_o}{I_s R_L} = \frac{A_{rf}}{R_L}$ , 则

$$A_{If} = -\frac{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{R_3 R_L}$$

■ 题 6.22, 解:

易知，该放大器引入电压串联负反馈。其中，反馈网络及求反馈性质  $F_V$  的等效电路为，

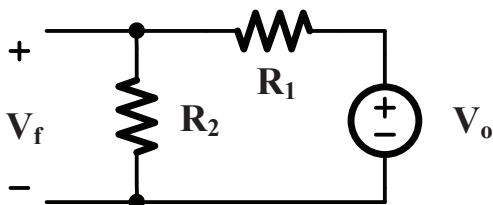


图 6.10 题 6.22 求反馈性质  $F_V$  的等效电路

于是，

$$F_V = \frac{V_f}{V_o} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{20}$$

令增益交界频率为  $\omega_g$ ，则由关系式

$$20 \lg |A_V| = 20 \lg 10^3 - 3 \times 20 \lg \frac{\omega_g}{10^6} = 20 \lg \frac{1}{F_V}$$

解得， $\omega_g = 3.69 \times 10^6 \text{ rad/s}$ 。

此频点对应的相位裕量为

$$\gamma_g = 180^\circ - 3 \times 45^\circ \lg \frac{\omega_g}{0.1 \times 10^6} = -31.5^\circ$$

故该系统不稳定。

■ 题 6.24，解：

(1) 依题意，可写出开环增益函数

$$A(jf) = \frac{-10^4}{(1 + \frac{jf}{2 \times 10^6})^3}$$

令相位交界频率为  $f_p$ ，于是，令附加相移满足

$$\phi_A(f_p) = -3 \times 45^\circ \lg \frac{f_p}{0.1 \times 2 \times 10^6} = -180^\circ$$

解得， $f_p = 4.31 \times 10^6 \text{ Hz}$ 。

令增益交界频率  $f_g = f_p$ , 则有

$$20 \lg |A| = 20 \lg 10^4 - 3 \times 20 \lg \frac{f_g}{2 \times 10^6}$$

于是, 由  $20 \lg |A| = 20 \lg \frac{1}{F_{0max}}$  可知,  $F_{0max} = 0.001$ 。

(2) 令

$$\phi_A(f_p) = -45^\circ \lg \frac{f_p}{0.1 \times 10^5} - 2 \times 45^\circ \lg \frac{f_p}{0.1 \times 2 \times 10^6} = -180^\circ$$

解得,  $f_p = 1.59 \times 10^6 \text{Hz}$ 。分析可知,  $f_p > 10^6$ , 即上式中第一系统极点的相位贡献应调整为  $-90^\circ$ 。于是, 上式调整为

$$\phi_A(f_p) = -90^\circ - 2 \times 45^\circ \lg \frac{f_p}{0.1 \times 2 \times 10^6} = -180^\circ$$

解得,  $f_p = 2 \times 10^6 \text{Hz}$ 。

计算增益裕量

$$G_p = -20 \lg |A(jf_p)F_{0max}| = -20 \lg 10^4 + 20 \lg \frac{f_p}{10^5} + 6 - 20 \lg F_{0max} = 12 \text{dB}$$

## 6.2 其他习题参考答案

■ 题 6.1, 解:

(b) 两级负反馈, 电压串联负反馈, (f) 单级负反馈, 电流串联负反馈, 或电压串联负反馈。

## 第七章 集成运放应用电路

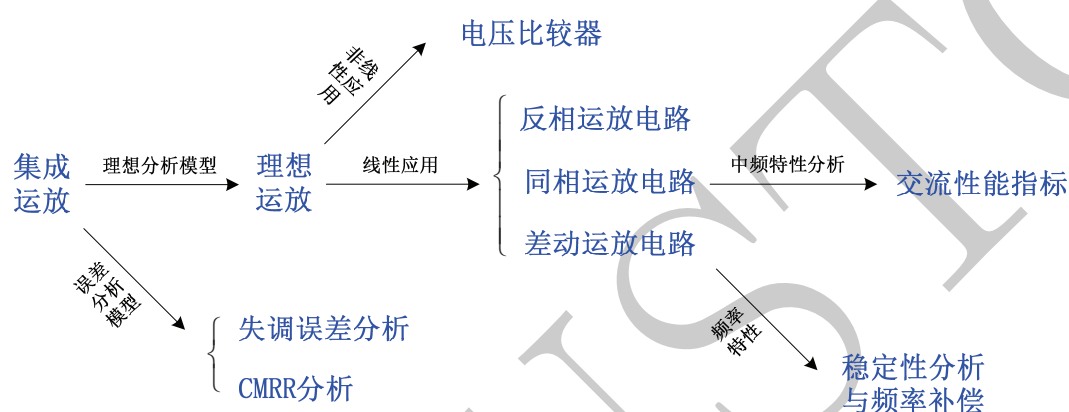


图 7.1 第七章涉及的知识结构图

本章涉及的知识结构图如图 7.1 所示，主要考查如下知识点：

- (1) 掌握理想运放模型的分析方法，判断反馈类型与反馈极性；
- (2) 熟悉反相、同相和差动运放应用电路的基本结构与基本功能；
- (3) 实际集成运算放大器的误差分析模型，分析输入失调及有限 CMRR 对运放应用电路的影响；
- (4) 实际集成运算放大器的频率特性，分析应用电路的稳定性并进行频率补偿；

## 7.1 课后作业参考答案

■ 题 7.1，解：

(b) 分析易知，各理想运放均引入负反馈，即它们均工作于线性区。  
于是，对左侧 A1，有

$$V_{o1} = -\frac{R_1}{R_1} \times V_{i2} = -V_{i2}$$

对右侧 A2, 有

$$V_o = -\frac{R_3}{R_2} \times V_{o1} - \frac{R_3}{R_2} \times V_{i1} = \frac{R_3}{R_2} \times (V_{i2} - V_{i1})$$

(c) 分析易知, 各理想运放均引入负反馈, 即它们均工作于线性区。

于是, 对上侧 A1, 有

$$V_{o1} = -\frac{R_2}{R_1} \times V_{i1}$$

对下侧 A2, 有

$$V_o = -\frac{R_4}{R_5} \times V_{i2} - \frac{R_4}{R_3} \times V_{o1} = \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} \times V_{i1} - \frac{R_4}{R_5} \times V_{i2}$$

■ 题 7.4, 解:

(1) 因理想运放引入负反馈, 故  $V_+ = V_- = 0$ , 于是,  $V_{o1} = -2V_{i2}$ 。

根据线性叠加原理, 算得:  $V_o(s) = \frac{2V_{i2} - V_{i1}}{sRC} = \frac{2V_{i2} - V_{i1}}{10s}$ 。

(2) 依关系式, 此时  $V_{i1} = 2V_{i2} = 2V$ 。

(3)  $v_o(t) = \frac{2v_{i2}(t) - v_{i1}(t)}{10} \times t|_{t=10} = 2V$ 。

■ 题 7.17, 解:

(a) 分析易知, 各理想运放均引入负反馈, 即它们均工作于线性区。

于是,

$$V_o = \frac{R \parallel R}{R + R \parallel R} \times V_{i1} + \frac{R \parallel R}{R + R \parallel R} \times V_{i2} + \frac{R \parallel R}{R + R \parallel R} \times V_{i3} = \frac{V_{i1} + V_{i2} + V_{i3}}{3}$$

(d) 分析易知, 各理想运放均引入负反馈, 即它们均工作于线性区。

于是, 对下侧 A4, 有

$$V_{o4} = -\frac{R_2}{R_w} \times V_o$$

则对 A3, 有

$$\frac{R_f}{R_1 + R_f} \times V_{i1} = \frac{R_1 \times V_{o4} + R_f \times V_{i2}}{R_1 + R_f}$$

解得:  $V_o = \frac{R_w R_f}{R_1 R_2} \times (V_{i2} - V_{i1})$ 。



## ■ 题 7.20, 解:

判断可知, 各理想运放均引入负反馈, 故均工作于线性区。

于是, 对左侧 A1 及 A2, 有  $V_{o1} - V_{o2} = \frac{R_1 + R_2 + R_w}{R_w} \times (V_{i1} - V_{i2})$ 。

对中间 A3 及 A4, 有

$$V_{o3} - V_{o4} = \frac{100^k + 100^k + 2^k}{2^k} \times (V_{o1} - V_{o2}) = 101 \times \frac{R_1 + R_2 + R_w}{R_w} \times (V_{i1} - V_{i2})$$

对右侧 A5, 有

$$V_o = \frac{100^k}{100^k} \times (V_{o4} - V_{o3}) = -101 \times \frac{R_1 + R_2 + R_w}{R_w} \times (V_{i1} - V_{i2})$$

即,  $\frac{V_o}{V_{i1} - V_{i2}} = -101 \times \frac{R_1 + R_2 + R_w}{R_w}$ 。

## ■ 题 7.27, 解:

(1) 依题意, 可写出开环增益函数

$$A(jf) = \frac{10^4}{(1 + \frac{jf}{2 \times 10^5})(1 + \frac{jf}{2 \times 10^6})(1 + \frac{jf}{2 \times 10^7})}$$

根据基本反馈方程式, 当闭环中频增益  $A_f = 10$  时, 反馈网络的反馈系数应为  $F_0 = 0.1$ 。

令经简单电容补偿后, 第一系统极点对应的转折频率为  $f'_1$ 。于是, 令相位交界频率为  $f_p$ , 则由

$$\phi_A(f_p) = -90^\circ - 45^\circ \lg \frac{f_p}{0.1 \times 2 \times 10^5} - 45^\circ \lg \frac{f_p}{0.1 \times 2 \times 10^6} = -180^\circ$$

解得,  $f_p = \sqrt{40} \times 10^6 \text{Hz}$ 。

临界条件下, 令增益交界频率  $f_g = f_p$ , 有

$$20 \lg |A(jf_g)| = 20 \lg 10^4 - 20 \lg \frac{f_g}{f'_1} - 20 \lg \frac{f_g}{2 \times 10^6} = 20 \lg \frac{1}{F_0}$$

解得,  $f'_1 = 2 \times 10^4 \text{Hz}$ 。

利用  $2\pi f_1 = \frac{1}{R_1 C}$  及  $2\pi f'_1 = \frac{1}{R_1(C+C_p)}$ , 可知  $C_p = 358 \text{pF}$ 。

(2) 类似地, 当闭环中频增益  $A_f = 1$  时, 反馈网络的反馈系数应为  $F_0 = 1$ 。此时, 相位交界频率仍旧为  $f_p = \sqrt{40} \times 10^6 \text{Hz}$ 。

临界条件下, 令增益交界频率  $f_g = f_p$ , 有

$$20 \lg |A(jf_g)| = 20 \lg 10^4 - 20 \lg \frac{f_g}{f'_1} - 20 \lg \frac{f_g}{2 \times 10^6} = 20 \lg \frac{1}{F_0}$$

解得,  $f'_1 = 2 \times 10^3 \text{Hz}$ 。利用  $2\pi f_1 = \frac{1}{R_1 C}$  及  $2\pi f'_1 = \frac{1}{R_1(C+C_p)}$ , 可知  $C_p = 3.94 \text{nF}$ 。

#### ■ 题 7.28, 解:

针对  $A_f = 1$ , 分析可知,  $f_g = f_2$ , 根据  $20 \lg 10^4 - 20 \lg \frac{f_g}{f_{1n}} - 3 = 20 \lg \frac{1}{F_0}$ , 解得:  $f_{1n} = 282.5 \text{Hz}$ 。

利用关系式  $2\pi f_{1n} = \frac{1}{RC}$ , 解得:  $C = 2.82 \times 10^4 \text{pF}$ 。

## 7.2 其他习题参考答案

#### ■ 题 7.1, 解:

$$(a) V_o = -\frac{V_i}{100}, (d) V_o = -\frac{sR_1C}{1+sR_1C} \times V_i。$$